

**CONTRIBUȚII PRIVIND
ÎMBUNĂȚIREA CALITĂȚII
PUTERII ABSORBITE
ÎN SISTEMELE DE ALIMENTARE
C.A. – C.C.**

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea „Politehnica” din Timișoara
în domeniul
INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII
de către

Ing. Băbăiță Mircea-Ilie

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. VIOREL POPESCU
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing. ADRIAN GRAUR
prof.univ.dr.ing. ȘERBAN LUNGU
prof.univ.dr.ing. DAN LASCU

Ziua susținerii tezei: 26 Noiembrie 2010.

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, 2010

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

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

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Electronică Aplicată al Facultății de Electronică și Telecomunicații din cadrul Universității „Politehnica” din Timișoara. Lucrarea cuprinde rezultatele studiilor și cercetărilor desfășurate pe durata mai multor ani sub coordonarea atentă și competentă a conducătorului de doctorat și folosind experiența acumulată ca cercetător și proiectant în domeniul electronicii de putere și al acționărilor electrice cu motoare de curent continuu

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului de doctorat, prof.dr.ing. Viorel Popescu, pentru îndrumarea continuă și perseverentă fără de care această lucrare nu s-ar fi finalizat ca și pentru însuflarea interesului pentru electronica de putere.

Doresc să-mi exprim considerația și respectul pentru referenții științifici, prof.dr.ing. Adrian Graur (Universitatea „Ștefan cel Mare” din Suceava), prof.dr.ing. Șerban Lungu (Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca) și prof.dr.ing. Dan Lascu (Universitatea „Politehnica” din Timișoara) pentru aprecierile și sfaturile acordate.

Mulțumesc domnului prof.dr.ing. Tiberiu Mureșan pentru sfaturile pe care mi le-a dat pe durata întregii mele activități didactice și de cercetare, prietenului și colegului meu prof.dr.ing. Aurel Gontean pentru imboldurile și îndemnurile perseverente de a finaliza cât mai repede teza de doctorat, colegilor din cadrul colectivelor de Circuite Integrate Digitale și Electronică de Putere, ca și tuturor colegilor din Departamentul Electronică Aplicată care m-au ajutat și susținut în permanență.

Doresc să mulțumesc familiei mele pentru răbdarea, înțelegerea și încurajările de care am beneficiat pe întreaga perioadă a elaborării acestei teze de doctorat.

Timișoara, Noiembrie, 2010

Ing. Băbăiță Mircea-Ilie

Pentru Carmen, Cristina și Mihai,

și în memoria lui Sile

Băbăiță, Mircea-Ilie

Titlul tezei

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 29, Editura Politehnica, 2010, 278 pagini, 218 figuri, 34 tabele.

ISSN:1842-7014

ISBN: 978-606-554-206-8

Cuvinte cheie: convertor c.a. – c.c., PFC, metode de comandă, MCC, regulator numeric, fuzzy, hibrid, comanda ACC, RMACC

Rezumat:

În prima parte a acestei teze sunt abordate convertoarele cu alimentare în tensiune alternativă, monofazate și trifazate. Cele două mari aspecte vizate sunt soluțiile topologice și soluțiile de comandă. Din punct de vedere topologic au fost investigate circuitele PFC iar în ceea ce privește modalitățile de comandă s-a insistat pe comenzile simple, robuste, cu grad ridicat de generalitate, din care se detașează cele în curent mediat.

Partea a doua a tezei este focalizată pe metodele de comandă a MCC insistând pe sistemele de reglare automată în cascadă bazate pe două bucle de reglare realizate pe baza unor algoritmi de comandă numerici. Pentru bucla internă, de curent, s-a proiectat un regulator hibrid format dintr-un regulator fuzzy conectat în paralel cu un regulator numeric. Trecerea de pe un algoritm de reglare pe altul se face pe baza celor trei metode propuse.

Tensiunea de alimentare a MCC este furnizată de un convertor c.a. – c.c. PFC Boost monofazat cu comandă ACC. Pentru obținerea unui răspuns dinamic rapid al convertorului la modificarea sarcinii se folosește comanda robustă prin curent mediat RMACC.

S-au verificat, prin simulare, ambele metode de comandă ale convertorului Boost. S-au realizat practic cele două circuite de comandă și s-a experimentat funcționarea lor. Rezultatele obținute conduc la concluzia că, circuitul Boost PFC monofazat cu comandă RMACC reprezintă soluția optimă de alimentare a MCC.

CUPRINS

CUPRINS	5
LISTA DE FIGURI	9
LISTA DE TABELE	16
NOTAȚII, SIMBOLURI ȘI ABREVIERI	17
1. INTRODUCERE	19
2. STADIUL ACTUAL AL CONVERTOARELOR DE PUTERE C.A. – C.C.	23
2.1. INTRODUCERE	23
2.2. STADIUL ACTUAL AL CONVERTOARELOR C.A. – C.C.	24
2.3. CONFIGURAȚII ALE CONVERTOARELOR C.A. – C.C. MONOFAZATE PERFORMANTE	26
2.3.1. Convertorul Buck (Step-Down)	26
2.3.2. Convertorul Boost (Step-Up)	27
2.3.3. Convertorul Buck-Boost	27
2.3.4. Convertorul Ćuk.....	28
2.3.5. Convertorul Forward.....	28
2.3.6. Convertorul Flyback.....	29
2.4. AVANTAJELE ȘI DEZAVANTAJELE CONVERTOARELOR C.C. – C.C. MONOFAZATE	30
2.5. CONFIGURAȚII ALE CONVERTOARELOR C.A. – C.C. TRIFAZATE PERFORMANTE	35
2.5.1. Convertoare Boost unidirecționale	35
2.5.2. Convertoare Boost bidirecționale.....	37
2.5.3. Convertoare Buck unidirecționale	38
2.5.4. Convertoare Buck bidirecționale.....	40
2.5.5. Convertoare Buck-Boost unidirecționale	41
2.5.6. Convertoare Buck-Boost bidirecționale.....	42
2.5.7. Convertoare Multi-Nivel unidirecționale	43
2.5.8. Convertoare Multi-Nivel bidirecționale.....	44
2.5.9. Convertoare Multi-Puls unidirecționale	46
2.5.10. Convertoare Multi-Puls bidirecționale	47
2.6. AVANTAJELE ȘI DEZAVANTAJELE CONVERTOARELOR C.A. – C.C. TRIFAZATE	49
2.7. PARTICULARITĂȚI ALE CONVERTOARELOR IPQCs	54
2.7.1. Comanda convertoarelor IPQCs.....	54

2.7.2. Selecția componentelor convertoarelor IPQCs	55
2.7.3. Selecția convertoarelor IPQCs în funcție de specificul aplicației.....	56
2.7.4. Dezvoltări viitoare ale convertoarelor IPQCs	57
2.8. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE	57

3. COMANDA REDRESOARELOR CU FACTOR DE PUTERE UNITAR ... 63

3.1. POLUAREA ARMONICĂ	63
3.2. TEHNICI DE COMANDĂ PENTRU CIRCUITE PFC MONOFAZATE	70
3.2.1. Comanda multiplicativă.....	71
3.2.2. Reacția anticipativă în circuitele PFC	72
3.2.3. Comanda prin curent mediat	73
3.2.4. Comanda prin curentul de vârf.....	79
3.2.5. Comanda cu histereză	81
3.2.6. Comanda cu purtătoare neliniară	88
3.2.7. Comanda integrativă	90
3.3. TEHNICI DE COMANDĂ PENTRU CIRCUITE PFC TRIFAZATE.....	96
3.3.1. Comanda PWM cu modulație sinusoidală	96
3.3.2. Comanda cu histereză	99
3.3.2.1. Comanda cu histereză a circuitului PFC Boost trifazat	100
3.3.2.2. Comanda cu histereză a redresorului Vienna	101
3.3.3. Comanda integrativ-scalară.....	101
3.3.3.1. Comanda integrativ-scalară a circuitului PFC trifazat de tip Boost	102
3.3.3.2. Comanda integrativ-scalară a circuitului PFC trifazat de tip Vienna	104
3.3.4. Comanda integrativ-vectorială	107
3.4. SIMULAREA TEHNICILOR DE COMANDĂ ALE CIRCUITELOR PFC MONOFAZATE	108
3.4.1. Simularea comenzii prin curentul mediat.....	108
3.4.2. Simularea comenzii în curent cu histereză	110
3.4.3. Simularea comenzii cu purtătoare neliniară	113
3.4.3.1. Simularea comenzii cu purtătoare neliniară a convertorului Boost CCM.....	113
3.4.3.2. Simularea comenzii cu purtătoare neliniară a convertorului Boost DCM.....	115
3.4.3.3. Simularea comenzii cu purtătoare neliniară a convertorului Buck-Boost CCM	118
3.4.4. Simularea comenzii integrative	120
3.4.5. Concluzii desprinse în urma simulării tehnicilor de comandă ale circuitelor PFC monofazate	122
3.5. SIMULAREA TEHNICILOR DE COMANDĂ ALE CIRCUITE PFC TRIFAZATE	123
3.5.1. Simularea comenzii cu histereză	123
3.5.2. Simularea comenzii integrativ-scalare.....	126
3.5.2.1. Simularea comenzii integrativ-scalare a circuitului PFC de tip Vienna cu comanda prin curentul mediat prin inductanțe.....	126
3.5.2.2. Simularea comenzii integrativ-scalare a circuitului PFC de tip Vienna cu comanda prin curentul de vârf prin comutatoare.....	130
3.5.3. Simularea comenzii integrativ-vectoriale	132

3.5.4. Concluzii desprinse în urma simulării tehnicilor de comandă ale circuitelor PFC trifazate	137
3.6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE	138

4. SISTEM DE REGLARE AUTOMATĂ A UNEI ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MOTOR DE CURENT CONTINUU144

4.1. INTRODUCERE.....	144
4.2. MODELAREA MATEMATICĂ A MOTORULUI DE CURENT CONTINUU	147
4.3. CONVERTORUL DE PUTERE PENTRU COMANDA MCC.....	150
4.4. ECHIPAMENTUL DE COMANDĂ AL CONVERTORULUI DE PUTERE..	153
4.5. SISTEM DE REGLARE AUTOMATĂ NUMERIC.....	157
4.5.1. Considerații generale	157
4.5.2. Considerații teoretice privind proiectarea sistemului de reglare automată numeric pentru acționarea motorului de curent continuu	165
4.5.2.1. Proiectarea regulatorului de curent	170
4.5.2.2. Proiectarea regulatorului de tensiune/turație	174
4.5.3. Calculul parametrilor și simularea sistemului de reglare automată numeric pentru comanda MCC	177
4.5.3.1. Calculul parametrilor și simularea funcționării MCC	177
4.5.3.2. Simularea funcționării sistemului de reglare automată cu compensare după perturbații.....	180
4.5.3.3. Calculul parametrilor și simularea funcționării sistemului de reglare automată în cascadă	182
4.5.3.4. Calculul parametrilor și simularea reguletoarelor numerice	184
4.6. SISTEM DE REGLARE AUTOMATĂ FUZZY.....	185
4.6.1. Considerații generale	185
4.6.2. Structura unui sistem de reglare automată cu regulator fuzzy.....	190
4.6.3. Tipuri de reguletoare fuzzy	194
4.6.3.1. Reguletoare fuzzy fără dinamică.....	194
4.6.3.2. Reguletoare fuzzy cu dinamică	194
4.6.4. Proiectarea și simularea regulatorului fuzzy	200
4.6.4.1. Simularea regulatorului fuzzy cu eroarea, derivata erorii și comanda descrise de trei funcții de apartenență.....	200
4.6.4.2. Simularea regulatorului fuzzy cu derivata erorii descrisă de trei funcții de apartenență și eroarea și comanda descise de cinci funcții de apartenență	201
4.6.4.3. Simularea regulatorului fuzzy cu eroarea, derivata erorii și comanda descise de cinci funcții de apartenență	202
4.6.5. Sisteme de reglare automată clasice sau fuzzy?	205
4.7. SISTEM DE REGLARE AUTOMATĂ HIBRID DE CURENT PENTRU ACȚIONAREA MCC	206
4.7.1. Considerații generale	206
4.7.2. Algoritm de trecere de pe un algoritm de reglare pe alt algoritm de reglare.....	207
4.7.3. Proiectarea regulatorului hibrid	208
4.7.4. Metode de trecere de pe un algoritm de reglare pe altul.....	209
4.7.5. Sistemul de reglare propus.....	212
4.8. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE	212

5. CONVERTOR C.A. – C.C. CU FACTOR DE PUTERE UNITAR DESTINAT COMENZII UNUI MOTOR DE CURENT CONTINUU	219
5.1. CONVERTOR PFC BOOST MONOFAZAT CU COMANDĂ PRIN CURENT MEDIAT	219
5.2. SIMULAREA CONVERTORULUI PFC BOOST CU COMANDĂ ACC ȘI RMACC.....	226
5.3. REALIZAREA PRACTICĂ A CIRCUITULUI PFC BOOST CU COMANDĂ ACC ȘI RMACC	231
5.4. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE	238
6. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE	241
6.1. CONCLUZII FINALE.....	241
6.2. CONTRIBUȚII ORIGINALE	246
BIBLIOGRAFIE	250
ANEXA 1	261
A1.1. Convertorul Buck.....	261
A1.2. Convertorul Boost.....	262
A1.3. Convertorul Buck-Boost.....	263
A1.4. Convertorul Flyback	264
A1.5. Convertorul Forward	265
ANEXA 2	267
A2.1. Proiectarea detaliată a unui SRA numeric.....	267
A2.2. Simularea în MATLAB a procesului condus.....	269
A2.3. Simularea în MATLAB a SRA a vitezei	270
A2.4. Simularea în MATLAB a SRA în cascadă	272
ANEXA 3	274
A3.1. Reprezentarea grafică a impedanței de ieșire.....	274
A3.2. Reprezentarea grafică a câștigului buclei de tensiune.....	275
ANEXA 4	276
A4.1. Structura internă.....	276
A4.2. Descrierea pinilor	276

LISTA DE FIGURI

Figura 2.1. Clasificarea convertoarelor IPQCs.	26
Figura 2.2. Convertorul Buck.	27
Figura 2.3. Convertorul Boost.	27
Figura 2.4. Convertorul Buck-Boost.	27
Figura 2.5. Convertorul Ćuk.	28
Figura 2.6. Convertorul Forward.	28
Figura 2.7. Convertorul Flyback.	29
Figura 2.8. Convertor Boost unidirecțional cu un singur comutator.	35
Figura 2.9. Convertor Boost unidirecțional cu două comutatoare bazat pe un transformator de injecție în zigzag (redresorul Minnesota).	36
Figura 2.10. Convertor Boost unidirecțional cu trei comutatoare (redresorul Vienna).	36
Figura 2.11. Convertor Boost unidirecțional cu transformatoare de izolare Scott. ...	36
Figura 2.12. Convertor Boost bidirecțional bazat pe o punte VSI.	37
Figura 2.13. Convertor Boost bidirecțional cu patru comutatoare.	37
Figura 2.14. Convertor Boost bidirecțional cu patru fire.	38
Figura 2.15. Convertor Boost bidirecțional cu patru brațe de punte.	38
Figura 2.16. Convertor Buck unidirecțional cu un singur comutator.	38
Figura 2.17. Convertor Buck unidirecțional cu două comutatoare.	39
Figura 2.18. Convertor Buck unidirecțional cu trei comutatoare.	39
Figura 2.19. Convertor Buck unidirecțional trifazat de tip CSI.	39
Figura 2.20. Convertor Buck bidirecțional cu tiristoare GTO.	40
Figura 2.21. Convertor Buck bidirecțional cu tranzistoare IGBT.	40
Figura 2.22. Convertor Buck bidirecțional cu patru brațe de punte.	41
Figura 2.23. Convertor Buck-Boost unidirecțional cu patru comutatoare.	41
Figura 2.24. Convertor Buck-Boost unidirecțional derivat dintr-un convertor SEPIC.	41
Figura 2.25. Convertor Buck-Boost unidirecțional derivat dintr-un convertor Flyback.	42
Figura 2.26. Convertor Buck-Boost unidirecțional derivat dintr-un convertor Ćuk. .	42
Figura 2.27. Convertor Buck-Boost bidirecțional bazat pe un convertor matricial. ...	43
Figura 2.28. Convertor pe trei nivele unidirecțional cu trei comutatoare.	43
Figura 2.29. Convertor pe trei nivele unidirecțional cu șase comutatoare.	44
Figura 2.30. Convertor pe cinci nivele unidirecțional.	44
Figura 2.31. Convertor pe trei nivele bidirecțional.	45
Figura 2.32. Convertor pe cinci nivele bidirecțional.	45
Figura 2.33. Convertor pe cinci nivele bidirecțional cu capacități flyback.	46
Figura 2.34. Convertor cu 12 pulsuri unidirecțional.	47
Figura 2.35. Convertor cu 18 pulsuri unidirecțional.	47
Figura 2.36. Convertor cu 24 pulsuri unidirecțional.	47
Figura 2.37. Convertor cu 24 pulsuri bidirecțional bazat pe un transformator cu priză mediană.	48
Figura 2.38. Convertor cu 48 pulsuri bidirecțional.	48

Figura 2.39. Studiu comparativ al factorilor de conversie a convertoarelor monofazate.	60
Figura 3.1. Tensiunea perturbatoare maximă admisă în rețeaua de alimentare conform standardului CISPR 11.	65
Figura 3.2. Spectrul de frecvențe pentru curentul de intrare al unui redresor PWM complet comandat.	66
Figura 3.3. Mărimile caracteristice definirii factorului de putere.	67
Figura 3.4. Circuit PFC cu buclă de curent.	68
Figura 3.5. Schema bloc a unui redresor ideal.	69
Figura 3.6. Circuit PFC cu bucla de curent cu multiplicator.	71
Figura 3.7. Circuit PFC cu comandă multiplicativă în curent și reacție anticipativă după tensiunea de alimentare.	73
Figura 3.8. Principiul de funcționare a comenzii ACC.	74
Figura 3.9 Circuit PFC Boost cu comandă ACC.	76
Figura 3.10 Circuit PFC Boost cu comandă PCC.	80
Figura 3.11 Forma de undă a curentului de intrare al convertorului PFC BOOST la comanda cu histereză.	81
Figura 3.12. Forma de undă a curentului de intrare în convertorul PFC Boost la comanda prin timpul de conducție al tranzistorului (comanda în mod critic). .	82
Figura 3.13 Schema bloc a convertorului PFC Boost cu comandă cu histereză în mod de conducție critic, cu multiplicator.	83
Figura 3.14 Formele de undă la intrările comparatorului pentru comanda în modul de conducție critic cu multiplicator.	83
Figura 3.15. Formele de undă la intrările comparatorului pentru comanda prin timpul de conducție al tranzistorului	84
Figura 3.16 Schema bloc de comandă a convertorului Boost cu comanda prin timpul de conducție al tranzistorului.	85
Figura 3.17. Comanda cu purtătoare neliniară a unui convertor BOOST.	88
Figura 3.18. Principiul comenzii integrative.	91
Figura 3.19. Comanda integrativă a unui convertor Buck-Boost prin curentul mediat al întrerupătorului.	92
Figura 3.20. Comanda integrativă a unui convertor Boost prin curentul mediat al bobinei.	94
Figura 3.21. Comanda integrativă a unui convertor Boost prin curentul mediat al diodei.	96
Figura 3.22. Comanda PWM cu modulație sinusoidală.	97
Figura 3.23. Variația factorului de umplere pentru modulația PWM sinusoidală.	98
Figura 3.24. Forma de undă a curentului unei faze la comanda cu histereză.	99
Figura 3.25. Schema bloc pentru modul de comandă integrativ-scalar.	103
Figura 3.26. Schema bloc pentru comanda integrativ-scalară a redresorului Vienna.	106
Figura 3.27. Schema bloc a unui controller integrativ-vectorial.	107
Figura 3.28. Schema de simulare a unui circuit PFC monofazat Boost CCM cu comandă ACC.	108
Figura 3.29. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Boost CCM cu comandă ACC.	109
Figura 3.30. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Boost CCM cu comanda prin curent mediat.	109
Figura 3.31. Schema de simulare a circuitului PFC Boost CCM cu comanda cu histereză ($t_{on} = \text{constant}$).	110

Figura 3.32. Blocul bibliotecă (TON_CONTROL.lib) de generare a comenzii cu histereză ($t_{on}=\text{constant}$).....	111
Figura 3.33. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Boost cu comanda cu histereză ($\text{ton}=\text{constant}$).....	111
Figura 3.34. Forma de undă detaliată a curentului de intrare i_i care evidențiază conducția la limita CCM-DCM.	112
Figura 3.35. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Boost cu comanda în curent cu histereză ($t_{on}=\text{constant}$).....	112
Figura 3.36. Schema de simulare a circuitului PFC Boost CCM cu comanda cu purtătoare neliniară.	113
Figura 3.37. Blocul bibliotecă (PARABOLIC_CARRIER.lib) de generare a purtătoarei neliniare.....	113
Figura 3.38. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Boost CCM cu comanda cu purtătoare neliniară.	114
Figura 3.39. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Boost CCM cu comandă cu purtătoare neliniară.	114
Figura 3.40. Schema de simulare a circuitului PFC Boost DCM cu comanda cu purtătoare neliniară.	115
Figura 3.41. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Boost DCM cu comanda cu purtătoare neliniară.	116
Figura 3.42. Forma de undă detaliată a curentului de intrare i_i care evidențiază conducția DCM.	116
Figura 3.43. Blocul bibliotecă (CONTROL.lib) de generare a purtătoarei neliniare.	117
Figura 3.44. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Boost DCM cu comandă cu purtătoare neliniară.	117
Figura 3.45. Schema de simulare a circuitului PFC Buck-Boost CCM cu comanda cu purtătoare neliniară.	118
Figura 3.46. Blocul bibliotecă (EXP_CARRIER.lib) de generare a purtătoarei neliniare.	118
Figura 3.47. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Buck-Boost CCM cu comanda cu purtătoare neliniară.	119
Figura 3.48. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Buck-Boost CCM cu comandă cu purtătoare neliniară.	119
Figura 3.49. Schema de simulare a circuitului PFC Buck-Boost CCM cu comanda integrativă.....	120
Figura 3.50. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Buck-Boost CCM cu comanda integrativă.	121
Figura 3.51. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Buck-Boost CCM cu comandă integrativă.....	121
Figura 3.52. Blocul bibliotecă (HIST.lib) de generare a comenzii cu histereză.	124
Figura 3.53. Schema de simulare a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă cu histereză.	124
Figura 3.54. Formele de undă ale tensiunilor de intrare u_R , u_S , u_T	125
Figura 3.55. Formele de undă ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comanda cu histereză.	125

Figura 3.56. Formele de undă detaliate ale unei tensiuni și unui curent de fază obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comanda cu histereză.	125
Figura 3.57. Analiza spectrală a curentului de fază a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă cu histereză.....	126
Figura 3.58. Schema de simulare a comenzii integrativ scalare a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă prin curentul mediat prin inductanțe.	127
Figura 3.59. Blocul bibliotecă (CONTROL.lib) de generare a comenzilor pentru comutatoare și blocul bibliotecă (RAMP_UNIP.lib) de generare a comenzii integrativ scalare prin curentul mediat prin inductanțe.	127
Figura 3.60. Formele de undă ale tensiunilor de intrare u_R , u_S , u_T și ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T obținute în urma simulării circuitului PFC de tip Vienna cu comanda integrativ scalară prin curentul mediat al inductanțelor.....	128
Figura 3.61. Formele de undă ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T filtrați, obținute în urma simulării circuitului PFC de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul mediat al inductanțelor.	128
Figura 3.62. Formele de undă detaliate ale unei tensiuni și unui curent de fază obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul mediat al inductanțelor.	129
Figura 3.63. Analiza spectrală a curentului de fază a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul mediat al inductanțelor.	129
Figura 3.64. Schema de simulare a comenzii integrativ scalare a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă prin curentul de vârf prin comutatoare. ...	130
Figura 3.65. Formele de undă ale tensiunilor de intrare u_R , u_S , u_T și ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T obținute în urma simulării circuitului PFC Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.	131
Figura 3.66. Formele de undă ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T filtrați, obținute în urma simulării circuitului PFC de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.	131
Figura 3.67. Formele de undă detaliate ale unei tensiuni și unui curent de fază obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.	131
Figura 3.68. Analiza spectrală a curentului de fază a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.	132
Figura 3.69. Schema de simulare a comenzii integrativ vectoriale a circuitului PFC trifazat Buck-Boost neinversor cu sesizarea curentului prin inductanțe.	133
Figura 3.70. Schema detaliată a blocului bibliotecă (CORE_IL.lib).	133
Figura 3.71. Schema detaliată a blocului bibliotecă (REGIONSELECT.lib).	134
Figura 3.72. Schema detaliată a blocului bibliotecă (MPX.lib).	134
Figura 3.73. Schema detaliată a blocului bibliotecă (OUTPUTLOGIC.lib).	135
Figura 3.74. Formele de undă ale tensiunilor de intrare u_R , u_S , u_T și ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T obținute în urma simulării circuitului PFC Buck-Boost neinversor cu comandă integrativ vectorială.	135
Figura 3.75. Formele de undă detaliate ale unei tensiuni și unui curent de fază obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat Buck-Boost neinversor cu comandă integrativ vectorială.	136
Figura 3.76. Analiza spectrală a curentului de fază a circuitului PFC trifazat Buck-Boost neinversor cu comandă integrativ vectorială.	136
Figura 4.1. Schema bloc a sistemului de acționare electric.	145
Figura 4.2. Schema funcțională a MCC.....	149

Figura 4.3. Puntea cu tranzistoare.	150
Figura 4.4. Comanda alternativă a tranzistoarelor de pe o diagonală.	152
Figura 4.5. Evoluția domeniilor de utilizare a semiconductoarelor de putere.	152
Figura 4.6. Structura de comandă numerică.	154
Figura 4.7. Spectrul aplicațiilor procesoarelor din familia TMS320x24xx.	156
Figura 4.8. Schema bloc generală a sistemului de reglare automată a vitezei și poziției unui MCC.....	157
Figura 4.9. Răspunsul regulatorului PID la un semnal treaptă.	158
Figura 4.10. Schema unui sistem de reglare automat supus unei perturbații aditive.	160
Figura 4.11. Curba de reacție a lui Ziegler-Nichols.	163
Figura 4.12. Sistem de reglare în cascadă a turației și curentului unui motor de curent continuu.	168
Figura 4.13. Schema de principiu restructurată a unui SRA în cascadă.	170
Figura 4.14. Schema bloc informațională aferentă unui SRA în cascadă.	170
Figura 4.15. Schema bloc informațională aferentă calculului algoritmic al RG-i.	171
Figura 4.16. Schema PT transpusă pentru calculul RG-i.	171
Figura 4.17. Schema bloc informațională reconsiderată pentru calculul RG-i.	171
Figura 4.18. Schema bloc informațională a elementului de execuție.	172
Figura 4.19. Schema bloc de calcul a RG-n după echivalarea buclei de curent. ...	174
Figura 4.20 Schema SIMULINK utilizată pentru modelarea sistemului.	178
Figura 4.21 Varianta simplificată a schemei SIMULINK utilizată pentru modelarea sistemului.	178
Figura 4.22 Răspunsul tranzitoriu al sistemului la comanda și sarcina de tip treaptă.	178
Figura 4.23 Caracteristica statică $\omega_{\infty} = f(U_{c\infty})$ pentru $M_s = 0$ și $M_s = M_{sn}$	180
Figura 4.24 Caracteristica mecanică $\omega_{\infty} = f(m_{sco})$ pentru $U_c = U_{cn}$ și $U_c = U_{cn} / 2$	180
Figura 4.25 Schema bloc a sistemului de reglare cu compensarea perturbației. ...	180
Figura 4.26 Răspunsul sistemului cu compensator după perturbație.	181
Figura 4.27 Caracteristica statică.	181
Figura 4.28 Caracteristica mecanică.	182
Figura 4.29 Schema bloc a sistemului de reglare în cascadă.	182
Figura 4.30 Răspunsul în regim tranzitoriu al sistemului de reglare automat numeric în cascadă.	185
Figura 4.31. Principiul regulatorului fuzzy.....	186
Figura 4.32. Compararea metodelor de implementare hardware a regulatorilor fuzzy:	189
Figura 4.33. Sisteme de reglare automată.	190
Figura 4.34. Structura unui regulator fuzzy.	191
Figura 4.35. Schema de principiu pentru realizarea componentei D.	195
Figura 4.36. Schema de principiu pentru realizarea componentei I.	195
Figura 4.37. Schema bloc a regulatorului fuzzy cvasi PD.	196
Figura 4.38. Schema bloc a regulatorului fuzzy cvasi PI cu asigurarea componentei integrale pe: a). ieșirea regulatorului fuzzy propriu-zis; b). intrarea regulatorului fuzzy propriu-zis.	196
Figura 4.39. Schema bloc a regulatorului fuzzy cvasi PI cu integrarea ieșirii.	197
Figura 4.40. Funcțiile de apartenență ale variabilelor de intrare și ieșire.	198
Figura 4.41. Schema bloc a regulatorului fuzzy cvasi PI cu integrarea intrării.	199
Figura 4.42. Regulatorul fuzzy cvasi-PID.	200

Figura 4.43 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută – cazul 1.....	201
Figura 4.44 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută – cazul 2.....	201
Figura 4.45 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută – cazul 3.....	201
Figura 4.46 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	202
Figura 4.47 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	202
Figura 4.48 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	203
Figura 4.49 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	203
Figura 4.50 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	203
Figura 4.51 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	204
Figura 4.52 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	204
Figura 4.53 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	204
Figura 4.54 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	205
Figura 4.55 Funcțiile de apartenență pentru e_{kr} , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.	205
Figura 4.56. Regulatorul hibrid de curent.	207
Figura 4.57. Trecerea de la un algoritm de reglare (a.r.1) la altul (a.r.2).	207
Figura 4.58. Schema bloc informațională relativă la calculul condițiilor inițiale la trecerea de la un algoritm de reglare a.r.(1) la altul a.r.(2).	208
Figura 4.59. Sistemul de reglare cu structură hibridă.....	208
Figura 4.60. Semnalul de comandă care asigură un transfer fără șocuri de pe un algoritm de reglare pe altul.....	209
Figura 4.61. Primul algoritm de trecere propus.	210
Figura 4.62. Al doilea algoritm de trecere propus.	211
Figura 4.63. Schema bloc a circuitului de comandă propus pentru acționarea MCC.	212
Figura 5.1. Redresor PFC Boost clasic cu comandă ACC cu feedforward după tensiunea de intrare redresată.	220
Figura 5.2. Modelul de semnal mic al circuitului PFC Boost cu comandă ACC cu feedforward.	221
Figura 5.3. Schema bloc a comenzii ACC.....	222
Figura 5.4. Schema comenzii RMACC.....	223
Figura 5.5. Schema modificată a comenzii RMACC.	223
Figura 5.6. Schema circuitului PFC Boost cu comandă ACC simulată în CASPOC. .	227
Figura 5.7. Schema circuitului PFC Boost cu comandă RMACC simulată în CASPOC.	227
Figura 5.8. Câștigul buclei de tensiune a circuitului PFC Boost cu comandă ACC..	228
Figura 5.9. Câștigul buclei de tensiune a circuitului PFC Boost cu comandă RMACC.	228
Figura 5.10. Caracteristica de amplitudine a impedanței de ieșire.	229

Figura 5.11. Forma de undă a curentului de intrare a circuitului PFC Boost cu comandă ACC și RMACC, cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare de 110V.	230
Figura 5.12. Tensiunea de ieșire a circuitului PFC Boost cu comandă ACC în cazul unei variații de tip treaptă a sarcinii.	230
Figura 5.13. Curentul absorbit de la rețea a circuitului PFC Boost în cazul unei variații de tip treaptă a sarcinii cu comandă ACC și RMACC.	230
Figura 5.14. Tensiunea de ieșire a circuitului PFC Boost cu comandă RMACC în cazul unei variații de tip treaptă a sarcinii.	231
Figura 5.15. Comanda unui MCC de putere mare (peste 500W) bazată de două circuite integrate IR2113.	231
Figura 5.16. Interfață dintre microcontroller și circuitele de comandă ale punții H.	232
Figura 5.17. Convertorul PFC Boost utilizat pentru alimentarea MCC.....	232
Figura 5.18. Schema electronică completă a comenzii ACC.....	233
Figura 5.19. Schema electronică completă a controllerului de tensiune în cazul comenzii RMACC.	233
Figura 5.20 Interfața dintre microcontroller și puntea H cu tranzistoare.	234
Figura 5.21 Placa experimentală cu circuitele de comandă ACC și RMACC a convertorului PFC Boost.	234
Figura 5.22 Convertorul Boost, puntea H și circuitele driver aferente.	234
Figura 5.23. Standul experimental.	235
Figura 5.24. Curentul absorbit de la rețea – standul experimental.	235
Figura 5.25. Curentul absorbit de la rețea - detaliu.	236
Figura 5.26. Semnalele de comandă în grilă a tranzistoarelor punții H – standul experimental.	236
Figura 5.27. Semnalele de comandă în grilă a tranzistoarelor punții H – detaliu. .	237
Figura 5.28. Răspunsul circuitului la o variație treaptă a sarcinii (comanda RMACC) – standul experimental.	237
Figura 5.29. Răspunsul circuitului la o variație treaptă a sarcinii: a) comanda ACC, b) comanda RMACC.	238
Figura 5.30. Tensiunea de ieșire a circuitului PFC Boost cu comandă RMACC - detaliu.	238
Figura A2.1. Caracteristica de fază și frecvență a sistemului deschis, pentru K_{V0} . .	268
Figura A2.2. Schema de simulare a procesului condus	269
Figura A2.3. Forma de undă a cuplului de sarcină perturbat.	270
Figura A2.4. Forma de undă a curentului i_a	270
Figura A2.5. Forma de undă vitezei unghiulare a motorului ω	270
Figura A2.6. Schema de simulare a SRA-V.	271
Figura A2.7. Forma de undă a curentului i_a cu sra-V.	271
Figura A2.8. Forma de undă a vitezei unghiulare a motorului ω cu sra-V.....	271
Figura A2.9. Schema de simulare a SRA-CSD	272
Figura A2.10. Forma de undă a curentului i_a cu sra-csd.	273
Figura A2.11. Forma de undă vitezei unghiulare a motorului ω cu sra-csd.....	273

LISTA DE TABELE

Tabelul 2.1. Conversoare c.c. – c.c. monofazate fără izolare.	59
Tabelul 2.2. Conversoare c.c. – c.c. monofazate cu izolare.	60
Tabelul 2.3. Conversoare c.a. – c.c. trifazate.	61
Tabelul 3.1. Limitele impuse curentului de intrare pentru echipamentele de clasă A, conform standardului IEC 1000-3-2.	64
Tabelul 3.2. Limitele impuse curentului de intrare pentru conectarea simplă a echipamentelor ($Sequ \leq Sc/33$) conform standardului IEC 1000-3-4.	65
Tabelul 3.3. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Boost cu comandă ACC.	110
Tabelul 3.4. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Boost cu comandă cu histereză.	112
Tabelul 3.5. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Boost CCM cu comandă cu purtătoare neliniară.	115
Tabelul 3.6. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Boost DCM cu comandă cu purtătoare neliniară.	117
Tabelul 3.7. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Buck-Boost cu comandă cu purtătoare neliniară.	120
Tabelul 3.8. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Buck-Boost cu comandă integrativă.	122
Tabelul 3.9. Principalii parametri de merit ai conversoarelor PFC monofazate simulate.	122
Tabelul 3.10. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC de tip Vienna cu comandă cu histereză.	126
Tabelul 3.11. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC de tip Vienna cu comandă integrativă scalară prin curentul mediat al inductanțelor.	129
Tabelul 3.12. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC de tip Vienna cu comandă integrativă scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.	132
Tabelul 3.13. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Buck-Boost cu comandă integrativă vectorială.	136
Tabelul 3.14. Principalii parametri de merit ai conversoarelor PFC trifazate simulate.	137
Tabelul 3.15. Metode de comandă a circuitelor PFC monofazate.	140
Tabelul 3.16. Metode de comandă a circuitelor PFC trifazate.	142
Tabelul 4.1. Avantajele oferite de procesoarele familiei TMS320C24x.	156
Tabelul 4.2. Parametri motorului de curent continuu comandat.	177
Tabelul 4.3. Valorile regimului staționar constant.	179
Tabelul 4.4. Bază de reguli completă.	198
Tabelul 4.5. Baza de reguli.	200
Tabelul 4.6. Baza de reguli.	202
Tabelul 4.7. Baza de reguli.	202
Tabelul 4.8. Baza de reguli.	203
Tabelul 4.9. Baza de reguli.	204
Tabelul 4.10. Efectul creșterii individuale a fiecărei componente a reguletoarelor asupra parametrilor.	215
Tabelul 4.11. Algoritmii de trecere de pe un regulator pe altul.	218
Tabelul A2.1. Datele de catalog ale motorului SMU 750.	267
Tabelul A2.2. Mărimile prezente în schema procesului condus.	269
Tabelul A2.3. Mărimile prezente în schema SRA-V.	271
Tabelul A2.4. Mărimile prezente în schema SRA-CSD.	272

NOTAȚII, SIMBOLURI ȘI ABREVIERI

ACC	- „Average Current Control”, comanda prin curent mediat
ADC	- „Analog-to-Digital Converter”, convertor analog-numeric
AE	- amplificator de eroare
APF	- „Active Power Filter”, filtru active de putere
ASD	- „Adjustable Speed Drive”, sisteme de comandă cu viteză variabilă a motoarelor
ASIC	- „Application Specific Integrated Circuit”, circuit integrat specific pentru o aplicație
BSS	- „Battery Energy Storage Systems”, sisteme de stocare a energiei, baterii
c.a.	- curent alternativ
c.c.	- curent continuu
CCM	- „Continuous Conduction Mode”, modul de funcționare în conducție continuă
CLK	- „Clock”, semnal de tact
CSI	- „Current Source Inverter”,
d	- factorul de umplere continuu, mediat pe o perioadă de comutație
D	- factorul de umplere în stare staționară
DCM	- „Discontinuous Conduction Mode”, modul de funcționare în conducție discontinuă
DSP	- „Digital Signal Processor”, procesor de semnal
EMI	- „Electromagnetic Interference”, interferență electromagnetică
f_{ac}, T_{ac}	- frecvența respectiv perioada rețelei alternative
FLC	- „Fuzzy-Logic Control”, comanda cu logică fuzzy
FPGA	- „Field Programmable Gate Array”, arie de porți programabilă
f_{s}, T_s	- frecvența, respectiv, perioada de comutație
FTJ	- filtru trece jos
φ_1	- defazajul dintre fundamentala curentului și tensiunea sinusoidală la borne
GDF	- generator în dinte de fierăstrău
GTO	- „Gate Turn-off Thyristor”, tiristor cu blocare pe grilă
HVdc	- „High Voltage DC Systems”, sisteme de alimentare cu tensiune continuă de valoare ridicată
I_1	- amplitudinea fundamentalei curentului
I_{ef}	- valoarea efectivă a curentului
I_{DM}	- curentul de drenă maxim al tranzistorului MOS
I_F	- curentul mediu în conducție directă a diodei
IGBT	- „Insulated Gate Bipolar Transistor”, tranzistor bipolar cu grilă izolată
IPM	- „Intelligent Power Module”, modul inteligent de putere
IPQCs	- „Improved Power Quality AC-DC Converters”, convertoare c.a. – c.c. care asigură îmbunătățirea calității puterii
K	- comparator
k_d	- factorul total de distorsiuni

k_d_{tr}	– factorul de distorsiuni trunchiat (pentru un număr redus de armonici)
k_φ	– factorul de defazaj
LFR	– „Loss Free Resistor”, rezistorul fără pierderi
MOSFET	– „Metal–Oxide–Semiconductor Field–Effect Transistor”, tranzistor MOS cu efect de câmp
NLCC	– „Non Linear Carrier Control”, comandă cu purtătoare neliniară
P	– proporțional
PCC	– „Peak Current Control”, comanda prin curent de vârf
PI	– proporțional integrator
PID	– proporțional integrator derivator
PF	– „Power Factor”, factorul total de putere
PF _{tr}	– factorul de putere trunchiat (pentru un număr redus de armonici)
PFC	– „Power Factor Correction”, corecția factorului de putere
PWM	– „Pulse Width Modulation”, modulația impulsurilor în durată
q	– funcția de comutație a unui întrerupător (are valoarea 1 pentru starea de conducție și valoarea 0 pentru starea blocată)
$R_{DS(on)}$	– rezistența drenă-sursă, în conducție, a tranzistorului MOS
R_e	– rezistența emulată
RMACC	– „Robust Model-following ACC”, comanda ACC cu urmărirea robustă a modelului
R_s	– transrezistența traductorului de curent
SMC	– „Sliding-Mode Control”, comanda în mod alunecător
S	– „switch”, întrerupător
TC	– traductor de curent
t_{RR}	– timpul de recuperare inversă a diodei
THD	– „Total Harmonic Distortion”, coeficientul total de distorsiuni armonice
THD _{tr}	– coeficientul de distorsiuni armonice trunchiat (pentru un număr redus de armonici)
τ	– constanta de timp a unui integrator
$u_{R,S,T}$	– tensiunile de fază ale sistemului trifazat
$U_{DS,BR}$	– tensiunea drenă-sursă la străpungere în avalanșă reversibilă
U_{DSM}	– tensiunea drenă-sursă maximă a tranzistorului MOS
U_g	– tensiunea continuă de alimentare
U_M	– amplitudinea tensiunii de alimentare sinusoidale
U_0	– tensiunea de ieșire (componenta continuă)
U_{pp}	– amplitudinea vârf la vârf a dintelui de fierăstrău
U_R	– tensiunea inversă pe diodă
UPS	– „Uninterruptible Power Supplies”, surse de alimentare neîntreruptibile
VSC	– „Variable-Structure Control”, structură de comandă variabilă
VSI	– „Voltage Source Inverter”,
ZCS	– „Zero Current Switching”, comutare la curent zero
ZVS	– „Zero Voltage Switching”, comutare la tensiune zero
“^”	– marchează mărimile de semnal mic

1. INTRODUCERE

Dezvoltarea explozivă a lumii contemporane a condus la creșterea accentuată a utilizării echipamentelor electrice și electronice în toate domeniile de activitate. Structurile tradiționale de alimentare de la rețeaua de tensiune alternativă monofazată sau trifazată poluează armonic sistemul de distribuție de putere alternativă. Organismele internaționale au început să reacționeze și să stabilească condiții și normative ce trebuie îndeplinite de curentul absorbit de la sursa de alimentare. În țările Uniunii Europene, începând cu data de 1.01.2001, au intrat în vigoare standarde privind gradul de poluare armonică al rețelelor monofazate și trifazate. Tehnicile pasive de corecție a factorului de putere devin insuficiente și se impune reconsiderarea principiului de redresare și corecție a factorului de putere.

O altă direcție de interes major o constituie acționarea motoarelor. Datorită avantajelor oferite, cel puțin o treime din totalul acționărilor se bazează, în continuare, pe motoare de curent continuu. Metodele de comandă clasice, axate pe regulatoare analogice sunt înlocuite treptat cu regulatoarele numerice sau chiar cu cele neconvenționale bazate pe logica fuzzy sau pe rețele neuronale, implementate cu multă ușurință cu ajutorul microcontrollerelor și a microprocesoarelor.

Pe aceste două direcții se înscrie și această teză care dorește să aducă contribuții în câteva aspecte ale acestor domenii atât de vaste și de diverse. Ea este structurată în 4 capitole de dezvoltare și o încheiere destinată concluziilor și contribuțiilor proprii. Fiecare capitol are ca obiect de investigație un domeniu foarte generos, motiv pentru care o trecere în revistă a stadiului actual ar fi mărit exagerat dimensiunile lucrării. De aceea autorul s-a rezumat să prezinte doar problemele esențiale și contribuțiile proprii. La începutul fiecărui capitol este prezentat un rezumat al acestuia în care sunt prezentate sumar preocupările și realizările obținute. Pe parcursul fiecărui capitol sunt descrise pe larg aspectele abordate și sunt evidențiate, prin utilizarea unor caractere deosebite, rezultatele obținute. În finalul fiecărui capitol autorul a prezentat, detaliat, concluziile și contribuțiile personale pe care consideră că le-a adus în domeniul abordat.

În prima parte a acestei teze sunt abordate convertoarele cu alimentare în tensiune alternativă, monofazate și trifazate. Cele două mari aspecte vizate sunt soluțiile topologice și soluțiile de comandă. Din punct de vedere topologic au fost investigate circuitele PFC iar în ceea ce privește modalitățile de comandă s-a insistat pe comenzile simple, robuste, cu grad ridicat de generalitate, din care se detașează cele în curent mediat.

Partea a doua a tezei este focalizată pe metodele de comandă a MCC insistând pe sistemele de reglare automată în cascadă bazate pe două bucle de reglare realizate pe baza unor algoritmi de comandă numerici. Pentru bucla internă, de curent, se dorește utilizarea unui regulator hibrid format dintr-un regulator fuzzy conectat în paralel cu un regulator numeric. Regulatorul fuzzy intervine în procesul de reglare numai dacă eroarea de curent este mai mare decât un anumit prag prestabilit.

În continuare se prezintă, pe scurt, conținutul fiecărui capitol.

Capitolul 2 cuprinde un studiu al convertoarelor IPQCs pentru a explora pe larg perspectivele diferitelor configurații din punctul de vedere al utilizatorilor de convertoare c.a. – c.c. Clasificarea propusă în zece categorii, cu unele subcategorii, este capabilă să furnizeze o selecție ușoară a celui mai potrivit convertor pentru aplicația concretă.

Sunt evidențiate, pe larg, avantajele și dezavantajele convertoarelor c.c. – c.c. monofazate și trifazate subliniind, în mod deosebit, aspectele legate de forma și valoarea tensiunii de ieșire, a curenților de intrare și de ieșire, perturbațiile armonice introduse, filtrele de intrare și/sau ieșire necesare, randamentul și costul întregului convertor, domeniul de putere și sfera aplicațiilor tipice.

Capitolul 3 este destinat circuitelor de comandă a convertoarelor c.c. – c.c. monofazate și trifazate. Fiecare metodă de comandă studiată este însoțită de o schemă bloc detaliată și de metode de dimensionare a componentelor pentru a putea realiza cu ușurință o implementare practică. S-a acordat o deosebită atenție dimensionării optime a componentelor amplificatorului de eroare a unui circuit de comandă prin curent mediat a unui convertor Boost PFC, s-au evidențiat aspectele negative generate de prezența rampei artificiale din componența controllerului în cazul comenzii prin curent de vârf a circuitelor PFC, s-a subliniat simplitatea comenzii cu histereză, varianta fără multiplicator, s-a prezentat sistematic modul de determinare a legii de variație a purtătoarei neliniare pentru comanda oricărui tip de convertor și s-a făcut o analiză detaliată a comenzii integrative datorită proprietăților sale superioare și gradului său mare de generalitate.

Ca urmare a unei vaste documentări bibliografice, autorul face o sinteză a celor mai importante metode de comandă utilizate pentru circuite PFC trifazate. Sunt evidențiate cele mai reprezentative circuite rezultate din corespondența firească cu topologiile monofazate dar și versiunile atractive cu un singur întrerupător activ. Fiecare metodă de comandă studiată este însoțită de o descriere detaliată și de relații de dimensionare a componentelor pentru a putea realiza, cu ușurință, o implementare practică. S-a acordat o atenție deosebită determinării stărilor întrerupătoarelor în cazul comenzii în curent cu histereză a circuitelor PFC trifazate Boost, respectiv Vienna. Sunt prezentate relațiile de determinare a funcțiilor de comutație ale întrerupătoarelor care să asigure menținerea necondiționată a curenților în banda de histereză. S-au subliniat soluțiile simple, robuste și eficiente oferite de comanda integrativ-scalară a circuitelor PFC trifazate și s-au prezentat sintetic relațiile de bază și condițiile de funcționare corectă pentru convertoarele trifazate Boost și Vienna cu comandă integrativ-scalară.

Fiecare metodă de comandă investigată, mono sau trifazată, a fost simulată pentru a valida raționamentelor teoretice elaborate. Din motive de spațiu, simulările s-au realizat pentru un circuit PFC reprezentativ. Ele au fost însoțite de evaluări calitative și comparative.

Capitolul 4 acordă o atenție deosebită sistemelor de reglare automată a MCC. S-a simulat răspunsul în regim tranzitoriu al MCC la aplicarea unui semnal de comandă de tip treaptă și cu o sarcină constantă, respectiv la modificarea, de tip treaptă, a sarcinii. S-au calculat valorile regimului staționar pentru cinci valori diferite ale tensiunii de comandă și ale sarcinii iar, pe baza lor, s-au determinat caracteristica statică și caracteristica mecanică a MCC.

S-au proiectat regulatorul de curent, de tip PI, acordat de baza criteriului modulului, regulatorul de turație, de tip PI, varianta continuă, acordat de baza criteriului simetriei extinse, respectiv varianta Dead-Beat. S-au discretizat, în timp,

funcțiile de transfer ale reguletoarelor și s-au determinat ecuațiile recurente. Prin simulare în mediul SIMULINK din MATLAB, s-a obținut răspunsul în regim tranzitoriu al sistemului de reglare automată, numeric, în cascadă.

Pe bază mai multor simulări efectuate s-a ajuns la concluzia că pentru acționarea unui motor de curent continuu, cel mai potrivit regulator fuzzy este de tip PI, cu dinamică, deoarece funcționarea acestuia poate fi descrisă de o ecuație asemănătoare cu cea care modelează sistemul de reglare numeric. Pentru caracterizarea erorii, derivatei erorii și a comenzii sunt suficiente cinci funcții de apartenență, identice între ele și de variație gaussiană.

Din analiza efectuată a rezultat că reglarea clasică numerică liniară se comportă mai bine decât reglarea fuzzy, în timp ce în domeniul controlului neliniar situația este inversă. Din acest motiv, s-a realizat comanda unui MCC pe baza unei metode de comandă hibride care să combine avantajele furnizate de ambele tipuri de reglare.

S-a proiectat un regulator hibrid de curent format dintr-un regulator clasic, numeric de tip PI și un regulator fuzzy, de tip PI, cu dinamică, cu componenta integrativă la ieșire. Un bloc de estimare a erorii calculează valoarea acesteia pe baza valorilor prescrise respectiv măsurate. Un bloc de decizie compară, în permanență, eroarea curentă e cu o valoare de prag e_{th} . Dacă eroarea e este mai mică decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul clasic, iar dacă eroarea e este mai mare decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul fuzzy.

S-au dezvoltat trei algoritmi de trecere de pe un regulator pe altul capabili să asigure o trecere lină și fără șocuri a comenzii.

Capitolul 5 este dedicat analizei detaliate a comenzii în curent mediat a convertoarelor PFC de tip Boost utilizate pentru alimentarea cu tensiune continuă a unui MCC. Pornind de la sinteza unui material bibliografic vast s-a insistat, în mod deosebit pe metoda robustă RMACC evidențiind, în detaliu, modalitatea de reducere a impedanței de ieșire la frecvențe joase, ceea ce-i conferă un răspuns dinamic mai rapid la modificările sarcinii. De asemenea, s-a prezentat o schemă bloc detaliată și metode de dimensionare a componentelor pentru a putea realiza, cu ușurință, o implementare practică.

Pe baza unor programe realizate în MATLAB s-a determinat câștigul buclei de tensiune – caracteristica de amplitudine și caracteristica de fază – în cazul comenzilor ACC și RMACC obținându-se, conform raționamentelor teoretice, parametrii asemănători în ceea ce privește frecvența de tăiere a buclei de tensiune (8 - 10Hz), marginea de fază ($\sim 60^\circ$) și câștigul la frecvența de 100Hz (-35dB). Trasarea caracteristicii de amplitudine a impedanței de ieșire în buclă deschisă, cu comandă ACC și cu comandă RMACC a evidențiat, în cazul comenzii RMACC, o îmbunătățire a impedanței de ieșire, în domeniul frecvențelor joase, cu mai mult de 20dB.

Simularea, în CASPOC, a celor două comenzi aplicate unui convertor Boost CCM cu feedforward, forma de undă a curentului de intrare și răspunsul circuitului la o variație treaptă a sarcinii obținute, au validat aspectele teoretice prezentate și au subliniat că, în cazul comenzii RMACC, se obține un răspuns dinamic mai rapid la modificarea sarcinii.

S-a proiectat, s-a dimensionat și s-a realizat practic un convertor Boost, o punte H cu tranzistoare MOS de putere și o interfață cu microcontrollerul. S-a realizat practic un circuit de comandă ACC și unul RMACC. Ambele se bazează pe același nucleu realizat cu circuitul integrat dedicat UC3854 și folosesc același

controller de curent. Chiar și controllerul de tensiune este, în principiu, identic doar că, în cazul comenzii RMACC, el este urmat de un model de referință și de un controller de modelare a erorii. Trecerea de pe o comandă pe cealaltă se realizează simplu prin intermediul unui comutator. Verificările și măsurătorile experimentale au arătat că în toate cazurile analizate s-a obținut o bună concordanță între rezultatele simulărilor și cele experimentale.

Capitolul 6 este dedicat concluziilor finale, sintezei contribuțiilor personale aduse de autor în această teză și propunerilor de direcții de cercetare viitoare în domeniile circuitelor de corecție a factorului de putere mono și trifazate, a reguletoarelor numerice și a celor fuzzy și implementarea acestora cu ajutorul procesoarelor de semnal.

Notațiile și abrevierile folosite sunt în concordanță cu cele unanim acceptate pe plan mondial, optându-se preponderent pentru denumirile în limba engleză.

Fiecare capitol al tezei conține simulări care validează conceptele teoretice elaborate. Pentru fiecare topologie, mod de funcționare și de comandă s-a realizat simularea pentru un convertor reprezentativ din clasa respectivă. În cazul schemelor de comandă au fost prezentate și configurațiile blocurilor bibliotecă utilizate.

Simulatorul utilizat, cu precădere, a fost CASPOC (Simulation Research), rulând pe o platformă Windows XP pe un calculator PIV/2,6GHz. Anumite analize, reprezentări grafice, relații de proiectare și simulări au fost realizate utilizând MATLAB (Math Works Inc.) și toolbox-ul Fuzzy Logic din mediul Simulink din MATLAB.

Rezultatele experimentale au fost obținute utilizând montaje experimentale realizate pe plăcuțe de probă.

2. STADIUL ACTUAL AL CONVERTOARELOR DE PUTERE C.A. – C.C.

Rezumat: Îmbunătățirea calității puterii a condus la atingerea unui nivel matur al dezvoltării convertoarelor c.a. - c.c. monofazate și trifazate. Corecția factorului de putere, reducerea distorsiunilor armonice (totale) ale mărimii alternative de intrare, furnizarea unor mărimi constante la ieșirea tuturor tipurilor de convertoare – Boost, Buck, Buck-Boost, multi-nivel și multi-puls; cu circulație uni sau bidirecțională a puterii - sunt numai câteva dintre problemele rezolvate.

Acest capitol reprezintă un studiu exhaustiv al configurațiilor convertoarelor c.a. – c.c. monofazate și trifazate care asigură îmbunătățirea calității puterii (IPQCs – Improved Power Quality AC-DC Converters), al strategiilor de comandă și control, al modalităților de selecție a componentelor convertoarelor, al tendințelor actuale și de perspectivă în evoluția acestor convertoare.

Autorul scoate în evidență, succint, principalele avantaje și dezavantaje oferite de convertoarele c.a. – c.c. monofazate și trifazate cu scopul de a oferi proiectantului cele mai potrivite configurații funcție de specificul aplicației.

2.1. INTRODUCERE

Convertoarele c.a. – c.c. monofazate și trifazate se utilizează pe scară largă în:

- sistemele de comandă și control cu viteză variabilă a motoarelor (ASDs – Adjustable Speed Drive);
- sursele de alimentare neîntreruptibile (UPSs – Uninterruptible Power Supplies);
- sistemele de alimentare cu tensiune continuă de valoare ridicată (HVdc – High Voltage DC Systems);
- interfețele cu sursele de energie neconvențională (sistemele fotovoltaice solare);
- sistemele de stocare a energiei, baterii (BESSs – Battery Energy Storage Systems);
- procese tehnologice cum ar fi electrohidroliza, placarea, etc.;
- aparate de sudură;
- sistemele de încărcare a acumulatorilor destinate autovehiculelor electrice;
- sursele de alimentare folosite în telecomunicații.

În mod tradițional, convertoarele c.a. – c.c. – mai cunoscute sub denumirea de redresoare – sunt realizate cu diode și tiristoare. Ele furnizează putere de curent continuu uni- sau bidirecțională, controlabilă sau necontrolabilă. Calitatea slabă a puterii generate este reflectată de armonicile de curent injectate în rețeaua de alimentare [2], distorsiunile tensiunii de intrare, factorul de putere scăzut, ripluri și

variații ale tensiunii continue de ieșire, randament scăzut și necesitatea utilizării unor filtre c.a. de dimensiuni mari.

Lărgirea domeniilor de utilizare a convertoarelor c.a. – c.c. a condus la dezvoltarea unei noi categorii de redresoare bazate pe tranzistoare MOSFET, tranzistoare bipolare cu grilă izolată și pe tiristoare cu blocare pe grilă GTO. Aceste noi tipuri de convertoare se pot clasifica în:

- redresoare switch-mode (SMR);
- circuite de corecție a factorului de putere (PFC);
- redresoare PWM;
- redresoare multi-nivel;
- redresoare multi-puls.

Începând cu data de 1.01.2001, în țările Uniunii Europene, au intrat în vigoare noi standarde care stabilesc condițiile ce trebuie să le îndeplinească curentul absorbit de la sursa de alimentare. În aceste condiții sursele de alimentare trebuie proiectate astfel încât curentul de intrare să satisfacă standardele IEC 1000-3-2 sau IEC 1000-3-4 și CISPR 11. Standardele IEC 1000-3-2 [79], [162], [167] și IEC 1000-3-4 [80], [167] stabilesc nivelul maxim admis al armonicilor de joasă frecvență, fiind stabilite limite exacte pentru fiecare armonică a curentului de intrare, de la armonica de ordinul 2 până la armonica de ordinul 40. Standardul CISPR 11 [37] stabilește limitele pentru tensiunea perturbatoare generată de curentul de intrare al convertorului în domeniul de frecvențe cuprins între 150 KHz și 30 MHz.

Pentru a satisface aceste cerințe în sistemele cu redresoare tradiționale existente, s-au dezvoltat și utilizat filtre pasive, filtre active și filtre hibride. Oricum, aceste filtre sunt destul de scumpe, de mari, de voluminoase și au pierderi semnificative care reduc randamentul general al convertorului c.a. – c.c. [2].

În aceste circumstanțe, cea mai bună opțiune este folosirea unor convertoare c.c. – c.c. noi, moderne, bazate pe noile principii, de dimensiuni mici, care asigură un randament ridicat și furnizează o tensiune continuă de ieșire bine reglată și controlată.

2.2. STADIUL ACTUAL AL CONVERTOARELOR C.A. – C.C.

Maturitatea tehnologiei utilizate pentru realizarea convertoarelor IPQCs este reliefată de [155]:

- conversii c.a. – c.c. cu armonici reduse ale curentului alternativ de intrare;
- factor de putere ridicat;
- interferențe electromagnetice (EMI) și de radiofrecvență (RFI) scăzute;
- tensiune de ieșire continuă, de calitate superioară capabilă de a comanda sarcini în domeniul KW – MW într-un spectru larg de aplicații.

În ultima perioadă s-au dezvoltat convertoare IPQCs cu diferite configurații și strategii de comandă, bazate pe circuite integrate, dispozitive de putere și componente discrete diverse în mai multe topologii (Boost, Buck, Buck-Boost, multi-nivel, multi-puls pentru un flux de putere uni- sau bidirecțional). Un număr mare de configurații ale convertoarelor IPQCs s-au elaborat pentru a fi potrivite unui număr mare de aplicații ce necesită un nivel ridicat al calității puterii la sursa alternativă de alimentare și la sarcina continuă de ieșire [23], [99].

În unele aplicații este necesar un convertor care să furnizeze o *tensiune continuă de ieșire de valoare constantă* cu un flux de putere unidirecțional (la

sursele de alimentare neîntreruptibile, la comanda ventilatoarelor, a aparatelor de aer condiționat) sau bidirecțional. În aceste situații se folosesc convertoare IPQCs de tip **Boost** unidirecționale sau bidirecționale.

Aplicațiile care solicită o *tensiune continuă de ieșire* a cărei valoare să poată fi *reglată în limite largi* se bazează pe un semiconvertor convențional sau pe un convertor cu tiristoare complet comandat cu flux de putere uni- sau bidirecțional. Pentru înlocuirea convertoarelor semi sau complet comandate cu tiristoare, s-au dezvoltat convertoarele **Buck** uni- sau bidirecționale bazate pe comanda PWM și tranzistoare MOS.

Există anumite aplicații tipice ce necesită operare Boost și Buck de către același convertor. În aceste cazuri se utilizează convertoare **Buck-Boost** uni- sau bidirecționale.

Pentru situațiile în care convertoarele trebuie să furnizeze tensiuni de ieșire mari și puteri ridicate s-au dezvoltat convertoarele **multi-nivel** care evită utilizarea unui transformator de joasă frecvență și reduc frecvența de comutare a comutatoarelor.

În aplicațiile care necesită o putere foarte mare se pot folosi convertoare c.a. – c.c. bazate pe conceptul **multi-puls**. Reducerea armonicilor de curent se bazează pe utilizarea unei punți de diode sau tiristoare, a unui aranjament special de transformatoare și inductanțe și pe comanda cu ajutorul unui număr de 12, 18, 24, 30, 36, 48, ... de impulsuri.

Unul dintre cele mai importante motive ale dezvoltării extensive a convertoarelor c.a. – c.c. o constituie apariția noilor *comutatoare performante*. În domeniul puterilor mici se utilizează comutatoare alcătuite din tranzistoare MOSFET datorită performanțelor lor privind comutarea rapidă și cu pierderi neglijabile. În domeniul puterilor medii, tranzistorul IGBT reprezintă un dispozitiv ideal pentru convertoarele comandate PWM. Pentru convertoarele care lucrează la puteri mari se folosesc, în mod curent, comutatoare realizate cu tiristoare GTO [13]. Un număr însemnat de producători au dezvoltat și produs module de putere inteligente (IPM – Intelligent Power Module). Acestea conțin, integrate în aceeași capsulă, comutatoarele și logica de comandă și protecție a acestora (sau doar o parte) pentru a le asigura o comportare superioară, o dimensiune compactă a convertorului IPQCs și un preț scăzut [13], [67], [72].

Al doilea motiv al dezvoltării accentuate a convertoarelor c.a – c.c. îl constituie apariția *senzorilor de curent și tensiune*, bazați pe efectul Hall, cu *viteză de răspuns foarte mare* și a amplificatoarelor cu izolare necesare, în mod normal, în bucla de reacție. Utilizarea acestor noi componente în controlul convertoarelor asigură performanțe sporite în regim staționar și o dinamică ridicată. Mulți producători – ABB, LEM, HEME, Analog Devices – furnizează, în momentul actual, senzori performanți la prețuri competitive.

Dar cel mai mare impact asupra convertoarelor IPQCs o are *revoluția în microelectronică*. S-au produs circuite integrate ieftine pentru comanda acestora. La prețuri rezonabile sunt disponibile microcontrollere de viteză mare și procesoare de semnal (DSP). Multe procesoare au ieșiri PWM și algoritmi soft rapizi care reduc drastic hardware-ul necesar. Cu ajutorul acestor procesoare se pot implementa algoritmi de comandă și control îmbunătățiți care asigură performanțe dinamice superioare convertoarelor IPQCs [136], [141]. De asemenea, s-au dezvoltat controllere de tip PI, controllere sliding-mode, controllere bazate pe logica fuzzy sau pe rețele neuronale [111], [112].

În paralel cu acestea, s-au dezvoltat echipamente capabile să măsoare performanțele convertoarelor IPQCs. Analizările de putere, analizările de

spectru, etc., furnizează direct spectrul armonic, distorsiunile armonice totale (THD) până la armonica 51, factorul de putere, riplurile tensiunii continue de ieșire, kVA, kVAr, kW, kWh, etc. [155].

Convertoarele c.a. – c.c. performante IPQCs se pot clasifica, în funcție de topologia convertorului, în următoarele categorii: Buck, Boost, Buck-Boost, multi-nivel și multi-puls cu fluxuri de putere, curent și tensiune continuă de ieșire uni- sau bidirecționale. Această clasificare a convertoarelor este prezentată în figura 2.1.

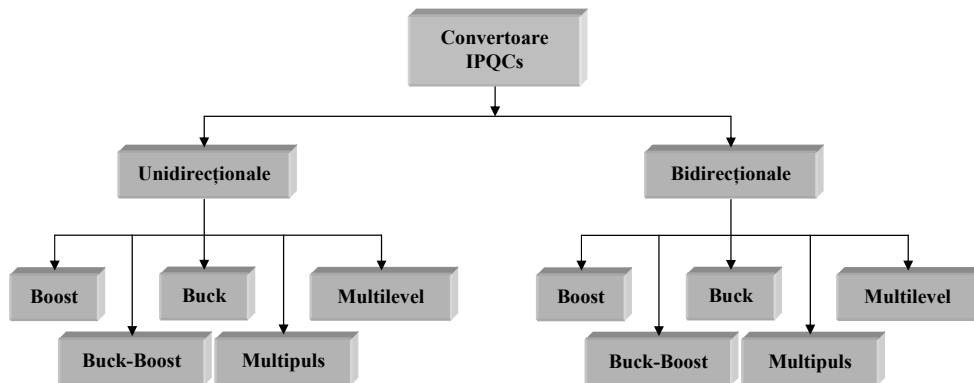


Figura 2.1. Clasificarea convertoarelor IPQCs.

2.3. CONFIGURAȚII ALE CONVERTOARELOR C.A. – C.C. MONOFAZATE PERFORMANTE

Convertoarele c.a – c.c. monofazate au la bază o punte de diode redresoare și un convertor c.c. – c.c [87], [113]. Ele furnizează la ieșire o energie de curent continuu de valoare medie reglabilă și se utilizează, preponderent, pentru alimentarea motoarelor de curent continuu și construcția surselor de alimentare în comutație.

2.3.1. Convertorul Buck (Step-Down)

Acest tip de convertor (figura 2.2) produce o tensiune de ieșire cu valoarea medie mai mică decât cea a tensiunii de intrare. Funcționarea normală se bazează pe regimul de curent de ieșire neîntrerupt în condițiile în care curentul absorbit la intrare este un curent pulsatoriu. Dacă inductanța de filtraj nu are o valoare suficient de mare se poate produce anularea curentului de ieșire [132], [133], [134]. Principalele sale utilizări sunt:

- sursele de alimentare a motoarelor de curent continuu, caz în care se poate utiliza modul de *conducție discontinuă*, cu tensiune de intrare constantă;

- stabilizatoare de tensiune pentru care este indicat modul de conducție discontinuă, cu tensiune de ieșire constantă.

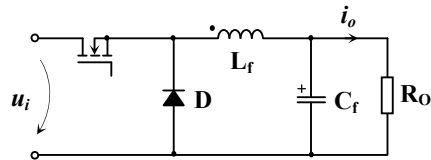


Figura 2.2. Convertorul Buck.

2.3.2. Convertorul Boost (Step-Up)

Convertorul Boost (figura 2.3) furnizează o tensiune de ieșire mai mare decât tensiunea de intrare. Funcționează atât în regim de conducție continuă cât și discontinuă. Menținerea constantă a tensiunii de ieșire în condițiile în care tensiunea de intrare variază, impune utilizarea unui factor de umplere (D) variabil al semnalului de comandă a tranzistorului convertorului.

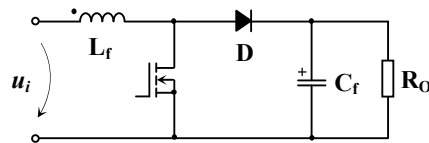


Figura 2.3. Convertorul Boost.

Domeniile de aplicabilitate ale acestui tip de convertor cuprind sursele de putere în comutație și sursele de alimentare ale motoarelor de curent continuu.

2.3.3. Convertorul Buck-Boost

Acest tip de convertor (figura 2.4) permite obținerea unei tensiuni de ieșire și mai mici ($D < 0,5$) și mai mari ($D > 0,5$) decât tensiunea de intrare și de polaritate opusă. Funcționează atât în regim de conducție continuă cât și discontinuă. Are ca principale dezavantaje vârfurile mari de curent prin componentele de putere și răspunsuri tranzitorii lente [135].

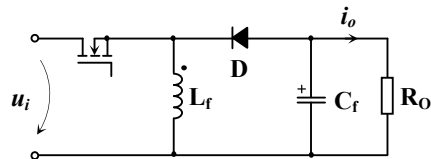


Figura 2.4. Convertorul Buck-Boost.

2.3.4. Convertorul Ćuk

Particularitatea convertorului Ćuk (figura 2.5) o constituie polaritatea inversată a tensiunii de ieșire față de cea de intrare. Funcția sa de transfer este identică cu cea a convertorului Buck-Boost. Avantajul său major îl constituie pulsațiile foarte mici ale curenților de intrare și ieșire iar dezavantajul cel mai important îl reprezintă valoarea mare a condensatorului C.

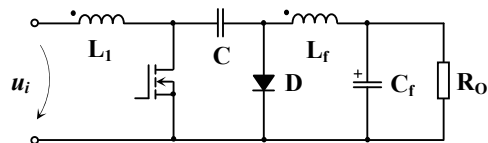


Figura 2.5. Convertorul Ćuk.

2.3.5. Convertorul Forward

Convertorul forward (figura 2.6.) este un convertor c.c. – c.c. cu izolare între intrare și ieșire utilizat, în general, pentru puteri mai mici 300W [104], [118], [135]. El este format dintr-un etaj de izolare cu transformator și un convertor Buck.

Transformatorul permite:

- obținerea unei tensiuni de ieșire mai mari decât tensiunea de intrare;
- recuperarea energiei magnetice și demagnetizarea miezului pe durata de blocare a comutatorului.

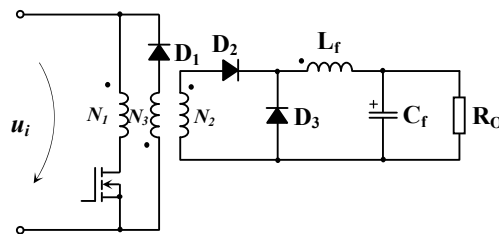


Figura 2.6. Convertorul Forward.

Pe durata de conducție a tranzistorului, în secundar apare o tensiune u_2 :

$$u_2 = u_i \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.1)$$

iar pe înfășurarea de recuperare o tensiune egală cu tensiunea primarului (dacă $N_3 = N_1$). Dioda D_1 este blocată, fiind polarizată invers cu tensiunea $2u_i$ [134].

La blocarea tranzistorului, dioda D_1 intră în conducție un interval de timp egal cu timpul de conducție al tranzistorului. Pentru asigurarea unei recuperări complete, durata de blocare trebuie să fie mai mare, cel mult egală cu durata de conducție ($D_{max} = 0,5$) [118]. În acest interval, tranzistorul suportă o tensiune egală cu $2u_i$ iar tensiunea u_2 are valoarea:

$$u_2 = -u_i \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.2)$$

Dacă $t_{off} > t_{on}$, pe durata $t_{off} - t_{on}$, tensiunea u_2 este nulă.

Tensiunea de ieșire a convertorului este:

$$u_o = u_i \cdot D \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.3)$$

identică cu cea a convertorului Buck ponderată cu raportul de transformare al transformatorului.

La frecvențe de comandă peste 20kHz, tensiunea de ieșire are pulsații mici ce pot fi descrise relativ exact de relația [133]:

$$\Delta U_o = \frac{u_i \cdot D \cdot (1-D)}{8 \cdot f_c^2 \cdot LC} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.4)$$

Pulsațiile au valoare maximă pentru $D = 0,5$ astfel încât, obținerea unei tensiuni de ieșire constante impune utilizarea unui D cât mai mic.

Creșterea frecvenței de comandă determină scăderea preciziei în calculul pulsațiilor datorită elementelor parazite ale convertorului Buck (capacitatea proprie a inductanței, inductanța serie a condensatorului) și a zgomotelor induse în procesul de comutare (deseori e necesar un filtru suplimentar conectat între ieșirea convertorului și sarcină).

2.3.6. Convertorul Flyback

Convertorul flyback (figura 2.7.) este un convertor c.c. – c.c. cu izolare între intrare și ieșire utilizat pentru puteri mai mici de 100 - 200W (transformatorul devine foarte voluminos la puteri mai mari). El poate funcționa în conducție continuă sau discontinuă [135].

În conducție continuă, tensiunea de ieșire, u_o este:

$$u_o = u_i \cdot \frac{D}{1-D} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.5)$$

identică cu cea a convertorului Buck-Boost ponderată cu raportul de transformare al transformatorului.

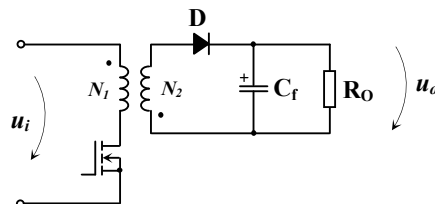


Figura 2.7. Convertorul Flyback.

În conducție discontinuă apare un „timp-mort” în care curentul prin transformator este nul. Tensiunea de ieșire se calculează cu relația [50]:

$$u_o = u_i \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot f_c \cdot L_1}} \quad (2.6)$$

unde: R_o - este rezistența de sarcină;

L_1 - inductanța primarului.

Spre deosebire de CCM, în DCM, u_o depinde liniar de D dacă rezistența de sarcină și ceilalți parametri sunt constanți.

2.4. AVANTAJELE ȘI DEZAVANTAJELE CONVERTOARELOR C.C. – C.C. MONOFAZATE

În urma **parcurgerii unor materiale bibliografice semnificative** [2], [50], [51], [85], [87], [104], [113], [118], [132], [133], [146] **și a analizei efectuate, autorul acestei teze scoate în evidență viziunea sa privind cele mai importante avantaje și dezavantaje ale convertoarelor c.c. – c.c. monofazate fără și cu izolare** permițând, astfel, o alegere rapidă și adecvată a soluției pentru orice aplicație concretă.

Convertoare c.c. – c.c. monofazate fără izolare galvanică

1. **Convertorul Buck** oferă utilizatorilor următoarele *avantaje*:
 - este foarte simplu fiind format din trei componente: o inductanță și două switch-uri – uzual un tranzistor de putere și o diodă – care o conectează alternativ, la sursa de alimentare, respectiv la sarcină; tranzistorul de putere este de tip MOS sau IGBT prin care trece întregul curent de sarcină (pentru reducerea pierderilor în conducție pe tranzistor se recomandă utilizarea tranzistoarelor cu R_{DSon} cât mai mică [13]); dioda este cu recuperare inversă rapidă (FRED), ultra-rapidă sau chiar Schottky (dacă tensiunea de ieșire nu depășește 250V și nu crește prea mult prețul întregului convertor);
 - este ușor de utilizat și de comandat; se folosește modulația PWM, tensiunea de ieșire este direct proporțională cu tensiunea de intrare și cu factorul de umplere al semnalului PWM;
 - se poate obține tensiune de ieșire constantă chiar dacă tensiunea de intrare este variabilă prin comanda tranzistorului cu semnal PWM cu factor de umplere variabil;
 - deoarece o parte din energie se transferă sarcinii pe durata conducției tranzistorului, acesta, împreună cu celelalte componente ale convertorului sunt solicitate mai puțin;
 - amplitudinea pulsațiilor tensiunii de ieșire nu depinde de sarcină; ea depinde invers proporțional de factorul de umplere al semnalului PWM și de pătratul frecvenței acestuia, acest comportament este datorat filtrului LC de la ieșirea convertorului;

- curentul de ieșire are pulsații mici datorate prezenței inductanței la ieșirea convertorului;
- randamentul este ridicat, ajungând până la 95%;
- protecțiile la scurtcircuit a tranzistorului și a diodei, respectiv la supracurent, sunt (necesare și) ușor de implementat.

Dezavantajele convertorului Buck sunt:

- circuitul sarcinii nu este izolat de tensiunea de alimentare (de c.a.);
- scurtcircuitarea accidentală a tranzistorului conduce la aplicarea întregii tensiuni de intrare pe sarcină;
- viteza de variație a curentului de sarcină este limitată de prezența inductanței;
- necesitatea folosirii unui filtru trece jos la intrare din cauza discontinuității curentului de intrare în orice regim de funcționare [113];
- existența riplului tensiunii de ieșire; valoarea acestuia este independentă de puterea furnizată sarcinii și se poate reduce până la sub 1% din valoarea tensiunii de ieșire prin creșterea valorii capacității de la ieșire (dar crește și masa, volumul și prețul său) sau prin creșterea frecvenței de comutație (cu riscul reducerii randamentului și posibilitatea apariției perturbațiilor electromagnetice EMI);
- în regimul de funcționare discontinuă, componenta spectrală a curentului prin inductanță crește, motiv pentru care este necesar un filtru EMI la intrare care să atenueze perturbațiile electromagnetice generate.

2. **Convertorul Boost** are următoarele *avantaje*:

- este simplu fiind realizat cu aceleași componente ca și convertorul Buck dar altfel interconectate, cu mențiunea că, tranzistorul, plasat în paralel cu sursa și cu sarcina, este mai puțin solicitat;
- randamentul depășește 87%;
- furnizează, fără transformator, tensiune de ieșire mai mare decât tensiunea de intrare - $U_o = U_i \frac{1}{1-D}$ - prin simpla creștere a factorului de umplere a semnalului de comandă a tranzistorului;
- tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină, ceea ce face ca, teoretic, rezistența de ieșire a convertorului să fie nulă;
- indiferent de starea tranzistorului, curentul de intrare este continuu, motiv pentru care se impun cerințe mai puțin riguroase (comparativ cu convertorul Buck) filtrului de intrare;
- curentul de intrare are pulsații mici datorate prezenței inductanței la intrarea convertorului;
- străpungerea accidentală a tranzistorului nu are efecte nedorite asupra circuitului de sarcină;
- în intervalul de acumulare a energiei în inductanță, sursa de alimentare este izolată de sarcină – aspect pozitiv în cazul unui scurtcircuit la ieșire.

Dezavantajele convertorului Boost sunt:

- circuitul sarcinii nu este izolat de tensiunea de alimentare (de c.a.);
- tensiunea de ieșire are o sensibilitate mare în raport cu factorul de umplere al semnalului de comandă al tranzistorului D fapt ce poate genera probleme de stabilitate;

- necesitatea unui filtru trece jos și a unui filtru EMI la intrare care să atenueze perturbațiile electromagnetice generate în regimul de funcționare discontinuă;
 - vârfuri mari de curent prin componentele de putere, inclusiv la bornele condensatorului C_f ;
 - valoare mai mare a inductanței și a condensatorului (comparativ cu convertorul Buck) deoarece curentul mediu de ieșire, având o valoare mai mică decât curentul de intrare, determină ca diferența de curent rezultată să se închidă prin intermediul celor două componente L_f și C_f ;
 - amplitudinea pulsațiilor tensiunii de ieșire depinde, direct proporțional de factorul de umplere al semnalului PWM și invers proporțional de sarcină și de frecvența de comandă a tranzistorului (filtrul de ieșire este numai capacitiv);
 - secțiunea miezului inductivității L_f este mai mare, pentru că înmagazinează toată energia necesară sarcinii;
 - răspunsul lent la tranziții, viteza de variație a curentului de sarcină fiind limitată de prezența inductanței;
 - protecția la scurtcircuit necesită dispozitive active adiționale;
 - în lipsa sarcinii pot să apară regimuri tranzitorii care să conducă la distrugerea tranzistorului de putere.
3. **Convertorul Buck-Boost** prezintă următoarele *avantaje*:
- furnizează o tensiune de ieșire de polaritate inversă fără a necesita utilizarea unui transformator;
 - furnizează o tensiune de ieșire și mai mică ($D < 0,5$) și mai mare ($D > 0,5$) decât tensiunea de intrare, ceea ce face ca acest tip de convertor să se apropie cel mai bine de convertorul ideal capabil să furnizeze tensiune de ieșire în domeniul $(0, \infty)$;
 - tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină, ceea ce face ca, teoretic, rezistența de ieșire a convertorului să fie nulă;
 - randament cuprins uzual între 80-85% dar sunt deja realizări cu randament de 92% [146];
 - protecțiile la scurtcircuit și supracurent sunt ușor de implementat;
 - în intervalul acumulării, respectiv a eliberării de energie în sarcină, circuitele de intrare și de ieșire sunt izolate între ele ceea ce oferă protecție bună la scurtcircuit în orice situație de funcționare a convertorului.

Dezavantajele convertorului Buck-Boost sunt:

- viteza de variație a curentului de sarcină este limitată de prezența inductanței;
- necesitatea folosirii unui filtru trece jos la intrare din cauza discontinuității curentului de intrare în orice regim de funcționare;
- necesitatea unui filtru EMI la intrare care să atenueze perturbațiile electromagnetice generate în regimul de funcționare discontinuă;
- amplitudinea pulsațiilor tensiunii de ieșire depinde, direct proporțional de factorul de umplere al semnalului PWM și invers proporțional de sarcină

- și de frecvența de comandă a tranzistorului (filtrul de ieșire este numai capacitiv);
- solicită în cel mai înalt grad tranzistorul; acesta trebuie să fie capabil să suporte, la blocare, o tensiune mare – suma tensiunilor de intrare și de ieșire, iar în conducție trebuie să lucreze la curenți de colector foarte mari;
 - vârfuri mari de curent prin toate componentele de putere ceea ce impune utilizarea:
 - unei inductanțe, de valoare mai mare, pentru a putea stoca întreaga energie a convertorului;
 - unui condensator de filtraj, de valoare mai mare, pentru a obține aceeași valoare a pulsațiilor tensiunii de ieșire deoarece transferul energiei spre sarcină se face numai pe durata blocării tranzistorului;
 - unui filtru mai complicat, convertorul producând tensiuni perturbatoare de amplitudine mai mare.
4. **Convertorul Ćuk** oferă următoarele *avantaje*:
- deși utilizează un singur tranzistor, el cumulează proprietățile convertoarelor Boost și Buck (din care derivă);
 - furnizează o tensiune de ieșire de polaritate inversă fără a necesita utilizarea unui transformator;
 - este singurul tip de convertor care are funcționarea bazată pe transferul energiei de tip capacitiv, fapt ce îi conferă o eficiență mai mare (pierderile sunt mai mici);
 - tensiunea de ieșire poate varia, teoretic, între 0 și ∞ ; valori foarte mari ale acesteia nu se pot obține chiar dacă $D \rightarrow 1$ din cauza componentelor neideale;
 - randament ridicat cuprins între 86% și 93%;
 - pierderi mai mici în comutație comparativ cu celelalte convertoare;
 - curenții de intrare și de ieșire, existenți indiferent de starea de conducție sau de blocare a tranzistorului, au pulsații reduse datorate prezenței celor două inductanțe L_1 și L_f ; dacă acestea sunt cuplate magnetic, pentru anumite valori ale coeficientului de cuplaj se pot realiza curenți constanți fie printr-o inductanță fie prin cealaltă;
 - rezistență de ieșire, teoretic, nulă, în conducție continuă, deoarece tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină;
 - amplitudinea pulsațiilor tensiunii de ieșire nu depinde de sarcină; ea depinde direct proporțional de factorul de umplere al semnalului PWM și invers proporțional de pătratul frecvenței acestuia, acest comportament este datorat filtrului LC de la ieșirea convertorului.

Dezavantajele convertorului Ćuk sunt:

- vârfuri mari de curent prin componentele de putere și prin capacități;
- necesitatea folosirii unui condensator C – elementul de stocare a energiei în locul unei inductanțe – de valoare mare, capabil să suporte vârfuri mari de curent prin el și să prezinte o rezistență de pierderi foarte mică
- prin elementele semiconductoare circulă întotdeauna suma celor doi curenți inductivi;

- rezistență de ieșire nenulă în conducție discontinuă deoarece tensiunea de ieșire depinde de curentul de sarcină.

Convertoare c.c. – c.c. monofazate cu izolare galvanică

5. Avantajele convertorului forward:

- este un convertor Buck cu izolare galvanică;
- se utilizează la puteri de până la 200 - 300kW, aplicațiile sale tipice fiind cele care necesită curenți mari de ieșire;
- randament ridicat cuprins uzual între 90% - 92% dar sunt deja realizări cu randament de 98% [104];
- amplitudinea pulsațiilor tensiunii de ieșire nu depinde de sarcină; ea depinde invers proporțional de pătratul frecvenței semnalului de comandă a tranzistorului, acest comportament este datorat filtrului LC de la ieșirea convertorului;
- curentul de ieșire are pulsații mici datorate prezenței inductanței la ieșirea convertorului.

Dezavantajele convertorului forward:

- factorul de umplere maxim al semnalului de comandă este $D_{max} = 0,5$ deoarece dioda D_1 trebuie să fie în conducție un interval de timp cel puțin egal cu timpul de conducție al tranzistorului pentru a asigura recuperarea completă a energiei înmagazinate în transformator pe durata de conducție a tranzistorului;
- amplitudinea pulsațiilor tensiunii de ieșire este puternic influențată de factorul de umplere D , fiind maximă pentru $D_{max} = 0,5$;
- tranzistorul și dioda sunt suprasolicitate în tensiune, ambele trebuie să suporte, pe duratele lor de blocare, o tensiune egală cu $2u_i$;
- utilizare scăzută a transformatorului, în lipsa celei de-a treia înfășurări, fapt ce conduce la scăderea randamentului convertorului;
- proiectare dificilă și un cost mai ridicat al transformatorului cu trei înfășurări; înfășurarea a treia fiind necesară pentru recuperarea, pe durata de blocare a comutatorului, a energiei magnetice acumulate în înfășurarea primară pe durata de conducție a comutatorului (din cauza curentului de magnetizare finit al unui transformator uzual);
- alte topologii sunt mai bune la puteri mai mari de 0,5kW.

6. Avantajele convertorului flyback:

- domeniu larg de utilizare în conversii c.a. – c.c. și c.c. – c.c. cu izolare galvanică între intrare și ieșire;
- simplu din punct de vedere constructiv fiind, în esență, un convertor Buck-Boost cu inductanța divizată în două părți care formează transformatorul; acesta reprezintă mai mult un dispozitiv de stocare a energiei; pe durata de conducție a tranzistorului energia se înmagazinează în întrefierul miezului iar pe durata de blocare se transferă spre ieșire, în acest fel, fluxul de curent apare sau în primar sau în secundar dar nu în ambele înfășurări simultan;
- solicitare mai redusă a componentelor semiconductoare în comparație cu convertorul Boost datorată prezenței transformatorului; tranzistorul nu mai trebuie să suporte, în stare blocată, o tensiune de valoare ridicată

iar dioda, chiar dacă va bloca tensiuni ridicate, va opera la un curent redus; astfel se pot folosi componente cu capacități parazite mai mici, care comută mai repede și contribuie la reducerea pierderilor și la creșterea randamentului;

- randament ridicat până la 90%;
- protecție internă la scurtcircuit, distrugerea accidentală prin scurtcircuitare a tranzistorului conduce la anularea tensiunii de ieșire prin blocarea diodei.

Dezavantajele convertorului flyback:

- vârfuri mari ale curentului de ieșire;
- necesitatea utilizării unui condensator C_f de valoare mai mare (decât cea a convertorului forward) și capabil să suporte vârfuri însemnate de curent;
- necesitatea folosirii unui transformator cu miez de ferită cu întrefier;
- dimensiunea mai mare a transformatorului datorată utilizării unipolare a fluxului magnetic;
- utilizare scăzută a transformatorului acesta fiind mai mult un „comutator” de energie;
- pierderi mari în comutație deoarece blocarea tranzistorului se face la curent maxim cu tensiunea crescând brusc;
- necesitatea unui filtru EMI la intrare care să atenueze perturbațiile electromagnetice generate în regimul de funcționare discontinuă;
- alte topologii sunt mai performante la puteri mai mari de 100W.

2.5. CONFIGURAȚII ALE CONVERTOARELOR C.A. – C.C. TRIFAZATE PERFORMANTE

2.5.1. Convertoare Boost unidirecționale

Aceste tipuri de redresoare sunt utilizate pe scară largă pentru înlocuirea redresoarelor clasice cu diode [108], [128]. Ele asigură furnizarea unui factor de putere unitar, reducerea distorsiunilor armonice totale THD, generarea unei tensiuni continue constante la ieșire chiar dacă variază sarcina sau tensiunea alternativă de intrare. În figurile 2.8 – 2.11 se prezintă câteva topologii ale acestei categorii de convertoare [8], [155].

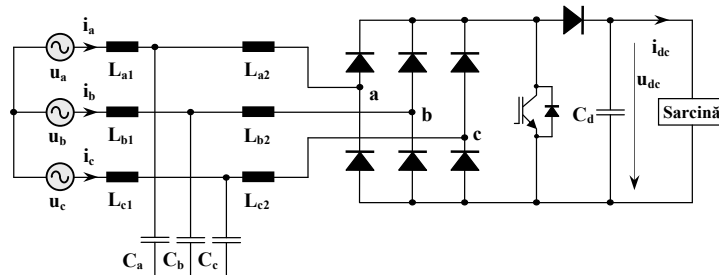


Figura 2.8. Convertor Boost unidirecțional cu un singur comutator.

Există o mare varietate de configurații conținând unul, două sau trei comutatoare [168] utilizate pentru a le îmbunătăți performanțele și a le apropia de cerințele ideale privind calitatea puterii alternative, absorbite la intrare și continue, furnizată la ieșire [6], [27], [62], [83], [117], [168], [171], [180].

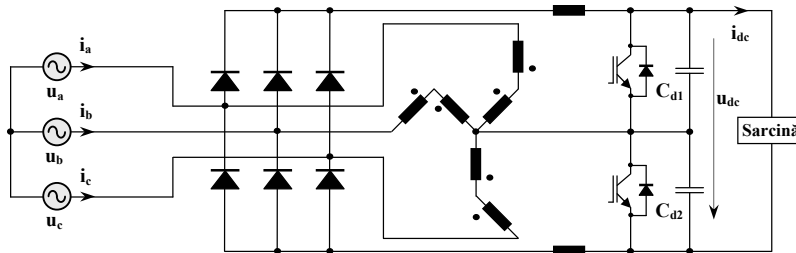


Figura 2.9. Convertor Boost unidirecțional cu două comutatoare bazat pe un transformator de injecție în zigzag (redresorul Minnesota).

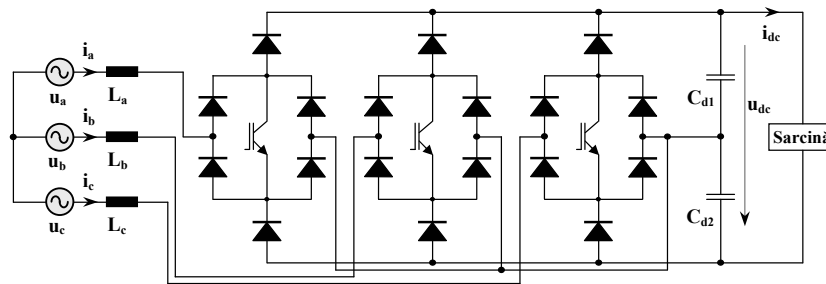


Figura 2.10. Convertor Boost unidirecțional cu trei comutatoare (redresorul Vienna).

Convertorul cu un singur comutator și filtru pasiv (figura 2.8), redresorul Minnesota (figura 2.9) care utilizează o injecție de curent armonic prin intermediul unui transformator zig-zag, redresorul Vienna (figura 2.10) și convertorul Boost cu transformatoare de izolație în conexiune Scott și cu PFC dual (figura 2.11), reprezintă câteva configurații de bază ale convertoarelor IPQCs din această categorie.

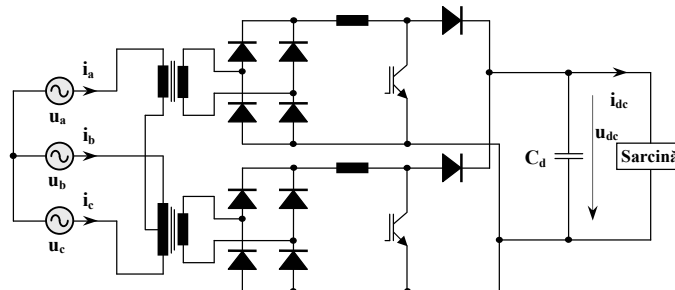


Figura 2.11. Convertor Boost unidirecțional cu transformatoare de izolare Scott.

Oricum, în momentul actual, există un număr însemnat de convertoare c.a. – c.c., bazate pe combinații ale convertoarelor Boost monofazate cu alte topologii modificate, utilizate pe scară largă în sursele de alimentare și în sistemele de acționare ale motoarelor.

2.5.2. Convertoare Boost bidirecționale

Asigurarea unui flux bidirecțional de putere de la sursa de alimentare alternativă, de la intrarea convertorului spre ieșirea continuă și invers - necesar pentru comanda macaralelor, lifturilor, sistemelor de stocare a energiei, surselor de alimentare neîntreruptibile – presupune, în mod normal, utilizarea unui convertor bidirecțional. În figurile 2.12 – 2.15 sunt prezentate câteva configurații ale convertoarelor Boost bidirecționale [69], [84], [91], [100], [113], [120], [121], [125], [129], [148], [149], [154], [156]. Controlul în buclă închisă a tensiunii continue stabilește amplitudinea curentului alternativ consumat de la sursa de alimentare. Acest curent este în fază cu tensiunea alternativă a rețelei. Controlul PWM al curentului convertorului VSI (Voltage-Source-Inverter) menține curentul alternativ aproape sinusoidal și în fază cu tensiunea alternativă a rețelei de alimentare.

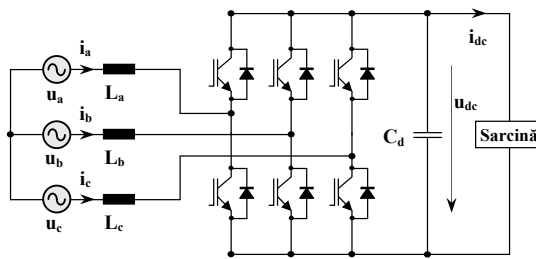


Figura 2.12. Convertor Boost bidirecțional bazat pe o punte VSI.

Pentru reducerea prețului, se realizează convertoare Boost bidirecționale cu patru comutatoare (figura 2.13). Acestea reprezintă varianta ideală pentru comanda, cu viteză variabilă, a motoarelor de curent continuu.

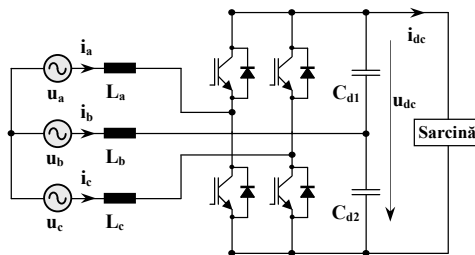


Figura 2.13. Convertor Boost bidirecțional cu patru comutatoare.

În majoritatea cazurilor, un convertor Boost bidirecțional are o topologie bazată pe o punte VSI cu șase comutatoare (figura 2.12). În cazurile în care tensiunea sursei este neechilibrată, reducerea variației tensiunii continue de ieșire și

echilibrarea curentului consumat de la sursa de alimentare se realizează prin utilizarea unei configurații cu patru fire a convertorului (figurile 2.14 și 2.15). Pentru reducerea numărului de componente hardware și a costului convertoarelor s-au folosit multe tehnici și metode cum ar fi controlul fără senzori.

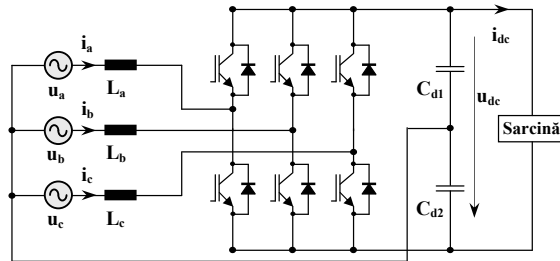


Figura 2.14. Convertor Boost bidirecțional cu patru fire.

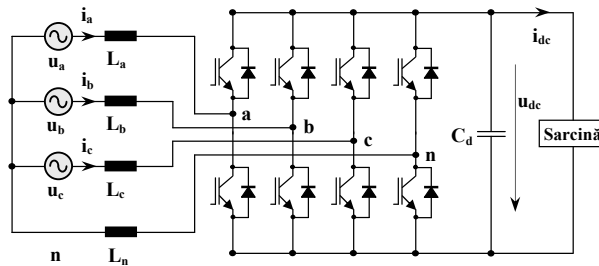


Figura 2.15. Convertor Boost bidirecțional cu patru brațe de punte.

2.5.3. Convertoare Buck unidirecționale

Aceste convertoare înlocuiesc semiconvertoarele clasice cu tiristoare și îmbunătățesc atât calitatea puterii absorbite de la sursa de alimentare cât și cea generată la ieșire. Ele furnizează o tensiune de ieșire mai mică decât tensiunea de intrare. În literatura de specialitate sunt raportate mai multe topologii care utilizează un singur comutator (figura 2.16) [114], două comutatoare și transformator pentru injecția armonicilor de curent (figura 2.17), trei comutatoare și diode duale (figura 2.18) sau șase comutatoare și diode de nul (figura 2.19).

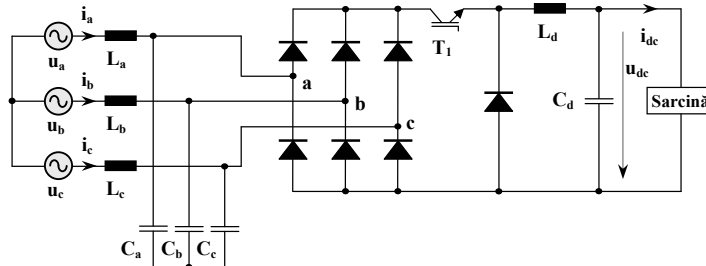


Figura 2.16. Convertor Buck unidirecțional cu un singur comutator.

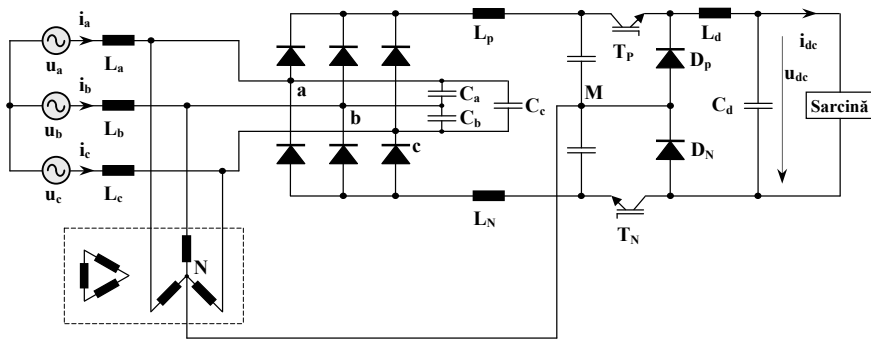


Figura 2.17. Convertor Buck unidirecțional cu două comutatoare.

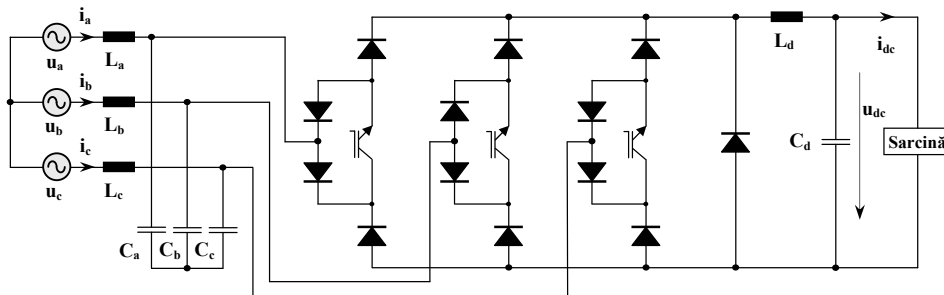


Figura 2.18. Convertor Buck unidirecțional cu trei comutatoare.

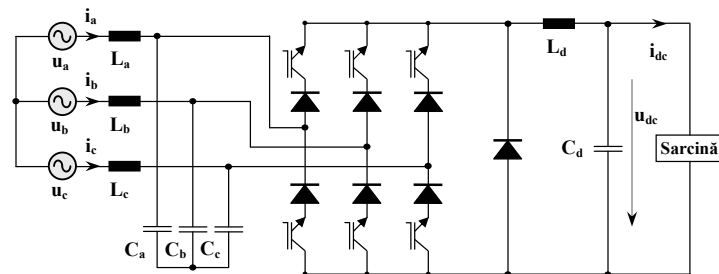


Figura 2.19. Convertor Buck unidirecțional trifazat de tip CSI.

Toate configurațiile amintite [63], [161], [179] îmbunătățesc factorul de putere, reduc armonicile curentului alternativ de intrare și furnizează o tensiune continuă de ieșire [109], [110]. Comanda PWM cu frecvență ridicată a comutatoarelor reduce dimensiunea și greutatea filtrelor de intrare și ieșire și crește randamentul întregului sistem [155].

Convertoarele Buck unidirecționale se folosesc, pe scară largă, pentru încărcarea acumuloarelor autovehiculelor și pentru comanda motoarelor de curent

continuu deoarece ele sunt capabile să furnizeze, la pornire, un curent de valoare scăzută. Acest lucru este posibil deoarece comutatorul, de regulă un tranzistor IGBT, este conectat în serie cu fluxul curentului de ieșire. De asemenea, aceste convertoare sunt capabile să furnizeze tensiune continuă de ieșire, reglabilă de la zero la valoarea nominală cu o viteză de creștere foarte mare [63].

2.5.4. Convertoare Buck bidirecționale

Convertoarele din această categorie, prezentate în figurile 1.20 – 1.22, asigură o funcție similară cu cea îndeplinită de punțile convenționale cu tiristoare dar îmbunătățesc calitatea puterii, adică asigură un factor de putere ridicat, reduc armonicile curentului alternativ de intrare și furnizează o tensiune de ieșire continuă constantă pentru un flux de putere reversibil [52], [53], [59], [60], [68], [101]. Ele sunt realizate cu tiristoare GTO dacă sunt destinate puterilor mari (figura 2.20) sau cu tranzistoare IGBT și diode serie dacă sunt destinate puterilor mici (figurile 2.21 și 2.22).

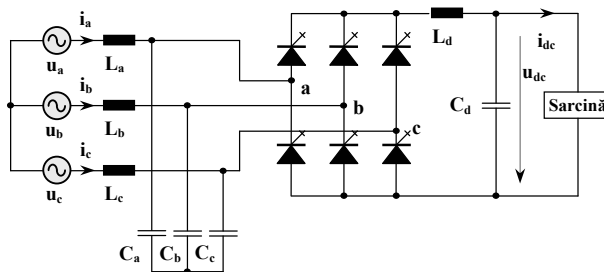


Figura 2.20. Convertor Buck bidirecțional cu tiristoare GTO.

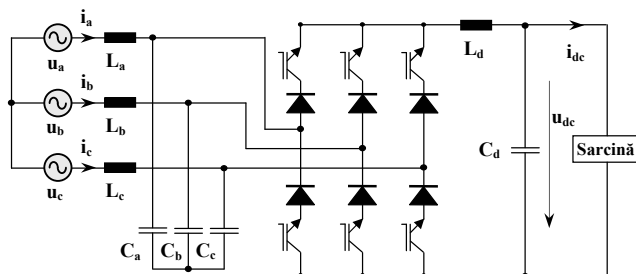


Figura 2.21. Convertor Buck bidirecțional cu tranzistoare IGBT.

Indiferent de domeniul de putere abordat, dispozitivele comută la frecvențe ridicate, ceea ce permite reducerea dimensiunilor componentelor filtrelor. Configurația cu patru brațe de punte (figura 2.22) este implementată pentru a reduce pulsațiile tensiunii continue de ieșire și pentru a echilibra curentul alternativ absorbit de la rețea, chiar dacă tensiunea rețelei este neechilibrată. Comutatoarele, indiferent de dispozitivul de putere din componența lor – MOSFET, IGBT sau GTO –

necesită diode serie pentru a le asigura capabilitatea de blocare la tensiune inversă, absolut necesară funcționării acestui tip de convertor.

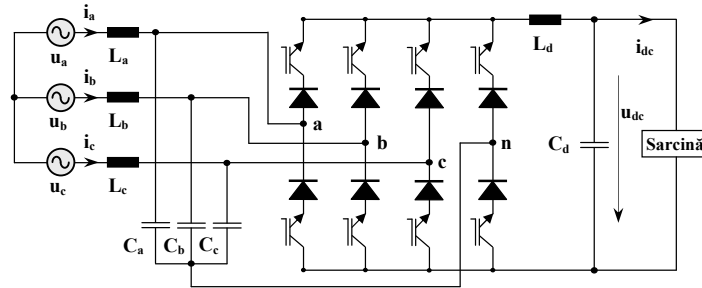


Figura 2.22. Convertor Buck bidirecțional cu patru brațe de punte.

2.5.5. Convertoare Buck-Boost unidirecționale

Convertoarele Buck-Boost unidirecționale, prezentate în figurile 2.23 – 2.26, sunt destinate unei game largi de aplicații. Ele pot avea ieșirea izolată sau neizolată față de intrare. Configurația de bază constă dintr-o combinație a convertoarelor Buck și Boost (figura 2.23). Alte configurații pot fi realizate prin utilizarea unei punți trifazate cu diode și filtru și a unui convertor c.c. – c.c. Buck-Boost de tip Ćuk, SEPIC (figura 2.24) sau flyback [66], [95].

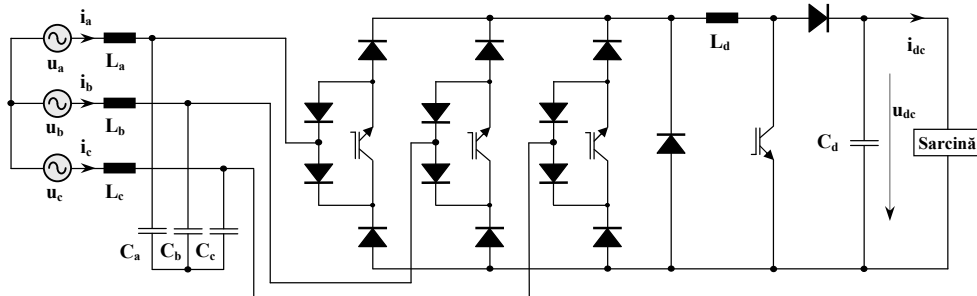


Figura 2.23. Convertor Buck-Boost unidirecțional cu patru comutatoare.

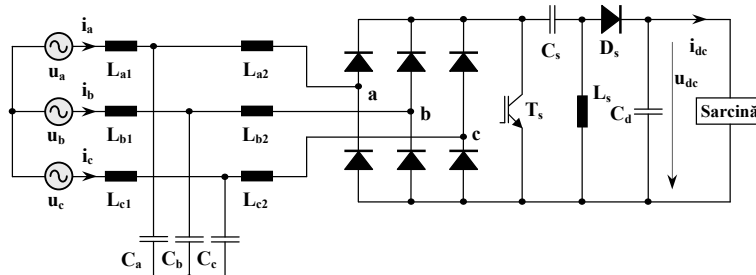


Figura 2.24. Convertor Buck-Boost unidirecțional derivat dintr-un convertor SEPIC.

Pentru obținerea unei ieșiri izolate față de intrare, se utilizează un transformator de înaltă frecvență – de dimensiuni reduse -, un redresor cu diode și un convertor de tip flyback (figura 2.25), Ćuk (figura 2.26), SEPIC, Zeta, punte, semipunte, push-pull. Toate aceste convertoare au un prim etaj PFC [38], [102], [151], [186].

Astfel, în aceste cazuri, sunt integrate împreună două etaje de conversie, dar chiar și cu un singur etaj de conversie poate fi atins același nivel de performanță (figurile 2.25 și 2.26). Pe baza acestor configurații noi, compacte, integrate, cu densitate de putere ridicată se pot realiza surse de alimentare de randament ridicat utilizate în sursele de putere din telecomunicații, unitățile de încărcare a bateriilor, etc.

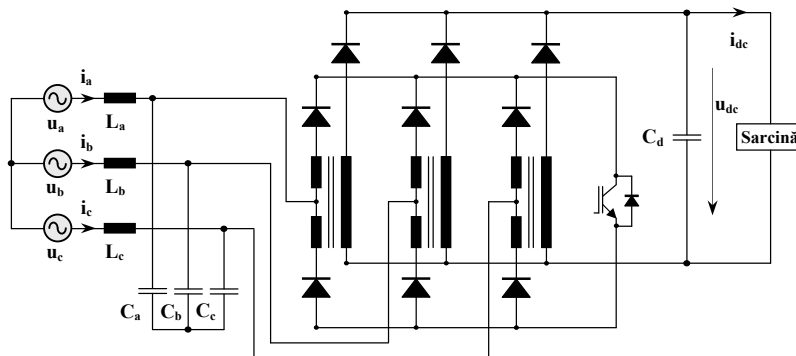


Figura 2.25. Convertor Buck-Boost unidirecțional derivat dintr-un convertor Flyback.

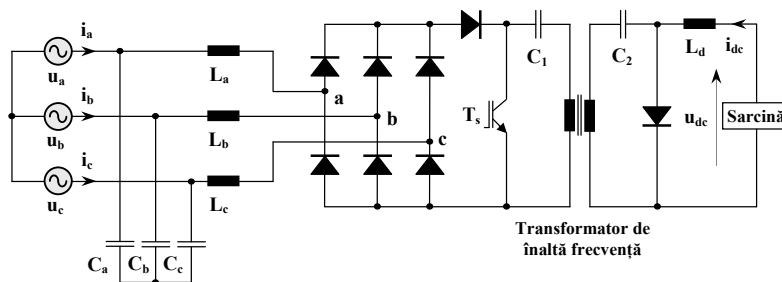


Figura 2.26. Convertor Buck-Boost unidirecțional derivat dintr-un convertor Ćuk.

2.5.6. Convertoare Buck-Boost bidirecționale

Unele aplicații necesită tensiune continuă de ieșire variabilă într-un domeniu larg, de la o valoare mică la o valoare ridicată, un curent continuu bidirecțional pentru funcționarea în patru cadrane și un flux de putere bidirecțional. Aceste convertoare se pot implementa în mai multe moduri bazate pe cascada convertoarelor Buck și Boost. Dar cel mai simplu mod de realizare a lor se bazează pe convertoare matriciale (figura 2.27). Comutatoarele, comandate cu frecvență

ridicată, permit reducerea dimensiunilor filtrului alternativ de la intrare și a celui continuu de la ieșire ceea ce asigură obținerea unui răspuns rapid al convertorului.

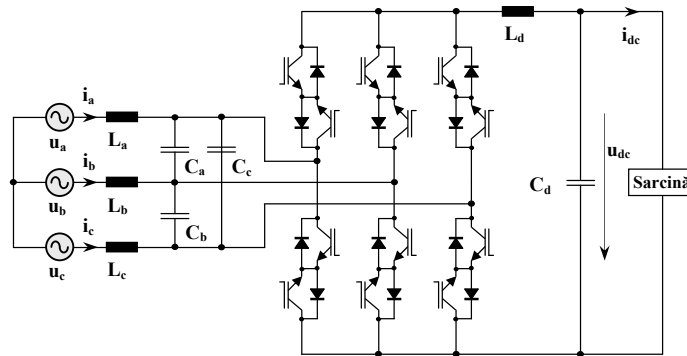


Figura 2.27. Convertor Buck-Boost bidirecțional bazat pe un convertor matricial.

Aceste convertoare sunt capabile să lucreze ca și convertoare Buck bidirecționale și Boost bidirecționale și reprezintă soluția ideală pentru conversii c.a. – c.c. Ele sunt derivate din convertoarele matriciale utilizate în mod curent pentru conversii c.a. – c.a. într-un domeniu larg de frecvențe [48], [49], [73]. Pot fi realizate și cu tiristoare GTO, dacă sunt destinate aplicațiilor de puteri mari, respectând restricția frecvenței de comutare. În acest caz nu mai sunt necesare diodele adiționale.

2.5.7. Convertoare Multi-Nivel unidirecționale

În figurile 2.28 – 2.30 sunt prezentate câteva scheme de bază ale convertoarelor multi-nivel unidirecționale [106]. Conceptul de multi-nivel se utilizează pentru reducerea armonicilor de curent și a pierderilor în comutație ale convertorului dacă comutatoarele sunt comandate cu frecvență scăzută.

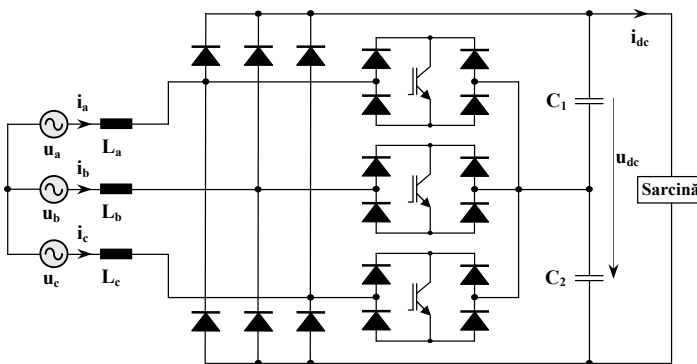


Figura 2.28. Convertor pe trei nivele unidirecțional cu trei comutatoare.

Convertoarele trifazate pe trei nivele pot fi implementate utilizând trei comutatoare (figura 2.28) sau șase (figura 2.29). Convertoarele pe mai multe nivele (în figura 30 se prezintă un convertor pe cinci nivele) necesită un număr mai mare de comutatoare dar pot evita pierderile în comutație PWM menținând același nivel de performanță în ceea ce privește calitatea puterii absorbite și cedate. Configurația lor le permite utilizarea și în locul convertoarelor Boost cu flux unidirecțional de putere [39].

Deoarece asigură o solicitare în tensiune redusă și pierderi mici în comutația PWM, reprezintă soluția ideală pentru aplicațiile de putere mare și tensiuni ridicate. Ele pot fi realizate cu un număr mare de nivele pentru a furniza un factor de distorsiuni armonice totale THD redus, pentru a îmbunătăți factorul de putere și pentru a furniza o tensiune continuă de ieșire fără ripluri chiar dacă sarcina variază [4], [64].

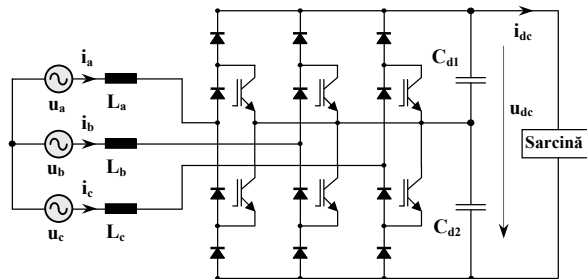


Figura 2.29. Convertor pe trei nivele unidirecțional cu șase comutatoare.

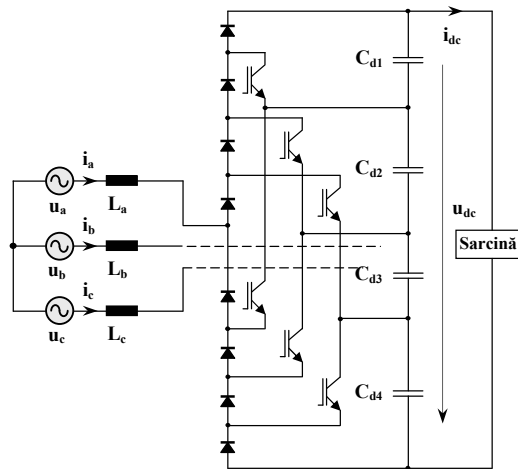


Figura 2.30. Convertor pe cinci nivele unidirecțional.

2.5.8. Convertoare Multi-Nivel bidirecționale

În figurile 2.31 – 2.33 sunt prezentate câteva scheme ale unor convertoare multi-nivel bidirecționale. Sfera lor de aplicații cuprinde domeniul puterilor mari și a

tensiunilor ridicate care necesită un flux bidirecțional de putere cum ar fi: unitățile de încărcare a bateriilor, circuitele de comandă în patru cadrane și cu viteză variabilă a motoarelor de curent alternativ, [157], [169], [170] transmisiile HVdc [155].

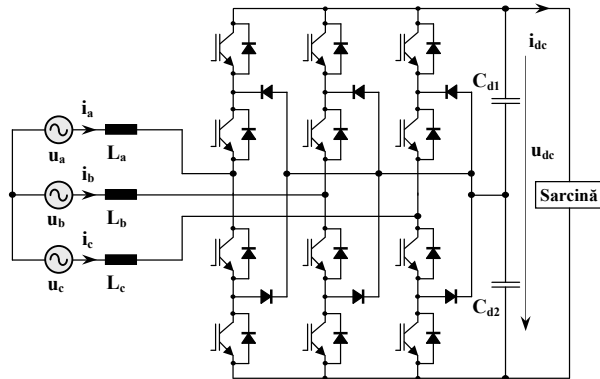


Figura 2.31 Convertor pe trei nivele bidirecțional.

Aceste convertoare pot fi realizate cu diode de limitare (figurile 2.31 și 2.32 pentru trei, respectiv, cinci nivele), cu condensatoare flyback (figura 2.33) sau cascade.

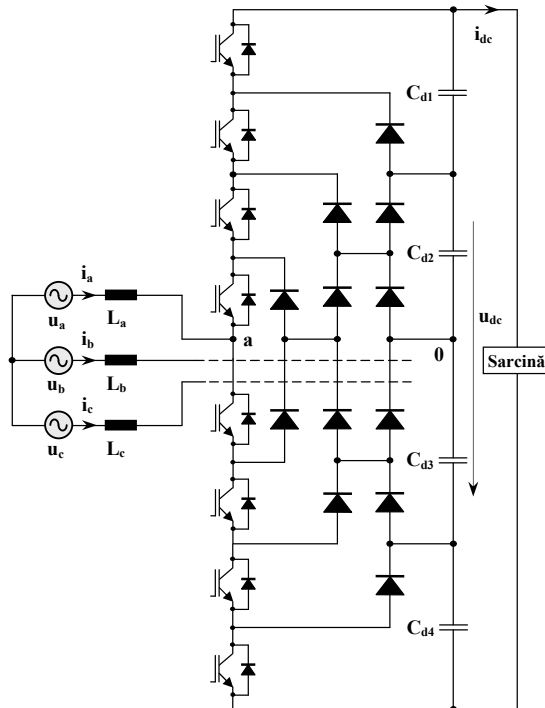


Figura 2.32 Convertor pe cinci nivele bidirecțional.

Ele oferă un randament ridicat și un THD scăzut al tensiunii și curentului în absența comutării PWM [150]. Pentru aplicațiile din domeniile medii și scăzute de putere se utilizează tranzistoare IGBT iar pentru domeniul puterilor mari se preferă, în exclusivitate, tiristorul GTO.

Convertoarele multi-nivel bidirecționale asigură un nivel ridicat al calității puterii absorbite de la rețeaua de alimentare cu un factor de distorsiuni armonice THD redus, zgomot EMI redus, tensiune continuă de valoare reglabilă, fără ripluri și oscilații și insensibilă la perturbații ale sursei sau sarcinii. Ele evită, în unele aplicații, utilizarea transformatoarelor, ceea ce le permite creșterea randamentului [65], [183].

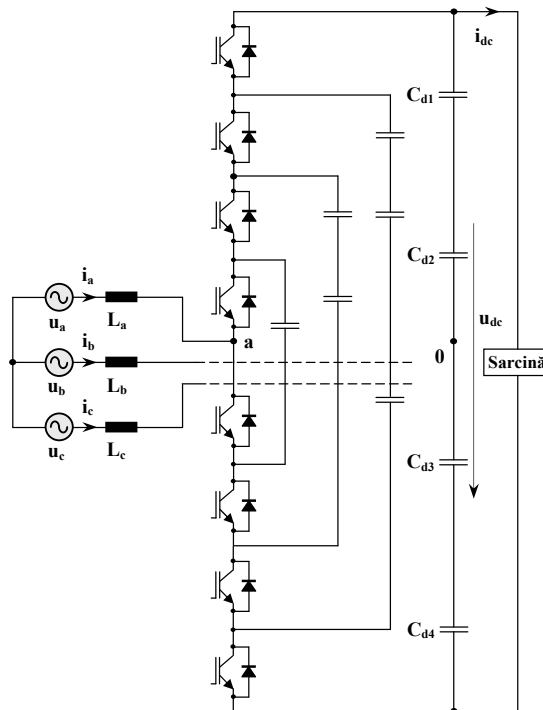


Figura 2.33 Convertor pe cinci nivele bidirecțional cu capacități flyback.

2.5.9. Convertoare Multi-Puls unidirecționale

Pentru reducerea armonicilor curentului alternativ de intrare și a amplitudinii riplurilor și oscilațiilor tensiunii continue de ieșire se utilizează, în mod normal, punți cu diode comandate cu un număr mare de pulsuri. Se realizează convertoare cu 12, 18, 24, 30, 36, 48 de pulsuri furnizate de un autotransformator (sau de un transformator de izolație) multi-puls de intrare. Se utilizează bobine de șoc interfazice pentru injecția vârfurilor de curent [5], [61], [86]. În literatura de specialitate s-a publicat că este posibilă reducerea THD-ului sursei de curent sub 2% chiar prin utilizarea unor convertoare cu 18 pulsuri [155].

Dimensiunea, greutatea și costul diferitelor componente ale acestor convertoare sunt reduse prin utilizarea noilor concepte în configurația

autotransformatoarelor pentru obținerea unui număr mai mare de faze din rețeaua trifazată de intrare, prin împărțirea fazelor cu diferite unghiuri (figurile 2.34, 2.35 și 2.36 pentru convertoarele cu 12, 18 și 24 de pulsuri).

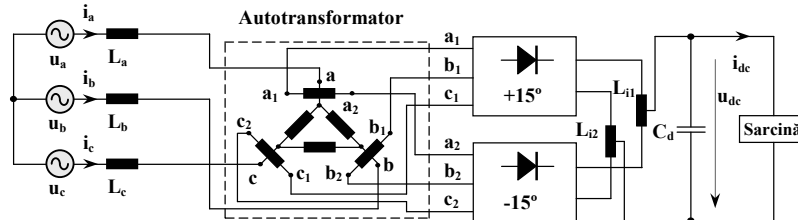


Figura 2.34 Convertor cu 12 pulsuri unidirecțional.

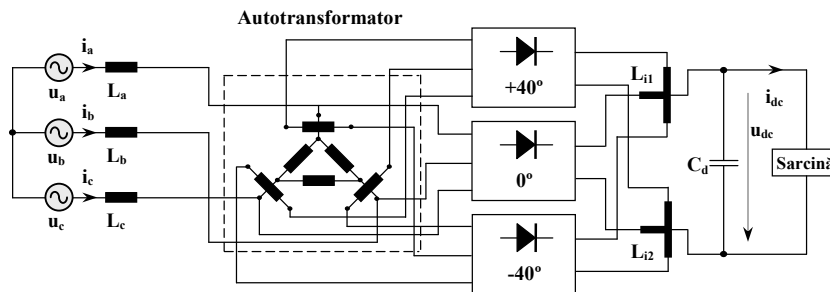


Figura 2.35 Convertor cu 18 pulsuri unidirecțional.

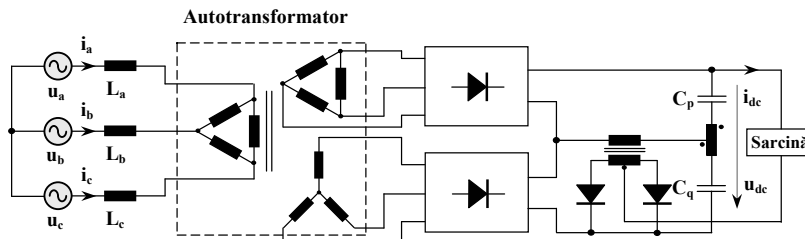


Figura 2.36 Convertor cu 24 pulsuri unidirecțional.

Aceste convertoare se bazează pe deplasarea fazelor prin transformatoarele de intrare și multiplicarea pulsurilor de către bobinele de șoc și transformatoarele de injecție de la ieșire. În mod frecvent, aceste convertoare folosesc doar diode (lente), rezultând pierderi în comutație neglijabile, randament ridicat, factor de putere ridicat, THD scăzut și tensiune continuă de ieșire de calitate ridicată [116].

2.5.10. Convertoare Multi-Puls bidirecționale

Convertoarele multi-puls bidirecționale folosesc, în mod normal, tiristoare. Reducerea armonicilor de curent se realizează prin multiplicarea pulsurilor de către

inductanțe. În figurile 2.37 și 2.38 se prezintă două topologii tipice ale acestor convertoare [41], [131].

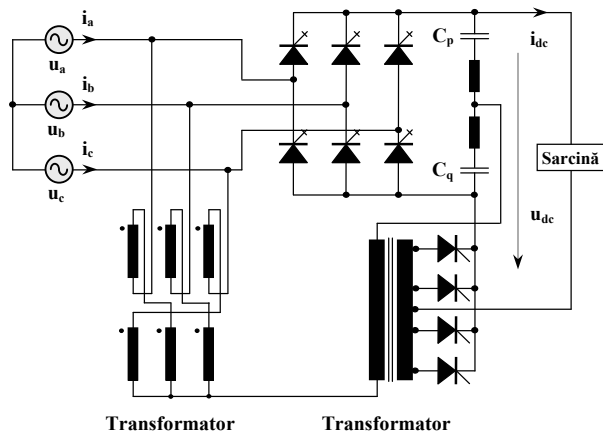


Figura 2.37 Converter cu 24 pulsuri bidirecțional bazat pe un transformator cu priză mediană.

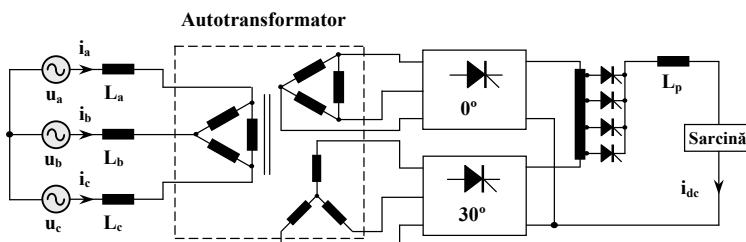


Figura 2.38 Converter cu 48 pulsuri bidirecțional.

Folosirea convertoarelor cu punte de tiristoare complet comandată oferă un flux de putere bidirecțional și o tensiune continuă de ieșire reglabilă. Utilizarea unui număr mare de faze prin transformatorul de intrare, cu multiple înfășurări, și un transformator de injecție reduc THD-ul curentului de intrare și riplurile tensiunii continue de ieșire. Aceste convertoare se utilizează pentru comanda motoarelor de curent continuu, în sistemele de transmisii HVdc și în unele surse de alimentare. În figura 2.37 se prezintă un convertor multi-puls tipic care poate opera ca un convertor cu 6, 12 sau 24 de pulsuri [165]. Similar, în figura 2.38, s-a reprezentat schema unui convertor care poate funcționa ca un convertor cu 12, 24 sau 48 de pulsuri [26], [130].

În aplicațiile de tensiune mică și medie, greutatea și costul transformatorului de intrare se poate reduce prin utilizarea autotransformatoarelor.

2.6. AVANTAJELE ȘI DEZAVANTAJELE CONVERTOARELOR C.A. – C.C. TRIFAZATE

În urma analizei efectuate, autorul acestei teze scoate în evidență următoarele avantaje și dezavantaje ale convertoarelor c.c. – c.c. trifazate:

1. **Convertorul Boost unidirecțional** prezintă următoarele *avantaje*:

- furnizează o tensiune de ieșire continuă constantă chiar dacă variază sarcina sau tensiunea de intrare;
- comandă simplă, cu funcționare la frecvență constantă, rezistența emulată putând fi modificată prin factorul de umplere al semnalului de comandă;
- distorsiuni armonice totale nesemnificative dacă tensiunea de ieșire este suficient de mare chiar dacă funcționarea DCM a convertoarelor Boost este generatoare de armonici de joasă frecvență;
- pierderi mici la intrarea sa în conducție, pentru configurațiile cu un singur comutator (este adus întotdeauna în conducție la curent nul);
- utilizarea, pe scară largă, în sursele de alimentare din componența sistemelor de comandă ASD, a ventilatoarelor, a sistemelor de aer condiționat, a surselor UPS;

Dezavantajele convertorului Boost unidirecțional sunt:

- curentul mediu de intrare este distorsionat de către curentul prin bobină, în timpul perioadei de descărcare (durata acesteia este determinată de diferența dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare); limitarea duratei de descărcare și, implicit, reducerea acestei distorsiuni presupune ca tensiunea de ieșire să fie suficient de mare comparativ cu maximul tensiunii de intrare;
- necesitatea realizării unui compromis între calitatea tensiunii de ieșire și calitatea curentului de intrare; o tensiune de ieșire mare determină pierderi mai mari în conducție, solicitări mai mari ale comutatorului și o valoare mărită a inductanței;
- necesitatea folosirii unui filtru la intrare pentru rejecția componentelor de înaltă frecvență cauzate de forma tipică a curenților în modul de conducție discontinuă;
- pentru configurațiile cu un singur comutator, pierderi mari la blocare deoarece trebuie blocați curenți mari; reducerea acestora se bazează pe utilizarea unui întrerupător auxiliar care se va bloca înaintea comutatorului principal iar curentul rezonant al circuitului auxiliar va forța curentul prin comutatorul principal spre zero, creându-i-se condiția de blocare la curent zero.

2. **Convertorul Boost bidirecțional** are următoarele *avantaje*:

- arhitectura circuitului PFC trifazat de tip Boost, în conducție continuă, este cea mai frecvent întâlnită în aplicațiile practice;
- asigură un flux bidirecțional de putere de la sursa de alimentare alternativă, de la intrarea convertorului spre ieșirea continuă și invers -

- necesar pentru comanda macaralelor, lifturilor, sistemelor de stocare a energiei, surselor de alimentare neîntreruptibile;
- nu necesită amplasarea, la intrare, a unui filtru de radiofrecvență deoarece curenții de intrare sunt nepulsatorii, bobinele convertorului Boost fiind situate, pe partea de curent alternativ, pe fiecare fază;
 - pierderile mici în conducție datorate valorilor efective reduse ale curenților prin comutatoarele punții;
 - arhitectura circuitului este mai simplă deoarece în majoritatea configurațiilor lipsește dioda din structura clasică a convertoarelor de tip Boost; rolul ei este doar de a împiedica scurtcircuitarea capacității de la ieșire datorată conducției simultane, accidentale, a două comutatoare de pe același braț al punții;
 - reducerea numărului de componente hardware și a costului convertoarelor se poate realiza prin folosirea mai multor tehnici și metode cum ar fi controlul fără senzori.

Dezavantajele convertorului Boost bidirecțional sunt:

- se bazează, în general, pe o topologie în punte VSI cu șase comutatoare active a căror factor de utilizare este slab;
- necesită o configurație a convertorului cu patru fire pentru reducerea variației tensiunii continue de ieșire și echilibrarea curentului consumat de la sursa de alimentare în cazurile în care tensiunea sursei este neechilibrată.

3. **Convertorul Buck unidirecțional** prezintă următoarele *avantaje*:

- furnizează o tensiune de ieșire mai mică decât tensiunea de intrare;
- dimensiunea și greutatea redusă a filtrelor de intrare și ieșire datorată comenzii PWM cu frecvență ridicată a comutatoarelor;
- pierderi mai mici în comutație, comparativ cu convertorul Boost, în condițiile în care tensiunea de rețea este mică;
- comanda simplă, modificarea puterii transmise la ieșire se face prin modificarea frecvenței de comutație a comutatorului;
- posibilitatea folosirii lor, pe scară largă, pentru încărcarea acumulatorilor autovehiculelor și pentru comanda motoarelor de curent continuu fiind capabile să furnizeze, la pornire, un curent de valoare scăzută deoarece comutatorul, de regulă un tranzistor IGBT, este conectat în serie cu fluxul curentului de ieșire;
- furnizează tensiune continuă de ieșire, reglabilă de la zero la valoarea nominală cu o viteză de creștere foarte mare.

Dezavantajele convertorului Buck unidirecțional sunt:

- necesitatea folosirii la intrare a unui filtru LC de radiofrecvență pentru rejectarea componentelor de înaltă frecvență din curenții de intrare, datorate fronturilor abrupte ce apar cu frecvența de comutație a comutatoarelor;
- pierderi mai mari în conducție, comparativ cu convertorul Boost, deoarece sunt înseriate mai multe dispozitive semiconductoare.

4. **Convertorul Buck bidirecțional** oferă următoarele *avantaje*:

- posibilitatea utilizării lor în domeniul puterilor mari, dacă sunt realizate cu tiristoare GTO, respectiv în domeniul puterilor medii dacă sunt realizate cu tranzistoare IGBT și diode serie;

- asigură o funcție similară cu cea îndeplinită de punțile convenționale cu tiristoare dar îmbunătățesc calitatea puterii, adică asigură un factor de putere ridicat, reduc armonicile curentului alternativ de intrare și furnizează o tensiune de ieșire continuă constantă pentru un flux de putere reversibil;
- dimensiuni reduse ale componentelor filtrelor, indiferent de domeniul de putere abordat, deoarece dispozitivele comută la frecvențe ridicate;
- configurația cu patru brațe de punte permite reducerea pulsațiilor tensiunii continue de ieșire și echilibrarea curentului alternativ absorbit de la rețea, chiar dacă tensiunea rețelei este neechilibrată.

Dezavantajele convertorului Buck bidirecțional sunt:

- comutatoarele, indiferent de dispozitivul de putere din componența lor – MOSFET, IGBT sau GTO – necesită diode serie pentru a le asigura capabilitatea de blocare la tensiune inversă;
- valorile efective ale curenților prin comutatoare sunt semnificative, ceea ce duce la creșterea suplimentară a pierderilor în conducție pe comutatoare.

5. **Convertorul Buck-Boost unidirecțional** oferă utilizatorilor următoarele *avantaje*:

- permite obținerea unei tensiuni de ieșire de polaritate inversă față de cea de intrare;
- este destinat unei game largi de aplicații, pe baza lui se pot realiza surse de alimentare de randament ridicat utilizate în sursele de putere din telecomunicații, unitățile de încărcare a bateriilor, etc.;
- poate avea ieșirea izolată sau neizolată față de intrare;
- configurația sa de bază constă dintr-o combinație a convertoarelor Buck și Boost; alte configurații pot fi realizate prin utilizarea unei punți trifazate cu diode și filtru și a unui convertor c.c. – c.c. de tip Ćuk, SEPIC sau flyback;
- pentru obținerea unei ieșiri izolate față de intrare, se utilizează un transformator de înaltă frecvență – de dimensiuni reduse -, un redresor cu diode și un convertor de tip flyback, Ćuk, SEPIC, Zeta, punte, semipunte, push-pull; toate aceste convertoare au un prim etaj PFC;

Dezavantajele convertorului Buck-Boost unidirecțional sunt:

- necesitatea folosirii la intrare a unui filtru LC de radiofrecvență pentru rejectarea componentelor de înaltă frecvență din curenții de intrare, datorate fronturilor abrupte ce apar cu frecvența de comutație a comutatoarelor;
- pierderi mai mari în conducție, comparativ cu convertorul Boost, deoarece sunt înseriate mai multe dispozitive semiconductoare.

6. **Convertorul Buck-Boost bidirecțional** are următoarele *avantaje*:

- permite obținerea unei tensiuni de ieșire de polaritate inversă față de cea de intrare;
- poate furniza la ieșire o tensiune continuă, variabilă într-un domeniu larg - de la o valoare mică la o valoare ridicată - un curent continuu bidirecțional pentru operarea în patru cadrane și un flux de putere bidirecțional;
- este capabil să lucreze ca și convertorul Buck bidirecțional și Boost bidirecțional și reprezintă soluția ideală pentru conversii c.a. – c.c.;

- dimensiuni reduse ale componentelor filtrelor de intrare și ieșire datorate comenzii comutatoarelor cu semnale cu frecvența ridicată;
- răspuns rapid al convertorului la ieșire datorită filtrelor de valori reduse;
- sunt destinate aplicațiilor de puteri medii (având structura derivată din cea a convertoarelor matriciale cu tranzistoare IGBT și frecvențe mari de comutare) și mari (similare cu cele pentru puteri medii dar cu tiristoare GTO, diode adiționale și respectând restricția frecvenței de comutare).

Dezavantajele convertorului Buck-Boost bidirecțional sunt:

- ca și în cazul convertorului Buck, este necesară utilizarea la intrare a unui filtru de radiofrecvență datorită formei chopate al curenților de intrare;
- comutatoarele, indiferent de dispozitivul de putere din componența lor – IGBT sau GTO – necesită diode serie pentru a le asigura capabilitatea de blocare la tensiune inversă;
- valorile efective ale curenților prin comutatoare sunt semnificative, ceea ce duce la creșterea suplimentară a pierderilor în conducție pe comutatoare;
- spre deosebire de convertorul Buck-Boost monofazat, dioda se înlocuiește cu un comutator activ unidirecțional în curent, similar cu cele folosite în cadrul punții.

7. **Convertorul Multi-Nivel unidirecțional** prezintă următoarele *avantaje*:

- reprezintă soluția optimă pentru aplicațiile de putere mare și tensiuni ridicate deoarece asigură o solicitare în tensiune redusă și pierderi mici în comutația PWM;
- poate fi utilizat în locul convertoarelor Boost cu flux unidirecțional de putere;
- sunt o interfață ideală cu sursele de energie regenerabilă;
- randamentul ridicat de peste 98% datorat pierderilor foarte mici în comutație;
- pot îmbunătăți calitatea puterii și stabilitatea sistemelor de alimentare;
- solicitarea scăzută a comutatoarelor; nivelele individuale comută la frecvență joasă, constantă (50Hz – 60Hz) chiar dacă semnalul de ieșire are frecvența de comutație ridicată;
- valoarea scăzută a radiațiilor EMI datorată frecvenței reduse de comutație;
- obținerea unor curenți și tensiuni de intrare/ieșire aproape sinusoidali fără utilizarea filtrelor de intrare/ieșire;
- structura lor simplă și modulară permite, aproape întotdeauna, suprapunerea unui număr nelimitat de nivele pentru a furniza un factor de distorsiuni armonice totale THD redus, pentru a îmbunătăți factorul de putere și pentru a furniza o tensiune continuă de ieșire fără ripluri chiar dacă sarcina variază;
- posibilitatea comenzii lor cu diferite tipuri de semnale PWM multilevel ceea ce le conferă o mare flexibilitate în obținerea formelor tensiuni de ieșire dorite,

Dezavantajele convertorului Multi-Nivel unidirecțional sunt:

- necesitatea utilizării unui număr mare de comutatoare;
- comanda complexă bazată pe diferiți algoritmi de control.

8. **Convertorul Multi-Nivel bidirecțional** oferă următoarele *avantaje*:

- este o soluție pentru sfera aplicațiilor din domeniul puterilor mari și a tensiunilor ridicate care necesită un flux bidirecțional de putere cum ar fi: unitățile de încărcare a bateriilor, circuitele de comandă în patru cadrane și cu viteză variabilă a motoarelor de curent alternativ, transmisiile HVdc;
- posibilitatea utilizării lor în domeniul puterilor mari – configurațiile realizate exclusiv cu tiristoare GTO - și medii dacă se folosesc structuri cu tranzistoare IGBT;
- asigură un nivel ridicat al calității puterii absorbite de la rețeaua de alimentare cu un factor de distorsiuni armonice redus;
- furnizează o tensiune de ieșire continuă, de valoare reglabilă, fără ripluri și oscilații și insensibilă la perturbațiile sursei sau sarcinii;
- zgomotul EMI redus;
- randamentul ridicat;

Dezavantajele convertorului Multi-Nivel bidirecțional sunt:

- randamentul mai mic în configurațiile care conțin transformatoare;
- necesitatea utilizării unui număr mare de comutatoare;
- comanda complexă bazată pe diferiți algoritmi de control.

9. **Convertorul Multi-Puls unidirecțional** are următoarele *avantaje*:

- se poate utiliza în aplicații de putere foarte mare;
- pierderi în comutație neglijabile, randament mare și factor de putere ridicat datorate comutatoarelor realizate numai cu diode;
- armonici reduse ale curentului alternativ de intrare și amplitudini mici ale riplurilor și oscilațiilor tensiunii continue de ieșire prin folosirea unor punți cu diode comandate cu un număr mare de pulsuri;
- dimensiunea, greutatea și costul diferitelor componente ale acestor convertoare sunt reduse prin utilizarea conceptelor moderne în configurația transformatoarelor.

Dezavantajele convertorului Multi-Puls unidirecțional sunt:

- gabaritul mare al componentelor, în special al transformatorului de intrare sau al autotransformatorului;
- construcția specială și dificilă a transformatoarelor care permit obținerea unui număr mai mare de faze din rețeaua trifazată de intrare, prin împărțirea fazelor cu diferite unghiuri;
- numărul ridicat de componente și costul acestora;
- greutatea mare a convertorului.

10. **Convertorul Multi-Puls bidirecțional** prezintă următoarele *avantaje*:

- tensiune continuă de ieșire reglabilă și un flux bidirecțional de putere obținute prin folosirea unor punți de tiristoare complet comandate;
- armonici de curent reduse realizate prin multiplicarea pulsurilor de către inductanțe;
- reducerea THD-ului curentului de intrare și riplurile tensiunii continue de ieșire prin utilizarea unui număr mare de faze prin transformatorul de intrare (cu înfășurări multiple) și a unui transformator de injecție.
- reprezintă soluția optimă pentru aplicațiile de putere mare cum ar fi sistemele de transmisii HVdc și unele surse de alimentare;
- utilizarea autotransformatoarelor, în aplicațiile de tensiune mică și medie, reduce greutatea și costul transformatorului de intrare;

Dezavantajele convertorului Multi-Puls bidirecțional sunt:

- comanda dificilă și necesitatea folosirii unor circuite auxiliare datorate comutatoarelor realizate numai cu tiristoare;
- gabaritul mare al componentelor, în special al celor două transformatoare;
- construcția specială și dificilă a transformatoarelor care permit obținerea unui număr mai mare de faze din rețeaua trifazată de intrare;
- numărul ridicat de componente și costul acestora.

2.7. PARTICULARITĂȚI ALE CONVERTOARELOR IPQCs

2.7.1. Comanda convertoarelor IPQCs

Strategia de control reprezintă nucleul convertoarelor IPQCs. Ea este implementată în trei nivele.

În primul nivel al strategiei de comandă sunt **măsurate și scalate variabilele esențiale** utilizate în procesul de comandă și control astfel încât aceste mărimi să poată fi folosite de către procesor ca mărimi de reacție. Aceste mărimi sunt, în mod normal, tensiunea alternativă a rețelei de alimentare, curentul de intrare, tensiunea continuă de ieșire, și în unele cazuri, anumite mărimi adiționale cum ar fi tensiunea capacitivă sau curentul prin inductor utilizate în stadii intermediare ale convertorului. Tensiunea alternativă de intrare este măsurată cu ajutorul transformatoarelor de potențial, a senzorilor de tensiune cu efect Hall sau a amplificatoarelor de izolație. Tensiunea continuă de ieșire este sesizată prin intermediul optocuploarelor. Aceste semnale se scalează și se aduc la amplitudinea necesară pentru comanda procesorului prin intermediul canalelor de conversie analog-numerică (ADC) sau pentru utilizarea lor ca semnale de sincronizare pentru detecția trecerii prin zero. Curentul este sesizat cu transformatoare de curent, senzori de curent cu efect Hall, rezistențe de șunt sau inductori cu înfășurări izolate. Aceste semnale de curent sunt și ele scalate și folosite ca reacții în diferite stagii ale convertorului (controlul curentului în controllere PWM) și/sau în algoritmul de control.

Aceste semnale sunt uneori **filtrate**, fie cu ajutorul unor circuite hardware analogice, fie software de către procesor, pentru a evita, în comandă și control, probleme datorate zgomotului.

Mărimile sesizate sunt folosite, uneori, pentru monitorizarea, măsurarea, protecția, înregistrarea și afișarea indicilor de performanță ai convertorului cum ar fi: factorul de distorsiuni armonice THD, factorul de putere, armonicile curentului de intrare, etc.

Costul senzorilor scade în permanență datorită numeroșilor producători din acest domeniu. Se pot utiliza și metode indirecte de sesizare a acestor mărimi prin folosirea unor terminale de măsură ale tranzistoarelor MOSFET și IGBT care reduc costul și cresc fiabilitatea întregului convertor.

Al doilea nivel al strategiei de control îl reprezintă **algoritmul de control** responsabil cu performanțele în regim staționar și tranzitorii ale convertorului IPQCs. Algoritmul de control este implementat în controllere analogice sau în microcontrollere de preț redus (în cazul convertoarelor de putere mică). Procesoarele de semnal DSP și ASIC-urile sunt folosite pentru controlul convertoarelor de mare putere în sisteme sofisticate, dependente de dorințele

clientului. În mod normal, tensiunea de ieșire a convertorului reprezintă ieșirea sistemului și se utilizează ca reacție în controlul în buclă deschisă. Se utilizează diferite metode de control: controlul PI, PID, SMC (Sliding-Mode Control), VSC (Variable-Structure Control), FLC (Fuzzy-Logic Control), controlul adaptiv, controlul bazat pe rețele neuronale care asigură un răspuns dinamic rapid menținând stabilitatea convertorului într-un domeniu larg de operare. Ieșirea controllerului de tensiune este, în mod normal, considerată amplitudinea curentului alternativ de intrare al rețelei de alimentare sau curentul derivat indirect, cum ar fi curentul de inductor, și multiplicat cu module unitare în fază cu tensiunea alternativă pentru obținerea factorului de putere unitar dorit și a curentului de alimentare sinusoidal.

Al treilea nivel al strategiei de control a convertoarelor IPQCs se referă la **obținerea semnalelor de comandă în grilă** a comutatoarelor convertorului. Curentul sursei de referință împreună cu curentul sesizat sunt utilizate de către controllerul de curent pentru generarea directă a semnalelor de comandă în grilă. Obținerea acestora se realizează cu ajutorul controllerelor de curent (cu histereză, cu controlul PWM al curentului sau a tensiunii) de tip P, PI, PID, SMC, FLC, implementate hardware cu circuite integrate analogice sau numerice, sau software în același procesor (DSP-uri sau microcontrolere în care este implementat și algoritmul de control).

În momentul actual sunt disponibile procesoare dezvoltate numai pentru aplicații din electronica de putere prevăzute cu module PWM care permit implementarea simultană a celor trei nivele ale strategiei de control și îmbunătățesc performanțele tranzitorii și de regim staționar ale convertoarelor IPQCs.

Implementarea celor trei nivele ale strategiei de control furnizează, în toate situațiile, un răspuns rapid al convertorului IPQCs, compactitate și un preț bun.

2.7.2. Selecția componentelor convertoarelor IPQCs

Obținerea unui nivel ridicat al performanțelor convertoarelor c.a. – c.c. este influențată, în mare măsură, de selecția componentelor. Componenta principală și cea mai costisitoare a convertoarelor IPQCs o reprezintă *comutatorul*. În domeniul puterilor mici se utilizează tranzistoare MOSFET care asigură o eficiență ridicată chiar la frecvențe mari de comutare necesare pentru reducerea dimensiunilor inductanțelor. În domeniul puterilor medii, se utilizează, invariabil, tranzistoare IGBT datorită caracteristicilor lor de grilă foarte bune și a capacității lor de operare într-un domeniu larg al frecvenței de comutare pentru a asigura un compromis optim între dimensiunea inductanțelor, a filtrelor și a pierderilor în comutație. În domeniul puterilor mari se folosesc tiristoare cu blocare pe grilă GTO datorită avantajelor oferite de autocomutare și a capacității de blocare la tensiune inversă. În convertoarele multi-puls se utilizează, în continuare tiristoare și diode cu implicații în nivelul performanțelor convertoarelor IPQCs.

Conceptele de module inteligente IPM și dispozitive smart au dat un imbold serios tehnologiei IPQCs datorită integrării, compactității, reducerii zgomotului, randamentului sporit și prețului redus. Un modul care conține mai multe dispozitive semiconductoare și circuitele lor de comandă și protecție facilitează obținerea unor convertoare IPQCs de dimensiuni mici și ușoare. În multe cazuri modulele conțin și toate componentele necesare controlului complet al convertorului IPQCs permițând, astfel, obținerea modificărilor necesare specificului aplicației concrete.

Alte componente importante ale convertoarelor IPQCs sunt elementele de stocare a energiei - inductanțele, capacitățile și alte dispozitive utilizate în filtre -, circuitele de protecție și circuitele rezonante. De exemplu, inductanța serie de la intrarea punții VSI ce lucrează ca un convertor Boost bidirecțional, este folosită ca buffer între tensiunea alternativă a rețelei și tensiunea modulată în durată generată de convertor pentru a modela curentul de intrare în maniera dorită. Valoarea acestei inductanțe este crucială în obținerea performanțelor convertorului IPQCs. O valoare mică a acesteia determină injectarea unor ripluri de comutare în curentul absorbit de la sursă iar o valoare prea mare nu permite modelarea curentului absorbit de la sursă în modul dorit. De aceea este esențială alegerea optimă a acestei inductanțe pentru ca convertorul IPQCs să obțină performanțe satisfăcătoare. Similar, valorile capacității și inductanței filtrului de intrare al convertorului Buck sunt foarte importante pentru obținerea unui răspuns adecvat, pentru o proiectare optimă și pentru obținerea stabilității funcționării convertoarelor IPQCs. Mai mult, proiectarea inductanțelor este foarte importantă pentru a evita saturația și a reduce pierderile. Valoarea capacității magistralei continue a convertoarelor Boost este critică. Ea afectează răspunsul, prețul, stabilitatea, dimensiunea și randamentul convertorului. O valoare mică a acesteia determină ripluri mari în regim staționar și creșteri/descrășteri accentuate ale tensiunii continue în regim tranzitoriu. O valoare prea mare a acestei capacități, reduce riplurile dar crește prețul, dimensiunile și greutatea sa.

De asemenea o importanță mare trebuie acordată transformatoarelor de joasă frecvență utilizate în convertoarele multi-puls. Se fac încercări continue pentru a le reduce dimensiunile, greutatea și prețul. Se utilizează configurații noi prin utilizarea bobinelor de șoc în partea de curent continuu.

Transformatoarele de înaltă frecvență utilizate în topologii izolate de convertoare trebuie proiectate foarte riguros pentru a le reduce pierderile, dimensiunile și prețul.

Un rol important în revoluționarea tehnologiei convertoarelor IPQCs joacă și noile materiale magnetice și frecvențele de operare.

2.7.3. Selecția convertoarelor IPQCs în funcție de specificul aplicației

Selecția convertoarelor IPQCs în funcție de specificul aplicației este o decizie importantă. Principalii factori responsabili pentru selecția corectă a convertorului în funcție de specificul aplicației sunt:

- nivelul solicitat al calității puterii la intrare (factorul de putere, factorul de distorsiuni armonice totale THD);
- nivelul solicitat al calității puterii la ieșire (ripluri, supracreșteri, amortizări ale tensiunii continue de ieșire);
- tipul tensiunii continue de ieșire (constantă, reglabilă);
- fluxul puterii (uni-, bidirecțional);
- numărul de cadrane (1, 2, 4);
- natura ieșirii continue (izolată sau neizolată față de tensiunea de intrare);
- cerințe privind ieșirea (Buck, Boost, Buck-Boost);
- tipul sarcinii (liniară, neliniară);
- preț, dimensiune, greutate;
- randament;

- nivelul zgomotului (EMI, RFI);
- domeniul puterii (kW, MW);
- fiabilitatea;
- mediul ambiant (temperatura, umiditatea, altitudinea, nivelul de poluare, tipul răcirii).

Aceștia sunt doar factorii principali. Mai sunt și alte considerente, cum ar fi tipul dispozitivelor, componentele magnetice, protecția, etc. de care se ține cont în selecția celui mai bun IPQCs pentru aplicația concretă.

2.7.4. Dezvoltări viitoare ale convertoarelor IPQCs

Tehnologia IPQCs a atins un nivel matur de dezvoltare și este folosită pe scară largă într-un domeniu larg de putere (fracțiuni de kW – MW) și aplicații. În momentul actual se fac noi cercetări privind dezvoltarea convertoarelor IPQCs pentru îmbunătățirea, în continuare, a performanțelor lor. Noile tendințe se manifestă în următoarele direcții:

- optimizarea algoritmilor de control și a tehnicilor soft-switching;
- reducerea pierderilor în comutație chiar la frecvențe ridicate;
- îmbunătățirea răspunsului dinamic;
- reducerea dimensiunilor elementelor de stocare a energiei.

Noile tendințe în dezvoltarea convertoarelor cu un singur nivel sunt concretizate în creșterea fiabilității, reducerea dimensiunilor, randamentul ridicat și compactitatea IPQCs-urilor.

Scăderea numărului senzorilor a revoluționat tehnologia IPQCs prin reducerea prețului și creșterea fiabilității. Configurațiile noi ale autotransformatoarelor utilizate în convertoarele multi-puls au condus la reducerea pierderilor, dimensiunilor, greutateii și prețului. Topologiile moderne ale convertoarelor multi-nivel oferă randament ridicat, solicitări reduse ale comutatoarelor și un nivel scăzut al zgomotului de înaltă frecvență.

Dezvoltările viitoare ale tehnologiei comutatoarelor, în sensul pierderilor mici în conducție, frecvenței mari de comutare, comanda facilă în grilă, crearea de dispozitive noi cu cădere de tensiune mică în conducție și pierderi în comutație reduse, vor da un impuls real convertoarelor IPQCs în aplicațiile de putere mică. Integrarea mai multor dispozitive într-un singur modul de putere utilizat direct ca o celulă a configurației unui convertor IPQCs va conduce la reducerea dimensiunilor, creșterea randamentului și scăderea prețului.

Senzorii, circuitele de comandă în grilă, controlul și protecția integrate într-un modul de putere inteligent IPM generează o nouă direcție în dezvoltarea convertoarelor IPQCs. Procesoare dedicate și ASIC-uri dezvoltate special pentru convertoarele de putere vor contribui, în viitorul apropiat, la reducerea prețului și la comanda ușoară conducând la conversii c.a. – c.c. compacte și eficiente. Inventarea unor noi configurații și reducerea etajelor de conversie ale convertoarelor IPQCs vor ajuta la explorarea unor noi aplicații.

2.8. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

În acest capitol s-a realizat *un studiu* al convertoarelor IPQCs pentru a explora pe larg perspectivele diferitelor configurații din punctul de vedere al utilizatorilor de conversie c.a. – c.c. Clasificarea propusă în zece categorii, cu

unele subcategorii adiționale, este capabilă să furnizeze o selecție ușoară a celui mai potrivit convertor pentru aplicația concretă.

Convertoarele IPQCs pot fi considerate cea mai bună alternativă pentru îmbunătățirea calității puterii datorită dimensiunilor reduse, randamentului ridicat, prețului scăzut și fiabilității crescute comparativ cu alte mijloace de îmbunătățire a calității puterii. Ele furnizează putere de calitate îmbunătățită nu numai la intrarea alternativă ci și la ieșirea continuă printr-o mai bună proiectare a întregului echipament.

Mai mult, utilizarea convertoarelor IPQCs se concretizează în faptul că orice echipament se comportă ca o sarcină rezistivă liniară conectată la sursa alternativă. Noile dezvoltări în tehnologia comutatoarelor, procesoarelor, circuitelor magnetice și a algoritmilor de control vor conduce, în viitorul apropiat, la o creștere reală a utilizării acestor convertoare.

În continuare s-au evidențiat caracteristicile definiții ale convertoarelor c.c. – c.c. monofazate și trifazate.

1). *Convertoarele c.c. – c.c. fără izolare* pot furniza, funcție de tipul lor, o tensiune de ieșire constantă cu valoarea medie mai mică, mai mare, cu aceeași polaritate sau cu polaritate inversă față de tensiunea de intrare. Ele sunt simple, se bazează pe un singur comutator – un tranzistor MOS sau IGBT – care se comandă ușor. Au un randament ridicat, pot funcționa în regim CCM sau DCM (anexa 1) și sunt destinate, în special, pentru alimentarea motoarelor și construcția surselor de alimentare în comutație.

2). *Convertoarele c.c. – c.c. cu izolare* de tip forward și flyback sunt destinate aplicațiilor, în sfera puterilor sub 300W, care necesită o tensiune de ieșire stabilizată și un curent de ieșire de valoare ridicată. Funcționează atât în modul CCM cât și în modul DCM iar randamentul lor este influențat puternic de prezența transformatorului.

3). Sunt reliefate, pe larg, cele mai importante *avantaje și dezavantaje ale convertoarelor c.c. – c.c. monofazate, fără și cu izolare*. S-au subliniat, în mod deosebit, aspectele legate de forma și valoarea tensiunii de ieșire, a curenților de intrare și de ieșire, perturbațiile armonice introduse, filtrele de intrare și/sau ieșire necesare, randamentul și costul întregului convertor, domeniul de putere și sfera aplicațiilor tipice.

4). În domeniul puterilor medii și mari se folosesc exclusiv *convertoare c.a. – c.c. trifazate* realizate pe baza comutatoarelor cu tranzistoare IGBT sau tiristoare. Există o mare diversitate și varietate de topologii. Totuși, în special în funcție de modul lor de operare, se poate vorbi de următoarele configurații: convertoare Boost uni- și bidirecționale, convertoare Buck uni- și bidirecționale, convertoare Buck-Boost uni- și bidirecționale, convertoare Multi-Nivel uni- și bidirecționale și convertoare Multi-Puls uni- și bidirecționale. Pentru fiecare configurație sunt prezentate câteva variante reprezentative, cele mai importante particularități și domeniul lor de utilizare.

5). *Avantajele și dezavantajele convertoarelor c.a. – c.c. trifazate* sunt prezentate în detaliu. S-a urmărit, în mod special, sublinierea aspectelor legate de forma curentului/tensiunii de intrare/ieșire, calitatea redresării, randamentul și domeniul lor de utilizare.

6). *Strategia de comandă și control* a convertoarelor IPQC se bazează pe trei nivele. În primul nivel sunt măsurate, scalate și uneori filtrate, variabilele esențiale utilizate în procesul de comandă și control astfel încât aceste mărimi să poată fi folosite de către procesor ca mărimi de reacție. Al doilea nivel al strategiei de control îl reprezintă algoritmul de control responsabil cu performanțele convertorului atât în regimul staționar cât și în cele tranzitorii. Acesta este implementat într-un controller. Pentru obținerea unui răspuns dinamic rapid se utilizează diferite metode de control: PI, PID, SMC, VSC, FLC, controlul adaptiv, controlul bazat pe rețele neuronale. Al treilea nivel al strategiei de control asigură obținerea semnalelor de comandă în grilă a comutatoarelor convertorului. Curentul sursei de referință împreună cu curentul sesizat sunt utilizate de către un controller de curent pentru generarea directă a semnalelor de comandă în grilă. Controllerul de curent poate fi de tip P, PI, PID, SMC, FLC, și este implementat hardware sau software în același procesor în care este implementat și algoritmul de control.

În momentul actual sunt disponibile procesoare dezvoltate numai pentru aplicații din electronica de putere prevăzute cu module PWM care permit implementarea simultană a celor trei nivele ale strategiei de control și îmbunătățesc performanțele tranzitorii și de regim staționar ale convertoarelor IPQCs. Implementarea celor trei nivele ale strategiei de control furnizează, în toate situațiile practice, un răspuns rapid al convertorului, compactitate și un preț bun.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

1). *Evidențierea sintetică*, în tabelul 2.1 a principalelor avantaje și dezavantaje ale convertoarelor c.c. – c.c. monofazate fără izolare.

Tabelul 2.1. Convertoare c.c. – c.c. monofazate fără izolare.

Tip convertor	Avantaje	Dezavantaje
Buck	- simplu; - randament ridicat; - ușor de stabilizat; - protecție la scurtcircuit și supra – curent ușor de implementat.	- curent de intrare discontinuu; - necesitatea unui filtru de intrare.
Boost	- furnizează, fără transformator, tensiune de ieșire mai mare decât tensiunea de intrare; - curent de intrare continuu; - randament ridicat.	- vârfuri mari de curent prin componentele de putere; - răspuns lent la tranziții; - protecția la scurtcircuit necesită dispozitive active adiționale.
Buck-Boost	- furnizează o tensiune de ieșire de polaritate inversă fără transformator; - randament ridicat; - protecție la scurtcircuit și supracurent ușor de implementat.	- vârfuri mari de curent prin componentele de putere; - solicită cel mai mult tranzistorul de putere; - curent de intrare discontinuu; - răspuns lent la tranziții;
Ćuk	- randament ridicat; - curent de intrare și ieșire continuu; - pierderi mici în comutație.	- vârfuri mari de curent prin componentele de putere și prin capacități;

2). *Evidențierea sintetică*, în tabelul 2.2 a principalelor avantaje și dezavantaje ale convertoarelor c.c. – c.c. monofazate cu izolare.

Tabelul 2.2. Converteoare c.c. – c.c. monofazate cu izolare.

Tip convertor	Avantaje	Dezavantaje
Forward	- simplu; - vârfuri scăzute la ieșire.	- utilizare scăzută a transformatorului; - proiectare dificilă a transformatorului; - alte topologii sunt mai bune la puteri mai mari de 300W.
Flyback	- simplu; - domeniu larg de utilizare; - protecție internă la scurtcircuit.	- utilizare scăzută a transformatorului; - vârfuri mari la ieșire; - alte topologii sunt mai bune la puteri mai mari de 200W.

3). Simularea convertoarelor c.c. – c.c. monofazate fără izolare de tip Buck, Boost și Buck-Boost în regim CCM, DCM și de frontieră. Evidențierea posibilității de reducere a variației curentului prin inductanța L_f prin creșterea frecvenței semnalului de comandă a comutatorului convertorului, respectiv prin creșterea valorii inductanței. Rezultatele obținute în urma dimensionării și toate simulările (realizate în PSpice) sunt prezentate în anexa 1.

4). Simularea convertoarelor c.c. – c.c. monofazate cu izolare de tip flyback și forward în regim CCM, DCM și de frontieră. Remarcarea, pentru convertorul flyback, a faptului că, trecerea din regimul de frontieră în regimul de curent întrerupt se poate face prin scăderea valorii inductanței L_1 a primarului transformatorului și păstrarea constantă a raportului N_1/N_2 ; între numărul de spire din primar și secundar sau, prin creșterea valorii raportului N_1/N_2 și păstrarea constantă a valorii inductanței L_1 . Evidențierea, în cazul convertorului forward, a posibilității de reducere a variației curentului prin inductanța L_f prin creșterea frecvenței semnalului de comandă a comutatorului convertorului, respectiv prin creșterea valorii inductanței. Rezultatele obținute în urma dimensionării și toate simulările (realizate în PSpice) sunt prezentate în anexa 1.

5). Realizarea unui studiu comparativ al factorilor de conversie a convertoarelor c.c. – c.c. monofazate fără izolare (figura 2.39).

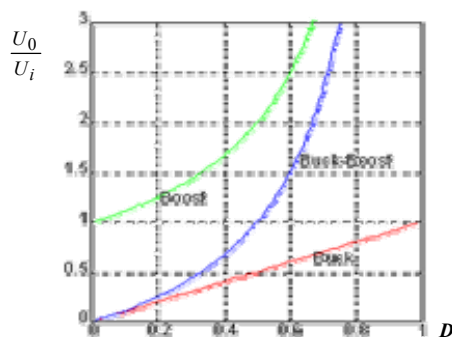


Figura 2.39. Studiu comparativ al factorilor de conversie a convertoarelor monofazate.

În urma analizei graficelor din figura 2.39 se remarcă:

- dependența liniară existentă între tensiunea de ieșire și factorul de umplere al semnalului de comandă a tranzistorului (D) doar pentru convertorul Buck;
- dependența identică a convertoarelor Buck-Boost și Ćuk cu mențiunea că tensiunea lor de ieșire are polaritate contrară tensiunii de intrare;
- convertoarele Buck-Boost și Ćuk furnizează la ieșire o tensiune identică cu cea de intrare dacă factorul de umplere al semnalului de comandă este 0,5;
- chiar dacă $D \rightarrow 1$, tensiunea de ieșire a convertoarelor Boost, Buck-Boost și Ćuk nu crește la infinit datorită componentelor neideale.

6). *Evidențierea sintetică*, în tabelul 2.3 a principalelor avantaje și dezavantaje ale convertoarelor c.c. – c.c. trifazate.

Tabelul 2.3. Convertoare c.a. – c.c. trifazate.

Tip convertor	Avantaje	Dezavantaje
Boost unidirecțional	- generează tensiune de ieșire continuă constantă; - simple din punct de vedere constructiv; - distorsiuni armonice reduse; - pierderi mici la intrarea sa în conducție.	- unele configurații necesită un filtru la intrare; - curentul mediu de intrare este distorsionat de către curentul prin bobină; - pierderi mari la blocare.
Boost bidirecțional	- este cea mai frecvent întâlnită în aplicațiile practice; - asigură un flux bidirecțional de putere ; - nu necesită filtru la intrare; - pierderile mici în conducție;	- necesită o punte VSI cu șase comutatoare active; - pentru echilibrarea tensiunii sursei de alimentare necesită o configurație a convertorului cu patru fire.
Buck unidirecțional	- dimensiunea și greutatea redusă a filtrelor de intrare și ieșire; - pierderi mai mici în comutație; - comanda simplă; - furnizează tensiune continuă de ieșire, reglabilă de la zero la valoarea nominală cu o viteză de creștere foarte mare.	- necesitatea folosirii unui filtru LC la intrare; - pierderi mai mari în conducție.
Buck bidirecțional	- posibilitatea utilizării lor în domeniul puterilor mari și medii; - asigură o funcție similară cu cea îndeplinită de punțile convenționale cu tiristoare dar îmbunătățesc calitatea puterii; - dimensiuni mici ale componentelor filtrelor, indiferent de domeniul de putere abordat;	- comutatoarele, necesită diode serie pentru a le asigura capabilitatea de blocare la tensiune inversă; - valorile efective ale curenților prin comutatoare sunt semnificative.
Buck-Boost unidirecțional	- sunt destinate unei game largi de aplicații; - pot avea ieșirea izolată sau neizolată față de intrare; - configurație de bază constă dintr-o combinație a convertoarelor Buck și Boost; - pentru obținerea unei ieșiri izolate față de intrare, se utilizează un transformator de înaltă, un redresor cu diode și un convertor;	- necesitatea folosirii unui filtru LC la intrare; - pierderi mai mari în conducție.
Buck-Boost bidirecțional	- permite obținerea unei tensiuni de ieșire de polaritate inversă față de cea de intrare;	- este necesară utilizarea la intrare a unui filtru de

	<ul style="list-style-type: none"> - poate furniza la ieșire o tensiune continuă, variabilă într-un domeniu larg; - este capabil să lucreze ca și convertorul Buck bidirecțional și Boost bidirecțional; - reprezintă soluția ideală pentru conversii c.a. – c.c.; - dimensiuni reduse ale filtrelor de intrare și ieșire; - răspuns rapid al convertorului la ieșire; - sunt destinate aplicațiilor de puteri medii și mari. 	<ul style="list-style-type: none"> radiofrecvență; - comutatoarele, necesită diode serie pentru a le asigura capabilitatea de blocare la tensiune inversă; - valorile efective ale curenților prin comutatoare sunt semnificative.
Multi-Nivel unidirecționale	<ul style="list-style-type: none"> - sunt destinate aplicațiilor de putere mare și tensiuni ridicate; - sunt o interfață ideală cu sursele de energie regenerabilă; - au un randament ridicat; - solicitarea scăzută a comutatoarelor; - valoarea scăzută a radiațiilor EMI datorată frecvenței reduse de comutație; - obținerea unor curenți și tensiuni de intrare/ieșire aproape sinusoidali fără utilizarea filtrelor de intrare/ieșire; 	<ul style="list-style-type: none"> - necesitatea utilizării unui număr mare de comutatoare; - comanda complexă bazată pe diferiți algoritmi de control.
Multi-Nivel bidirecționale	<ul style="list-style-type: none"> - sunt destinate aplicațiilor de putere mare și tensiuni ridicate; - asigură un nivel ridicat al calității puterii absorbite de la rețeaua de alimentare cu un factor de distorsiuni armonice redus, zgomotul EMI redus și randamentul ridicat. 	<ul style="list-style-type: none"> - necesitatea utilizării unui număr mare de comutatoare; - comanda complexă bazată pe diferiți algoritmi de control.
Multi-Puls unidirecționale	<ul style="list-style-type: none"> - destinate aplicațiilor de putere foarte mare; - armonici reduse ale curentului de intrare și amplitudinii mici ale riplurilor și oscilațiilor tensiunii continue de ieșire; - pierderi în comutație neglijabile, randament mare și factor de putere ridicat datorate comutatoarelor realizate numai cu diode; 	<ul style="list-style-type: none"> - gabaritul mare al componentelor; - construcția specială și dificilă a transformatoarelor; - numărul ridicat de componente și costul acestora;
Multi-Puls bidirecționale	<ul style="list-style-type: none"> - destinate aplicațiilor de putere mare; - armonici de curent reduse; - riplurile mici ale tensiunii continue de ieșire; - utilizarea autotransformatoarelor, în aplicațiile de tensiune mică și medie, reduce greutatea și costul transformatorului de intrare. 	<ul style="list-style-type: none"> - comanda dificilă a comutatoarelor realizate numai cu tiristoare; - gabaritul mare al componentelor; - construcția specială și dificilă a transformatoarelor; - numărul ridicat de componente și costul acestora.

7). *Publicarea*, de către autorul acestei teze, a șapte lucrări științifice [6], [8], [81], [82], [83], [84], [114] (una ca prim autor [8]) la conferințe științifice internaționale organizate în țară și în străinătate, și participarea, ca și colaborator în echipa de cercetare, la realizarea a cinci contracte de cercetare finanțate de către Ministerul Educației [108], [109], [110], [137], [138]. În cadrul acestor contracte s-au făcut cercetări iar prin intermediul lucrărilor s-au prezentat rezultatele obținute privind anumite convertoare trifazate cu factor de putere unitar.

3. COMANDA REDRESOARELOR CU FACTOR DE PUTERE UNITAR

Rezumat: În concordanță cu standardele europene impuse calității curentului absorbit de la rețea de către echipamentele electronice, nu mai poate fi acceptată utilizarea redresoarelor necomandate. Tehnicile pasive de corecție a factorului de putere devin insuficiente și se impune reconsiderarea principiului de redresare și de corecție a factorului de putere.

Alimentarea de la surse de tensiune continuă se utilizează într-un spectru larg de aplicații (comenzi de motoare, automotiv, telecomunicații). Din acest motiv, autorul acestei teze a studiat, în detaliu, metodele de comandă a circuitelor PFC monofazate. Pentru fiecare metodă a fost prezentată o sinteză teoretică, s-au evidențiat avantajele și dezavantajele oferite și s-a propus o anumită configurație practică a circuitului de comandă. În urma simulărilor efectuate pentru fiecare metodă de comandă aplicată fiecărui circuit PFC monofazat analizat s-au tras anumite concluzii legate de varianta optimă de comandă.

Din marea diversitate a metodelor de comandă a circuitelor PFC trifazate, se insistă pe modulația sinusoidală, comanda cu histereză și pe comanda integrativă. Acestea se vor exemplifica pentru convertoare cât mai diverse pentru a realiza o sinteză cât mai cuprinzătoare a domeniului. Corectitudinea funcționării circuitelor PFC trifazate analizate a fost confirmată de rezultatele simulărilor efectuate.

3.1. POLUAREA ARMONICĂ

Structurile tradiționale de alimentare de la rețeaua de tensiune alternativă monofazată sau trifazată prezintă o serie de dezavantaje [2], dintre care cele mai importante sunt puterea reactivă, armonicile prezente în curenții absorbiți din rețea și factorul de putere redus. Acestea determină:

- degradarea formelor de undă ale tensiunilor și curenților sistemului de alimentare;
- amplitudini mari și periculoase ale curenților ce parcurg conductorul de nul în sistemele polifazate;
- încălzirea și reducerea duratei de viață a circuitelor cu transformatoare și motoare de inducție;
- curenți periculoși prin capacitățile utilizate pentru corecția factorului de putere;
- funcționarea defectuoasă a circuitelor de protecție ale sistemului.

Din aceste motive, redresoarele convenționale poluează armonic sistemul de distribuție de putere alternativă. Începând cu data de 1.01.2001, în țările Uniunii Europene, au intrat în vigoare standarde care stabilesc condițiile ce trebuie să le îndeplinească curentul absorbit de la sursa de alimentare. În aceste condiții filtrele

de intrare din componența surselor de alimentare trebuie proiectate astfel încât curentul de intrare să satisfacă standardele IEC 1000-3-2 sau IEC 1000-3-4 și CISPR 11. Standardele IEC 1000-3-2 [79], [162], [167] și IEC 1000-3-4 [80], [167] stabilesc nivelul maxim admis al armonicilor de joasă frecvență, fiind stabilite limite exacte pentru fiecare armonică a curentului de intrare, de la armonica de ordinul 2 până la armonica de ordinul 40.

Standardul IEC 1000-3-2 stabilește aceste limite pentru echipamente având curentul nominal de intrare mai mic de 16A. Aceste limite sunt prezentate în tabelul 3.1. Standardul IEC 1000-3-4 stabilește limitele pentru echipamente care au curentul nominal de intrare mai mare decât 16A (tabelul 3.2).

Tabelul 3.1. Limitele impuse curentului de intrare pentru echipamentele de clasă A, conform standardului IEC 1000-3-2.

Ordinul armonicii n	Valoarea maximă permisă a armonicii pentru curentul de intrare [A]
Armonici impare	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$
Armonici pare	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot \frac{15}{n}$

Tabelul 3.1 se referă la echipamente în conexiune simplă (echipamente care pot fi conectate în orice punct al rețelei de distribuție, pentru care raportul dintre puterea de scurtcircuit a rețelei de alimentare și puterea aparentă nominală a echipamentului este egal sau mai mare decât 33). Echipamentele pentru care raportul de scurtcircuit este mai mic decât 33 nu îndeplinesc condițiile impuse de standardul IEC 1000-3-4 și nu pot fi utilizate decât cu acordul distribuitorului de energie. Pentru valori mai mari decât 66 ale raportului de scurtcircuit, limitele impuse sunt mai puțin restrictive. Dacă se proiectează filtrul de intrare astfel încât să fie îndeplinite condițiile impuse în tabelul 2.2, convertorul va îndeplini standardele impuse în cele mai defavorabile condiții de funcționare.

Standardul CISPR 11 [37] stabilește limitele pentru tensiunea perturbatoare generată de curentul de intrare al convertorului în domeniul de frecvențe cuprins între 150 KHz și 30 MHz. Acestea se măsoară pentru o rețea de alimentare artificială rezistiv inductivă și sunt prezentate în figura 3.1. (deoarece în domeniul de frecvențe 9 kHz – 150 kHz nu sunt stabilite încă limite precise, s-a trasat cu linie întreruptă o posibilă limitare în viitor).

În concordanță cu aceste standarde europene impuse calității curentului absorbit de la rețea de către echipamentele electronice, nu mai poate fi acceptată

utilizarea redresoarelor necomandate. Tehnicile pasive de corecție a factorului de putere devin insuficiente iar elementele reactive utilizate sunt voluminoase și grele. În aceste condiții se impune reconsiderarea principiului de redresare și corecție a factorului de putere.

Tabelul 3.2. Limitele impuse curentului de intrare pentru conectarea simplă a echipamentelor ($Se_{qu} \leq Sc/33$) conform standardului IEC 1000-3-4.

Ordinul armonicii n	Valoarea admisă a armonicii de curent I_n/I_1 [%]
Armonici impare	
3	21,6
5	10,7
7	7,2
9	3,8
11	3,1
13	2
15	0,7
17	1,2
19	1,1
21	$\leq 0,6$
23	0,9
25	0,8
27	$\leq 0,6$
29	0,7
31	0,7
≥ 33	$\leq 0,6$
Armonici pare	
$\leq 8/n$ sau $\leq 0,6$	

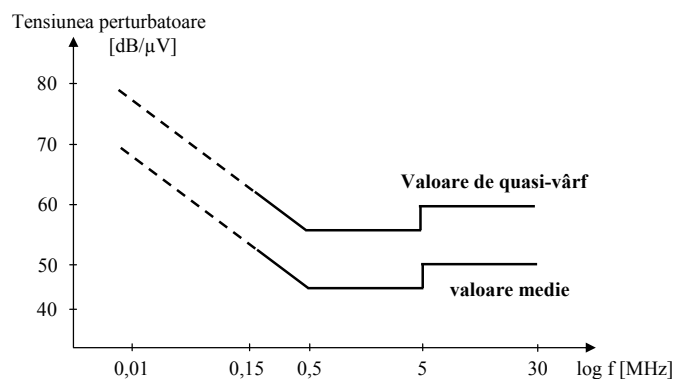


Figura 3.1. Tensiunea perturbatoare maximă admisă în rețeaua de alimentare conform standardului CISPR 11.

Se pot utiliza redresoare complet comandate. Deoarece pentru comanda acestora se folosește, în general, modulația PWM, spectrul de armonici al curentului

de intrare se deplasează spre domeniul frecvențelor mari în jurul frecvenței de comutație f_{SW} (figura 3.2.). În plus, sarcină este, de obicei, poluantă generând *curenți reactivi*. În această situație sursa de alimentare trebuie completată cu un circuit capabil să asigure:

- atenuarea componentelor armonice ale curentului de intrare;
- un defazaj cât mai redus între tensiunea și curentul de la intrarea sursei;
- stabilitatea întregului sistem.

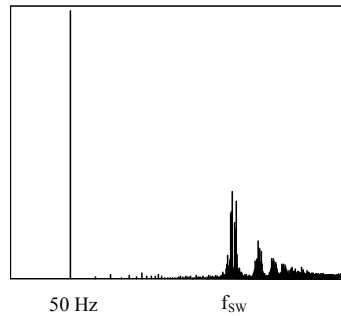


Figura 3.2. Spectrul de frecvențe pentru curentul de intrare al unui redresor PWM complet comandat.

Prima cerință este impusă de standardele privind asigurarea compatibilității electromagnetice. În general dacă armonica dominantă este atenuată astfel încât să fie mai mică decât 3% din amplitudinea fundamentalei curentul de intrare se poate considera sinusoidal (THD < 5%). Astfel o atenuare de 30dB a armonicilor dominante poate asigura un curent sinusoidal la intrare. Dar standardul european IEC 1000-3-2, (în care se specifică amplitudinea maximă admisă a armonicilor până la ordinul 39) impune, pentru convertoarele de putere între 10kW și 100kW, atenuarea necesară pentru armonica dominantă între 60dB și 120 dB în funcție de puterea și topologia convertorului.

Ultimele cerințe sunt asigurate de utilizarea circuitelor PFC.

Calitatea redresării este caracterizată de:

- *factorul de putere PF (Power Factor)*, adică raportul dintre puterea activă P și puterea aparentă S :

$$PF = \frac{P}{S} \quad (3.1)$$

Admițând că, în cazul rețelei monofazate de tensiune alternativă, tensiunea de intrare este sinusoidală, și, deoarece se preferă exprimarea principalilor factori de merit punând în evidență amplitudinile și nu valorile efective [134], [135], se obține:

$$PF = \frac{\frac{1}{2} U_M I_1 \cos \varphi_1}{\frac{U_M}{\sqrt{2}} I_{ef}} = \frac{I_1}{\sqrt{2} I_{ef}} \cos \varphi_1 \quad (3.2)$$

în care: U_M - amplitudinea tensiunii de alimentare sinusoidale, I_1 reprezintă amplitudinea fundamentalei curentului, I_{ef} - valoarea efectivă a curentului, φ_1 - defazajul dintre fundamentala curentului și tensiunea la borne (figura 3.3).

- **coeficientul total de distorsiuni armonice THD (Total Harmonic Distorsion)**, definit ca fiind raportul între valoarea efectivă a unei exceptând fundamentala și valoarea efectivă a fundamentalei:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq 1}}^{\infty} I_{nef}^2}}{I_{1ef}} \cdot 100\% \quad (3.3)$$

în care I_{1ef} reprezintă valoarea efectivă a fundamentalei curentului

Cu ajutorul relației (3.3) se obține o altă expresie a factorului de putere:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cos \varphi_1 \quad (3.4)$$

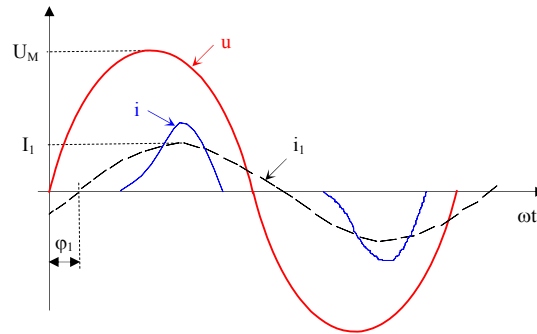


Figura 3.3. Mărimile caracteristice definirii factorului de putere.

Pentru o undă periodică, se definește *factorul de distorsiuni* k_d cu relația:

$$k_d = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (3.5)$$

și *factorul de defazaj* k_φ :

$$k_\varphi = \cos \varphi_1 \quad (3.6)$$

Înlocuind relațiile (3.5) și (3.6) în relația (3.4), se poate scrie factorul de putere ca produs de doi factori: unul reprezentând efectul distorsionării formei curentului k_d și altul reflectând efectul defazării curentului k_φ :

$$PF = k_d \cdot k_\varphi \quad (3.7)$$

Un circuit PFC este cu atât mai performant cu cât PF este mai apropiat de valoarea 1 (sau 100% dacă se exprimă procentual) și THD -ul mai mic.

Circuitele PFC moderne au în structura lor convertoare c.c. - c.c. care funcționează în comutație cu frecvență ridicată. În momentul actual există două implementări practice care se bazează pe o structură:

- *cu buclă de curent* - dacă se utilizează convertoare în comutație care, la frecvență joasă, nu prezintă o rezistență liniară la intrare și la care, curentul de intrare se controlează astfel încât să fie în fază cu tensiunea sa de alimentare (figura 3.4);
- *fără buclă de curent* - dacă se folosesc convertoare în comutație care, prin modul lor de funcționare, prezintă o rezistență pur liniară la frecvențe joase (dublul frecvenței rețelei).

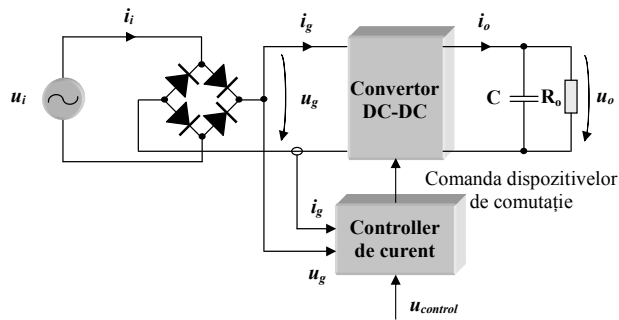


Figura 3.4. Circuit PFC cu buclă de curent.

Cele două implementări folosesc convertoare c.c. - c.c. tradiționale alimentate unipolar. Tensiunea de intrare u_g se obține, la ieșirea unei punți redresoare bialternanță, dintr-o tensiune sinusoidală de intrare u_i cu amplitudinea U_M :

$$u_i = U_M \cdot \sin \omega t \quad (3.8)$$

Tensiunea u_g se poate determina cu relația:

$$u_g = U_M \cdot |\sin \omega t| \quad (3.9)$$

Tensiunea de ieșire U_o trebuie să fie constantă sau, în cel mai defavorabil caz, cu pulsații vârf la vârf neglijabile în raport cu componenta continuă. Raportul de conversie m al convertorului este o mărime variabilă în timp care poate fi descrisă de relația:

$$m = m(t) = \frac{u_o(t)}{u_g(t)} = \frac{U_o}{U_M \cdot |\sin \omega t|} = \frac{M_{min}}{|\sin \omega t|} \quad (3.10)$$

în care: $M_{min} = \frac{U_o}{U_M}$, adică $m \in [M_{min}, \infty]$ (3.11)

Pe baza relației (3.11) se poate afirma că pentru a implementa un circuit PFC cu configurația din figura 3.4 se poate folosi orice topologie de convertor c.c. - c.c. ridicător de tensiune. Astfel, se pot utiliza convertoare PWM Boost, Buck-Boost, Ćuk, Sepic, Flyback, rezonante și cvasirezonante dar nu se poate folosi convertorul Buck.

În cazul circuitului PFC din figura 3.4, realizarea condiției de factor de putere unitar, prin controlul curentului, necesită și o informație legată de tensiunea de intrare (și ea este o mărime de intrare în controllerul de curent). În plus, acest

circuit nu este un redresor ideal pentru că nu prezintă nici o modalitate de stabilizare a tensiunii de ieșire.

O implementare bazată pe o structură fără buclă de curent presupune utilizarea convertoarelor PWM c.c. – c.c. în conducție discontinuă DCM. Un exemplu elocvent îl constituie un convertor Buck-Boost DCM care prezintă, în domeniul frecvențelor joase, un caracter rezistiv pur liniar la intrare. Această structură oferă următoarele avantaje:

- reprezintă o alternativă viabilă, cu cost redus, în domeniul puterilor mici;
- asigură un curent de pornire limitat datorită existenței comutatorului în serie cu intrarea.

Dezavantajele acesteia sunt:

- valori mari ale curenților prin componente - caracteristică tipică regimului DCM;
- necesitatea folosirii unui filtru de intrare datorită existenței unor componente de înaltă frecvență semnificative în curentul de intrare.

Realizarea unui redresor ideal se poate baza pe schema din figura 3.4. Aceasta trebuie completată, din considerente energetice, cu un condensator C . Puterea instantanee de ieșire a redresorului ideal este constantă. Puterea instantanee de la intrarea redresorului ideal nu este constantă. Ea conține o componentă continuă și o componentă armonică pe dublul frecvenței rețelei. Neegalitatea celor două puteri impune folosirea unor elemente de circuit capabile să absoarbă sau să genereze diferența dintre cele două puteri instantanee. Se poate utiliza atât o capacitate cât și o bobină, dar se preferă prima deoarece este mai mică, mai ușoară și mai ieftină.

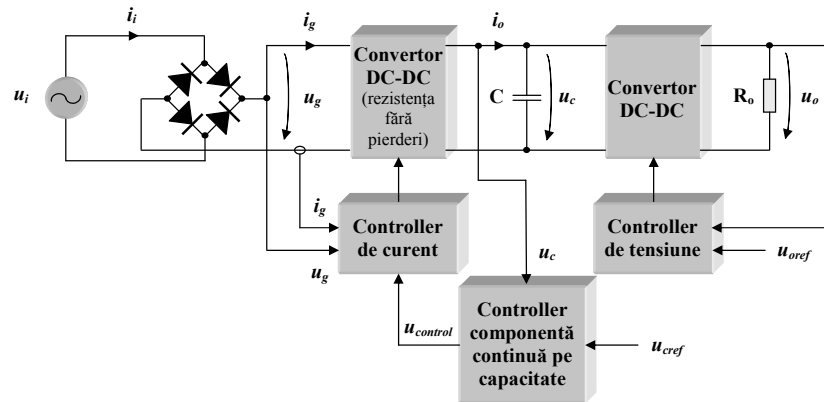


Figura 3.5. Schema bloc a unui redresor ideal.

Această capacitate nu se poate conecta în paralel cu ieșirea pentru că atunci tensiunea de ieșire nu ar mai fi constantă. Ea trebuie să se afle „în mijlocul” redresorului. Astfel, configurația din figura 3.5 permite:

- obținerea unui factor de putere unitar prin controlul cu bandă largă al curentului de intrare;
- stabilizarea tensiunii de ieșire;

- posibilitatea manipulării diferențelor de putere instantanee de joasă frecvență.

Prezența celui de al doilea convertor c.c. – c.c. face posibilă realizarea ultimelor două caracteristici. Acesta conține o buclă de reacție de bandă largă după tensiunea de ieșire. Admițând un randament unitar al acestui convertor, atunci, în stare staționară, puterile active de intrare și de ieșire sunt egale. Puterile de intrare – activă, respectiv instantanee – sunt determinate numai de tensiunea de intrare u_i și de rezistența emulată R_e . Acestea sunt independente de sarcină, bucla de curent care stabilește valoarea lui R_e neavând nimic comun cu ieșirea. Astfel, este necesar un circuit de comandă suplimentar prin care să se modifice rezistența emulată R_e și să se asigure egalitatea puterilor active de intrare și ieșire [85], [135].

O metodă simplă se bazează pe stabilizarea componentei continue a tensiunii pe capacitatea C . În acest mod se menține condiția unui factor de putere unitar deoarece o buclă de reacție de bandă mică asigură modificarea lentă a rezistenței emulate R_e . Suplimentar, această metodă permite asigurarea unei tensiuni de ieșire constante și în situații accidentale în care, pentru câteva perioade, dispăre tensiunea de alimentare.

În literatură [85], [134], [135] se specifică mai multe tehnici de comandă în curent:

- comanda prin curent mediu;
- comanda prin curentul de vârf;
- comanda în curent cu histereză;
- comanda în curent cu purtătoare neliniară.

Fiecare metodă de comandă are anumite avantaje și dezavantaje. Se poate spune că, principial, orice tehnică de comandă în curent este aplicabilă oricărui convertor c.c. – c.c. Această afirmație rezultă din faptul că dacă frecvența de comutație este mare în raport cu dublul frecvenței rețelei, atunci pe o perioadă de comutație se poate admite că referința de curent este constantă și, astfel, se pot aplica toate tehnicile de comandă în curent [85]. În practică, însă, nu toate metodele de comandă conduc la rezultate satisfăcătoare.

3.2. TEHNICI DE COMANDĂ PENTRU CIRCUITE PFC MONOFAZATE

În literatura de specialitate apar menționate foarte multe tehnici de comandă a circuitelor PFC monofazate. **Autorul acestei teze și-a propus să prezinte unitar metodele de comandă pe care le consideră moderne datorită simplității, eficacității și universalității.** Analiza, prezentată în continuare, reprezintă o sinteză a vastului material bibliografic parcurs, cele mai reprezentative fiind: [33], [34], [47], [56], [93], [94], [97], [105], [107], [114], [115], [146], [173].

Fiecare paragraf descrie o metodă de comandă, pornind de la o schemă, continuând cu un set de relații de proiectare și terminând cu avantajele și dezavantajele comenzii respective. **Autorul consideră că acest capitol este valoros pentru că oferă o modalitate compactă de dimensionare a circuitelor PFC monofazate și posibilitatea de a alege configurația optimă pentru aplicația comandată.**

Problematika abordată în acest capitol se referă la circuitele ce nu emulează natural o rezistență la intrare în joasă frecvență. Sunt analizate arhitecturile cu buclă de curent, de tipul celor din figura 3.4, în care curentul de intrare poate fi constrâns să urmărească tensiunea de alimentare.

3.2.1. Comanda multiplicativă

În cazul arhitecturilor prezentate în figurile 3.4 și 3.5 se notează cu R_S transrezistența traductorului de curent. Diferite tehnici de comandă forțează, prin intermediul buclei de curent, ca produsul $\bar{i}_g \cdot R_S$ să urmărească o tensiune de referință de joasă frecvență u_{ref} . Pentru ca \bar{i}_g să fie proporțional cu u_g , este necesar ca și u_{ref} să fie proporțională cu u_g . De asemenea, trebuie să existe o modalitate de modificare a rezistenței emulate. Aceste deziderate se pot realiza dacă factorul de proporționalitate dintre u_{ref} și u_g depinde de tensiunea de comandă, $u_{control}$, și permite modificarea acestuia, adică:

$$u_{ref} = k \cdot u_{control} \cdot u_g(t) \quad (3.12)$$

în care: k este o constantă cu dimensiunea inversului unei tensiuni (U^{-1}).

Astfel, pentru a obține tensiunea u_{ref} este necesară utilizarea unui *multiplicator* (figura 3.6.).

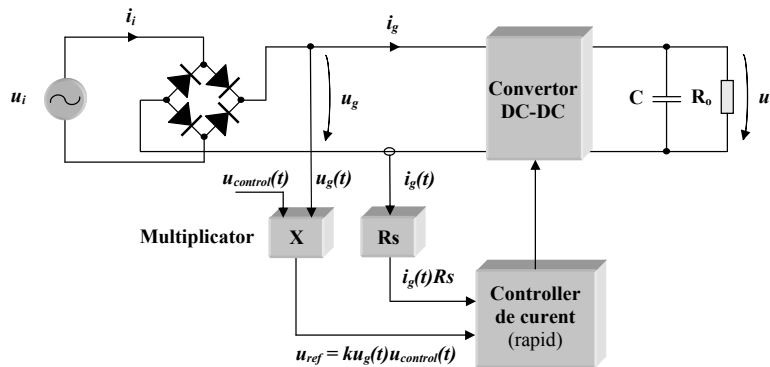


Figura 3.6. Circuit PFC cu bucla de curent cu multiplicator.

Valoarea rezistenței emulate R_e se poate determina pornind de la controllerul de curent care realizează:

$$\bar{i}_g(t) R_S = u_{ref}(t) \quad (3.13)$$

În relația (3.13) se înlocuiește u_{ref} din relația (3.12) și se obține:

$$R_e = \frac{u_g(t)}{i_g(t)} = \frac{u_{ref}(t)}{k u_{control}(t)} = \frac{R_S}{k u_{control}(t)} \quad (3.14)$$

Relația (3.14) subliniază faptul că rezistența emulată depinde de transrezistența traductorului de curent, R_s și că se poate modifica cu ajutorul tensiunii $u_{control}$. Pentru a nu distorsiona curentul de intrare, tensiunea $u_{control}$ trebuie să aibă o variație lentă astfel încât să poată fi admisă constantă într-o perioadă a tensiunii rețelei.

Comanda multiplicativă a curentului nu este o metodă de comandă deosebit de agreată din cauza existenței multiplicatoarelor analogice care necesită o realizare îngrijită și au limitări în frecvență [85]. Totuși, literatura de specialitate și realizările practice, în special cele de început, menționează utilizarea sa [2], [24], [50], [72], [85], [135].

3.2.2. Reacția anticipativă în circuitele PFC

Reacția anticipativă - „feedforward” - este o tehnică de comandă prin care influența uneia sau mai multor mărimi în mărimea de ieșire este inhibată printr-o modalitate de ocolire a buclei de reacție negativă tradițională după mărimea de ieșire respectivă.

În domeniul electronicii de putere, reacția anticipativă se realizează, de regulă, după tensiunea de intrare (de alimentare). Ea se poate aplica, principal, fiecărei metode de comandă a circuitelor PFC și tuturor tipurilor de convertoare c.c. - c.c.

Aplicarea ei, în cazul comenzii multiplicative, se face în ipoteza unei puteri active de intrare, respectiv de ieșire, constante și cunoscute și a unui randament unitar. Expresia puterii active de intrare este:

$$P_i = \frac{U_{i\,ef}^2}{R_e} \quad (3.15)$$

Conform relațiilor (3.14), respectiv (3.12), se obține:

$$P_i = \frac{U_{i\,ef}^2}{R_s} = \frac{U_{i\,ef}^2}{R_s} \frac{u_{ref}(t)}{ku_{control} u_g(t)}, \quad (3.16)$$

Tensiunea de referință, se poate determina cu relația:

$$u_{ref}(t) = P_i R_s \frac{u_g(t)}{U_{i\,ef}^2} \quad (3.17)$$

Conform relației (3.17), presupunând puterea activă de intrare constantă, tensiunea de referință u_{ref} variază invers proporțional cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare $U_{i\,ef}$. Deoarece tensiunea de intrare este tensiunea de alimentare de la rețea, se poate considera că ea este un sinus cu armonici neglijabile. Între valoarea efectivă și valoarea de vârf a unui sinus există relația $U_M = \sqrt{2}U_{i\,ef}$. Astfel, în relația (3.17), se poate utiliza valoarea de vârf U_M în locul valorii efective, $U_{i\,ef}$ [135].

Un controller care implementează relația (3.17) este prezentat în figura 3.7. El se bazează pe un multiplicator care implementează o funcție generală de tipul $k_V \frac{XY}{Z^2}$, în care constanta k_V are dimensiuni de tensiune.

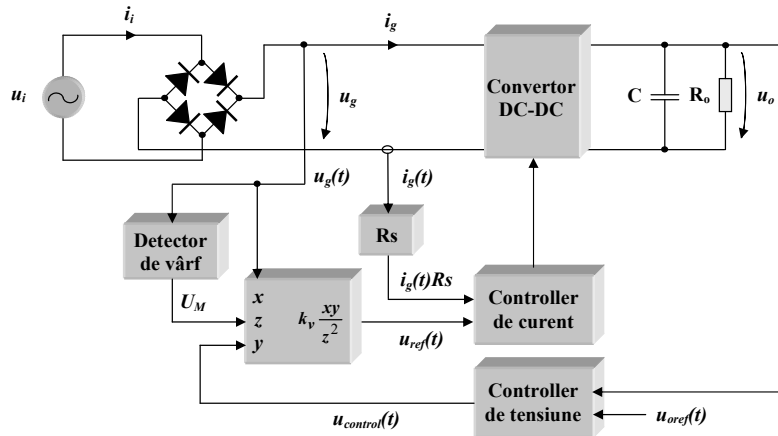


Figura 3.7. Circuit PFC cu comandă multiplicativă în curent și reacție anticipativă după tensiunea de alimentare.

Astfel, tensiunea de referință a controllerului de curent este:

$$u_{ref}(t) = k_V u_{control}(t) \frac{u_g(t)}{U_M^2} \quad (3.18)$$

Din egalitatea relațiilor (3.17) și (3.18) se obține expresia puterii de intrare:

$$P_i = k_V \frac{u_{control}(t)}{2R_S} \quad (3.19)$$

Relația (3.19) evidențiază faptul că puterea de intrare:

- este independentă de tensiunea de intrare;
- se poate modifica ușor cu ajutorul tensiunii $u_{control}(t)$.

Dezavantajul acestei metode de comandă, la care reacția anticipativă se face după valoarea de vârf a tensiunii de intrare, este o oarecare *distorsionare a curentului de intrare* datorată variațiilor inerente ale tensiunii de ieșire a detectorului de vârf.

Avantajul major oferit de reacția anticipativă se reflectă în faptul că ea se poate aplica aproape oricărei tehnici de comandă chiar și în cazul comenzilor nemultiplicative sau în cazul circuitelor PFC fără buclă de curent [24].

3.2.3. Comanda prin curent mediat

Comanda prin curent mediat (**Average Current Control**) reprezintă o tehnică de comandă care urmărește ca valoarea mediată pe o perioadă de comutație, T_S , a curentului printr-un dispozitiv de putere, i_{el} , să urmărească o valoare de referință.

Această valoare de referință este fixă în cazul convertoarelor c.c. – c.c. și lent variabilă în timp și proporțională cu tensiunea de intrare în cazul circuitelor PFC. Principiu de funcționare a comenzii prin curentul mediat este ilustrat în figura 3.8.

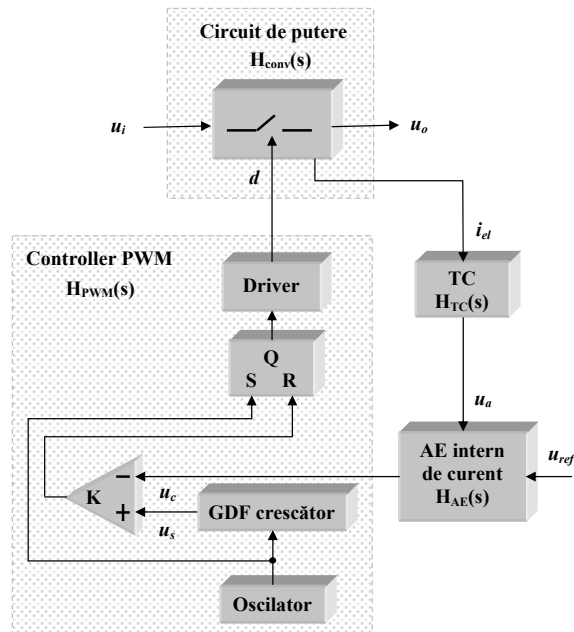


Figura 3.8. Principiul de funcționare a comenzii ACC.

Această variantă se bazează pe un generator în dinte de fierăstrău (GDF) crescător ceea ce face ca modulația să fie pe frontul descrescător al semnalului de tact furnizat de oscilator. TC reprezintă traductorul de curent de transrezistență R_S .

Cea mai dificilă problemă o constituie dimensionarea amplificatorului de eroare (AE). Aceasta se face pe baza sistemelor cu un singur pol (sisteme la care modulul funcției de transfer în buclă deschisă, $|T(j\omega)|$, taie axa frecvențelor cu o pantă de -20dB/decadă, sau, altfel zis, la frecvența de tăiere, f_C , panta lui $|T(j\omega)|$ este de -20dB/decadă).

Condiția de stabilitate a sistemelor cu un singur pol impune ca panta crescătoare a tensiunii u_{Cr} aplicată intrării inversoare a comparatorului, să fie mai mică decât panta crescătoare a tensiunii u_s , de pe intrarea neinversoare a comparatorului.

Pentru a putea aplica această condiție de stabilitate, în cazul comenzii prin curentul mediat, trebuie evaluate funcțiile de transfer individuale ale blocurilor din structura buclei de reacție de curent și trebuie dimensionat amplificatorul de eroare astfel încât să îndeplinească următoarele cerințe [85]:

- să conducă la realizarea unui sistem cu un singur pol;
- să furnizeze, pe intrarea inversoare a comparatorului, un semnal triunghiular pentru ca panta lui să poată fi ușor evaluată;

- să aibă, în domeniul frecvențelor joase, un caracter integrativ pentru a putea controla valoarea mediată a curentului.

Satisfacerea primei cerințe impune evaluarea funcțiilor de transfer ale blocurilor componente ale buclei de reacție în curent. Cu toate că, datorită elementelor de comutație, circuitul este neliniar, totuși, se pot evalua funcțiile de transfer de semnal mic (mărimile de semnal mic vor fi marcate deasupra cu simbolul "ˆ").

Funcția de transfer în buclă deschisă, $T(s)$, se determină cu relația:

$$T(s) = H_{AE}(s) \cdot H_{PWM}(s) \cdot H_{CONV}(s) \cdot H_{TC}(s) \quad (3.20)$$

în care: - $H_{AE}(s)$ - funcția de transfer a amplificatorului de eroare,
 - $H_{PWM}(s)$ - funcția de transfer a modulatorului PWM,
 - $H_{CONV}(s)$ - funcția de transfer a convertorului de putere,
 - $H_{TC}(s)$ - funcția de transfer a traductorului de curent.

Funcția de transfer a traductorului de curent se determină cu relația:

$$H_{TC}(s) = \frac{\hat{u}_a}{\hat{i}_{el}} = R_s \quad (3.21)$$

Funcția de transfer a modulatorului PWM, inclusiv a driverului, este:

$$H_{PWM}(s) = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{u}_a(s)} = \frac{1}{U_{pp}}, \quad (3.22)$$

unde U_{pp} reprezintă amplitudinea vârf la vârf a semnalului dinte de fierăstrău.

Funcția de transfer a convertorului de putere depinde de:

- tipul convertorului;
- elementul de circuit cu ajutorul căruia „se citește” curentul;
- modul de funcționare al convertorului (convertor c.c. – c.c. sau ca circuit PFC, conducție continuă sau discontinuă).

În cazul unui convertor Boost funcționând ca circuit PFC în CCM, în care se controlează curentul de intrare forțat să urmărească o tensiune de referință proporțională cu tensiunea de alimentare, funcția de transfer de la curentul de intrare la factorul de umplere este [85]:

$$H_{CONV}(s) = \frac{\hat{i}_g(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_o}{sL} \quad (3.23)$$

Această relație (3.23) evidențiază faptul că funcția de transfer a convertorului Boost PFC, $H_{CONV}(s)$, are un pol în origine. Pentru a asigura o dinamică bună, este necesar ca frecvența de tăiere, f_c , a sistemului să fie cât mai mare. Deoarece funcțiile de transfer $H_{PWM}(s)$ și $H_{TC}(s)$ sunt constante, pentru ca sistemul să rămână cu un singur pol, trebuie ca amplificatorul de eroare să aibă o caracteristică plată în domeniul frecvențelor înalte (în jurul frecvenței de tăiere f_c). Se va demonstra, în continuare, că o astfel de caracteristică a amplificatorului de eroare satisface și cea de a doua cerință și permite estimarea ușoară a pantei tensiunii u_C . A treia cerință este satisfăcută dacă amplificatorul de eroare are o structură cu caracter integrator. Schema completă a circuitului PFC cu convertor Boost și comandă ACC este prezentată în figura 3.9.

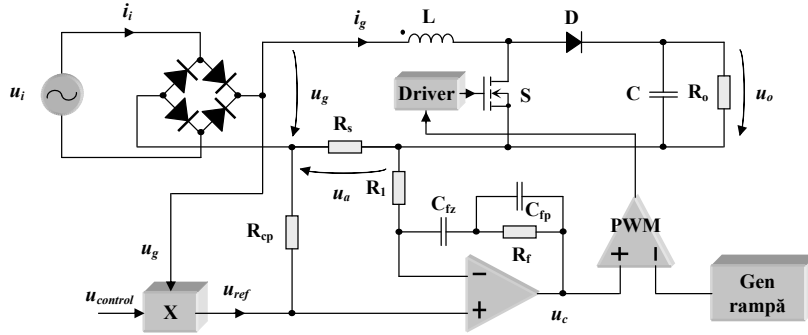


Figura 3.9 Circuit PFC Boost cu comandă ACC.

Un multiplicator asigură generarea tensiunii de referință u_{ref} pe baza tensiunii u_g . Tensiunea $u_{control}$ permite modificarea rezistenței emulate și stabilizarea tensiunii de ieșire.

Caracterul integrator al amplificatorului de eroare impune ca valoarea mediată a tensiunii u_a , proporțională cu curentul de intrare, să urmărească tensiunea de referință u_{ref} . Chiar dacă tensiunea u_{ref} nu este constantă, ea este proporțională cu tensiunea de alimentare și are variații lente.

Frecvența de tăiere a buclei de curent se alege suficient de mare astfel încât să-i asigure acesteia un răspuns mult mai rapid decât viteza de variație a tensiunii u_{ref} . În aceste condiții, valoarea mediată a curentului prin bobină va urmări cu precizie tensiunea de referință u_{ref} . Funcția de transfer a amplificatorului de eroare se poate determina pe baza relației:

$$\frac{u_c(s)}{u_a(s)} = -\frac{Z_f}{R_f} = -\frac{1 + sR_f(C_{fp} + C_{fz})}{sR_f C_{fz}(1 + sR_f C_{fp})} \quad (3.24)$$

Semnul minus (-) care apare în relația (3.24) nu se va lua în calculul funcției de transfer în buclă deschisă $T(s)$ [85] și, astfel, expresia lui H_{AE} devine:

$$H_{AE}(s) = \frac{1 + sR_f(C_{fp} + C_{fz})}{sR_f C_{fz}(1 + sR_f C_{fp})} = \frac{1}{s\tau} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_p}}{1 + \frac{s}{\omega_z}} \quad (3.25)$$

Definită conform relației (3.25), funcția de transfer a amplificatorului de eroare $H_{AE}(s)$ are, pe lângă polul din origine, un pol și un zero, localizați în semiplanul stâng la frecvențele:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_f C_{fp}} \quad (3.26)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_f (C_{fp} + C_{fz})} \quad (3.27)$$

Este evident că întotdeauna $f_z < f_p$. Frecvența de tăiere f_c se alege în zona de palier cuprinsă între f_z și f_p . În această zonă, modulul funcției de transfer al

amplificatorului de eroare este [85]:

$$H_{AEpalier} = \frac{R_f}{R_I} \quad (3.28)$$

În conformitate cu cele prezentate mai sus, funcția de transfer în buclă deschisă, în zona de palier, este:

$$T(s)_{palier} = \frac{1}{U_{pp}} \cdot R_S \cdot \frac{U_O}{sL} \cdot \frac{R_f}{R_I} \quad (3.29)$$

Frecvența de tăiere f_C se poate determina știind că ea s-a ales în zona de palier. Astfel, $T_{palier}(j2\pi f_C) = 1$ și, pe baza relației (3.29) se obține:

$$f_C = \frac{R_f}{R_I} \cdot \frac{U_O}{U_{pp}} \cdot \frac{R_S}{2\pi L} \quad (3.30)$$

Determinarea condiției de stabilitate implică determinarea pantelor crescătoare ale tensiunii u_C , notată cu p_C , respectiv a tensiunii dintelui de fierăstrău, notată cu p_S .

Panta crescătoare a tensiunii u_C , se obține din panta descrescătoare a tensiunii u_a , (amplificatorul de eroare este inversor) înmulțită cu câștigul amplificatorului de eroare în zona de palier, $\frac{R_f}{R_I}$. Panta descrescătoare a tensiunii u_a

este egală cu panta descrescătoare a curentului de intrare (aici curentul prin bobină), multiplicată cu transrezistența traductorului de curent, R_S . La convertorul Boost, panta coborâtoare a curentului de intrare este egală cu raportul $\frac{u_{Loff}}{L}$.

Tensiunea u_{Loff} este tensiunea aplicată bobinei cu tranzistorul blocat și se determină cu relația:

$$u_{Loff} = U_O - u_g = U_O - U_M \cdot |\sin \omega t| \quad (3.31)$$

Astfel, panta crescătoare a tensiunii u_C , este:

$$p_C = \frac{U_O - U_M \cdot |\sin \omega t|}{L} \cdot R_S \cdot \frac{R_f}{R_I} \quad (3.32)$$

iar panta crescătoare a tensiunii dintelui de fierăstrău u_S :

$$p_S = \frac{U_{pp}}{T_S} = U_{pp} \cdot f_S \quad (3.33)$$

Punând condiția ca panta tensiunii u_C să fie mai mică decât panta dintelui de fierăstrău $p_S \geq p_C$, se obține inegalitatea:

$$\frac{R_f}{R_I} \leq \frac{U_{pp}}{U_O - U_M \cdot |\sin \omega t|} \cdot \frac{L}{R_S} \cdot f_S \quad (3.34)$$

Cazul cel mai defavorabil se obține pentru $|\sin \omega t| = 0$:

$$\frac{R_f}{R_I} \leq \frac{U_{pp}}{U_O} \cdot \frac{L}{R_S} \cdot f_S \quad (3.35)$$

Relația (3.35) reprezintă criteriul de stabilitate al pantelor. Ea stabilește o limită superioară a câștigului amplificatorului de eroare în zona de palier și impune frecvența maximă de tăiere maximă.

Din relațiile (3.35) și (3.30), rezultă:

$$f_c \leq \frac{f_s}{2\pi} \quad (3.36)$$

Astfel, frecvența maximă de tăiere este:

$$f_{cmax} = \frac{f_s}{2\pi} \quad (3.37)$$

Ea se obține dacă este satisfăcută relația:

$$\frac{R_f}{R_l} = \frac{U_{pp}}{U_o} \cdot \frac{L}{R_s} \cdot f_s \quad (3.38)$$

Relația (3.36) arată că frecvența de tăiere este mai mică decât $\frac{f_s}{2}$ (așa cum cere modelul mediat utilizat în calculul funcției de transfer a convertorului), dar suficient de apropiată (în prima decadă de la stânga lui f_s) pentru a conferi o bandă largă buclei de curent.

Se aleg [85]:

$$f_z = \frac{1}{2} f_c = \frac{f_s}{4\pi} \quad (3.39)$$

$$f_p = 6f_z = \frac{3}{2\pi} f_s \quad (3.40)$$

astfel încât să se păstreze frecvența maximă de tăiere între frecvențele f_z și f_p .

Dimensionarea amplificatorului de eroare presupune calcularea valorilor celor două rezistențe și a celor două capacități din structura sa. Se cunoaște frecvența de comutație f_s și, în funcție de aceasta, se aleg frecvența de tăiere f_c , polul f_p și zeroul f_z . De asemenea se cunosc valorile tensiunilor U_{pp} , U_o , ale bobinei L și a rezistenței R_s .

Pe baza relațiilor (3.35) și (3.36) se determină raportul $\frac{R_f}{R_l}$ care se notează

cu m :

$$m = \frac{U_{pp}}{U_o} \cdot \frac{L}{R_s} \cdot 2\pi f_c \quad (3.41)$$

Adoptând o rezistență R_l de câțiva kilohmi, se obține:

$$R_f = m \cdot R_l$$

În continuare, din relațiile (3.30), (3.26) și (3.27) rezultă:

$$C_{f_p} = \frac{1}{2\pi \cdot m \cdot f_p \cdot R_l} \quad (3.42)$$

$$C_{f_z} = \frac{\frac{f_p}{f_z} - 1}{2\pi \cdot m \cdot f_p \cdot R_l} \quad (3.43)$$

Proiectarea optimă [85] presupune impunerea următoarelor condiții:

$$f_c = \frac{f_s}{2\pi}, \quad f_z = \frac{f_s}{4\pi} \quad \text{și} \quad f_p = \frac{3}{2\pi} f_s, \quad (3.44)$$

În acest caz relațiile de proiectare devin:

$$m = \frac{U_{pp}}{U_o} \cdot \frac{L}{R_s} \cdot f_s \quad (3.45)$$

$$C_{f_z} = \frac{5}{3 \cdot m \cdot f_s \cdot R_l} \quad (3.46)$$

$$C_{f_p} = \frac{1}{3 \cdot m \cdot f_s \cdot R_l} \quad (3.47)$$

În cazul convertoarelor Buck-Boost și Flyback la care cel controlat este curentul mediat printr-un întrerupător, și la care în serie atât cu intrarea cât și cu ieșirea există întrerupătoare, amplificatorul de eroare are o structură puțin diferită [85] deoarece:

- curentul sesizat printr-un întrerupător are o amplitudine vârf la vârf mai mare decât în cazul sesizării curentului printr-o bobină; fronturile abrupte sunt mai dificil de mediat astfel încât după mediere să se transforme într-o formă de undă cu pante determinate (suplimentar, generează și un zgomot de comutație mai mare care trebuie filtrat);
- este dificil de găsit funcția de transfer a acestor convertoare la funcționarea lor ca circuite PFC; oricum, ele au, pe lângă polul din origine, încă un zero în semiplanul drept care limitează frecvența de tăiere și a cărui poziție depinde de sarcină [85].

Avantajele oferite de tehnica de comandă prin curentul mediat sunt:

- *aplicabilitatea la toate topologiile de convertoare* utilizate ca circuite PFC;
- *controlul direct al curentului mediat*;
- *imunitatea bună la zgomote*;
- *funcționarea corectă și în conducție discontinuă*, fără apariția distorsiunilor de racordare în apropierea trecerilor prin zero ale tensiunii de alimentare.

Dezavantajele majore ale acestei tehnici de comandă se referă la:

- *prezența unui multiplicator* în structura circuitului de comandă;
- *necesitatea sesizării curentului de intrare* și nu a curentului prin întrerupător.

3.2.4. Comanda prin curentul de vârf

Comanda prin curentul de vârf (**Peak Current Control**) impune ca valoarea maximă a curentului într-o perioadă de comutație să urmărească un curent de referință.

Schema de principiu a comenzii PCC, aplicată unui convertor Boost PFC, este prezentată în figura 3.10. Pentru realizarea condiției de factor de putere unitar, tensiunea de referință $u_{ref}(t)$ este proporțională cu tensiunea de intrare $u_g(t)$. Astfel, și curentul mediat prin bobină, și, implicit, curentul mediat de intrare $\bar{i}_g(t)$ vor urmări tensiunea $u_g(t)$. Modificarea rezistenței emulate, prin intermediul tensiunii $u_{control}$, necesită utilizarea unui multiplicator. Tensiunea $u_{control}$ asigură și stabilizarea tensiunii de ieșire.

În [85] se specifică faptul că există anumite mecanisme care fac ca valoarea mediată a curentului prin bobină să difere de referința $i_{ref}(t) = \frac{u_{ref}(t)}{R_s}$. Aceste mecanisme introduc distorsiuni de racordare și armonici în curentul de intrare.

Pentru a se obține structuri stabile pentru factori de umplere $D > 0,5$ este necesar să se introducă o rampă artificială de pantă m_a [135].

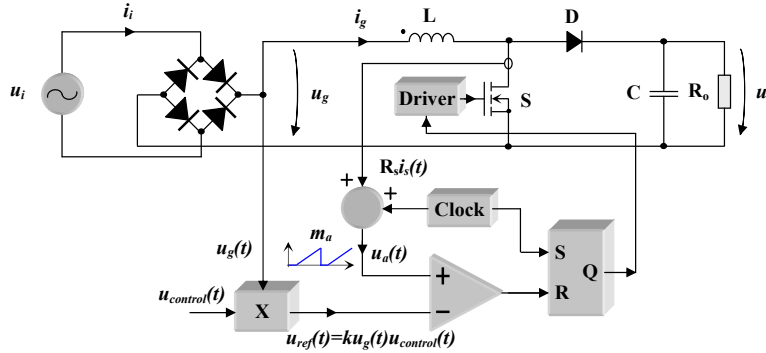


Figura 3.10 Circuit PFC Boost cu comandă PCC.

Prezența rampei artificiale face ca $\bar{i}_g(t)$ să difere de $i_{ref}(t)$. În plus, datorită pulsațiilor curentului prin bobină, apare o abatere suplimentară între cei doi curenți $\bar{i}_g(t)$ și $i_{ref}(t)$. Cele mai pronunțate diferențe apar la trecerile prin zero ale tensiunii de alimentare. În cazul unui convertor Boost, dependența curentului mediat de intrare funcție de tensiunea de intrare, este dată de relațiile [85]:

$$\bar{i}_g(t) = \begin{cases} u_g(t) \frac{L \cdot i_{ref}^2(t) \cdot f_s}{[U_o - u_g(t)] \cdot [u_g(t) + m_a \cdot L]} & \text{pt DCM} \\ i_{ref}(t) - \left[1 - \frac{u_g(t)}{U_o}\right] \cdot \left[m_a + \frac{u_g(t)}{L}\right] \cdot T_s & \text{pt CCM.} \end{cases} \quad (3.48)$$

Funcționarea în conducție continuă este caracterizată de:

$$\bar{i}_g(t) \geq \frac{T_s \cdot U_o}{2L} \cdot \frac{u_g(t)}{U_o} \cdot \left(1 - \frac{u_g(t)}{U_o}\right) \quad (3.49)$$

Relația (3.49) se transcrie, pentru curentul de referință, $i_{ref}(t) = v_{ref}(t)/R_{sr}$, proporțional cu tensiunea u_g de intrare a convertorului, în forma:

$$i_{ref}(t) = \frac{v_{ref}}{R_s} \geq \frac{T_s}{L} (u_g(t) + m_a L) \cdot \left(1 - \frac{u_g(t)}{U_o}\right) \quad (3.50)$$

Literatura de specialitate [85] specifică faptul că, pentru asigurarea stabilității, valoarea minimă a pantei rampei artificiale, $m_{a \min}$, trebuie să fie:

$$m_{a \min} = \frac{U_o}{2L} \quad (3.51)$$

O pantă mai mică decât cea calculată cu relația (3.51) conduce la instabilitatea convertorului în punctele de funcționare din CCM în care raportul $\frac{u_g(t)}{U_o}$ este mic.

Principiul de funcționare al acestei comenzi îi evidențiază câteva dezavantaje:

- nu se poate aplica tuturor topologiilor de convertoare, deoarece se controlează curentul prin bobină; circuitele la care bobina nu este în serie cu intrarea nu pot fi comandate în acest mod;
- imunitatea scăzută la perturbații;
- necesitatea compensării pantei pentru eliminarea subarmonicilor;
- distorsionarea curentului de intrare, prin tehnica în sine, deoarece se controlează curentul de vârf și nu curentul mediat pe o perioadă.

3.2.5. Comanda cu histereză

Această tehnică de comandă se bazează pe aducerea în conducție și blocarea întrerupătorului astfel încât forma de undă a curentului de intrare să se mențină între două forme de undă de referință (figura 3.11).

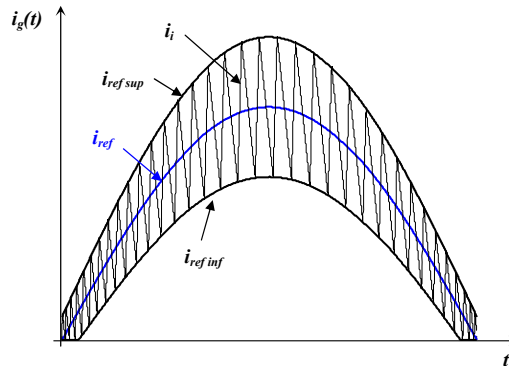


Figura 3.11 Forma de undă a curentului de intrare al convertorului PFC BOOST la comanda cu histereză.

Concret, curentul de intrare i_i este forțat să oscileze între doi curenți de referință sinusoidală, unul inferior, $i_{ref,inf}$, egal cu 95% din curentul de referință de bază i_{ref} și altul superior, $i_{ref,sup}$, egal cu 105% din el (valorile celor doi curenți de referință pot avea și alte valori decât cele specificate mai sus). Când curentul de intrare i_i atinge referința inferioară el trebuie crescut, iar când atinge referința superioară trebuie micșorat. Pe de altă parte, când tranzistorul este în conducție curentul prin bobină crește iar când tranzistorul este blocat, curentul prin bobină scade. Astfel, tranzistorul este adus în conducție dacă curentul de intrare atinge 95% din valoarea curentului de referință, și se blochează dacă curentul de intrare atinge 105% din curentul de referință. Amplitudinea curentului de referință este parametrul prin care se controlează rezistența emulată [24], [85], [134], [135].

Curenții de referință inferior și superior se pot forma și dacă la curenții de referință se scade și se adună o mărime constantă ΔI_H . Cu cât diferența ΔI_H este mai mică cu atât curenții de intrare va urmări mai exact curenții de referință (dar și frecvența de comutație va crește).

Această formă a comenzii cu histereză are o implementare simplă dar are dezavantajul unei imunități scăzute la perturbații și o frecvență de funcționare variabilă. Se utilizează în aplicațiile care nu necesită o putere mai mare de câteva sute de watt.

O variantă atractivă a comenzii cu histereză se obține dacă se alege curenții de referință inferior nul iar curenții de referință superior egal cu dublul curenților de referință de bază (figura 3.12). Deoarece comutația se produce la curenți zero, această metodă de comandă oferă avantajul unor pierderi în comutație mici la intrarea în conducție. Convertorul funcționează la limita dintre conducția continuă și cea discontinuă, motiv pentru care se numește *comandă în mod de conducție critic* [85].

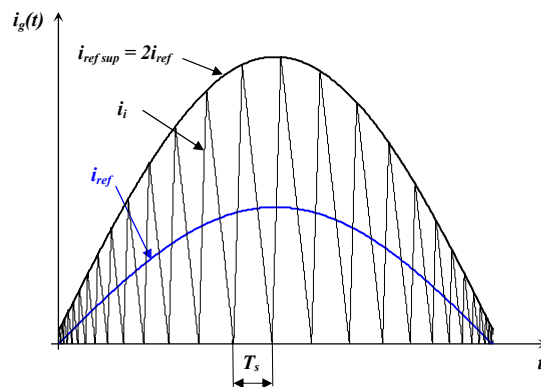


Figura 3.12. Forma de undă a curentului de intrare în convertorul PFC Boost la comanda prin timpul de conducție al tranzistorului (comanda în mod critic).

Comanda în modul de conducție critic se poate realiza în două variante: cu multiplicator și fără multiplicator. Varianta din figura 3.13 reprezintă implementarea comenzii cu histereză, în modul de conducție critic, cu multiplicator, pentru un convertor Boost.

Se observă că, în această variantă, se sesizează curenții prin tranzistor și nu curenții prin bobină. Acest lucru este important din punct de vedere al traductorului de curenți deoarece dacă acesta este un transformator de curenți, la sesizarea curenților prin tranzistor există posibilitatea demagnetizării miezului.

Schema din figura 3.13 subliniază faptul că întrerupătorul activ se aduce în conducție în momentele în care curenții i_g scade și se anulează. Dar curenții i_g este un curenți inductiv. El are componentă continuă și, astfel, detectorul său de zero nu poate fi un transformator de curenți. Problema detectării anulării curenților i_g se poate rezolva cu ajutorul unui circuit care monitorizează tensiunea pe bobină. Această tensiune are, în conducție discontinuă, o formă tipică, cu o porțiune în care are valoare nulă, porțiune ce coincide cu anularea curenților prin bobină.

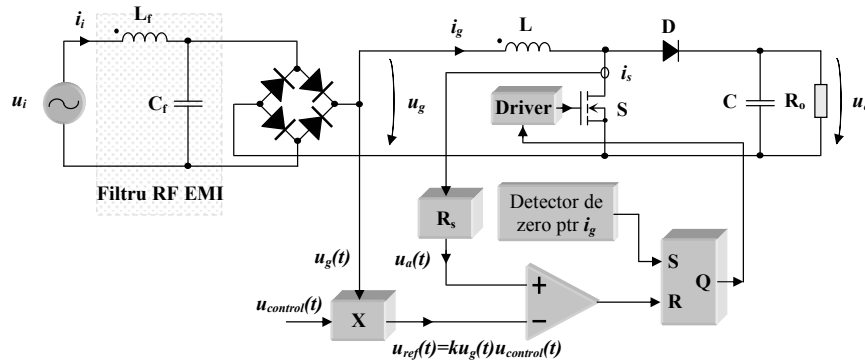


Figura 3.13 Schema bloc a convertorului PFC Boost cu comandă cu histereză în mod de conducție critic, cu multiplicator.

Blocarea tranzistorului se face când tensiunea - proporțională cu curentul prin tranzistor - egalează tensiunea de referință furnizată de multiplicator. Formele de undă sunt reprezentate în figura 3.14.

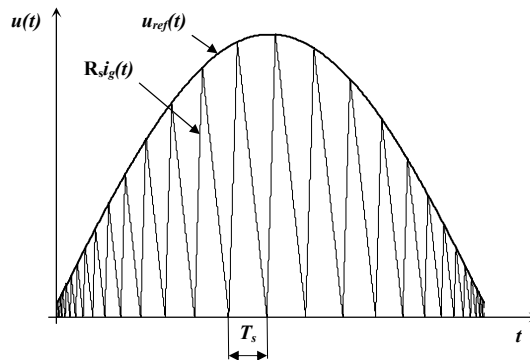


Figura 3.14 Formele de undă la intrările comparatorului pentru comanda în modul de conducție critic cu multiplicator.

Valoarea mediată a curentului de intrare i_g , la sfârșitul fiecărei perioade de comutație, se determină împărțind aria fiecărui triunghi la perioada de comutație, admițând că tensiunea de referință este aproximativ constantă pe durata unei perioade de comutație. Astfel, rezultă:

$$R_s \overline{i_g}(mT_s) = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} u_{ref}(mT_s) \cdot T_s = \frac{1}{2} u_{ref}(mT_s), \quad m \in N^* \quad (3.52)$$

Dar, deoarece $u_{ref}(t) = k u_g(t) u_{control}(t)$, se obține:

$$\overline{i_g}(mT_s) = \frac{1}{2} \cdot \frac{u_{ref}(mT_s)}{R_s} = \frac{1}{2} k \frac{u_g(mT_s)}{R_s} u_{control}(mT_s), \quad m \in N^* \quad (3.53)$$

Datorită variațiilor lente în raport cu T_s ale curentului $\overline{i_g(t)}$ și ale tensiunilor $u_g(t)$ și $u_{control}(t)$, relația (3.53) se poate extinde la toate momentele de timp:

$$\overline{i_g(t)} = \frac{1}{2} \cdot k \cdot \frac{u_g(t)}{R_S} \cdot u_{control}(t) \quad (3.54)$$

Astfel, rezistența emulată a acestei comenzi este:

$$R_e = \frac{u_g(t)}{\overline{i_g(t)}} = 2 \cdot R_S \cdot \frac{1}{k u_{control}(t)} \quad (3.55)$$

Dacă convertorul are tranzistorul prin care se sesizează curentul în serie cu intrarea, această comandă nu poate fi utilizată pentru că blocarea tranzistorului determină ca detectorul de zero să sesizeze anularea curentului i_g și să declanșeze din nou aducerea în conducție a tranzistorului. Din acest motiv, comanda în modul de conducție critic cu multiplicator este destinată, cu precădere, convertorului Boost.

A doua variantă a comenzii în mod critic este cea fără multiplicatoare. Ea este destinată convertoarelor Boost, Ćuk și Sepic care au o inductanță în serie cu intrarea, și la care, prin natura funcționării părții de putere, valoarea de vârf a curentului de intrare, într-o perioadă de comutație, este proporțională cu tensiunea de intrare a convertorului (presupusă constantă pe perioada de comutație).

Pentru această variantă nu mai este necesară tensiunea de referință pentru că limita inferioară este zero și se poate detecta, iar limita superioară este proporțională „natural” cu tensiunea de alimentare, ceea ce face să se emuleze natural o rezistență în joasă frecvență la intrare [85]. Formele de undă sunt reprezentate în figura 3.15.

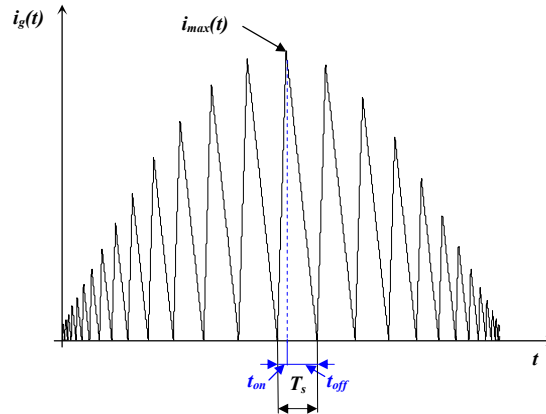


Figura 3.15. Formele de undă la intrările comparatorului pentru comanda prin timpul de conducție al tranzistorului

Notând cu t_{on} durata de conducție a tranzistorului, valoarea mediată a curentului de intrare, evaluată la sfârșitul unei perioade de comutație, se calculează conform relației [85]:

$$\bar{i}_g(mT_s) = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{2} \cdot i_{max} \cdot T_s = \frac{1}{2} \cdot i_{max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{u_g(mT_s)t_{on}}{L}, \quad m \in N^*. \quad (3.56)$$

Curentul de intrare \bar{i}_g este o mărime lent variabilă, astfel încât se poate face aproximarea $\bar{i}_g(t) \cong \bar{i}_g(mT_s)$, în care indicele m desemnează perioada în curs. Din relația (3.56), rezultă valoarea rezistenței emulate:

$$R_e = \frac{u_g(t)}{\bar{i}_g(t)} = \frac{2L}{t_{on}} \quad (3.57)$$

Deoarece controlul rezistenței emulate R_e se face din timpul de conducție al tranzistorului, t_{on} , tehnica se numește *comanda prin timpul de conducție al tranzistorului*. Schema sa bloc de comandă este redată în figura 3.16.

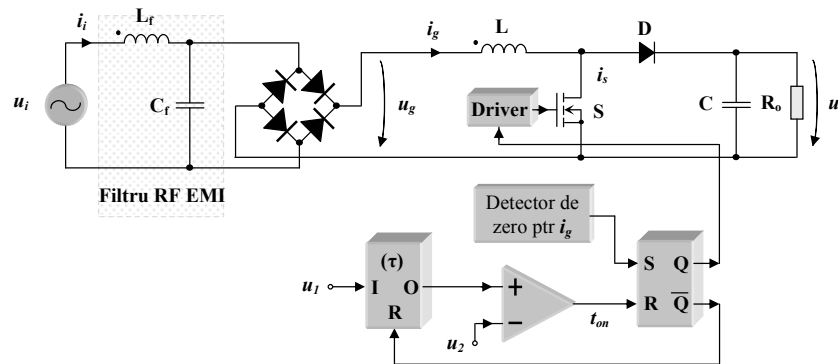


Figura 3.16 Schema bloc de comandă a convertorului Boost cu comanda prin timpul de conducție al tranzistorului.

Deoarece controlul rezistenței emulate R_e se face din timpul de conducție al tranzistorului, t_{on} , tehnica se numește *comanda prin timpul de conducție al tranzistorului*. Schema sa bloc de comandă este redată în figura 3.16.

Anularea curentului de intrare este sesizată, la fel ca la comanda în modul de conducție critic cu multiplicator, prin monitorizarea tensiunii pe bobină. La anularea curentului i_g , circuitul de detectare a anulării sale furnizează un impuls ce pune ieșirea bistabilului pe „1” și aduce tranzistorul în conducție. Pe de altă parte, ieșirea negativă a bistabilului este $\bar{Q} = 0$ și determină începerea integrării tensiunii u_1 de către integratorul resetabil. Integrarea tensiunii u_1 se face până când tensiunea de la ieșirea integratorului devine egală cu tensiunea u_2 . În acel moment comparatorul își comută ieșirea pe „1”, șterge bistabilul și blochează tranzistorul. Deoarece ieșirea negativă a bistabilului \bar{Q} devine „1”, integratorul va fi și el resetat, și va fi „pregătit” pentru o nouă integrare.

Intervalul de timp, t_{on} se calculează cu relația:

$$\frac{1}{\tau} \int_0^{t_{on}} u_1(t) dt = u_2(t_{on}) \quad (3.58)$$

Deoarece tensiunile u_1 și u_2 sunt suficient de lent variabile pe o perioadă de comutație pentru a putea fi admise constante, ecuația (3.58) se simplifică și devine:

$$\frac{1}{\tau} u_1 t_{on} = u_2 \quad (3.59)$$

de unde:

$$t_{on} = \frac{u_1}{u_2} \tau \quad (3.60)$$

Conform relațiilor (3.57) și (3.60), rezistența emulată este:

$$R_e = \frac{2L}{\tau} \cdot \frac{u_1}{u_2} \quad (3.61)$$

Ca tensiune de control a rezistenței emulate se poate alege oricare dintre tensiunile u_1 sau u_2 astfel:

- se alege tensiunea u_1 dacă se dorește ca rezistența emulată să depindă direct proporțional de tensiunea $u_{control}$;
- se alege tensiunea u_2 dacă se dorește ca puterea activă la intrare să depindă direct proporțional de tensiunea $u_{control}$.

În ambele situații, cealaltă tensiune va fi menținută constantă.

La în comanda în curent cu histereză funcționarea convertoarelor este cu frecvență variabilă. Astfel, devine foarte importantă determinarea frecvenței maxime și minime de funcționare. Pentru determinarea acestora, în funcție de condițiile de alimentare (U_M) și de sarcină (P_o , U_o), se pornește de la exprimarea timpilor de conducție și de blocare în funcție de puterea de ieșire, tensiunea redresată u_g și tensiunea de ieșire și se ține cont de bilanțul puterilor active de intrare și de ieșire, ca și de expresia rezistenței emulate.

În cazul comenzii în modul de conducție critic cu multiplicator, timpul de conducție al tranzistorului este obținut din egalitatea tensiunii proporționale cu curentul prin tranzistor cu tensiunea de referință:

$$R_s \cdot \frac{u_g}{L} \cdot t_{on} = u_{ref} \quad (3.62)$$

Dar, deoarece $u_{ref} = k u_g u_{control}$, se obține:

$$t_{on} = \frac{L}{R_s} \cdot k \cdot u_{control} \quad (3.63)$$

Egalitatea puterilor active de intrare și ieșire:

$$\frac{U_M^2}{2R_e} = P_o \quad (3.64)$$

Expresia tensiunii $u_{control}$ se obține înlocuind rezistența emulată R_e în relația (3.64) cu expresia sa din relația (3.55):

$$u_{control} = \frac{4 \cdot P_o \cdot R_s}{k \cdot U_M^2} \quad (3.65)$$

Combinând relațiile (3.63) și (3.65) se obține expresia timpului de conducție al tranzistorului t_{on} :

$$t_{on} = \frac{4 \cdot L \cdot P_o}{U_M^2} \quad (3.66)$$

Deoarece $f_s \gg f$ se poate considera că din punct de vedere la frecvenței de comutație funcționarea decurge ca o succesiune de stări staționare [85]. În aceste condiții, valoarea medie a tensiunii pe bobină este nulă:

$$\frac{1}{T_s} [u_g \cdot t_{on} + (u_g - U_o) \cdot t_{off}] = 0 \quad (3.67)$$

Timpul de blocare al tranzistorului se determină cu relația:

$$t_{off} = t_{on} \cdot \frac{u_g}{U_o - u_g} = \frac{4LP_o}{U_M^2} \cdot \frac{u_g}{U_o - u_g} \quad (3.68)$$

Perioada de comutație se calculează prin însumarea relațiilor (3.66) și (3.68):

$$T_s = t_{on} + t_{off} = \frac{4LP_o}{U_M^2} \cdot \frac{U_o}{U_o - u_g} = \frac{4LP_o}{U_M^2} \cdot \frac{U_o}{U_o - U_M |\sin \omega t|} \quad (3.69)$$

iar frecvența de comutație:

$$f_s = \frac{U_M^2}{4LP_o} \cdot \left(1 - \frac{U_M}{U_o} |\sin \omega t| \right) \quad (3.70)$$

Valoarea maximă a frecvenței se obține pentru $|\sin \omega t| = 0$, adică la trecerile prin zero ale tensiunii de alimentare iar valoarea minimă a frecvenței se obține pentru $|\sin \omega t| = 1$, adică atunci când tensiunea de alimentare are valori extreme. Cele două valori limită ale frecvenței se determină cu relațiile:

$$f_{s \max} = \frac{U_M^2}{4LP_o} \quad (3.71)$$

$$f_{s \min} = \frac{U_M^2}{4LP_o} \left(1 - \frac{U_M}{U_o} \right) \quad (3.72)$$

În aceste condiții, variația frecvenței în timpul funcționării este:

$$\Delta f_s = f_{s \max} - f_{s \min} = \frac{U_M^3}{4LP_o U_o} \quad (3.73)$$

Dacă se alege un anumit domeniu de variație al frecvenței de comutație, relațiile (3.71) și (3.72) se pot folosi pentru dimensionarea inductanței L și a tensiunii de ieșire U_o , dacă aceasta nu este impusă ca dată inițială de proiectare [85].

Metodele de comandă în modul de conducție critic oferă următoarele avantaje:

- *valoarea mică a inductanței* convertorului;
- *prețul scăzut* al circuitelor de comandă;
- *existența unei game largi de circuite integrate care implementează controllerul* pentru comenzile cu histereză.

Suplimentar, comanda prin timpul de conducție al tranzistorului este atractivă deoarece:

- *nu necesită un multiplicator*;
- *rezistența emulată și, astfel, puterea, se poate modifica prin variația timpului de conducție*;

- nu necesită măsurarea tensiunii de alimentare u_g și nici a curentului prin tranzistor sau bobină; trebuie doar sesizate momentele de anulare ale curentului de intrare prin monitorizarea tensiunii pe bobină.

Dezavantajele comenzii în curent cu histereză se referă la:

- valori de vârf mari ale curentului prin componentele convertorului care conduc la pierderi însemnate și influențează spectrul de înaltă frecvență al curentului de intrare al convertorului;
- necesitatea unui filtru suplimentar la intrare pentru eliminarea perturbațiilor de înaltă frecvență;
- frecvența de comutație variabilă;
- imunitate scăzută la perturbații;
- necesitatea folosirii, în anumite variante, a unui circuit de multiplicare.

3.2.6. Comanda cu purtătoare neliniară

Comandă în curent cu purtătoare neliniară (**NonLinear Carrier Control - NLCC**), având la bază cercetările și realizările profesorilor Dragan Maksimović, Regan Zane și Robert Erickson de la University of Colorado, a apărut ca o soluție de circuite PFC care satisfac următoarele cerințe:

- nu au buclă de control a curentului;
- nu conțin multiplicatoare;
- nu este necesară sesizarea tensiunii de intrare;
- sesizează, dacă este necesar, curentul printr-un tranzistor și nu curentul printr-o bobină;
- nu necesită o rampă artificială, sistemul fără bucla de tensiune închisă fiind necondiționat stabil;
- circuitul de comandă să fie simplu.

Un convertor Boost cu comandă cu purtătoare neliniară este prezentat în figura 3.17. Tipul convertorului nu are importanță, principiul comenzii fiind același.

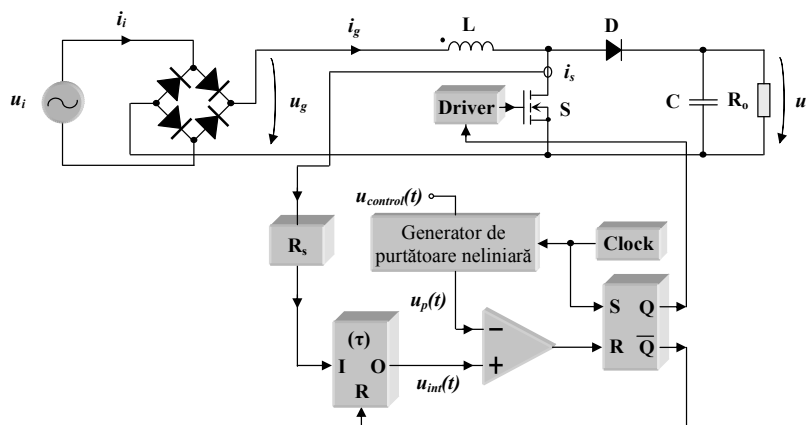


Figura 3.17. Comanda cu purtătoare neliniară a unui convertor BOOST.

Funcționarea circuitului de comandă se bazează pe un semn de tact care generează frecvența de comutație. Impulsurile, de durată scurtă, setează bistabilul și aduc în conducție tranzistorul. Cu ajutorul unui traductor de curent de transrezistență R_s se sesizează curentul prin tranzistor. Tensiunea, proporțională cu acest curent, se integrează cu un integrator resetabil având constanta de timp τ . În momentul în care tensiunea de la ieșirea integratorului devine egală cu tensiunea purtătoarei generată de generatorul de purtătoare neliniară, comparatorul își pune ieșirea pe „1”, șterge bistabilul și blochează tranzistorul. Ștergerea bistabilului determină și resetarea integratorului, pregătindu-l pentru a începe o nouă integrare pe perioada următoare de comutație. Tensiunea $u_{control}$ asigură controlul rezistenței emulate și, la structurile ce conțin și controller de tensiune, reprezintă tensiunea de la ieșirea acestuia.

Această metodă de comandă se preferă comenzii prin curentul de vârf, deoarece:

- are o imunitate sporită la zgomote;
- valoarea integralei curentului prin tranzistor, evaluată până la blocarea acestuia, reprezintă valoarea integralei pe o perioadă a curentului prin tranzistor și este în legătură directă cu valoarea sa mediată (în cazul convertoarelor cu funcționare la frecvență constantă).

Comanda cu purtătoare neliniară se poate aplica tuturor topologiilor de convertoare, singura diferență o constituie purtătoarea. *Determinarea legii de variație a purtătoarei* este problema esențială a acestui tip de comandă [85], [135].

Pentru stabilirea legii de variație a purtătoarei se pornește de la tensiunea u_{int} obținută la ieșirea integratorului:

$$u_{int}(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t R_s i_s(\tau) d\tau \quad (3.74)$$

Dar, la momentul $t = dT_s$ când se blochează tranzistorul, tensiunea de la ieșirea integratorului devine egală cu tensiunea purtătoarei. Adică:

$$u_p(dT_s) = u_{int}(dT_s) = \frac{R_s}{\tau} \int_0^{dT_s} i_s(\tau) d\tau \quad (3.75)$$

Valoarea mediată a curentului prin tranzistor, la momentul dT_s , este:

$$\bar{i}_s(dT_s) = \frac{1}{T_s} \int_{dT_s - T_s}^{dT_s} i_s(\tau) d\tau = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} i_s(\tau) d\tau \quad (3.76)$$

deoarece de la $-(1-d)T_s$ la 0 curentul prin tranzistor este nul (acest interval reprezintă timpul de blocare din perioada anterioară). Înlocuind integrala din relația (3.76) în (3.75) se obține:

$$u_p(dT_s) = \frac{R_s}{\tau} \bar{i}_s(dT_s) \quad (3.77)$$

Relația (3.77) nu dezvăluie legea purtătoarei, deoarece ea conține în membrul drept pe $\bar{i}_s(dT_s)$ [85].

Obținerea legii de variație a purtătoarei pe bazează pe următoarea strategie:

a). Se determină legătură dintre valoarea mediată a curentului prin întrerupător, $\overline{i_s}$ și valoarea mediată a curentului de intrare, $\overline{i_g}$. Se știe că în orice convertor:

$$\overline{i_s} = d\overline{i_L} \quad (3.78)$$

unde i_L este unul sau o combinație liniară de curenți inductivi și că pentru convertoarele c.c. – c.c. la care modulul raportului static de conversie este de forma $\frac{D}{1-D}$:

$$\overline{i_s} = \overline{i_g}.$$

b). Se stabilește legătura proporțională între $u_g(t)$ și $\overline{i_g}(t)$ prin intermediul rezistenței emulate R_e :

$$u_g(t) = R_e \overline{i_g}(t) \quad (3.79)$$

c). Se exprimă tensiunea $u_g(t)$ în funcție de d și U_o (din expresia raportului de conversie, m). Acest lucru este totdeauna posibil pentru că în conducție continuă, raportul de conversie depinde numai de d .

d). Se apelează la relația (3.77) - specifică circuitului de comandă indiferent de tipul convertorului utilizat.

e). Se elimină toate mărimile dependente de timp, $\overline{i_s}$, $\overline{i_g}$ și u_g , din relațiile de la punctele a), b), c) și d) și se ajunge la o relație de forma:

$$u_p(dT_s) = f(d, R_e, V_o) \quad (3.80)$$

f). În relația (3.80) se identifică o tensiune ce depinde de rezistența emulată R_e , de tensiunea U_o și de elementele constante ale schemei. Tensiunea respectivă devine tensiunea de comandă și se notează cu $U_{control}$, pentru că ea fixează valoarea rezistenței emulate.

g). Pentru determinarea legii de variație a purtătoarei u_p se observă în figura 3.17 că modulatorul acționează pe front descrescător al semnalului de tact (intrarea în conducție a tranzistorului este dictată de semnalul de tact iar blocarea sa de momentul egalității tensiunilor de la intrarea comparatorului). Din acest motiv, pentru determinarea legii temporale a purtătoarei, în relația obținută la punctul f). se face substituția $d \rightarrow \frac{t}{T_s}$.

Metoda de obținere a legii de variație a purtătoarei, descrisă mai sus, este aplicabilă tuturor tipurilor de convertoare. Singurele diferențe apar în relația de la punctul a). care depinde de topologia convertorului și în relația de la punctul c). pentru că raportul de conversie diferă funcție de tipul convertorului.

3.2.7. Comanda integrativă

Nu doar comanda cu purtătoare neliniară este singura modalitate de a obține factor de putere unitar având proprietățile enunțate la începutul paragrafului 3.2.6. Ea face parte dintr-o categorie mai largă a așa-numitelor *comenzi de tip integrativ* [85], [137], [138].

Denumirea „integrativ” pentru aceste comenzi provine de la aceea că dacă u este o tensiune lent variabilă, astfel încât să poată fi considerată constantă pe o perioadă de comutație, atunci un termen de forma $u \cdot \frac{t}{T_s}$ poate fi implementat cu ajutorul unui integrator resetabil (figura 3.18), conform relației:

$$u \cdot \frac{t}{T_s} \cong \frac{1}{T_s} \int_0^t u(v) dv \quad (3.81)$$

Implementarea practică este arătată în figura 3.18.

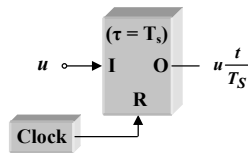


Figura 3.18. Principiul comenzii integrative.

Pentru exemplificare se consideră convertorul Buck-Boost funcționând în conducție continuă la care se sesizează *curentul prin întrerupător* cu ajutorul unui traductor de transrezistență R_s . Scopul circuitului PFC, adică urmărirea tensiunii de intrare de către curentul mediat de intrare, se scrie analitic:

$$u_g = R_e \overline{i_g} \quad (3.82)$$

În regim cvasistaționar, raportul de conversie este:

$$\frac{U_o}{u_g} = \frac{d}{1-d} \quad (3.83)$$

Dacă se elimină tensiunea u_g din relațiile (3.82) și (3.83) și se ține seama că pentru acest convertor $\overline{i_g} = \overline{i_s}$, rezultă:

$$R_e \cdot \overline{i_g} = U_o \cdot \frac{1-d}{d} \quad (3.84)$$

Deoarece, în circuitul de comandă mărimile cu care se operează sunt tensiunile proporționale cu curenții, relația (3.84) se poate scrie, evidențiind tensiunea de la ieșirea traductorului de curent care sesizează pe i_g în forma:

$$R_s \overline{i_g} = \left(\frac{R_s}{R_e} \cdot U_o \right) \cdot \frac{1-d}{d} \quad (3.85)$$

Mărimea din paranteză reprezintă tensiunea modulatoare sau tensiune de comandă u_m :

$$u_m = \frac{R_s}{R_e} \cdot U_o \quad (3.86)$$

Ea este o tensiune lent variabilă în stare staționară (dacă ieșirea este bine filtrată).

Relația (3.85) se poate rescrie în forma:

$$R_S \bar{i}_S = u_m \cdot \frac{1-d}{d} \tag{3.87}$$

Și în cazul comenzii cu purtătoare neliniară s-a ajuns tot la această relație. Dar, apoi efortul s-a concentrat pe implementarea legii temporale corespunzătoare membrului drept. Pentru convertorul Buck-Boost a fost foarte dificil de implementat legea purtătoarei. A fost necesară limitarea inferioară a factorului de umplere, ceea ce înseamnă că la sarcini mici comanda cu purtătoare neliniară este inoperantă [85]. Mai mult, chiar și la sarcini mari curentul de intrare este puternic distorsionat.

În cazul comenzii integrative relația (3.87) se implementează în alt mod. Relația de pornire este:

$$u_m = (u_m + R_S \bar{i}_S) \cdot d \tag{3.88}$$

Dacă se folosește, pentru implementare, un modulator pe front descrescător, rezultă:

$$u_m = (u_m + R_S \bar{i}_S) \cdot \frac{t}{T_S} \tag{3.89}$$

Ținând cont de aproximarea (3.81) a comenzii integrative, aplicabilă deoarece atât tensiunea u_m cât și curentul \bar{i}_S sunt mărimi lent variabile la funcționarea în conducție continuă, egalitatea (3.89) devine:

$$u_m = \frac{1}{T_S} \int_0^t (u_m(v) + R_S \bar{i}_S(u)) dv \tag{3.90}$$

Structura controllerului (figura 3.19) acestei comenzi rezultă din relația (3.87).

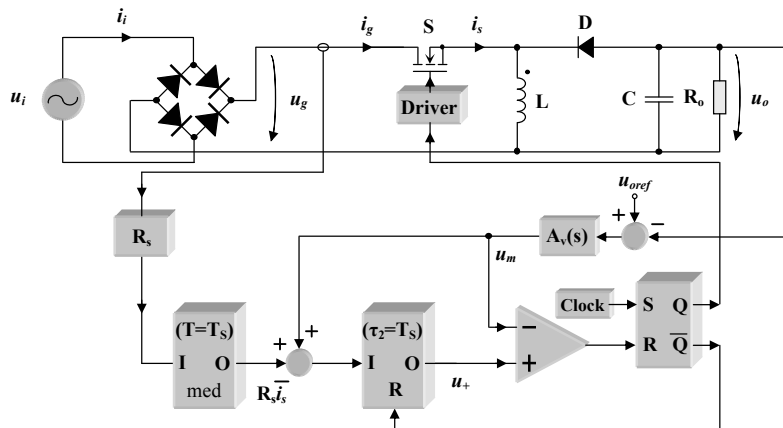


Figura 3.19. Comanda integrativă a unui convertor Buck-Boost prin curentul mediat al întrerupătorului.

În comparație cu comanda cu purtătoare neliniară, implementarea este exactă și mai simplă. Ea se bazează pe două integratoare resetabile și un sumator. Practic, integratoarele sunt dificil de realizat cu constante de timp egale cu perioada de comutație. Valoarea mediată a curentului prin tranzistor se obține, tot ca la comanda cu purtătoare neliniară, cu ajutorul unui integrator resetabil la care semnalul de ștergere este idenic cu cel al integratorului principal. Tensiunea modulatorie u_m este o mărime independentă la funcționare în buclă deschisă, respectiv, este tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare la funcționarea în buclă închisă.

Pentru determinarea valorii rezistenței emulate, dacă constantele integratoarelor sunt τ_1 , respectiv τ_2 , se pornește de la ecuația care furnizează factorul de umplere:

$$\frac{1}{\tau_2} \int_0^{dT_s} (R_S \bar{i}_S + u_m) dt = u_m \quad (3.91)$$

În această ecuație, necunoscuta apare ca limita superioară a integralei ceea ce o face deosebit de dificil de rezolvat. Totuși ea se simplifică mult dacă se admite că variabila din paranteză este constantă pe T_s . În plus, medierea curentului i_S ajută și ea - prin caracterul de filtru trece-jos - la ipoteza că variabila din paranteză este constantă. În aceste condiții, și ținând cont că la convertorul Buck-Boost $\bar{i}_g = \bar{i}_S$, relația (3.91) devine:

$$\frac{1}{\tau_2} \cdot d \cdot T_s \cdot (R_S \bar{i}_g + u_m) = u_m \quad (3.92)$$

Însă, conform relației (3.83), expresia lui d este:

$$d = \frac{U_o}{U_o + u_g} \quad (3.93)$$

Prin înlocuirea relației (3.93) în relația (3.92) se poate exprima raportul $\frac{u_g}{i_g}$,

adică se poate deduce expresia rezistenței emulate R_e :

$$\frac{u_g}{i_g} \cong \frac{u_g}{i_g(dT_s)} = \left(R_S \cdot \frac{U_o}{u_m} \right) \cdot \frac{T_s^2}{\tau_1 \tau_2} \cdot \frac{1}{\frac{U_o}{u_g} \cdot \left(\frac{\tau_2}{T_s} - 1 \right) + \frac{\tau_2}{T_s}} \quad (3.94)$$

Dacă $\tau_2 \neq T_s$, rezistența emulată este neliniară, ea depinzând de tensiunea u_g . Din acest motiv, *al doilea integrator, adică cel care implementează comanda integrativă, trebuie realizat îngrijit*. Primul integrator, cel prin care se efectuează medierea, nu determină o rezistență emulată neliniară. El doar modifică valoarea acestei rezistențe emulate cu un factor K . Astfel, dacă $\tau_2 = T_s$ se obține:

$$\frac{u_g}{i_g} = \left(R_S \cdot \frac{U_o}{u_m} \right) \cdot K \quad (3.95)$$

Repetând raționamentul pentru convertorul Boost, pentru că tensiunea sesizată să nu fie flotantă, este util, în multe situații, ca *cel sesizat să fie curentul prin bobină* (figura 3.20). În acest caz se obține:

$$R_S \cdot \bar{i}_L = R_S \cdot \bar{i}_g = R_S \cdot \frac{u_g}{R_e} = \frac{R_S}{R_e} \cdot U_o(1-d) \quad (3.96)$$

În domeniul temporal, pentru un modulator pe front descrescător și având tensiunea modulatorie definită conform relației (3.96) rezultă:

$$u_m - R_S \cdot \bar{i}_L = u_m \cdot \frac{t}{T_S} \quad (3.97)$$

Schema unui convertor Boost având un circuit de comandă corespunzător relației (3.97) este prezentat în figura 3.20.

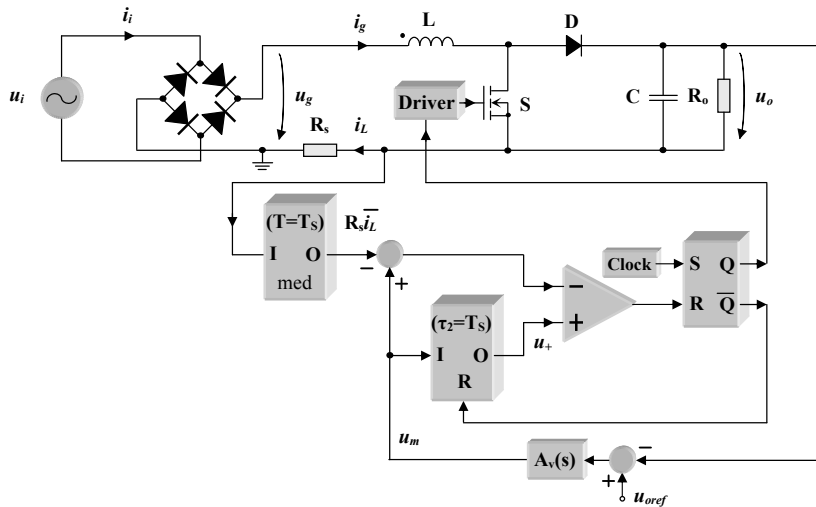


Figura 3.20. Comanda integrativă a unui convertor Boost prin curentul mediat al bobinei.

Comenzi integrative se pot realiza și dacă alte mărimi pot intra în combinații în procesul de comparare. Dacă pulsațiile curentului prin bobina unui convertor Boost sunt mici atunci $\bar{i}_L \cong i_L$ și se poate renunța la integratorul de mediere din figura 3.20.

Astfel comanda este de fapt prin *curentul inductiv instantaneu* sau, deoarece pe durata de conducție curentul prin bobină crește, *prin curentul inductiv de vârf*. În acest fel schema câștigă prin simplitate dar ecuația (3.97) nu mai este satisfăcută exact iar curentul de intrare are distorsiuni mai mari..

O altă modalitate apare dacă cel ce se compară este *curentul instantaneu prin întrerupător*. Și în acest caz se renunță la integratorul care calculează \bar{i}_S . Metoda introduce, din nou, distorsiuni mari și, în plus, tensiunea, proporțională cu curentul prin întrerupător, este afectată de zgomotul de comutație. Din acest motiv, pentru eliminarea erorilor de comandă cauzate de acest zgomot, după traductor se utilizează un filtru trece-jos. Prezența acestui filtru îi conferă tot un caracter de

mediere, cu deosebirea că, în această situație, constanta de timp a medierii este mai mică.

Toate cazurile analizate mai sus au utilizat modulatori pe front descrescător. Se pot folosi și modulatori pe front crescător. Deosebirile care apar se referă, în special la faptul că semnalul de tact se aplică intrării reset al bistabilului, iar decizia de modulare se ia pe durata în care tranzistorul este blocat. Deoarece în conducție continuă, pe durata de blocare a tranzistorului, dioda conduce iar curentul prin ea este egal cu curentul inductiv, în procesul de luare a deciziei la modulația pe front crescător poate intra fie *curentul prin bobină* (mediat sau nu), fie *curentul prin diodă* (mediat sau nu, în ultima situație este necesar un filtru suplimentar de eliminare a zgomotelor de comutație) [85]. Deducerea ecuației de comandă prin sesizarea curentului prin diodă presupune înlocuirea curentului inductiv sau a curentului prin tranzistor cu curentul prin diodă obținut din relația de legătură dintre aceștia.

Pentru convertorul Boost, în conducție continuă, se știe că:

$$\bar{i}_L = \frac{\bar{i}_D}{1-d} \quad (3.98)$$

Prin înlocuirea curentului \bar{i}_L din relația (3.98) în relația (3.97), rezultă:

$$R_s \cdot \frac{\bar{i}_D}{1-d} = \frac{R_s}{R_e} \cdot U_o \cdot (1-d) \quad (3.99)$$

respectiv, conform notației din relația (3.86):

$$R_s \cdot \bar{i}_D = u_m \cdot (1-d)^2 \quad (3.100)$$

Trecând în domeniul timp și ținând cont că modulatorul este pe front crescător, adică înlocuind, în relația (3.100), pe $d \rightarrow 1 - \frac{t}{T_s}$, se obține:

$$R_s \cdot \bar{i}_D = u_m \cdot \left(\frac{t}{T_s}\right)^2 \quad (3.101)$$

Membrul drept se implementează în mod integrativ cu două integroare resetabile, respectând aproximarea:

$$u_m \cdot \left(\frac{t}{T_s}\right)^2 \cong \frac{1}{T_s} \int_0^t \left(2 \frac{1}{T_s} \int_0^v u_m(y) dy \right) dv \quad (3.102)$$

Această aproximare este adevărată dacă tensiunea u_m poate fi admisă constantă pe o perioadă de comutație. Controllerul are structura prezentată în figura 3.21.

Este de remarcat faptul că un controller cu modulator pe front descrescător nu poate utiliza în procesul comparării decât curentul prin tranzistor sau curentul prin bobină, mediați sau nu (pentru că după aplicarea semnalului de tact curentul prin diodă este nul), iar la un controller cu modulator pe front crescător, în comparare se poate folosi curentul prin diodă sau curentul prin bobină, mediați sau nu.

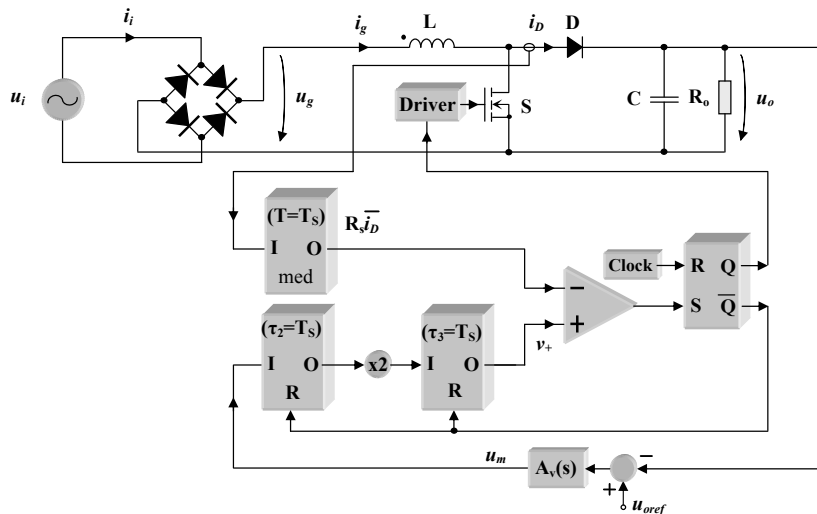


Figura 3.21. Comanda integrativă a unui convertor Boost prin curentul mediat al diodei.

3.3. TEHNICI DE COMANDĂ PENTRU CIRCUITE PFC TRIFAZATE

Din marea diversitate a metodelor de comandă a circuitelor PFC trifazate, se insistă pe **modulația sinusoidală, comanda cu histereză și pe comanda integrativă care, în opinia autorului, sunt adecvate unor categorii largi de convertoare și sunt caracterizate de eficiență și simplitate**. Acestea se vor exemplifica pentru convertoare diverse pentru a realiza o sinteză cât mai cuprinzătoare a domeniului. Din material bibliografic parcurs, cele mai reprezentative titluri sunt: [4], [8], [24], [25], [34], [38], [48], [49], [52], [59], [60], [64], [67], [69], [85], [91], [99], [114], [121], [135], [151], [154], [155], [156], [180].

3.3.1. Comanda PWM cu modulație sinusoidală

Generarea factoriilor de umplere care să satisfacă ecuațiile lor fundamentale se poate face cel mai simplu cu ajutorul modulației PWM sinusoidale. Aceștia se obțin prin compararea unui sistem trifazat de tensiuni modulatorie cu o tensiune purtătoare triunghiulară, de frecvență ridicată (figura 3.22).

Dacă se notează cu A_o componenta continuă și cu A_{vv} amplitudinea vârf la vârf a semnalului triunghiular, pentru o tensiune modulatorie oarecare u_m , admisă

constantă pe perioada T_s a semnalului triunghiular și satisfăcând condiția de modulație liniară, se poate scrie relația:

$$A_0 - \frac{A_{VV}}{2} \leq u_m \leq A_0 + \frac{A_{VV}}{2} \quad (3.103)$$

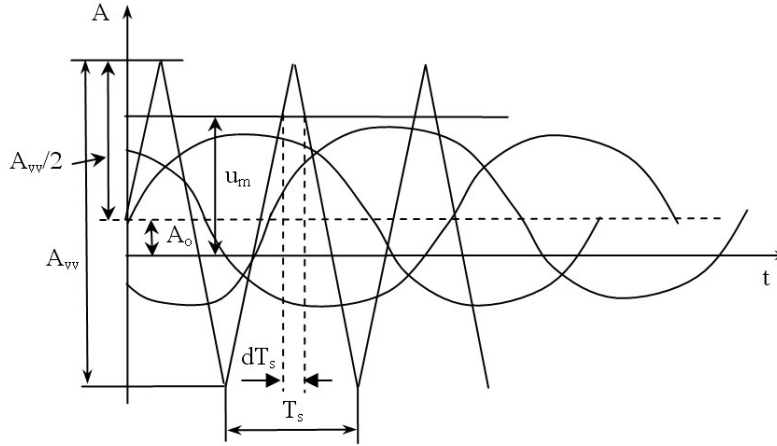


Figura 3.22. Comanda PWM cu modulație sinusoidală.

Datorită asemănării triunghiurilor, în figura 3.22, expresia factorului de umplere este:

$$d = \left(\frac{1}{2} + \frac{A_0}{A_{VV}} \right) - \frac{u_m}{A_{VV}} \quad (3.104)$$

Se poate admite că evoluția sistemului este o succesiune de stări staționare dacă frecvența tensiunii modulatorie este mult mai mică decât cea a semnalului triunghiular. În aceste condiții forma de undă a tensiunii u_m se transmite și factorului de umplere.

Notând, pentru un convertor Boost, trifazat, cu modulație PWM sinusoidală, cu A_M amplitudinea tensiunilor modulatorie, factori de umplere ai tranzistoarelor inferioare sunt descriși de relațiile:

$$\begin{cases} d_{RN} = \left(\frac{1}{2} + \frac{A_0}{A_{VV}} \right) - \frac{A_M}{A_{VV}} \sin \omega t \\ d_{SN} = \left(\frac{1}{2} + \frac{A_0}{A_{VV}} \right) - \frac{A_M}{A_{VV}} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ d_{TN} = \left(\frac{1}{2} + \frac{A_0}{A_{VV}} \right) - \frac{A_M}{A_{VV}} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (3.105)$$

Se observă că aceștia au o variație sinusoidală în jurul unei componente continue, notate cu D_{0i} , de forma:

$$\begin{cases} d_{RN} = D_0 - \frac{1}{2} D_m \sin \omega t \\ d_{SN} = D_0 - \frac{1}{2} D_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ d_{TN} = D_0 - \frac{1}{2} D_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (3.106)$$

Modul de variație al factorului de umplere în cazul modulației PWM sinusoidale este redat în figura 3.23.

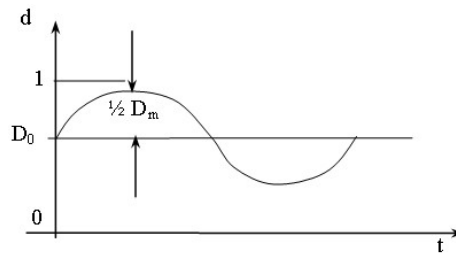


Figura 3.23. Variația factorului de umplere pentru modulația PWM sinusoidală.

Din relațiile (3.105) și (3.106), se obține:

$$D_0 = \frac{1}{2} + \frac{A_0}{A_{VV}} \quad (3.107)$$

$$D_m = \frac{2A_M}{A_{VV}} \quad (3.108)$$

Indicele de modulație, D_m , reprezintă, și într-o accepțiune mai largă, amplitudinea vârf la vârf a fundamentalei factorului de umplere raportată la amplitudinea vârf la vârf a purtătoarei. Deoarece factorul de umplere instantaneu are valori cuprinse în intervalul $[0,1]$, pentru $D_0 = 0,5$, D_m trebuie să fie mai mic sau egal cu 1. În general [85]:

$$D_m \leq \min[2D_0, 2(1-D_0)] \quad (3.109)$$

Din analiza relației (3.109) rezultă că D_m este totdeauna subunitar, indiferent de valoarea lui D_0 .

Interesează, în mod deosebit, două aspecte:

- expresia tensiunii de ieșire în funcție de parametrii circuitului modulator;
- expresia rezistenței emulate.

Metoda de găsimă a celor mărimi este generală și ea constă în identificarea relației generale cu expresiile particulare ale factorilor de umplere ale unei anumite comenzi. În cazul de față, se obține:

$$k_1 = D_0 = \frac{1}{2} + \frac{A_0}{A_{VV}} \quad (3.110)$$

$$\frac{R_e}{U_0} \bar{i}_i = \frac{1}{2} D_m \cdot \left(\frac{1}{U_M} u_i \right) = \frac{A_M}{A_{VV}} \left(\frac{1}{U_M} u_i \right) \quad (3.111)$$

în care $\frac{1}{U_M} u_i$ reprezintă un artificiu de scriere vectorială a sinusurilor de amplitudine unitară din expresiile factorilor de umplere [85]. Ținând cont de relația (3.108), relația (3.111) devine:

$$U_o = U_M \frac{A_{VV}}{A_M} = \frac{2U_M}{D_m} \quad (3.112)$$

Relația (3.112) evidențiază că valoarea tensiunii de ieșire:

- nu este influențată de componenta continuă A_0 din semnalul triunghiular;
- depinde de indicele de modulație, adică de amplitudinea vârf la vârf a semnalului triunghiular și de amplitudinile tensiunilor modulatoroare;
- va avea o valoare mai mare decât dublul amplitudinii tensiunii de fază deoarece indicele de modulație D_m este totdeauna subunitar.

Rezistența emulată depinde de puterea activă pe sarcină. În cazul unei sarcini rezistive, prin egalarea puterilor active de la intrare și de la ieșire, rezultă:

$$3 \cdot \frac{U_M^2}{2R_e} = \frac{U_o^2}{R} \quad (3.113)$$

Ținând cont de expresia tensiunii de ieșire, relația (3.112), se obține:

$$R_e = \frac{3}{8} \cdot D_m^2 \cdot R = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{A_M}{A_{VV}} \right)^2 \cdot R \quad (3.114)$$

Comanda cu modulație PWM sinusoidală este avantajoasă deoarece nu necesită sesizarea curenților de intrare. Dezavantajul său major îl constituie necesitatea generării unei replici fidele a tensiunilor de alimentare pentru circuitul modulator și, în general, manipularea a trei tensiuni modulatoroare diferite.

3.3.2. Comanda cu histereză

La comanda în curent cu histereză, ca și în cazul monofazat, curenții de fază urmăresc trei perechi de referințe sinusoidale, care la rândul lor sunt proporționale cu tensiunile de fază. Curentul fiecărei faze trebuie menținut între o referință superioară și una inferioară care se obțin dintr-un curent de referință la care se adună, respectiv se scade jumătate din banda de histereză, Δi_H , figura 3.24.

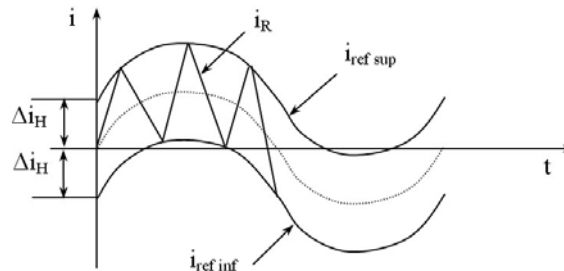


Figura 3.24. Forma de undă a curentului unei faze la comanda cu histereză.

Curentul fazei trebuie scăzut când curentul fazei atinge referința superioară - ceea ce înseamnă aplicarea unei tensiuni negative pe bobina fazei respective - și trebuie crescut când curentul fazei atinge referința inferioară - pe bobina fazei se aplică o tensiune pozitivă.

Este relativ dificilă luarea deciziei referitoare la care întrerupătoare se aduc în conducție sau se blochează în momentul în care valoarea instantanee a unui curent de fază egalează una din referințe. Problemele sunt mai complicate în cazul circuitelor trifazate deoarece crește numărul întrerupătoarelor active dar trebuie evaluate tensiunile pe bobinele circuitului.

Dezavantajele majore ale acestei comenzi sunt datorate funcționării cu frecvență variabilă și sensibilității la zgomote.

3.3.2.1. Comanda cu histereză a circuitului PFC Boost trifazat

Dacă valoarea curentului de intrare a unei faze atinge valoarea curentului de referință inferior, trebuie să se determine o comutație care să ducă la creșterea curentului fazei respective, ceea ce înseamnă, de fapt, aplicarea unei tensiuni pozitive pe bobina corespunzătoare. Similar, atingerea valorii curentului de referință superior trebuie să determine o comutație care să ducă la scăderea curentului fazei respective prin aplicarea unei tensiuni negative pe bobina aferentă.

Tensiunea aplicată unei bobine depinde și de starea de conducție a întrerupătoarelor din celelalte brațe ale punții. Dacă se face referire la faza R, ori de câte ori $q_{RN} = 0$, tensiunea de pe bobină, u_{LR} , este tensiunea fazei din care se scade o anumită mărime. Atunci când $q_{RN} = 1$, tensiunea de pe bobină este tensiunea fazei la care se adună o cantitate pozitivă. În concluzie, pentru comanda cu histereză, dacă se dorește creșterea curentului se va aduce în conducție întrerupătorul inferior din brațul aferent fazei, iar dacă se dorește scăderea curentului se va aduce în conducție întrerupătorul superior aferent fazei. Se obține:

$$q_{RN} = 1 \Rightarrow \begin{cases} u_{LR} = u_R & \text{sau} \\ u_{LR} = u_R + \frac{1}{3}U_0 & \text{sau} \\ u_{LR} = u_R + \frac{2}{3}U_0. \end{cases} \quad (3.115)$$

Nu se știe care dintre cele trei combinații se va aplica deoarece nu se știe în ce stare vor fi celelalte întrerupătoare. Pentru a avea garanția că cel puțin în oricare din ultimele două situații u_L este sigur pozitivă, este necesar ca:

$$u_R + \frac{1}{3}U_0 \geq 0 \quad (3.116)$$

Pentru relația (3.116), cel mai defavorabil caz apare în situația în care u_R este egală cu $-U_M$, adică dacă:

$$U_0 \geq 3U_M \quad (3.117)$$

Dacă relația (3.117) este satisfăcută, atunci sigur pe alternanța pozitivă a fazei R $u_R \geq 0$ și aducerea în conducție a lui S_{RN} asigură totdeauna creșterea curentului fazei respective. Similar se poate arăta că pe alternanța negativă, blocarea S_{RN} asigură scăderea curentului fazei. Rămân totuși situațiile în care pe alternanța negativă se dorește creșterea curentului, dar aducerea în conducție a lui S_{RN} coincide cu starea de conducție a lui S_{SN} și S_{TN} , iar pe alternanța pozitivă se

dorește scăderea curentului, dar toate întrerupătoarele inferioare sunt blocate. Astfel de situații se întâmplă accidental și sunt greu controlabile, dar ele apar destul de rar și chiar dacă curentul inductiv scapă de sub control câteva perioade de comutație, el va fi repede readus în banda de histereză.

Concluzionând, condiția necesară pentru funcționarea corectă a comenzii cu histereză impune ca valoarea tensiunii de ieșire să fie cel puțin egală cu triplul valorii maxime a tensiunii de fază și tranzistoarele inferioare să nu aibă toate aceeași stare de conducție [85].

3.3.2.2. Comanda cu histereză a redresorului Vienna

În cazul redresorului Vienna, determinarea modalității de comutație a tranzistoarelor se bazează pe relațiile:

$$\begin{cases} u_{LR} = u_R + \frac{U_o}{6} [-2(1 - q_R) \operatorname{sgn}(i_R) + (1 - q_S) \operatorname{sgn}(i_S) + (1 - q_T) \operatorname{sgn}(i_T)] \\ u_{LS} = u_S + \frac{U_o}{6} [(1 - q_R) \operatorname{sgn}(i_R) - 2(1 - q_S) \operatorname{sgn}(i_S) + (1 - q_T) \operatorname{sgn}(i_T)] \\ u_{LT} = u_T + \frac{U_o}{6} [(1 - q_R) \operatorname{sgn}(i_R) + (1 - q_S) \operatorname{sgn}(i_S) - 2(1 - q_T) \operatorname{sgn}(i_T)] \end{cases} \quad (3.118)$$

Știind că $i_R + i_S + i_T = 0$, se poate scrie:

$$\operatorname{sgn}(i_R) + \operatorname{sgn}(i_S) + \operatorname{sgn}(i_T) \in \{-1, 1\} \quad (3.119)$$

Ultimele două relații stau la baza deciziilor de comutație necesare pentru a imprima bobinelor tensiunile necesare comenzii cu histereză. O analiză a polarităților tensiunilor pe bobine [85] conduce la următoarele concluzii finale privind comanda întrerupătoarelor, care matematic se scriu astfel:

$$\begin{aligned} q_R &= \begin{cases} 1 & (i_R \leq i_{Rref} - \Delta i_H \wedge i_{Rref} \geq 0) \vee (i_R \geq i_{Rref} + \Delta i_H \wedge i_{Rref} < 0) \\ 0 & (i_R \geq i_{Rref} + \Delta i_H \wedge i_{Rref} \geq 0) \vee (i_R \leq i_{Rref} - \Delta i_H \wedge i_{Rref} < 0) \end{cases} \\ q_S &= \begin{cases} 1 & (i_S \leq i_{Sref} - \Delta i_H \wedge i_{Sref} \geq 0) \vee (i_S \geq i_{Sref} + \Delta i_H \wedge i_{Sref} < 0) \\ 0 & (i_S \geq i_{Sref} + \Delta i_H \wedge i_{Sref} \geq 0) \vee (i_S \leq i_{Sref} - \Delta i_H \wedge i_{Sref} < 0) \end{cases} \\ q_T &= \begin{cases} 1 & (i_T \leq i_{Tref} - \Delta i_H \wedge i_{Tref} \geq 0) \vee (i_T \geq i_{Tref} + \Delta i_H \wedge i_{Tref} < 0) \\ 0 & (i_T \geq i_{Tref} + \Delta i_H \wedge i_{Tref} \geq 0) \vee (i_T \leq i_{Tref} - \Delta i_H \wedge i_{Tref} < 0) \end{cases} \end{aligned} \quad (3.120)$$

3.3.3. Comanda integrativ-scalară

Datorită avantajelor oferite, reprezintă una dintre cele mai performante metode de comandă a circuitelor PFC trifazate. În multe aplicații practice, în procesul de comparare sunt utilizate valorile instantanee ale curenților și nu valorile lor mediate. Astfel, mărimile controlate sunt valorile de vârf ale curenților într-o perioadă de comutație și nu curenții mediați. Prin această modalitate se introduce, în mod voit, o eroare de comandă, care este însă mică dacă pulsațiile curenților sunt mici (avantajul constă în dispariția celor trei filtre *FTJ* de la intrare).

Principalele avantaje ale comenzii integrative sunt:

- nu necesită o buclă de curent (deși trebuie sesizați curenții fazelor);
- nu este necesară măsurarea tensiunii de fază;
- nu necesită circuite de multiplicare;
- funcționează la frecvență constantă;
- imunitatea bună la zgomote;
- schema de comandă este simplă.

3.3.3.1. Comanda integrativ-scalară a circuitului PFC trifazat de tip Boost

Factorul de umplere aferent fiecărei faze depinde numai de curentul fazei respective. În practică, nu se lucrează direct cu curenți ci cu tensiuni proporționale cu aceștia. Astfel, curenții de intrare sunt convertiți în tensiuni prin intermediul unor traductoare de curent având valoarea transrezistenței R_s . De aceea, în loc de valorile mediate ale curenților de intrare se pun în evidență valorile mediate ale tensiunilor de la ieșirile traductoarelor de curent.

În cazul implementării practice a modulatorului, tensiunea u_m reprezintă tensiunea de la ieșirea unui controller de tensiune de bandă îngustă. Această tensiune este constantă pe durata unei perioade de comutație T_s și se poate scrie:

$$u_m \cdot \frac{t}{T_s} \cong \frac{1}{T_s} \int_0^t u_m(v) dv \quad (3.121)$$

Termenul $u_m \cdot \frac{t}{T_s}$ poate fi implementat, conform relației (3.121) cu ajutorul unui integrator resetabil cu mărimea de integrat u_m și constanta de timp:

$$\tau = k_I T_s \quad (3.122)$$

Prezența integratorului în circuitul de comandă impune și numele comenzii: „comandă integrativă” („integration control”). În esență, este vorba de un sistem care implementează o comandă mai generală denumită „one-cycle control” și în care valorile mediate ale mai multor variabile (în cazul de față tensiunile de la ieșirile traductoarelor $R_s \overline{i_R}$, $R_s \overline{i_S}$ și $R_s \overline{i_T}$) sunt forțate să urmărească, perioadă cu perioadă de comutație, niște mărimi lent variabile, (aici tensiunile de alimentare).

Schema circuitului de comandă integrativ-scalară a circuitului PFC trifazat este prezentată în figura 3.25. Controllerul de tensiune furnizează integratorului tensiunea u_m . El conține un circuit de compensare de tip proporțional integrativ. Semnalul de tact CLK setează bistabile care furnizează semnalele de comandă ale tranzistoarelor punții și resetează integratorul. Mediarea curenților de intrare, proveniți prin intermediul traductoarelor de curent R_s , este realizată cu ajutorul unor filtre trece-jos FTJ simple, de ordinul 1, având constanta de timp mică, deoarece mediarea se efectuează în raport cu perioada de comutație T_s care are o valoare redusă.

Schema bloc din figura 3.25 poate fi simplificată dacă integratorul nu este resetat la valoarea zero ci la valoarea u_m . În acest caz circuitul care efectuează diferența (de la ieșirea integratorului) nu mai este necesar.

Expresia rezistenței emulate a acestui circuit în funcție de constanta de timp τ a integratorului, de tensiunea de ieșire, de tensiunea modulatorului și de transrezistența traductorului de curent se obține pe baza relației (3.122):

$$R_e = \frac{U_o}{u_m} \cdot \tau \cdot f_s \cdot R_s \quad (3.123)$$

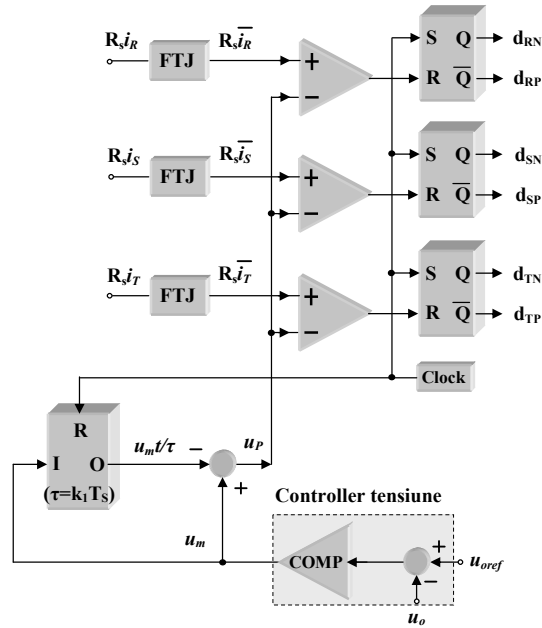


Figura 3.25. Schema bloc pentru modul de comandă integrativ-scalar.

Valoarea rezistenței emulate R_e este cunoscută dacă se cunosc valorile puterii și tensiunii pe sarcină și a tensiunii de alimentare. Relația (3.123) se poate utiliza pentru a estima valoarea la care bucla de reacție de tensiune va fixa tensiunea modulatorie. Dacă, din calcule se obține o valoare nerealistă (tensiunea modulatorie este o tensiune de comandă și are o valoare de maxim 20V) se ajustează constanta integratorului.

Funcționarea acestui circuit are două restricții. Prima restricție se referă la domeniul de valori al constantei k_1 care furnizează o condiție necesară legată de valoarea minimă a tensiunii de ieșire. Analiza se va face pentru faza R iar pentru celelalte faze se obțin aceleași rezultate finale. Factorul de umplere d_{RN} este:

$$d_{RN} = k_1 - \frac{R_e}{U_o} \bar{i}_R = k_1 - \frac{u_R}{U_o} \quad (3.124)$$

Factorul de umplere d_R trebuie să fie cuprins între 0 și 1:

$$0 \leq k_1 - \frac{u_R}{U_o} \leq 1 \quad (3.125)$$

sau:

$$\frac{u_R}{U_o} \leq k_1 \leq 1 + \frac{u_R}{U_o} \quad (3.126)$$

Cazul cel mai defavorabil, pentru membrul stâng, apare când $u_R = U_M$, iar pentru membrul drept când $u_R = -U_M$. Astfel, domeniul de valori pentru k_1 este:

$$\frac{U_M}{U_o} \leq k_1 \leq 1 - \frac{U_M}{U_o} \quad (3.127)$$

Din relația (3.127) se obține:

$$\frac{U_M}{U_o} \leq 1 - \frac{U_M}{U_o} \quad (3.128)$$

adică
$$U_o \geq 2U_M \quad (3.129)$$

Relația (3.129) subliniază că, tensiunea de ieșire trebuie să fie mai mare decât dublul amplitudinii tensiunii de fază. Acest lucru reprezintă un avantaj în comparație cu comanda cu histereză, relația (3.129) fiind mai puțin restrictivă.

Restricția a doua provine din faptul că prin simulare și experimental s-a observat că curenții de fază evoluează necontrolat și au distorsiuni puternice la sarcini reduse și dacă tensiunea u_m are o valoare mică. Astfel se pune problema stabilității întregului sistem, a controlabilității totale la funcționare în buclă deschisă. În acest scop, se observă că, la începutul unei perioade, toate bistabilele sunt setate de semnalul de tact ($q_{RN} = q_{SN} = q_{TN} = 1$) și, tensiunile pe bobine sunt egale cu tensiunile fazelor corespunzătoare. Necontrolabilitatea curenților apare din faptul că dacă pantele acestora ($R_S u_R/L$, $R_S u_S/L$, $R_S u_T/L$) sunt mai mari, în modul, decât panta tensiunii purtătoare, atunci tensiunile corespunzătoare curenților vor depăși valoarea purtătoare înainte de dispariția semnalului de tact CLK . Astfel, intersecția cu tensiunea purtătoare nu va mai determina resetarea bistabilelor iar curentul va continua să crească (sau să scadă) într-un mod necontrolat [85].

În cazul fazei u_R , condiția de intersecție a tensiunii de pe traductorul de curent cu tensiunea purtătoare este ca, în modul, panta ei să fie mai mică decât modulul pantei purtătoare:

$$\left| R_S \cdot \frac{u_R}{L} \right| \leq \left| -\frac{u_m}{\tau} \right| \quad (3.130)$$

Din relația (3.130) rezultă valoarea minimă a inductanței de la intrare:

$$L \geq \tau \cdot R_S \cdot \frac{U_M}{u_m} \quad (3.131)$$

Din punctul de vedere al tensiunii de fază, situația cea mai defavorabilă apare pentru $u_R = U_M$. Relația anterioară devine:

$$L \geq \tau \cdot R_S \cdot \frac{U_M}{u_m} \quad (3.132)$$

Cunoscând limitele de variație ale sarcinii, se cunoaște și intervalul de variație a tensiunii u_m . Cazul cel mai defavorabil are loc când tensiunea u_m are valoare minimă. Astfel, este necesar ca:

$$L \geq \tau \cdot R_S \cdot \frac{U_M}{u_{m, \min}} \quad (3.133)$$

Relația (3.133) este inegalitatea care permite dimensionarea bobinei.

3.3.3.2. Comanda integrativ-scalară a circuitului PFC trifazat de tip Vienna

În cazul unui filtraj la ieșire eficient, pentru a putea admite că tensiunea de ieșire este constantă, și a funcționării în conducție continuă, factorii de umplere ai întrerupătoarelor active respectă ecuația generală:

$$d = k_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{2R_e}{U_o} \cdot \bar{i}_j \quad (3.134)$$

În relația (3.134) se înmulțește și se împarte membrul drept cu rezistența traductoarelor de curent aferente celor trei faze, R_s , și se rescrie într-o formă echivalentă care pune în evidență tensiunile de la ieșirile traductoarelor de curent:

$$d = k_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{2R_e}{R_s U_o} \cdot (R_s \bar{i}_j) \quad (3.135)$$

Din relația (3.135) se exprimă tensiunile de la ieșirile traductoarelor de curent:

$$R_s \bar{i}_j = \frac{R_s U_o}{2R_e} \cdot \left(d - k_1 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \quad (3.136)$$

Acestea, scrise scalar conduc la:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{R_s \bar{i}_R + k_1 \frac{R_s U_o}{2R_e}}{\operatorname{sgn}(i_R)} = \frac{R_s U_o}{2R_e} (1 - d_R) \\ \frac{R_s \bar{i}_S + k_1 \frac{R_s U_o}{2R_e}}{\operatorname{sgn}(i_S)} = \frac{R_s U_o}{2R_e} (1 - d_S) \\ \frac{R_s \bar{i}_T + k_1 \frac{R_s U_o}{2R_e}}{\operatorname{sgn}(i_T)} = \frac{R_s U_o}{2R_e} (1 - d_T) \end{array} \right. \quad (3.137)$$

Relațiile (3.137) subliniază faptul că funcțiile sgn și prezența sumelor de la numărătorii din membrii dreپți complică implementarea practică. Dacă, însă, se alege $k_1=0$, se poate exploata favorabil gradul de libertate oferit de k_1 . Rezultă:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{R_s \bar{i}_R}{\operatorname{sgn}(i_R)} = \frac{R_s U_o}{2R_e} (1 - d_R) \\ \frac{R_s \bar{i}_S}{\operatorname{sgn}(i_S)} = \frac{R_s U_o}{2R_e} (1 - d_S) \\ \frac{R_s \bar{i}_T}{\operatorname{sgn}(i_T)} = \frac{R_s U_o}{2R_e} (1 - d_T) \end{array} \right. \quad (3.138)$$

Se notează tensiunea modulatoare cu u_m :

$$u_m = \frac{1}{2} \frac{R_s}{R_e} U_o \quad (3.139)$$

și se face aproximarea (admisă doar dacă curenții mediați ai celor trei faze au pulsații reduse) că:

$$\operatorname{sign}(i_j) \cong \operatorname{sign}(\bar{i}_j) \quad (3.140)$$

$$\frac{x}{\operatorname{sgn}(x)} = |x| \quad (3.141)$$

Pe baza relațiilor (3.140) și (3.141), relațiile (3.138) devin:

$$\begin{cases} R_S \overline{i_R} = u_m(1 - d_R) \\ R_S \overline{i_S} = u_m(1 - d_S) \\ R_S \overline{i_T} = u_m(1 - d_T), \end{cases} \quad (3.142)$$

Aceste relații se pot implementa simplu, deoarece modulul valorilor mediate de curent se obține prin folosirea, pe fiecare fază, a câte unui redresor bialternanță. Trecând în domeniul timp, pentru un modulator pe front descrescător, rezultă:

$$\begin{cases} R_S \overline{i_R} = u_m(1 - \frac{t}{T_S}) \\ R_S \overline{i_S} = u_m(1 - \frac{t}{T_S}) \\ R_S \overline{i_T} = u_m(1 - \frac{t}{T_S}), \end{cases} \quad (3.143)$$

Relațiile (3.143) reprezintă ecuațiile specifice comenzii integrativ-scalare a redresorului Vienna (figura 3.26).

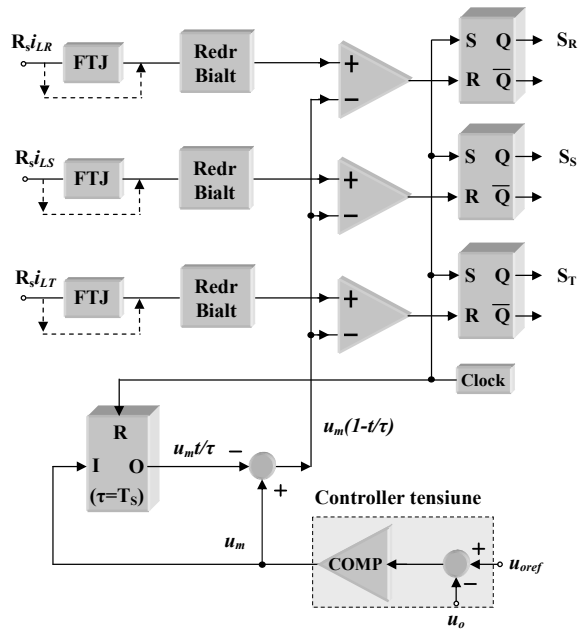


Figura 3.26. Schema bloc pentru comanda integrativ-scalară a redresorului Vienna.

Este de remarcat generarea purtătoarei într-o manieră integrativă. De asemenea, se observă că, spre deosebire de convertorul Boost trifazat, integratorul are o constantă de timp fixă, egală cu T_s , ceea ce reprezintă un dezavantaj deoarece trebuie realizat îngrijit. Acest fapt este datorat pierderii gradului de libertate prin faptul că s-a impus anularea lui k_I [85].

3.3.4. Comanda integrativ-vectorială

Creșterea randamentului circuitelor PFC trifazate prin reducerea pierderilor de comutație a condus la apariția comenzii integrativ-vectoriale. Structurile PFC trifazate conțin mai multe întrerupătoare decât circuitele PFC monofazate dar s-a demonstrat că multe din aceste controllere au un caracter universal, în sensul că același controller se poate utiliza pentru comanda mai multor tipuri de convertoare de putere [85].

Controllerele integrativ-vectoriale se bazează pe proprietatea de simetrie a structurilor trifazate. Această proprietate face ca anumite semnale de comandă pentru întrerupătoare să fie identice, dar să fie decalate în timp. Astfel, elementul central al circuitului de comandă, adică nucleul, va efectua aceleași operații asupra mărimilor de intrare, însă, intervalele de timp vor fi altele. Deoarece sistemul este trifazat și are în componență o structură de tip punte, perioada de repetiție este de o șesime din perioada tensiunii de alimentare (după fiecare 60° electrice). Acest lucru se regăsește și în denumirea de comandă „vectorială” - parametrii se „rotesc” după 60° .

Circuitul de comandă va conține, pe lângă nucleu, un circuit prin care să se recunoască regiunea în care funcționează circuitul la momentul de timp curent, un multiplexor care, în funcție de regiunea de funcționare curentă, să selecteze variabilele aplicate la intrările nucleului și un circuit care să distribuie semnalele de comandă spre întrerupătoarele active corespunzătoare. Schema bloc a oricărei comenzi integrativ-vectoriale are structura prezentată în figura 3.27.

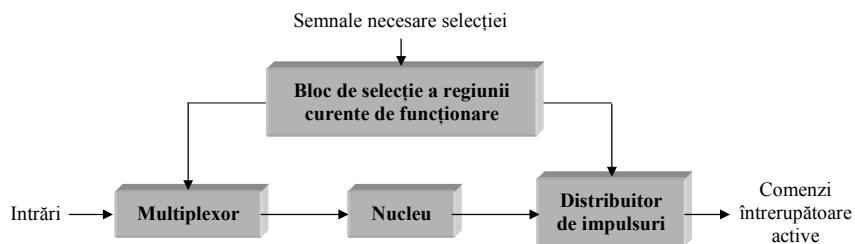


Figura 3.27. Schema bloc a unui controller integrativ-vectorial.

Pierderile în comutație scad cu aproximativ 33% [85] dacă se impune ca fiecare întrerupător activ să conducă permanent sau să fie blocat permanent pe o durată egală cu o treime din perioada de comutație.

3.4. SIMULAREA TEHNICILOR DE COMANDĂ ALE CIRCUITELOR PFC MONOFAZATE

Autorul acestei teze a simulat principalele tehnici de comandă ale circuitelor **PFC monofazate** pentru validarea raționamentelor teoretice elaborate. Simulările au fost însoțite de **evaluări cantitative**, alături de **comentarii** și **evaluări comparative**. Concluzia care se desprinde este aceea a justității conceptelor teoretice dezvoltate.

Simularea a fost efectuată cu ajutorul programului CASPOC (Simulation Research), iar parametrii de merit au fost calculați cu programul *spectru.m* elaborat, în mediul MATLAB (MathWorks Inc.) [98], de către prof.dr.ing. Lascu Dan de la Universitatea „Politehnica” Timișoara, Facultatea de Electronică și Telecomunicații.

3.4.1. Simularea comenzii prin curentul mediat

Comanda prin curentul mediat a fost prezentată în paragraful 3.2.3 unde s-a subliniat că ea se poate aplica la toate topologiile de convertoare utilizate ca circuite PFC și că funcționează corect atât în CCM cât și în DCM. În figura 3.9 a fost detaliată schema completă a circuitului PFC **cu convertor Boost în conducție continuă** și comandă ACC. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: tensiunea de intrare monofazată de $U_M = 170V$, $f = 50Hz$, inductanța de $L = 250\mu H$, tensiunea de ieșire $U_o = 380V$ și rezistența de sarcină $R = 144,4\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 1kW$. Schema simulată este prezentată în figura 3.28.

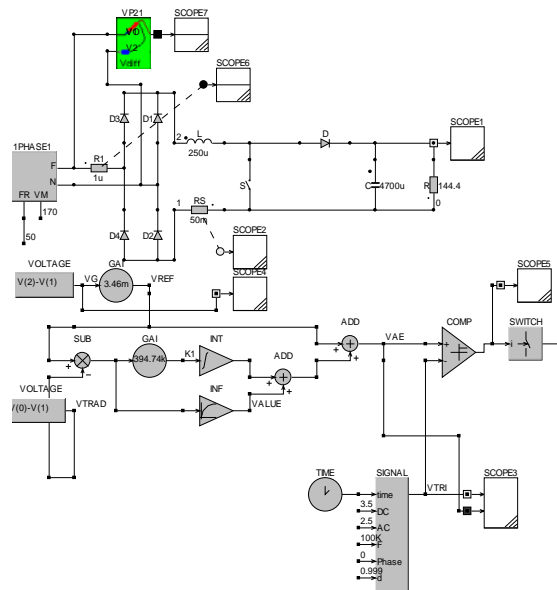


Figura 3.28. Schema de simulare a unui circuit PFC monofazat Boost CCM cu comandă ACC.

În urma simulării s-a obținut forma de undă a curentului de intrare i_i , prezentată, în corelație cu tensiunea de intrare u_i , în figura 3.29.

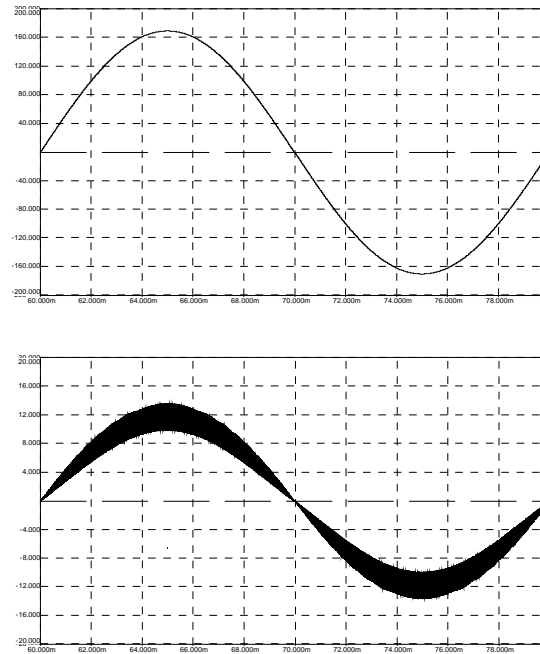


Figura 3.29. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Boost CCM cu comandă ACC.

Spectrul curentului de intrare i_i este prezentat în figura 3.30.

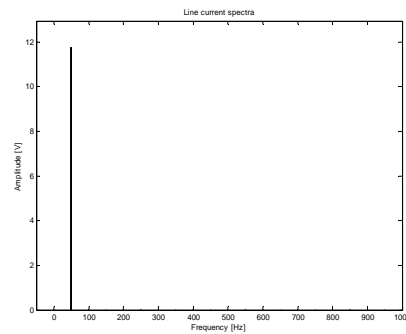


Figura 3.30. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Boost CCM cu comanda prin curent mediat.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.3.

Tabelul 3.3. Principalii parametrii de merit pentru circuitul PFC Boost cu comandă ACC.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	$k\varphi$	PF_tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	$k\varphi$	PF
0,043	1,000	-0,206	1,000	1,000	10,450	0,994	-0,206	1,000	0,994

3.4.2. Simularea comenzii în curent cu histereză

Comanda în curent cu histereză a fost prezentată în paragraful 3.2.5 unde s-a subliniat că ea se adresează cu precădere topologiei de tip Boost. În figura 3.16 a fost detaliată schema completă a circuitului PFC **cu convertor Boost în conducție continuă** și comandă cu histereză prin timpul de conducție al tranzistorului. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: tensiunea de intrare monofazată de $U_M = 170V$, $f = 50Hz$, inductanța de $L = 600\mu H$, tensiunea de ieșire $U_o = 220V$ și rezistența de sarcină $R = 421,8\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 115W$. Schema simulată este prezentată în figura 3.31.

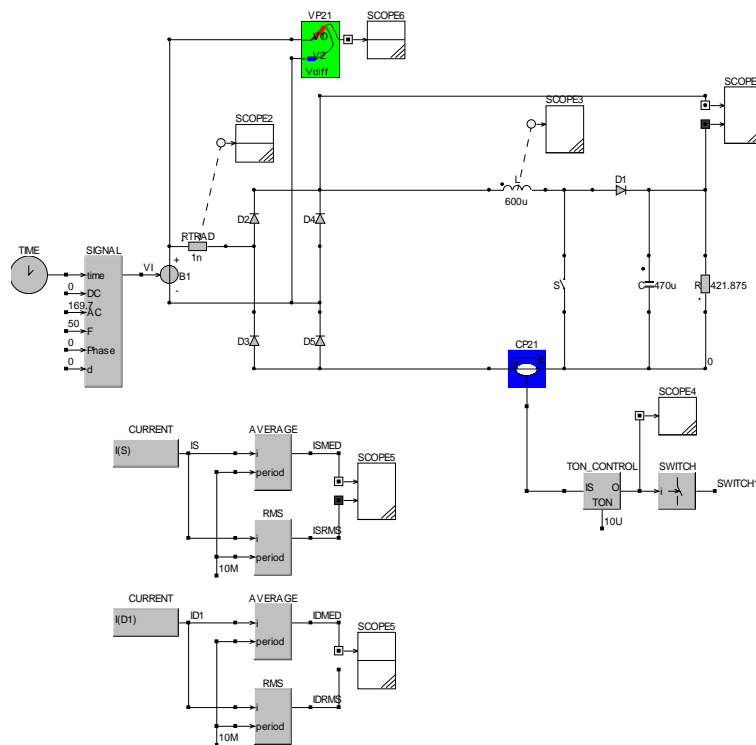


Figura 3.31. Schema de simulare a circuitului PFC Boost CCM cu comanda cu histereză ($t_{on} = \text{constant}$).

Comanda întreprătorului se realizează prin intermediul unui bloc de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit TON_CONTROL.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în figura 3.32.

În urma simulării s-a obținut forma de undă a curentului de intrare i_i , prezentată, în corelație cu tensiunea de intrare u_i , în figura 3.33. Figura 3.34 reliefează, detaliat, pentru câteva perioade de comutație, forma curentului de intrare, care reliefează modul de funcționare aflat la limita dintre CCM și DCM.

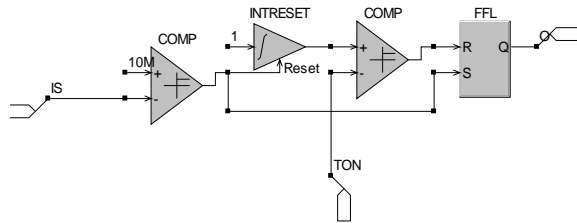


Figura 3.32. Blocul bibliotecă (TON_CONTROL.lib) de generare a comenzii cu histereză ($t_{on}=\text{constant}$).

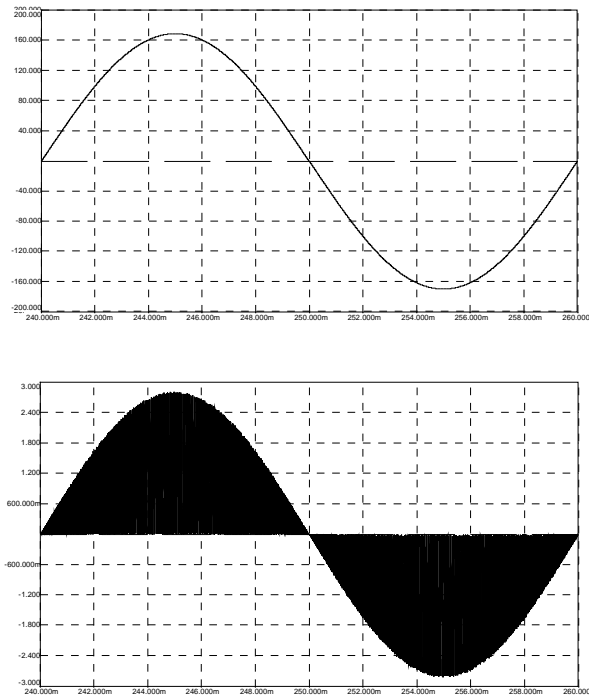


Figura 3.33. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Boost cu comanda cu histereză ($t_{on}=\text{constant}$).

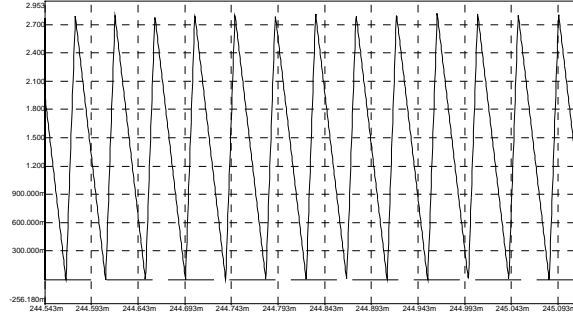


Figura 3.34. Forma de undă detaliată a curentului de intrare i_i care evidențiază conducția la limita CCM-DCM.

Spectrul curentului de intrare i_i este prezentat în figura 3.35.

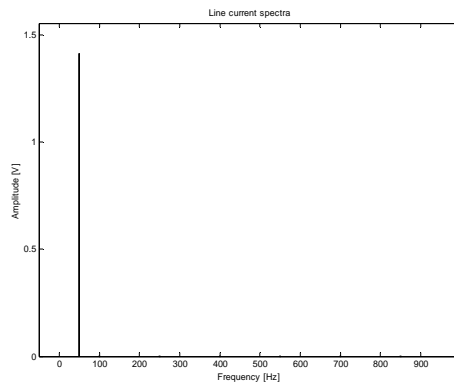


Figura 3.35. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Boost cu comanda în curent cu histereză ($t_{on} = \text{constant}$).

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.4.

Tabelul 3.4. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Boost cu comandă cu histereză.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d_tr	φ_1 [deg]	k_φ	PF_tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	k_φ	PF
0,039	1,000	0,047	1,000	1,000	57,82	0,865	0,047	1,000	0,865

Valorile factorului de putere total și al THD-ului total sunt determinate în lipsa unui filtru de intrare, prezența acestuia ar îmbunătăți mult valorile acestor parametri de merit.

3.4.3. Simularea comenzii cu purtătoare neliniară

3.4.3.1. Simularea comenzii cu purtătoare neliniară a convertorului Boost CCM

Comanda cu purtătoare neliniară a fost prezentată în paragraful 3.2.6 unde s-a subliniat că ea se poate aplica la toate topologiile de convertoare utilizate ca circuite PFC și că funcționează corect atât în CCM cât și în DCM. În figura 3.17 a fost detaliată schema completă a circuitului PFC **cu convertor Boost în conducție continuă** și comandă cu purtătoare neliniară. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: tensiunea de intrare monofazată de $U_M = 311V$, $f = 50Hz$, inductanța de $L = 2,2mH$, tensiunea de ieșire $U_o = 500V$ și rezistența de sarcină $R = 617,64\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 400W$. Schema simulată este prezentată în figura 3.36.

Comanda comutatorului se realizează prin intermediul unui bloc de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit PARABOLIC_CARRIER.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în figura 3.37.

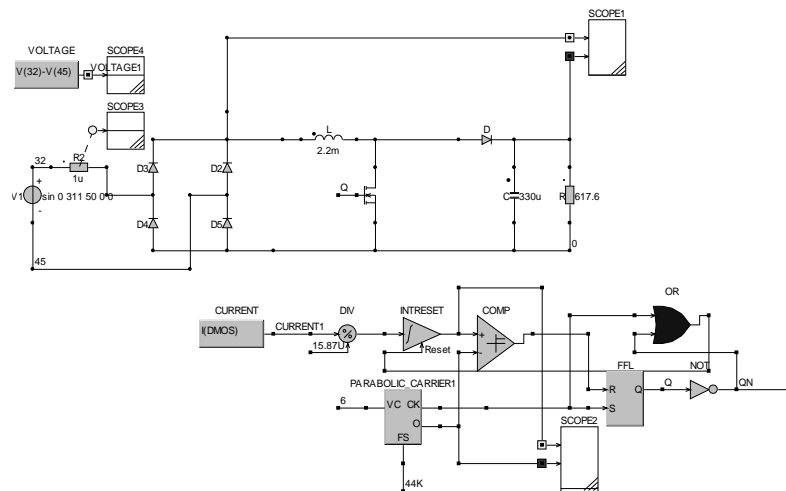


Figura 3.36. Schema de simulare a circuitului PFC Boost CCM cu comanda cu purtătoare neliniară.

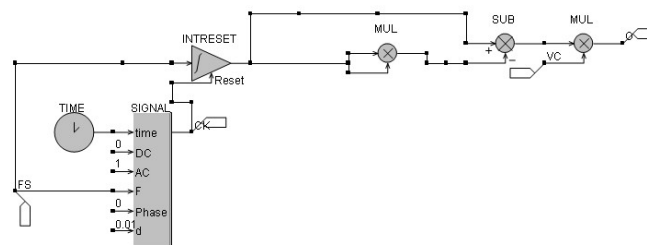


Figura 3.37. Blocul bibliotecă (PARABOLIC_CARRIER.lib) de generare a purtătoarei neliniare.

În urma simulării s-a obținut forma de undă a curentului de intrare i_i , prezentată, în corelație cu tensiunea de intrare u_i , în figura 3.38.

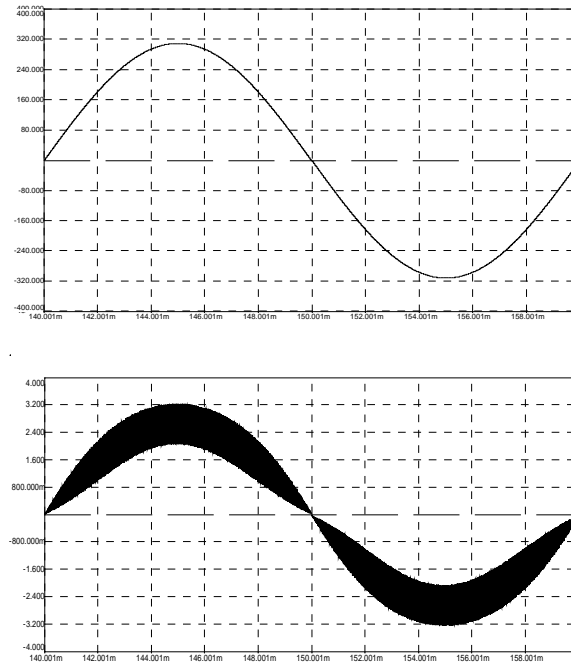


Figura 3.38. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Boost CCM cu comanda cu purtătoare neliniară.

Spectrul curentului de intrare i_i este prezentat în figura 3.39.

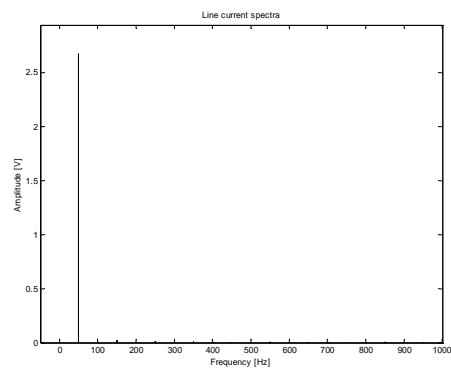


Figura 3.39. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Boost CCM cu comandă cu purtătoare neliniară.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.5.

Tabelul 3.5. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Boost CCM cu comandă cu purtătoare neliniară.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	k_φ	PF_tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	k_φ	PF
0,903	1,000	-0,083	1,000	1,000	16,60	0,986	-0,083	1,000	0,986

3.4.3.2. Simularea comenzii cu purtătoare neliniară a convertorului Boost DCM

Comanda cu purtătoare neliniară se poate aplica și unui circuit PFC cu convertor Boost în conducție discontinuă. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: filtru RF la intrare, tensiunea de intrare monofazată de $U_M = 326V$, $f = 50Hz$, inductanța de $L = 35,5\mu H$, tensiunea de ieșire $U_o = 600V$ și rezistența de sarcină $R = 250\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 1,44kW$. Schema simulată este prezentată în figura 3.40.

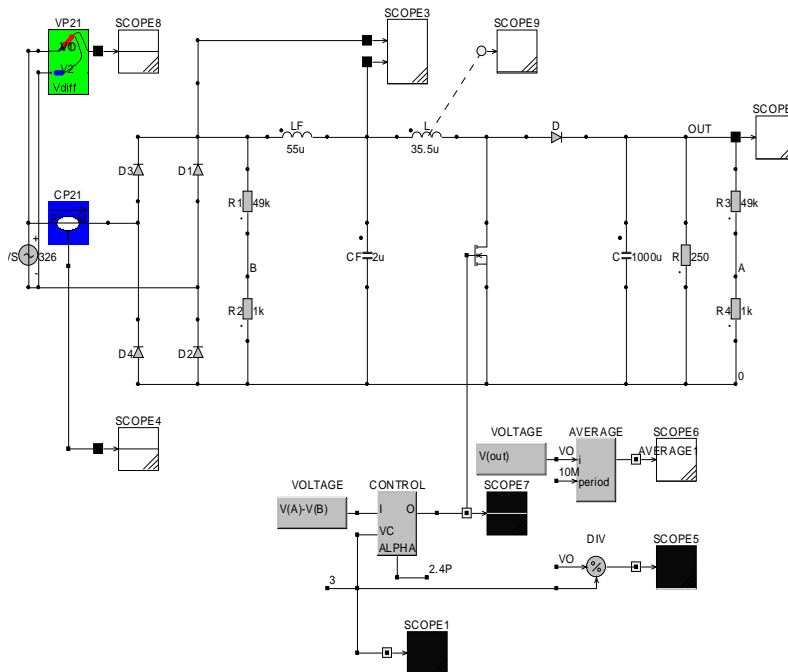


Figura 3.40. Schema de simulare a circuitului PFC Boost DCM cu comanda cu purtătoare neliniară.

În urma simulării s-a obținut forma de undă a curentului de intrare i_i , prezentată, în corelație cu tensiunea de intrare u_i , în figura 3.41. Figura 3.42 reliefează, detaliat, pentru câteva perioade de comutație, forma curentului de intrare, care reliefează modul de conducție DCM.

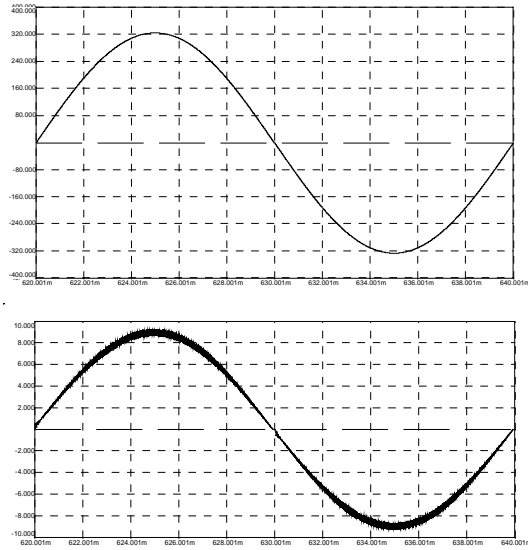


Figura 3.41. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Boost DCM cu comanda cu purtătoare neliniară.

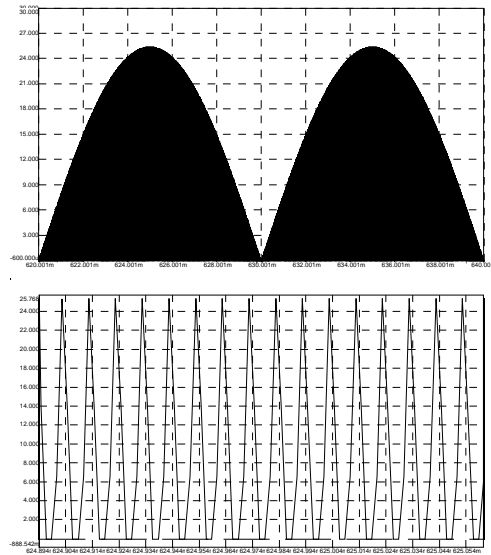


Figura 3.42. Forma de undă detaliată a curentului de intrare i_i care evidențiază conducția DCM.

Comanda comutatorului se realizează prin intermediul unui bloc de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit CONTROL.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în figura 3.43.

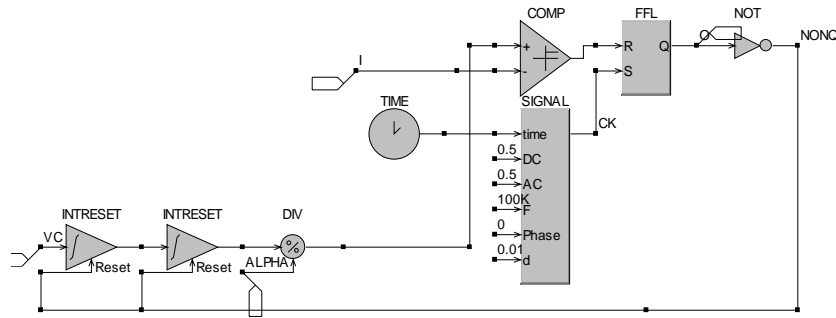


Figura 3.43. Blocul bibliotecă (CONTROL.lib) de generare a purtătoarei neliniare.

Spectrul curentului de intrare i_i , în prezența filtrului RF de intrare, este prezentat în figura 3.44.

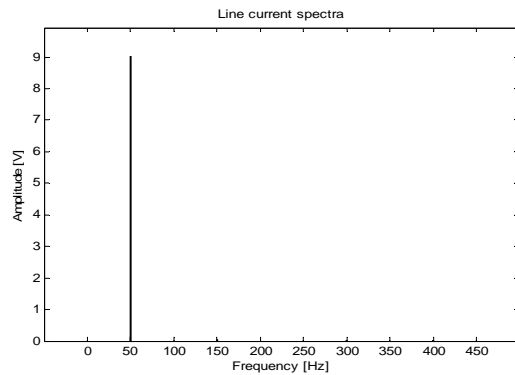


Figura 3.44. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Boost DCM cu comandă cu purtătoare neliniară.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.6.

Tabelul 3.6. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Boost DCM cu comandă cu purtătoare neliniară.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	$k\varphi$	PF_tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	$k\varphi$	PF
0,335	1,000	2,703	0,998	0,998	2,603	0,999	2,703	0,998	0,998

3.4.3.3. Simularea comenzii cu purtătoare neliniară a convertorului Buck-Boost CCM

Comanda cu purtătoare neliniară a fost aplicată și unui circuit PFC cu convertor Buck-Boost în conducție continuă. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: filtru RF la intrare, tensiunea de intrare monofazată de $U_M = 311V$, $f = 50Hz$, inductanța de $L = 2,2mH$, tensiunea de ieșire $U_o = 580V$ și rezistența de sarcină $R = 617,6\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 545W$. Schema simulată este prezentată în figura 3.45.

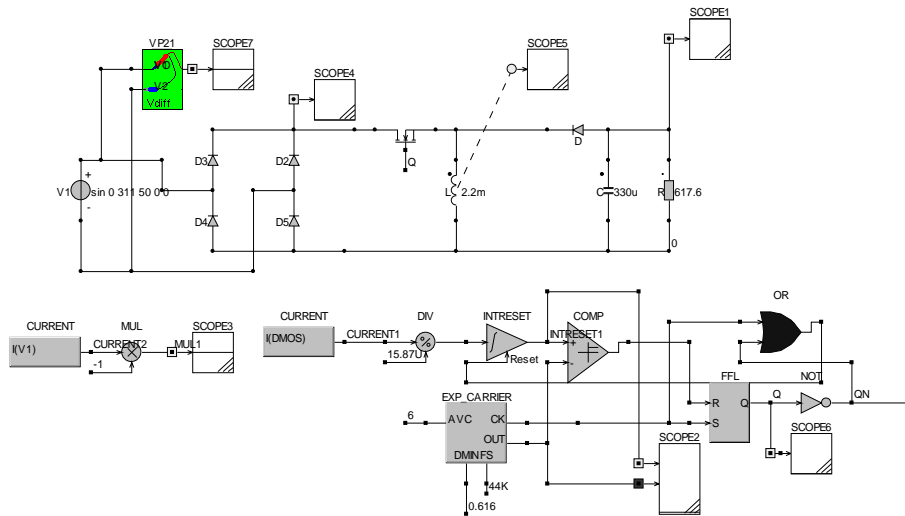


Figura 3.45. Schema de simulare a circuitului PFC Buck-Boost CCM cu comanda cu purtătoare neliniară.

Comanda comutatorului se realizează prin intermediul unui bloc de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit EXP_CARRIER.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în figura 3.46.

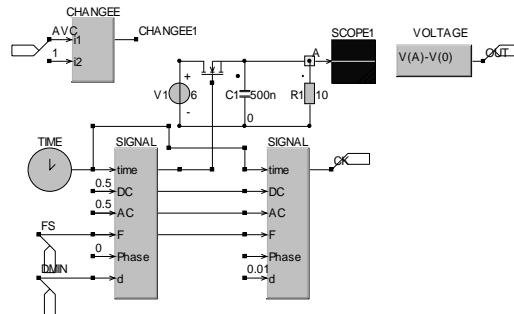


Figura 3.46. Blocul bibliotecă (EXP_CARRIER.lib) de generare a purtătoarei neliniare.

În urma simulării s-a obținut forma de undă a curentului de intrare i_i , prezentată, în corelație cu tensiunea de intrare u_i , în figura 3.47.

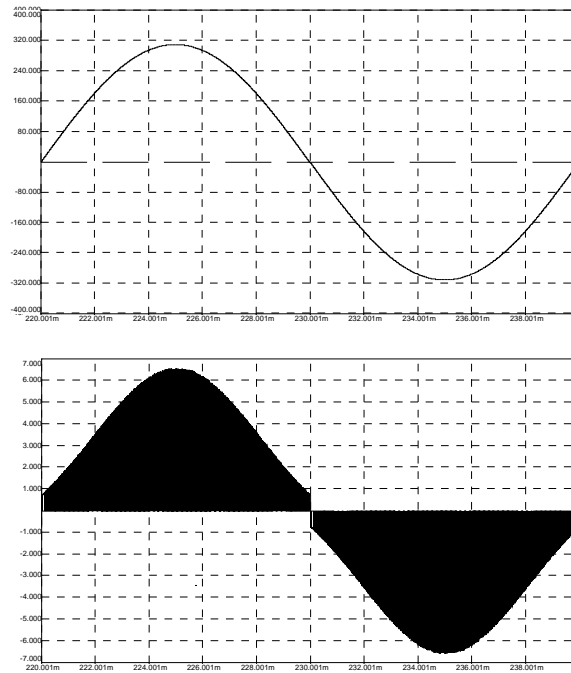


Figura 3.47. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Buck-Boost CCM cu comandă cu purtătoare neliniară.

Spectrul curentului de intrare i_i este prezentat în figura 3.48.

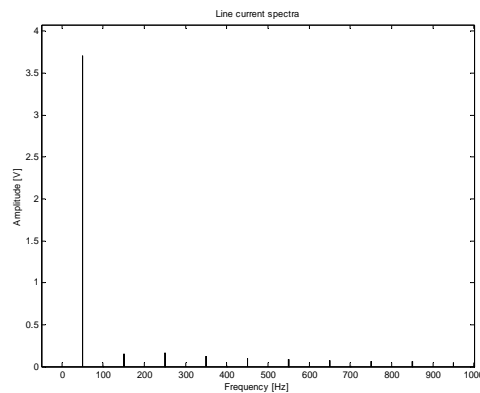


Figura 3.48. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Buck-Boost CCM cu comandă cu purtătoare neliniară.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.7.

Tabelul 3.7. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Buck-Boost cu comandă cu purtătoare neliniară.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	k_φ	PF _tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	k_φ	PF
8,292	0,996	0,220	1,000	0,996	69,24	0,822	0,220	1,000	0,822

Valorile factorului de putere total și al THD-ului total sunt determinate în lipsa unui filtru de intrare, prezența acestuia ar îmbunătăți mult valorile acestor parametri de merit.

3.4.4. Simularea comenzii integrative

Comanda integrativă a fost prezentată în paragraful 3.2.7. În figura 3.19 a fost detaliată schema completă a circuitului PFC **cu convertor Buck-Boost** CCM cu comandă integrativă prin curentul mediu al întrerupătorului activ. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: tensiunea de intrare monofazată de $U_M = 311V$, $f = 50Hz$, inductanța de $L = 2mH$, tensiunea de ieșire $U_o = 400V$ și rezistența de sarcină $R = 160\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 1kW$. Schema simulată este prezentată în figura 3.49.

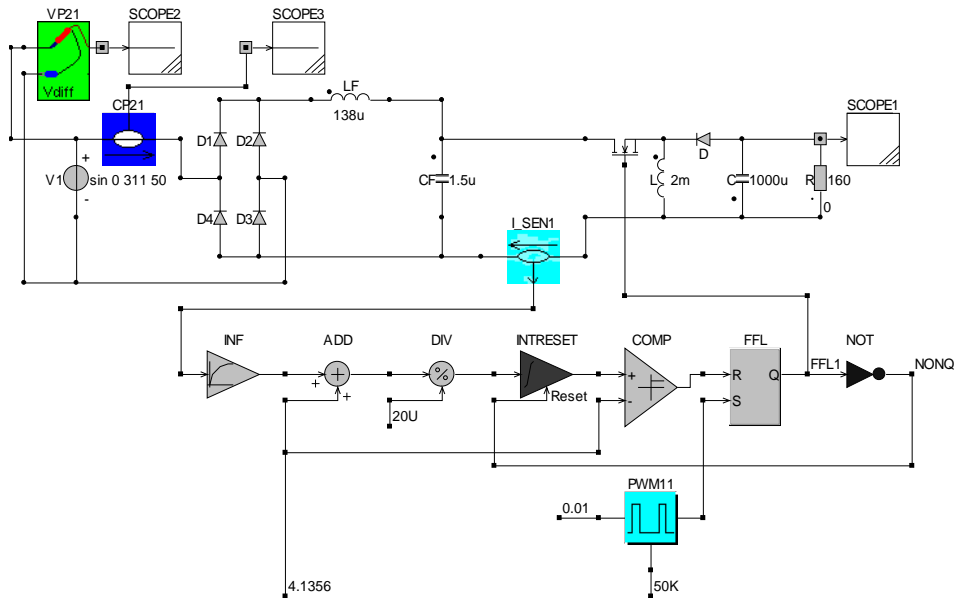


Figura 3.49. Schema de simulare a circuitului PFC Buck-Boost CCM cu comanda integrativă.

În urma simulării s-a obținut forma de undă a curentului de intrare i_i , prezentată, în corelație cu tensiunea de intrare u_i , în figura 3.50.

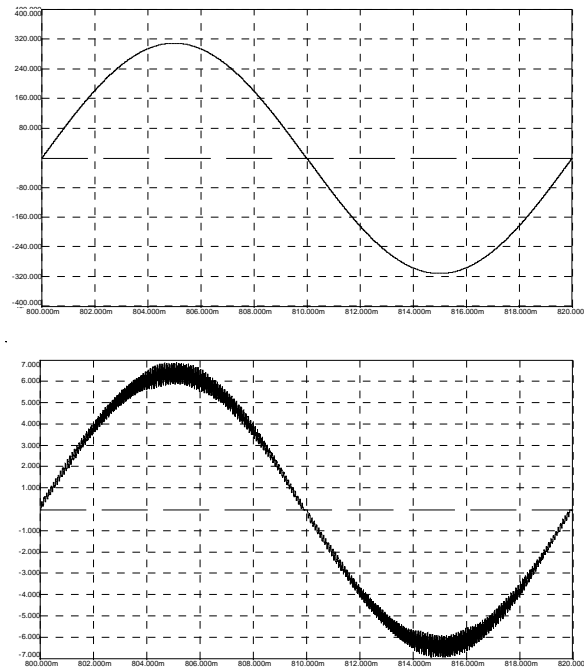


Figura 3.50. Formele de undă ale tensiunii de intrare u_i și ale curentului de intrare i_i obținute în urma simulării circuitului PFC monofazat Buck-Boost CCM cu comanda integrativă.

Spectrul curentului de intrare i_i este prezentat în figura 3.51.

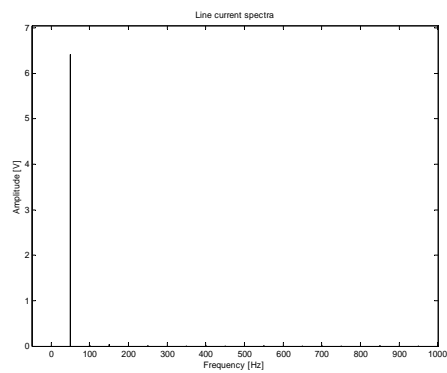


Figura 3.51. Analiza spectrală a curentului de intrare i_i a circuitului PFC monofazat Buck-Boost CCM cu comandă integrativă.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.8.

Tabelul 3.8. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Buck-Boost cu comandă integrativă.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	$k\varphi$	PF _tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	$k\varphi$	PF
0,692	0,999	-0,522	1,000	0,999	4,442	0,999	-0,522	1,000	0,999

3.4.5. Concluzii desprinse în urma simulării tehnicilor de comandă ale circuitelor PFC monofazate

Rezultatele simulărilor efectuate în paragraful precedent sunt redade comparativ, succint, pe baza parametrilor de merit în tabelul 3.9.

Tabelul 3.9. Principalii parametri de merit ai convertoarelor PFC monofazate simulate.

Tip convertor /Tip comandă	Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
	THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	$k\varphi$	PF _tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	$k\varphi$	PF
Boost ACC	0,043	1,000	-0,20	1,000	1,000	10,45	0,994	-0,20	1,000	0,994
Boost histereză	0,039	1,000	0,047	1,000	1,000	57,82	0,865	0,047	1,000	0,865
Boost CCM-NLC	0,903	1,000	-0,08	1,000	1,000	16,60	0,986	-0,08	1,000	0,986
Boost DCM-NLC	0,335	1,000	2,703	0,998	0,998	2,603	0,999	2,703	0,998	0,998
Buck-Boost NLC	8,292	0,996	0,220	1,000	0,996	69,24	0,822	0,220	1,000	0,822
Buck-Boost integrativă	0,692	0,999	-0,52	1,000	0,999	4,442	0,999	-0,52	1,000	0,999

Din analiza valorilor parametrilor de merit din tabelul 3.9 se desprind următoarele concluzii:

- luând în calcul doar primele 20 de armonici:
 - toate metodele de comandă conduc la rezultate foarte bune în ceea ce privește factorul de putere (PF _tr) și coeficientul total de distorsiuni armonice (THDtr); excepția o reprezintă convertorul Buck-Boost cu comandă cu purtătoare neliniară la care, lipsa unui filtru de intrare, determină apariția unor distorsiuni ale curentului de intrare de 8,29%;

- defazajul foarte mic – sub 0,5 grade - între curentul și tensiunea de intrare ceea ce face ca k_{φ} să fie egal cu 1; excepția o reprezintă convertorul Buck DCM cu comandă cu purtătoare neliniară cu un defazaj de 2,7 grade dar care și el conduce la un $k_{\varphi} = 0,998$;
- distorsiuni reduse - sub 0,9% - ale curentului de intrare; excepția o reprezintă convertorul Buck-Boost cu comandă cu purtătoare neliniară fără filtru de intrare;
- ținând cont de toate armonicile:
 - cu excepția celor două situații care reclamă prezența unui filtru de intrare, factorul de putere are o valoare mai mare de 0,99;
 - defazajul între curentul și tensiunea de intrare este același indiferent de numărul de armonici considerate;
 - valorile mărite ale THD-ului reflectă existența unor armonici având frecvența mai mare de 1kHz; acestea pot fi reduse prin utilizarea unor filtre de intrare.

Datele din tabelul 3.9 reflectă că circuitul PFC Boost, **cu comandă ACC** are cei mai buni parametri de merit (THD-ul total se poate îmbunătăți prin utilizarea unui filtru de intrare). Acest motiv, la care se adăuga simplitatea metodei de comandă și faptul că ea se poate aplica tuturor convertoarelor c.c. – c.c., face ca această metodă să fie folosită într-un capitol viitor pentru comanda unei acționări electrice.

3.5. SIMULAREA TEHNICILOR DE COMANDĂ ALE CIRCUITE PFC TRIFAZATE

Autorul acestei teze a simulat principalele tehnici de comandă ale circuitelor **PFC trifazate** pentru validarea raționamentelor teoretice elaborate. Simulările au fost însoțite de **evaluări cantitative**, alături de **comentarii și evaluări comparative**. Concluzia care se desprinde este aceea a justității conceptelor teoretice dezvoltate.

Simulările principalelor tehnici de comandă ale circuitelor PFC trifazate au fost efectuate cu ajutorul programului CASPOC (Simulation Research), iar parametrii de merit au fost calculați cu programul *spectru.m* elaborat, în mediul MATLAB (MathWorks Inc.) [98], de către prof.dr.ing. Lascu Dan de la Universitatea „Politehnica” Timișoara, Facultatea de Electronică și Telecomunicații.

3.5.1. Simularea comenzii cu histereză

Comanda cu histereză a circuitului PFC trifazat de tip Vienna a fost prezentată în paragraful 3.3.2.2. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: tensiunea de alimentare trifazată cu $U_M = 311V$, $f = 50Hz$, inductanțele de $L = 3mH$, tensiunea de ieșire $U_o = 910V$ și rezistența de sarcină $R = 100\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 8,28kW$.

Comanda comutatoarelor se realizează prin intermediul unor blocuri de comandă, realizate pe baza unui bloc bibliotecă denumit HIST.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în figura 3.52.

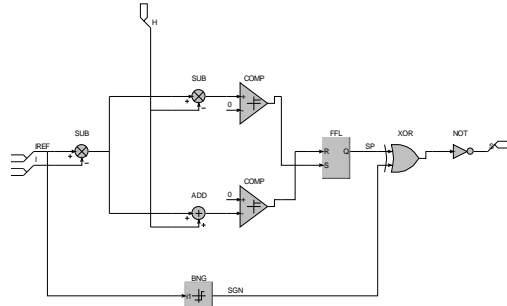


Figura 3.52. Blocul bibliotecă (HIST.lib) de generare a comenzii cu histereză.

Schema simulată a circuitului PFC de tip Vienna cu comandă cu histereză este prezentată în figura 3.53.

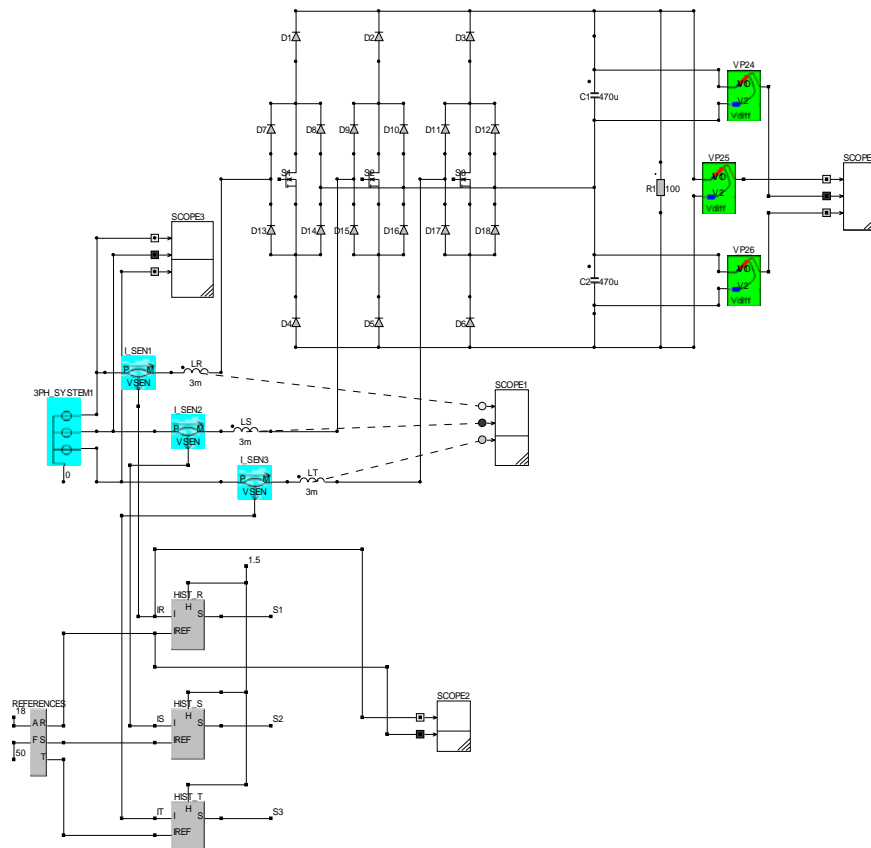


Figura 3.53. Schema de simulare a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă cu histereză.

În urma simulării s-au obținut formele de undă ale curenților de intrare i_{R_1} , i_{S_1} , i_{T_1} (figura 3.55) prezentați, în corelație cu tensiunea de alimentare trifazată u_{R_1} , u_{S_1} , u_{T_1} (figura 3.54).

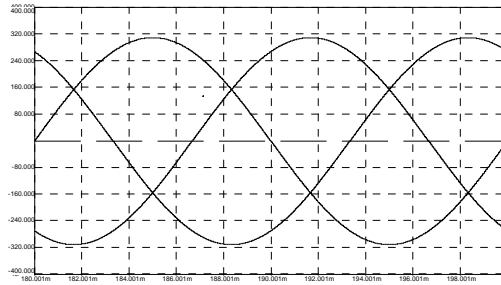


Figura 3.54. Formele de undă ale tensiunilor de intrare u_R , u_S , u_T .

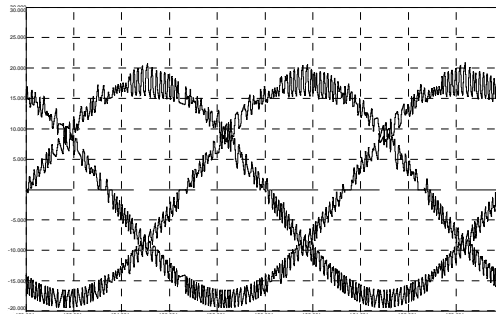


Figura 3.55. Formele de undă ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comanda cu histereză.

În figura 3.56 este prezentată detaliat forma de undă a unei tensiuni și a unui curent de fază.

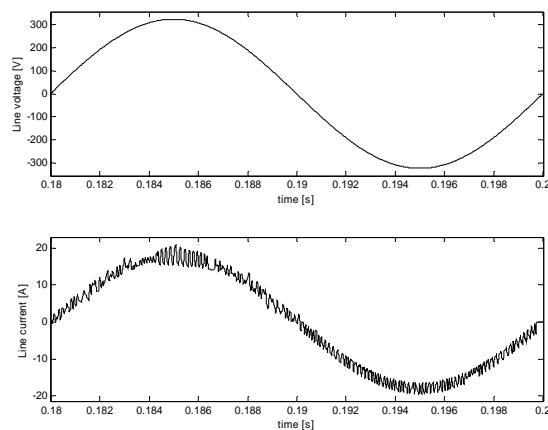


Figura 3.56. Formele de undă detaliate ale unei tensiuni și unui curent de fază obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comanda cu histereză.

Spectrul curentului de fază este prezentat în figura 3.57.

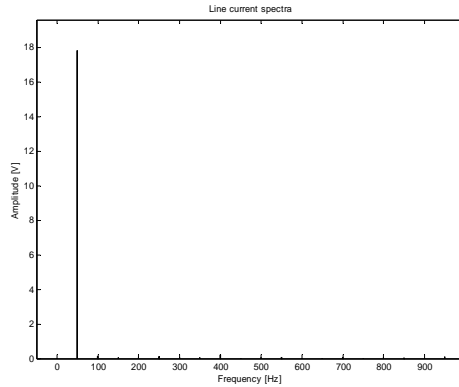


Figura 3.57. Analiza spectrală a curentului de fază a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă cu histereză.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.10.

Tabelul 3.10. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC de tip Vienna cu comandă cu histereză.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	k_φ	PF _tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	k_φ	PF
1,960	0,999	0,072	1,000	0,999	8,169	0,996	0,072	1,000	0,996

3.5.2. Simularea comenzii integrativ-scalară

3.5.2.1. Simularea comenzii integrativ-scalară a circuitului PFC de tip Vienna cu comanda prin curentul mediat prin inductanțe

Comanda integrativ-scalară a circuitului PFC trifazat de tip Vienna a fost prezentată în paragraful 3.3.3.2. În figura 3.26 a fost detaliată schema circuitului PFC de tip Vienna cu comandă integrativ-scalară. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: tensiunea de alimentare trifazată cu $U_M = 169,7V$, $f = 50Hz$, inductanțele de $L = 1mH$, tensiunea de ieșire $U_o = 500V$ și rezistența de sarcină $R = 250\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 1kW$. Schema simulată este prezentată în figura 3.58.

Comanda comutatoarelor se realizează prin intermediul unor blocuri de comandă, realizate pe baza blocurilor bibliotecă denumite CONTROL.lib și RAMP_UNIP.lib, schema de detaliu a acestora fiind prezentată în figura 3.59.

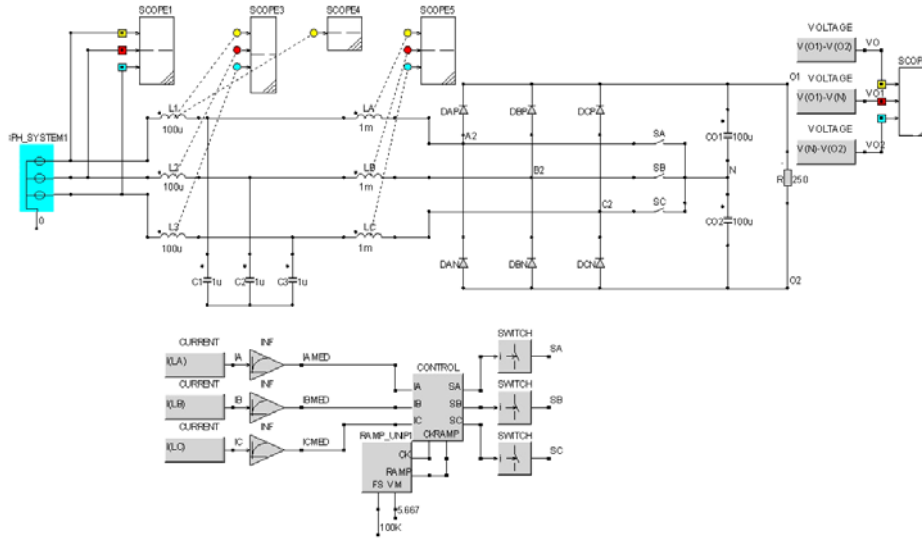


Figura 3.58. Schema de simulare a comenzii integrativ scalare a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă prin curentul mediat prin inductanțe.

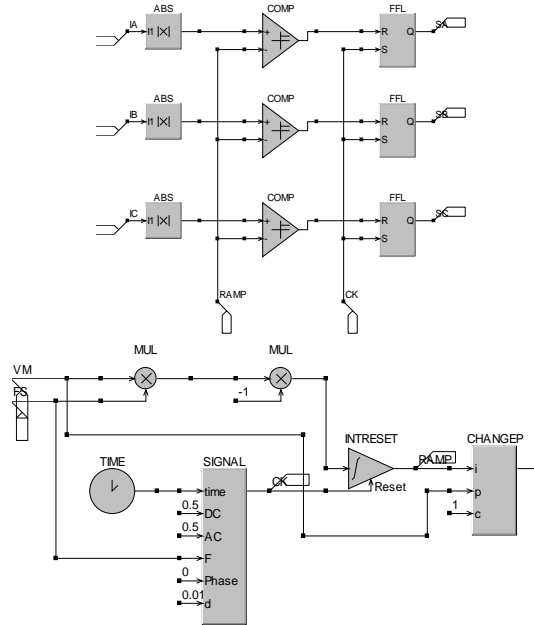


Figura 3.59. Blocul bibliotecă (CONTROL.lib) de generare a comenzilor pentru comutatoare și blocul bibliotecă (RAMP_UNIP.lib) de generare a comenzii integrativ scalare prin curentul mediat prin inductanțe.

În urma simulării s-au obținut formele de undă ale curenților de intrare i_{R_1} , i_{S_1} , i_{T_1} , prezentați, în corelație cu tensiunea de alimentare trifazată u_{R_1} , u_{S_1} , u_{T_1} , în figura 3.60.

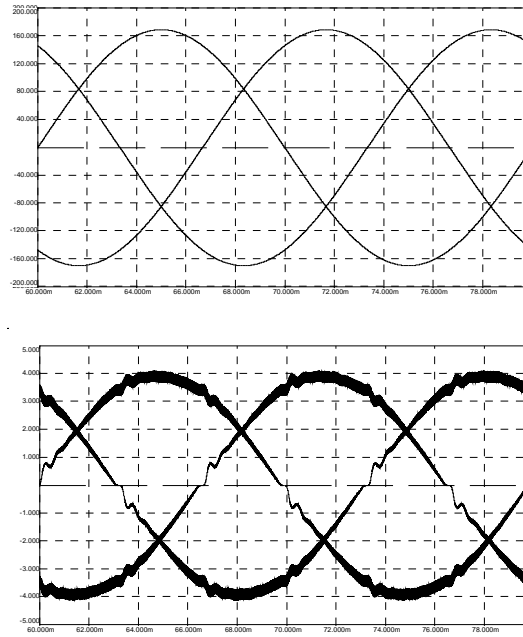


Figura 3.60. Formele de undă ale tensiunilor de intrare u_{R_1} , u_{S_1} , u_{T_1} și ale curenților de intrare i_{R_1} , i_{S_1} , i_{T_1} obținute în urma simulării circuitului PFC de tip Vienna cu comanda integrativă scalară prin curentul mediat al inductanțelor.

Filtrând curenții de intrare se obțin formele de undă din figura 3.61. Forma de undă detaliată a unei tensiuni și a unui curent de fază este prezentată în figura 3.62.

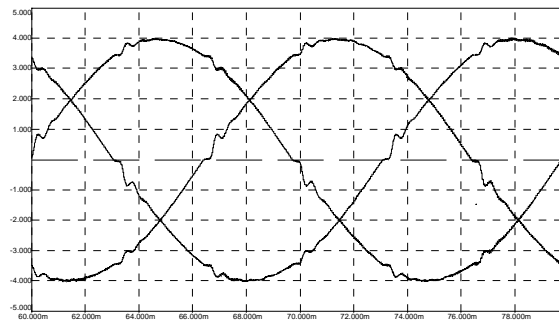


Figura 3.61. Formele de undă ale curenților de intrare i_{R_1} , i_{S_1} , i_{T_1} filtrați, obținute în urma simulării circuitului PFC de tip Vienna cu comandă integrativă scalară prin curentul mediat al inductanțelor.



Figura 3.62. Formele de undă detaliate ale unei tensiuni și unui curent de fază obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul mediat al inductanțelor.

Spectrul curentului de fază este prezentat în figura 3.63.

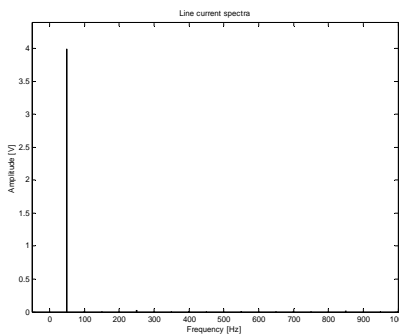


Figura 3.63. Analiza spectrală a curentului de fază a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul mediat al inductanțelor.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.11.

Tabelul 3.11. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul mediat al inductanțelor.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	k_φ	PF _tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	k_φ	PF
0,792	1,000	-4,282	0,997	0,997	2,731	0,999	-4,282	0,997	0,996

3.5.2.2. Simularea comenzii integrativ-scalare a circuitului PFC de tip Vienna cu comanda prin curentul de vârf prin comutatoare

Comanda integrativ scalară a circuitului PFC trifazat de tip Vienna a fost prezentată în paragraful 3.3.3.2. În figura 3.26 a fost detaliată schema circuitului PFC de tip Vienna cu comandă integrativ scalară. Funcționarea acestei topologii a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: tensiunea de alimentare trifazată cu $U_M = 169,7V$, $f = 50Hz$, inductanțele de $L = 1mH$, tensiunea de ieșire $U_o = 500V$ și rezistența de sarcină $R = 250\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 1kW$. Schema simulată este prezentată în figura 3.64.

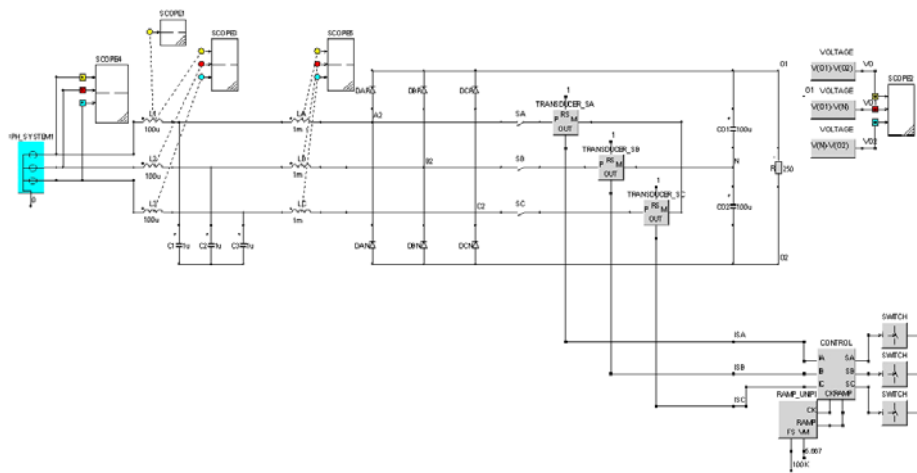
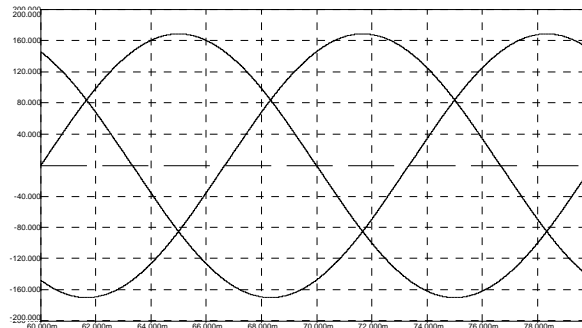


Figura 3.64. Schema de simulare a comenzii integrativ scalară a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă prin curentul de vârf prin comutatoare.

Comanda comutatoarelor se realizează prin intermediul unor blocuri de comandă, realizate pe baza blocurilor bibliotecă denumite CONTROL.lib și RAMP_UNIP.lib, schema de detaliu a acestora fiind prezentată în figura 3.59.

În urma simulării s-au obținut formele de undă ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T , prezentați, în corelație cu tensiunea de alimentare trifazată u_R , u_S , u_T , în figura 3.65.



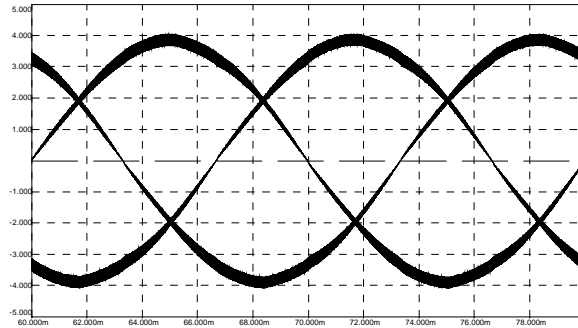


Figura 3.65. Formele de undă ale tensiunilor de intrare u_R , u_S , u_T și ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T obținute în urma simulării circuitului PFC Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.

Filtrând curenții de intrare se obțin formele de undă din figura 3.66. Forma de undă detaliată a unei tensiuni și a unui curent de fază este prezentată în figura 3.67.

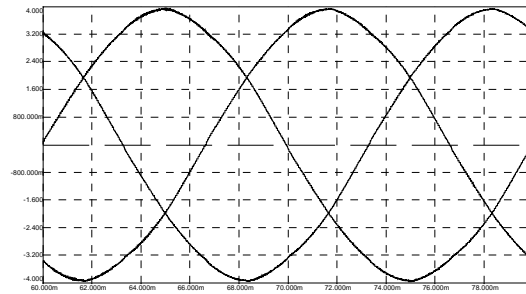


Figura 3.66. Formele de undă ale curenților de intrare i_R , i_S , i_T filtrați, obținute în urma simulării circuitului PFC de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.

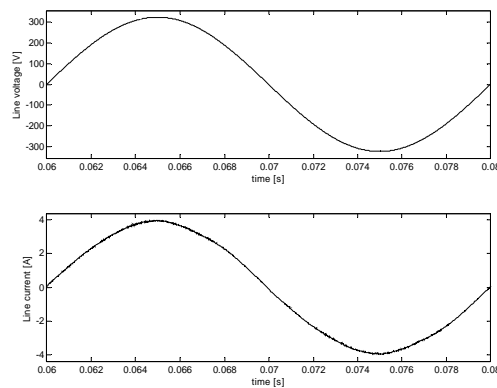


Figura 3.67. Formele de undă detaliate ale unei tensiuni și unui curent de fază obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.

Spectrul curentului de fază este prezentat în figura 3.68.

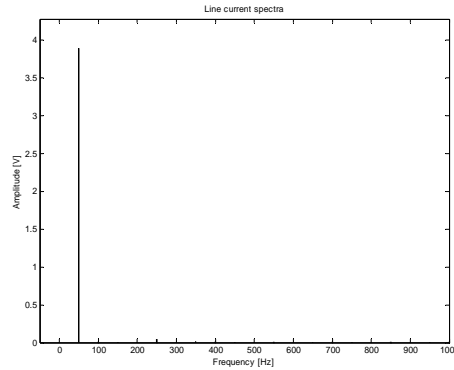


Figura 3.68. Analiza spectrală a curentului de fază a circuitului PFC trifazat de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.12.

Tabelul 3.12. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC de tip Vienna cu comandă integrativ scalară prin curentul de vârf al comutatoarelor.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	k_φ	PF _tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	k_φ	PF
1,371	0,999	-0,853	0,999	0,999	1,972	0,999	-0,853	0,999	0,999

3.5.3. Simularea comenzii integrativ-vectoriale

Principiile comenzii integrativ-vectoriale au fost prezentate în paragraful 3.3.4. Funcționarea unui circuit PFC trifazat Buck-Boost neinversor a fost verificată prin simulare, în condițiile în care s-au folosit: tensiunea de alimentare trifazată cu $U_M = 113,13V$, $f = 50Hz$, inductanțele de $L = 0,8mH$, tensiunea de ieșire $U_o = 80V$ și rezistența de sarcină $R = 45\Omega$ pentru a asigura o putere de ieșire de $P_o = 142W$. Schema simulată este prezentată în figura 3.69.

Comanda comutatoarelor se realizează prin intermediul unor blocuri de comandă, realizate pe baza următoarelor blocurilor bibliotecă:

- CORE_iL – elementul central al controllerului integrativ vectorial (figura 3.70);
- REGIONSELECT – circuitul de selecție a regiunii (figura 3.71);
- MPX – multiplexorul (figura 3.72);
- OUTPUTLOGIC – circuitul logic de ieșire (figura 3.73).

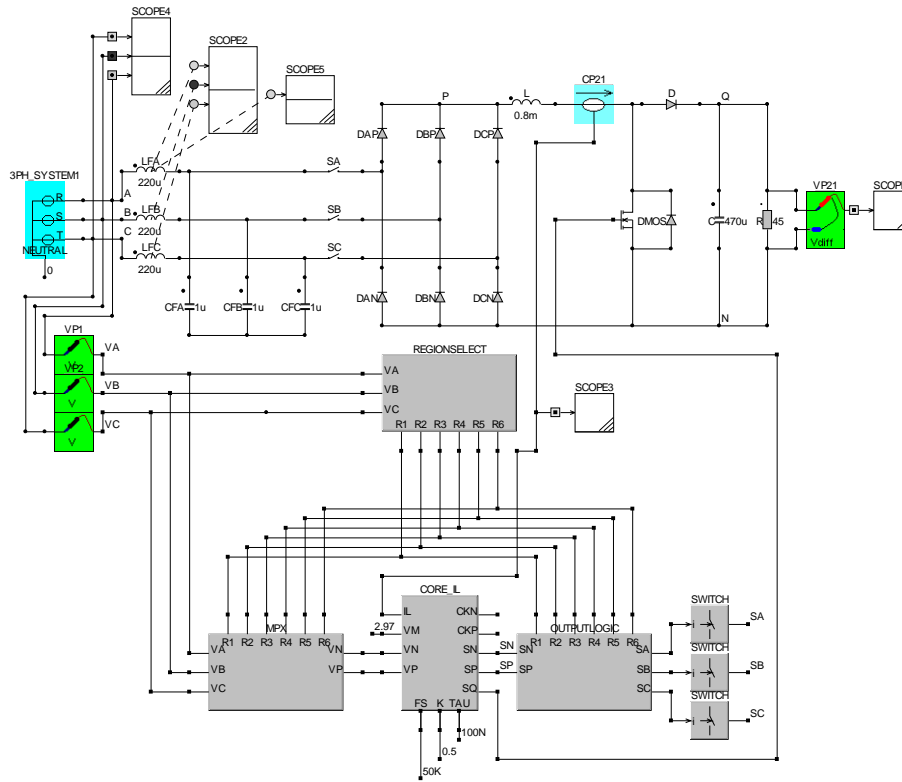


Figura 3.69. Schema de simulare a comenzii integrativ vectoriale a circuitului PFC trifazat Buck-Boost neinvertor cu sesizarea curentului prin inductanțe.

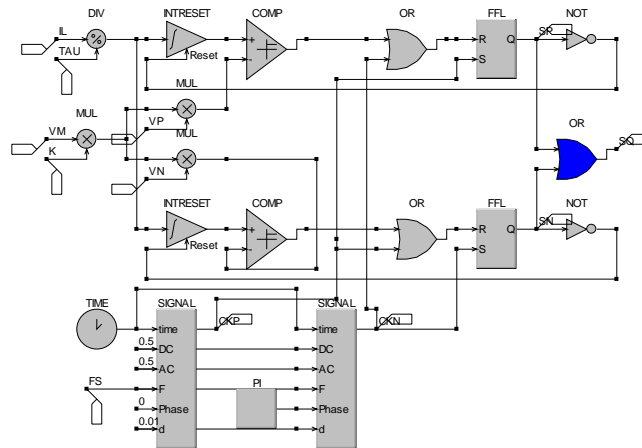


Figura 3.70. Schema detaliată a blocului bibliotecă (CORE_iL.lib).

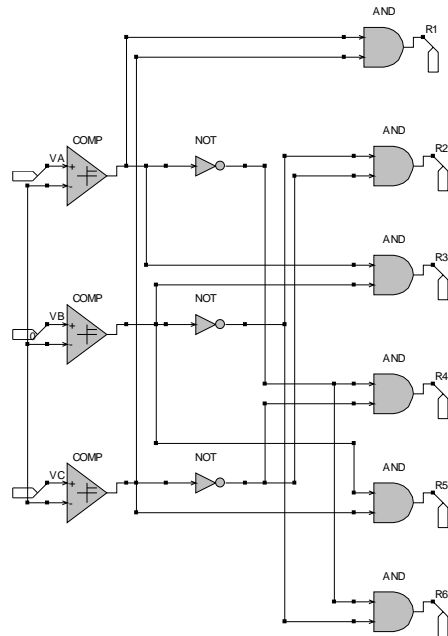


Figura 3.71. Schema detaliată a blocului bibliotecă (REGIONSELECT.lib).

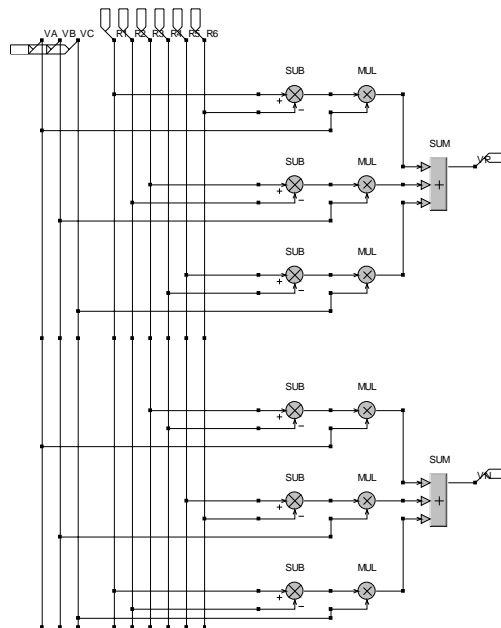


Figura 3.72. Schema detaliată a blocului bibliotecă (MPX.lib).

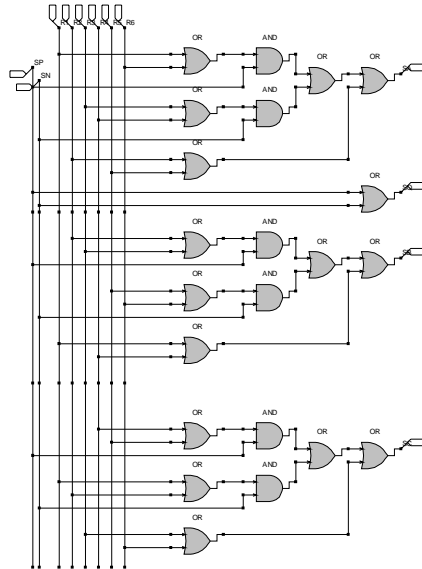


Figura 3.73. Schema detaliată a blocului bibliotecă (OUTPUTLOGIC.lib).

În urma simulării s-au obținut formele de undă ale curenților de intrare i_{Rr} , i_{Sr} , i_{Tr} , prezentați, în corelație cu tensiunea de alimentare trifazată u_{Rr} , u_{Sr} , u_{Tr} , în figura 3.74.

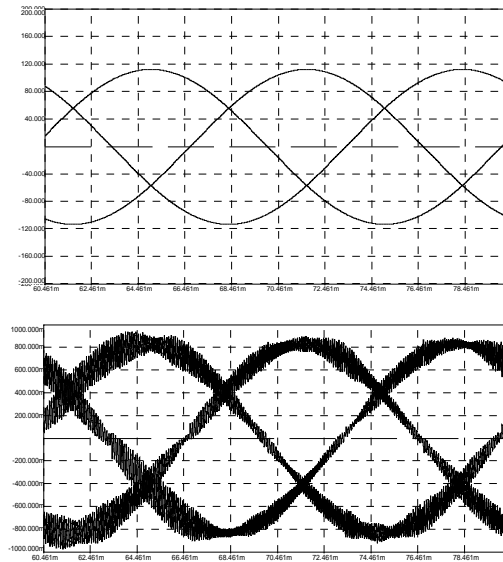


Figura 3.74. Formele de undă ale tensiunilor de intrare u_{Rr} , u_{Sr} , u_{Tr} și ale curenților de intrare i_{Rr} , i_{Sr} , i_{Tr} obținute în urma simulării circuitului PFC Buck-Boost neinvertor cu comandă integrativ vectorială.

Forma de undă detaliată a tensiunii și curentului de fază este prezentată în figura 3.75.

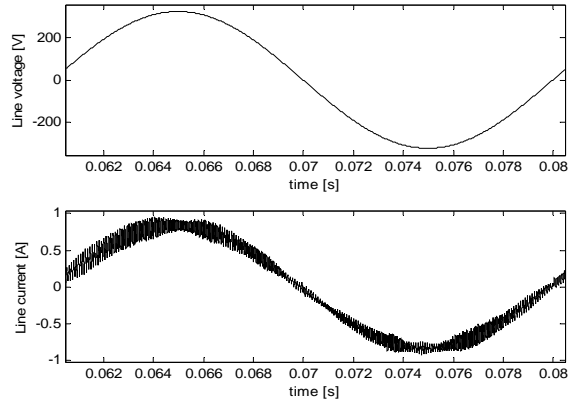


Figura 3.75. Formele de undă detaliate ale unei tensiuni și unui curent de fază obținute în urma simulării circuitului PFC trifazat Buck-Boost neinvertor cu comandă integrativ vectorială.

Spectrul curentului de fază este prezentat în figura 3.76.

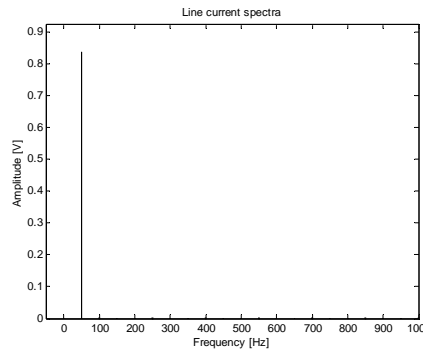


Figura 3.76. Analiza spectrală a curentului de fază a circuitului PFC trifazat Buck-Boost neinvertor cu comandă integrativ vectorială.

Analiza spectrală a curentului de intrare, efectuată în Matlab, a furnizat, pentru principalii parametri de merit, valorile prezentate în tabelul 3.13.

Tabelul 3.13. Principalii parametri de merit pentru circuitul PFC Buck-Boost cu comandă integrativ vectorială.

Parametrii de merit – calcul trunchiat primele 20 de armonici					Parametrii de merit – calcul total				
THDtr [%]	k_d _tr	φ_1 [deg]	k_φ	PF _tr	THD [%]	k_d	φ_1 [deg]	k_φ	PF
0,319	1,000	-10,73	0,982	0,982	9,643	0,995	-10,73	0,982	0,978

Valorile factorului de putere total și al THD-ului total sunt determinate în lipsa unui filtru EMI de intrare. Prezența acestuia ar elimina în mare măsura componentele de înaltă frecvență din componența curenților de intrare ale celor trei faze și ar îmbunătăți mult valorile acestor parametri de merit.

3.5.4. Concluzii desprinse în urma simulării tehnicilor de comandă ale circuitelor PFC trifazate

Rezultatele simulărilor efectuate în paragraful precedent sunt redade comparativ, succint, pe baza parametrilor de merit în tabelul 3.14.

Tabelul 3.14. Principalii parametri de merit ai convertoarelor PFC trifazate simulate.

Tip convertor /Tip comandă	Parametrii de merit – calcul trunchiat					Parametrii de merit – calcul total				
	primele 20 de armonici									
	THDtr [%]	k_d _tr	$\varphi 1$ [deg]	$k\varphi$	PF _tr	THD [%]	k_d	$\varphi 1$ [deg]	$k\varphi$	PF
Vienna histereză	1,960	0,999	0,072	1,000	0,999	8,169	0,996	0,072	1,000	0,996
Vienna int.scal. $i_{med,L}$	0,792	1,000	-4,28	0,997	0,997	2,731	0,999	-4,28	0,997	0,996
Vienna int.scal. $i_{vart,C}$	1,371	0,999	-0,85	0,999	0,999	1,972	0,999	-0,85	0,999	0,999
Buck-Boost intgr vect.	0,319	1,000	-10,7	0,982	0,982	9,643	0,995	-10,7	0,982	0,978

Din analiza valorilor parametrilor de merit din tabelul 3.14 se desprind următoarele concluzii:

- luând în calcul doar primele 20 de armonici:
 - toate metodele de comandă conduc la rezultate foarte bune în ceea ce privește factorul de putere (PF _tr) și coeficientul total de distorsiuni armonice (THDtr);
 - defazajul mic – sub 4 grade - între curentul și tensiunea de intrare ceea ce face ca $k\varphi$ să fie mai mare de 0,99; excepția o reprezintă convertorul Buck-Boost cu comandă integrativ vectorială cu un defazaj de 10,7 grade dar care și el conduce la un $k\varphi = 0,982$;
 - distorsiuni reduse - sub 1,9% - ale curentului de intrare;
- ținând cont de toate armonicile:
 - cu excepția convertorului Buck-Boost cu comandă integrativ vectorială, factorul de putere are o valoare mai mare de 0,99;
 - defazajul între curentul și tensiunea de intrare este același indiferent de numărul de armonici considerate;
 - valorile mărite ale THD-ului (spre 10%) reflectă existența unor armonici având frecvența mai mare de 1kHz; acestea pot fi reduse prin utilizarea unor filtre EMI de intrare.

3.6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

În acest capitol s-a realizat *un studiu* al circuitelor de comandă a convertoarelor c.c. – c.c. monofazate și trifazate. Structurile tradiționale de alimentare de la rețeaua de tensiune alternativă monofazată sau trifazată prezintă o serie de dezavantaje, dintre care cele mai importante sunt puterea reactivă, armonicile prezente în curenții absorbiți din rețea și factorul de putere redus.

În concordanță cu standardele europene impuse calității curentului absorbit de la rețea de către echipamentele electronice, nu mai poate fi acceptată utilizarea redresoarelor necomandate. Tehnicile pasive de corecție a factorului de putere devin insuficiente iar elementele reactive utilizate sunt voluminoase și grele. În aceste condiții se impune reconsiderarea principiului de redresare și corecție a factorului de putere.

Circuitele PFC moderne se bazează pe tehnici active utilizând convertoare c.c. – c.c. în comutație la frecvență ridicată. Există două implementări practice bazate pe prezența sau absența unei bucle de curent cu ajutorul căreia se controlează, la frecvență joasă, curentul de intrare.

Literatura de specialitate evidențiază mai multe metode de comandă a circuitelor PFC cu convertoare c.c. – c.c. Fiecare metodă are anumite avantaje și dezavantaje. În principiu, oricare metodă se poate aplica oricărui convertor c.c. – c.c. Justețea ultimei afirmații rezultă din faptul că dacă frecvența de comutație este mare în raport cu dublul frecvenței rețelei, atunci pe o perioadă de comutație se poate admite că referința de curent este constantă. Totuși, în practică nu toate metodele de comandă conduc la rezultate satisfăcătoare cu orice convertor c.c. – c.c.

În continuare s-au evidențiat caracteristicile definitorii ale metodelor de comandă în curent a circuitelor PFC cu convertoare c.c. – c.c. monofazate și trifazate.

1). *Comanda prin curentul mediat* urmărește ca valoarea mediată pe o perioadă de comutație a curentului printr-un dispozitiv de putere să urmărească o referință. În cazul circuitelor PFC, referința este lent variabilă în timp și proporțională cu tensiunea de alimentare. Controllerul nu este deosebit de complicat, el fiind format, în principal, dintr-un multiplicator și un amplificator de eroare care trebuie realizate îngrijit.

2). *La comanda prin curentul de vârf*, curentul de referință este urmărit de valoarea maximă a curentului de intrare într-o perioadă de comutație. Ea are mai multe dezavantaje majore (tabelul 3.15) dar se folosește în convertoarele c.c. – c.c. existând o serie de fabricanți de astfel de circuite. Schema de principiu cuprinde un bloc suplimentar care introduce o *rampă artificială* de pantă suficient de mare pentru a se obține structuri stabile și dacă factori de umplere au valori $D > 0,5$.

Prezența rampei artificiale duce la distorsionarea curenților de intrare, minimizarea THD și impune o funcționare profundă în CCM, pe cea mai mare parte a duratei unei semiperioade a tensiunii de alimentare. În practică se pot obține valori ale THD de 5% - 10% pentru convertoare ce funcționează pe domenii restrânse ale valorii efective a tensiunii de intrare și ale curentului de sarcină.

3). *Comanda în curent cu histereză* determină comutatorul să intre în conducție sau blocare astfel încât să mențină forma de undă a curentului de intrare între două referințe. Ea se poate realiza în două variante: cu sau fără multiplicator. Varianta cu multiplicator sesizează curentul prin tranzistor și este dedicată, aproape în exclusivitate, convertorului Boost.

Varianta fără multiplicator este aplicabilă convertoarelor Boost, Cuk sau Sepic care au o inductanță în serie cu intrarea și la care, prin natura funcționării părții de putere, valoarea de vârf a curentului de intrare dintr-o perioadă de comutație este proporțională cu tensiunea de intrare. Anularea curentului de intrare este sesizată prin monitorizarea tensiunii pe bobină, tensiunea de referință nu este necesară (limita inferioară fiind zero se poate detecta, iar limita superioară este proporțională cu tensiunea de alimentare) iar controlul rezistenței emulate se face din timpul de conducție al tranzistorului. Metoda de comandă este deosebit de atractivă datorită simplității și avantajelor oferite.

4). Tehnica de *comandă cu purtătoare neliniară* a apărut ca o soluție de circuite PFC care să nu conțină multiplicatoare, să nu aibă buclă de curent, să nu fie necesară sesizarea tensiunii de intrare, să se măsoare curentul prin comutator, să nu necesite o rampă artificială iar circuitul de comandă să fie simplu.

Ea se poate folosi pentru comanda oricărui tip de convertor, singura diferență constă în legea de variație a purtătoarei. Strategia generală de obținere a legii purtătoarei este descrisă succint și sistematic. Pe baza ei se poate proiecta generatorul de purtătoare neliniară pentru orice tip de convertor.

5). Cerințele solicitate circuitelor PFC, enunțate la începutul paragrafului 3.2.6. sunt satisfăcute și de metodele de *comandă integrative*. Implementarea practică a acestora se poate face cu un controller cu modulator pe front descrescător, caz în care în procesul comparării se folosește curentul prin întrerupător sau curentul prin bobină, mediați sau nu, sau cu un controller cu modulator pe front crescător, dacă se utilizează pentru comparare curentul prin diodă sau curentul prin bobină, mediați sau de vârf.

6). Comanda convertoarelor PFC trifazate se poate realiza prin tehnica *PWM cu modulație sinusoidală*. Aceasta este metoda cea mai firească de generare a factorilor de umplere care să satisfacă ecuațiile lor fundamentale. Obținerea lor se face prin compararea unui sistem trifazat de tensiuni modulatoare, replică a sistemului trifazat al tensiunilor de alimentare, cu o tensiune purtătoare triunghiulară de înaltă frecvență.

7). Prin comanda *cu histereză* curenții de fază urmăresc trei perechi de referințe sinusoidale, care la rândul lor sunt proporționale cu tensiunile de fază. Curentul fiecărei faze trebuie menținut între o anvelopă superioară și una inferioară. Cele două anvelope se obțin cel mai simplu dintr-un curent de referință la care se adună, respectiv se scade jumătate din banda de histereză. Când curentul fazei atinge anvelopa superioară, curentul fazei trebuie scăzut, ceea ce în fond înseamnă aplicarea unei tensiuni negative pe bobina fazei respective. Similar, la atingerea anvelopei inferioare pe bobina fazei trebuie aplicată o tensiune pozitivă care să determine creșterea curentului.

Dificultatea constă în decizia legată de care întrerupătoare trebuie aduse în conducție și care trebuie blocate în momentul în care valoarea instantanee a unui curent de fază egalează una din referințe.

8). În cazul circuitelor PFC trifazate, *comanda integrativ-șcalară* este una dintre cele mai performante metode datorită avantajelor furnizate. În multe aplicații practice în procesul de comparație nu sunt utilizate valorile mediate ale curenților, ci chiar valorile lor instantanee. Astfel, mărimile controlate nu mai sunt curenții mediați, ci valorile de vârf ale acestora în decursul unei perioade de comutație. Prin această procedură se introduce deliberat o eroare de comandă, care este însă mică dacă pulsațiile curenților sunt mici, avantajul costând în dispariția celor trei filtre *FTJ* de la intrare.

9). Fiecare metodă de comandă investigată, mono- sau trifazată, a fost simulată pentru a valida raționamentelor teoretice elaborate. Din motive de spațiu, simulările s-au realizat pentru un circuit PFC reprezentativ. Ele au fost însoțite de evaluări calitative și comparative.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

1). *Sinteza unui material bibliografic* vast cuprinzând cele mai importante metode de comandă ale circuitelor PFC monofazate. Fiecare metodă de comandă studiată este însoțită de o schemă bloc detaliată și de metode de dimensionare a componentelor pentru a putea realiza cu ușurință o implementare practică.

2). *Dimensionarea optimă a componentelor amplificatorului de eroare* a unui circuit de comandă prin curent mediat a unui convertor Boost PFC și evidențierea avantajelor și dezavantajelor oferite de această metodă de comandă.

3). *Evidențierea aspectelor negative generate de prezența rampei artificiale* din componența controllerului în cazul comenzii prin curent de vârf a circuitelor PFC cu convertor Boost.

4). *Sublinierea simplității și a numeroaselor avantaje oferite de comanda cu histereză*, varianta fără multiplicator. Comanda prin timpul de conducție al tranzistorului se poate implementa ieftin și ușor existând numeroase circuite integrate dedicate, nu este necesară măsurarea tensiunii de alimentare și nici a curentului prin tranzistor sau bobină iar puterea se poate modifica simplu, prin variația timpului de conducție al tranzistorului.

5). *Prezentarea succintă, sintetică și sistematică a modului de determinare a legii de variație a purtătoarei neliniare* pentru comanda oricărui tip de convertor.

6). *Analiza detaliată a comenzii integrative* datorită proprietăților superioare și gradului mare de generalitate. Sunt prezentate amănunțit comanda convertorului Buck-Boost CCM cu sesizarea curentului mediat prin întrerupător, a convertorului Boost cu sesizarea curentului mediat al bobinei, respectiv, a curentului mediat prin diodă.

7). *Evidențierea sintetică*, în tabelul 3.15 a principalelor avantaje și dezavantaje ale metodelor de comandă ale circuitelor PFC monofazate.

Tabelul 3.15. Metode de comandă a circuitelor PFC monofazate.

Metodă	Avantaje	Dezavantaje
Curent mediat	<ul style="list-style-type: none"> - aplicabilă tuturor topologiilor de convertoare c.c. – c.c.; - controlul direct al curentului mediat; - imunitate bună la zgomote; - funcționare corectă și în DCM. 	<ul style="list-style-type: none"> - prezența unui multiplicator; - necesitatea sesizării curentului de intrare și nu cel prin comutator.

Curent de vârf	<ul style="list-style-type: none"> - conservatorismul utilizatorilor datorat existenței, pe piață, a unor fabricanți de circuite PFC cu comandă PCC; - relativ simplă și ușor de implementat. 	<ul style="list-style-type: none"> - imunitate scăzută la zgomote; - necesitatea compensării pantei pentru eliminarea armonicilor; - distorsiuni datorate controlului curentului de vârf și nu a celui mediat; - se poate aplica doar topologiilor cu bobina în serie cu intrarea.
Histerează	<ul style="list-style-type: none"> - nu necesită un multiplicator; - rezistența emulată (puterea) se poate modifica prin variația timpului de conducție; - nu este necesară măsurarea tensiunii de alimentare și nici a curentului prin tranzistor sau bobină; - valoarea mică a inductanței; - prețul mic al circuitelor de comandă; - existența multor circuite integrate care implementează controllerul pentru comanda cu histereză. 	<ul style="list-style-type: none"> - valori de vârf mari ale curentului prin dispozitive; - necesitatea unui filtraj suplimentar la intrare pentru suprimarea perturbațiilor de înaltă frecvență; - frecvența de comutație variabilă; - imunitate scăzută la zgomote; - necesitatea folosirii, în anumite variante, a unui circuit de multiplicare.
Purtătoare neliniară	<ul style="list-style-type: none"> - aplicabilă tuturor topologiilor de convertoare c.c. – c.c.; - nu are buclă de control a curentului; - nu conține multiplicatoare; - nu este necesară sesizarea tensiunii de intrare; - se sesizează curentului prin comutator și nu curentul prin bobină; - nu necesită o rampă artificială ca în cazul comenzii prin curentul de vârf; - circuitul de comandă simplu. 	<ul style="list-style-type: none"> - legea de variație a purtătoarei neliniare depinde de tipul convertorului, mai precis de raportul de conversie; - determinarea, mai dificilă, a legii de variație a purtătoarei; - legea purtătoarei nu se poate determina cu exactitate în cazul convertoarelor cu raportul de conversie $D/(1-D)$.
Integrativă	<ul style="list-style-type: none"> - aplicabilă tuturor topologiilor de convertoare c.c. – c.c.; - determinarea exactă a legii de variație a purtătoarei pentru toate convertoarele; - nu are buclă de control a curentului; - nu conține multiplicatoare; - nu este necesară sesizarea tensiunii de intrare; - se sesizează curentului prin comutator și nu curentul prin bobină; - nu necesită o rampă artificială ca în cazul comenzii prin curentul de vârf. 	<ul style="list-style-type: none"> - schema de comandă mai complicată decât la comanda cu purtătoare neliniară; - necesitatea realizării îngrijite a integratorului care implementează comanda integrativă.

8). *Sinteza unui material bibliografic vast cuprinzând cele mai importante metode de comandă ale circuitelor PFC trifazate.* Sunt evidențiate cele mai reprezentative circuite rezultate din corespondența firească cu topologiile monofazate dar și versiunile atractive cu un singur întrerupător activ. Fiecare metodă de comandă studiată este însoțită de o descriere detaliată și de relații de dimensionare a componentelor pentru a putea realiza, cu ușurință, o implementare practică.

9). *Determinarea stărilor întrerupătoarelor în cazul comenzii în curent cu histereză a circuitelor PFC trifazate Boost, respectiv Vienna.* Sunt prezentate relațiile

de determinare a funcțiilor de comutație ale întrerupătoarelor care să asigure menținerea necondiționată a curenților în banda de histereză.

10). *Sublinierea soluțiilor simple, robuste și eficiente* oferite de comanda integrativ-scalară a circuitelor PFC trifazate. *Prezentarea sintetică a relațiilor de bază și a condițiilor de funcționare corectă* pentru convertoarele trifazate Boost și Vienna cu comandă integrativ-scalară.

11). *Evidențierea sintetică*, în tabelul 3.16 a principalelor avantaje și dezavantaje ale metodelor de comandă ale circuitelor PFC trifazate.

Tabelul 3.16. Metode de comandă a circuitelor PFC trifazate.

Metodă	Avantaje	Dezavantaje
PWM cu modulație sinusoidală	- nu este necesară sesizarea curenților de intrare.	- generarea unei replici fidele a tensiunilor de alimentare pentru circuitul modulator; - manipularea a trei tensiuni modulatoriale diferite.
Histereză	- nu necesită un multiplicator; - nu este necesară măsurarea tensiunii de alimentare și nici a curentului prin tranzistor sau bobină; - valoarea mică a inductanței.	- funcționare cu frecvență variabilă; - sensibilitate la zgomote.
Integrativ scalară	- una dintre cele mai performante metode de comandă; - se sesizează valorile de vârf ale mărimilor; - nu necesită filtre FTJ de la intrare; - nu este necesară măsurarea tensiunii de fază; - nu necesită o buclă de curent; - nu necesită circuite de multiplicare-divizare; - funcționare cu frecvență constantă; - imunitatea bună la zgomote; - schema de comandă este simplă și robustă.	- erori de comandă (mici dacă pulsațiile curenților sunt mici) datorate controlului, într-o perioadă de comutație, a valorilor de vârf (și nu a valorilor mediate) ale curenților; - necesitatea realizării îngrijite a integratorului care implementează comanda integrativă.
Integrativ vectorială	- pierderi reduse în comutație; - gradul ridicat de generalitate; - se poate aplica și convertoarelor Buck.	- existența, în anumite configurații, a multiplicatoarelor analogice; - necesitatea realizării îngrijite a integratorului care implementează comanda integrativă

12). *Simularea comenzii în curent mediat a convertorului Boost CCM, a comenzii cu histereză a convertorului Boost CCM, a comenzii cu purtătoare neliniară a convertoarelor Boost CCM și DCM și Buck-Boost CCM și a comenzii integrative a convertorului Buck-Boost CCM.*

Pentru fiecare caz s-au prezentat *schema de simulare utilizată*, eventualele *blocuri bibliotecă folosite*, *formele de undă obținute pentru curentul de intrare în corelație cu tensiunea de intrare*, *spectrul curentului de intrare și valorile principalilor parametri de merit trunchiați calculați trunchiați*, după primele 20 de armonici, și totali.

Simulările efectuate au validat aspectele teoretice prezentate anterior și au subliniat că distorsiunile curentului de intrare datorate convertorului PFC sunt mai mici decât distorsiunile proprii ale tensiunii rețelei de alimentare (4-5%).

13). *Compararea, în tabelul 3.9, a parametrilor de merit obținuți în urma tuturor simulărilor convertoarelor monofazate. Elaborarea unor aprecieri calitative privind valorile parametrilor de merit și ale metodelor de comandă.*

14). *Simularea comenzii în curent cu histereză a convertorului trifazat Vienna, a comenzii integrativ-scalare a convertoarelor Vienna cu comandă prin curentul mediat prin inductanțe, respectiv, Vienna cu comandă prin curentul de vârf prin comutatoare și a comenzii integrativ-vectoriale a convertorului Buck-Boost.*

Pentru fiecare caz s-au prezentat schema de simulare utilizată, eventualele blocuri bibliotecă folosite, formele de undă obținute pentru curentul de intrare în corelație cu tensiunea de intrare, spectrul curentului de intrare și valorile principalilor parametri de merit trunchiați calculați trunchiați, după primele 20 de armonici, și totali.

Simulările efectuate au validat aspectele teoretice prezentate anterior și au subliniat că distorsiunile curentului de intrare datorate convertorului PFC sunt mai mici decât distorsiunile proprii ale tensiunii rețelei de alimentare (4-5%).

15). *Compararea, în tabelul 3.14, a parametrilor de merit obținuți în urma tuturor simulărilor convertoarelor trifazate. Elaborarea unor aprecieri calitative privind valorile parametrilor de merit și ale metodelor de comandă.*

16). *Publicarea, de către autorul acestei teze, a zece lucrări științifice [8], [12], [19], [20], [21], [22], [81], [82], [84], [114] (șase ca prim autor [8], [12], [19], [20], [21], [22]) la conferințe științifice internaționale organizate în țară și în străinătate, și participarea, ca și colaborator în echipa de cercetare, la realizarea a cinci contracte de cercetare finanțate de către Ministerul Educației [110], [111], [112], [137], [138]. În cadrul acestor contracte s-au făcut cercetări iar prin intermediul lucrărilor științifice s-au prezentat rezultatele obținute privind anumite convertoare PFC și metodele lor de comandă.*

4. SISTEM DE REGLARE AUTOMATĂ A UNEI ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MOTOR DE CURENT CONTINUU

Rezumat: Pe baza modelelor matematice ale componentelor schemei bloc funcționale aferente unei structuri de reglare automată a turației unui sistem de acționare cu MCC s-a proiectat un regulator numeric, în cascadă. Bucla internă, cuprinde regulatorul de curent, de tip PI, proiectat conform criteriului modulului în varianta Kessler. Regulatorul de tensiune/turație, cuprins în bucla externă, este de tip PI. Acordarea sa s-a făcut pe baza criteriului simetriei. Pentru reglarea curentului s-a prevăzut un regulator fuzzy de tip PI cu dinamică. Acesta, conectat în paralel cu regulatorul numeric de curent, intervine în procesul de reglare numai dacă eroarea de curent este mai mare decât un anumit prag prestabilit. Astfel se asigură un răspuns mai rapid în cazul proceselor tranzitorii.

4.1. INTRODUCERE

Dezvoltarea revoluționară a sistemelor electronice și a semiconductoarelor de putere din ultimele trei decenii a fost determinată de anumite cerințe privind uzul rațional al energiei electrice, de compensarea puterii reactive, de miniaturizarea sistemelor electronice, etc. [96]. În această perioadă au apărut și s-au perfecționat dispozitive semiconductoare de putere (module cu tranzistoare de putere, tranzistoarele DMOS și IGBT, alte dispozitive cu grilă izolată cu performanțe ridicate, sisteme hibride, module inteligente) care au permis realizarea unor noi tipuri de convertoare (convertoare PWM și convertoare rezonante cu frecvență mare de comutare, convertoare de putere cu tensiuni și curenți de intrare/ieșire sinusoidali, circuite de corecție a factorului de putere – Power Factor Correction – PFC, filtre active de putere – Activ Power Filter – APF) și sisteme de acționare performante (controlul numeric al procesului, optimizarea inteligentă a fluxului de energie, comanda cu viteză variabilă a motoarelor de curent alternativ, sisteme miniaturizate, etc.) [96].

Schema bloc a unui sistem de acționare electric este prezentată în figura 4.1. Ea este valabilă pentru orice tip de motor electric. În funcție de tipul acestuia se modifică, într-o proporție mai mică sau mai mare, structura și complexitatea convertorului de putere și algoritmul de comandă. Sistemul ierarhic superior furnizează mărimile de prescriere pe baza cerințelor impuse și a semnalelor de stare permise. Echipamentul de comandă, analogic sau numeric, preia mărimile prescrise și semnalele generate de senzori (de curent și/sau tensiune) și traductoare (de viteză și/sau poziție) și, pe această bază, comandă convertorul de putere. Acesta transferă energia sursei de alimentare, motorului care acționează asupra mecanismului antrenat.

Motoarele electrice utilizate în acționări pot fi: motoare de curent continuu (MCC), motoare de curent alternativ (MCA), motoare pas cu pas (MPP) și motoare de curent continuu fără perii (BLDC).

MCC cu perii a fost unul dintre primele tipuri de motoare electrice realizate și utilizate. Modificarea turației, realizată prin schimbarea valorii tensiunii continue aplicate la bornele sale, îi conferă o mai mare flexibilitate în raport cu celelalte motoare și l-a făcut, până nu demult, să fie cel mai utilizat motor în sistemele de acționare electrică. Chiar și în momentul actual este varianta preferată în majoritatea aplicațiilor care presupun turații variabile și controlul cuplului [40]. În domeniul puterilor sub 2kW se utilizează MCC cu magneți permanenți iar la puteri peste 3,5kW se preferă MCC cu excitație în derivație deoarece, în acest domeniu de putere, înfășurările statorice devin mai ieftine decât magneții permanenți [31].

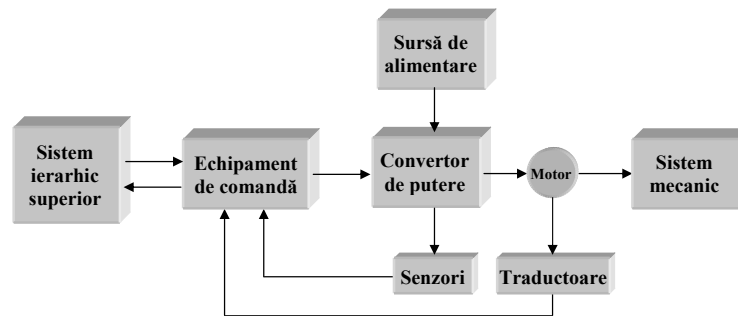


Figura 4.1. Schema bloc a sistemului de acționare electric.

Majoritatea MCC folosite în mediul industrial funcționează optim (și sigur) într-un domeniu al turațiilor cuprins între 5% și 100% din turația nominală. Datorită unei proiectări adecvate, sunt capabile să elimine eficient căldura degajată în înfășurările rotorului (de către curentul rotoric) și să opereze la turații mici. Aceste performanțe sunt mult mai bune decât ale MCA [31].

În momentul actual se fabrică MCC care, în mediul industrial, se alimentează de la tensiuni continue de 90V, 180V, 250V sau mai mari. MCC destinate unor aplicații speciale, de exemplu cele de pe vehicule, folosesc surse continue de 12V, 24V sau 48V iar MCC miniaturale se alimentează la 5V.

Circuitele de comandă ale MCC au o complexitate redusă. În majoritatea aplicațiilor se utilizează modulația impulsurilor în durată (PWM) care asigură un control precis al tensiunii aplicate la bornele înfășurării rotorului și al curentului rotoric. De asemenea ele sunt și ieftine, cele de uz general, pentru puteri mai mici de 1,5kW, costă sub 5\$ iar dacă reglarea nu trebuie să fie foarte precisă, sub 50\$. În stadiul actual se produc circuite de comandă pentru puteri de ordinul sutelor de kW dar la puteri de peste 7,5kW trebuie studiat cu atenție raportul performanțe/preț în comparație cu MCA și invertoarele lor care devin mai avantajoase din punct de vedere al prețului dar nu și din cel al performanțelor.

Cu toate aceste avantaje, MCC au, însă, în raport cu MCA, și câteva dezavantaje:

- au un gabarit mai mare și sunt mai scumpe pentru aceeași putere dezvoltată;
- necesită cheltuieli de întreținere mai mari datorită prezenței periilor și a lamelelor colectoare care se uzează în timp și trebuie înlocuite.

MCA, sunt cele mai ieftine în sfera aplicațiilor care necesită peste 375W [31]. Construcția simplă, fiabilitatea mare și siguranța în funcționare au făcut ca MCA să fie motoarele preferate în acționările industriale care necesită viteză constantă [44], [184] și în aplicațiile comerciale și casnice unde există acces ușor la

rețeaua de alimentare. Peste 90% dintre echipamentele electrice de larg consum (aparatele de aer condiționat, mașinile de spălat, uscătoarele, aspiratoarele, ventilatoarele, etc.) sunt dotate cu MCA [31].

În comparație cu MCC, MCA au următoarele avantaje:

- robustețe mai mare și preț de cost mai scăzut, atât datorită tehnologiei de fabricație, cât și datorită gabaritului mai redus la aceeași putere dezvoltată [181];
- fiabilitate mai ridicată datorată lipsei periilor, a colectorului și posibilitatea utilizării lor în mediile explozive. În [31] se arată că aceste motoare pot funcționa, fără a fi necesară nici măcar schimbarea rulmenților, o perioadă mai mare de 10 ani dacă se respectă specificațiile tehnice de utilizare.

Principalul dezavantaj al MCA îl constituie controlul mai dificil și mai scump al vitezei. Indiferent de metoda de comandă folosită, complexitatea convertorului de putere este mai mare. Incapacitatea operării, din considerații termice [31], la turații mai mici de o treime din turația nominală și controlul, mai dificil de realizat, al poziției determină folosirea, în continuare, în aplicațiile care solicită aceste lucruri, a MCC. Dacă, însă turațiile la care se utilizează motorul sunt peste o treime din turația nominală și puterea necesară acționării este mai mare de 7,5kW ansamblul inverter-MCA este mai ieftin decât MCC și convertorul său de putere.

MPP, creat pentru a fi comandat cu mijloace digitale [75], s-a dovedit că are mai multe dezavantaje importante:

- pierde pași la încărcări mari dacă frecvența de comandă a înfășurărilor este mare, MPP neputând fi comandat cu frecvență ridicată și încărcat cu sarcina maximă pentru care a fost proiectat;
- schema electronică de comandă este relativ complexă;
- creșterea cuplului dezvoltat implică creșterea complexității schemelor de comandă;
- randamentul energetic este scăzut datorită comenzii cu curent constant a înfășurărilor.

Din aceste motive se constată, în ultimii anii, o restrângere a domeniilor de utilizare a MPP, acesta fiind folosit mai ales în aplicații de mică putere [124].

BLDC este o variantă modernă de motor care îmbină caracteristici ale MCC cu ale MCA (se comandă în sincronism cu rotirea axului său rotoric) și ale MPP (se comandă cu impulsuri de curent). Principial, el se obține prin aplicarea următoarelor „transformări” unui MCC cu excitație cu magnet permanent:

- se inversează funcția statorului cu cea a rotorului, se realizează rotorul din magnetul permanent și se amplasează înfășurările în stator;
- se înlocuiește sistemul de comutare mecanic cu un sistem de chei cu tranzistoare de putere ce se comută adecvat pentru alimentarea înfășurării statorice, în funcție de poziția statorului;
- poziția curentă a rotorului e determinată cu un traductor de poziție introdus constructiv în motor.

BLDC oferă utilizatorilor următoarele avantaje:

- reglarea turației prin modificarea tensiunii de alimentare;
- neîncălzirea rotorului deoarece bobinajul este amplasat în stator;
- eliminarea periilor conduce la reducerea uzurii și la creșterea duratei de bună funcționare (durata de funcționare a BLDC depășește 70.000 ore) [92];
- un raport putere – gabarit mai bun decât la MCA;
- zgomot și emisii electromagnetice mai reduse decât la MCC.

Dezavantajele BLDC sunt:

- necesitatea traductorului de poziție încorporat;
- prețul ridicat al materialelor din care se fabrică magneții permanenți (obținerea gabaritelor mici ale motoarelor presupune utilizarea unor materiale cu proprietăți magnetice foarte bune dar foarte scumpe: aliajul AlNiCo, cobalt-samariu, neodim-fier-bor, etc.,).

Ele sunt destinate, în principal, acționării axelor mașinilor unelte și servoacționărilor cu puteri între 0,6 - 6kW și cupluri între 2 - 30Nm. BLDC nu a înlocuit în totalitate MCC din cauza costurilor asociate sistemului de comandă.

4.2. MODELAREA MATEMATICĂ A MOTORULUI DE CURENT CONTINUU

Cu toate dezavantajele prezentate anterior, MCC este foarte potrivit pentru acționările ce solicită o poziționare exactă și o reglare fină și în limite largi a turației, deoarece permite:

- mișcare lină, fără șocuri și accelerații rapide;
- pornirea cu cuplu rezistent relativ important;
- utilizarea unor metode de comandă flexibile.

Dintre diversele tipuri de MCC, se preferă cele cu magneți permanenți, datorită randamentului superior, gabaritului și prețului mai redus. Pentru aplicații cu viteză de răspuns mare, se utilizează servomotoare cu *rotor disc și întrefier axial*. Acestea au rotorul de forma unui disc izolant pe care s-a depus înfășurarea rotorică realizată dintr-un strat de cupru prin metode fotochimice. Astfel s-a obținut un MCC care are o serie de avantaje:

- tehnologie bine pusă la punct și relativ ieftină;
- forțele radiale se anulează diametral;
- moment de inerție - raportat la arbore - extrem de redus;
- constante de timp electrice și electromecanice foarte mici care asigură performanțe dinamice excelente.

Constantele de timp mici se obțin datorită faptului că înfășurările rotorului au un număr redus de spire iar inductivitățile sunt proporționale cu pătratul numărului de spire:

$$L = \frac{N^2}{R_{mag}} \quad (4.1)$$

în care: N - este numărul de spire al înfășurării, R_{mag} - reluctanța magnetică a circuitului feromagnetic în care este plasată înfășurarea.

Pentru a obține inductivități de valoare mică s-au realizat înfășurări cu un număr de spire cât mai mic posibil.

La aceste tipuri de MCC rotorul disc are dimensiuni reduse. Masa mică a rotorului face ca momentul său de inerție ($J = m \cdot r^2$) să fie foarte redus. În prezent se fabrică frecvent MCC cu rotor disc și întrefier axial cu momente de inerție în plajă $J = (0,001 \div 0,01) \text{Kg} \cdot \text{m}^2$ și puteri în domeniul $P = (0,1 \div 10) \text{kW}$.

Pentru modelarea sistemului condus trebuie cunoscută funcția de transfer a MCC. Determinarea acesteia se bazează pe caracteristica mecanică naturală, care, în cazul motorului cu excitație separată, se obține din ecuația:

$$u_a = u_e + R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} \quad (4.2)$$

în care: u_a reprezintă tensiunea aplicată la bornele înfășurării rotorului, u_e - tensiunea electromotoare indusă, i_a - curentul prin înfășurarea rotorului, R_a și L_a - rezistența și inductivitatea înfășurării rotorului [29], [30], [54] iar:

$$u_e = k_e \cdot \Phi \cdot \Omega \quad (4.3)$$

unde: k_e este o constantă de proporționalitate ce depinde de parametrii constructivi ai motorului (numărul de perechi de polii, numărul de spire ale înfășurării rotorice, etc.), Φ - fluxul de excitație, Ω - viteza unghiulară a arborelui.

Ecuția de mișcare a motorului este:

$$M - M_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (4.4)$$

în care: M este cuplul electromagnetic, M_r - cuplul rezistent total (format din cuplul rezistent util la arbore și cuplul pierderilor de mers în gol), J - momentul de inerție al rotorului motorului [74].

Din ecuația cuplului electromagnetic se obține:

$$M = k_m \cdot \Phi \cdot i_a \quad (4.5)$$

unde: k_m este o constantă de proporționalitate ce depinde de numărul de perechi de polii și de numărul de spire ale înfășurării rotorice.

Din relațiile (4.3) și (4.5) dacă se exprimă atât puterea mecanică, cât și puterea electrică în același sistem de unități, se poate scrie relația:

$$k_e \cdot \Phi = k_m \cdot \Phi = K_e \quad (4.6)$$

iar relațiile (4.3) și (4.5) devin:

$$u_e = K_e \cdot \Omega \quad (4.7)$$

$$M = K_e \cdot i_a \quad (4.8)$$

Sistemul de ecuații (4.2), (4.4), (4.7), (4.8) este liniar. Pentru rezolvarea lui și, implicit, pentru a studia regimul dinamic, se folosește metoda operațională. Regimul tranzitoriu considerat, este cel de pornire când, la bornele înfășurării rotorului, se aplică brusc o tensiune constantă. Astfel condițiile inițiale, care apar în transformata Laplace, sunt nule și se poate calcula o funcție de transfer pentru motor (considerat ca sistem). Pentru imaginile Laplace se fac următoarele notații:

$$\zeta[U_a(t)] = U_a(s); \zeta[i_a(t)] = I_a(s); \zeta[\Omega(t)] = \Omega(s) \quad (4.9)$$

Prin înlocuirea relațiilor (4.7) și (4.8) în relațiile (4.2) și (4.4) și aplicarea transformatei Laplace considerând $M_r = 0$, se obține sistemul de ecuații:

$$U_a(s) = [R_a + s \cdot L_a] \cdot I_a(s) + K_e \cdot \Omega(s) \quad (4.10)$$

$$K_e \cdot I_a(s) = s \cdot J \cdot \Omega(s) \quad (4.11)$$

Din cele două ecuații (4.10), (4.11) se calculează funcția de transfer:

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{1}{\left[(R_a + s \cdot L_a) \cdot \frac{s \cdot J}{K_e} + 1 \right] \cdot K_e} \quad (4.12)$$

În [29], [30], [36], [74] se notează:

- constanta de timp electromecanică a motorului:

$$T_m = \frac{J \cdot R_a}{K_e^2} \quad (4.13)$$

- constanta de timp electrică a indusului:

$$T_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (4.14)$$

Se obține:

$$H(s) = \frac{1/K_e}{s^2 \cdot T_m \cdot T_e + s \cdot T_m + 1} \quad (4.15)$$

Pentru un tip uzual de MCC, $T_m \gg T_e$ ([74] specifică ordinul de mărime la $10^{-1}s$ pentru T_m și $10^{-2}s$ pentru T_e) și se poate aproxima $T_m \cong T_m + T_e$. Se obține forma finală a funcției de transfer:

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{1/K_e}{(1 + s \cdot T_e) \cdot (1 + s \cdot T_m)} \quad (4.16)$$

Ecuatiile operaționale (4.10) și (4.11) permit și determinarea schemei funcționale a MCC privit ca sistem. Din relația (4.10) se obține:

$$I_a(s) = \frac{U_a(s) - K_e \cdot \Omega(s)}{R_a + s \cdot L_a} \quad (4.17)$$

iar din relația (4.11), considerând și $M_r(s) \neq 0$, rezultă:

$$\Omega(s) = \frac{1}{s \cdot J} \cdot [K_e \cdot I_a(s) - M_r(s)] \quad (4.18)$$

Relațiile (4.17) și (4.18) permit determinarea schemei funcționale a MCC (figura 4.2.) [29], [35], [36], [54], [71], [74], [88], [177].

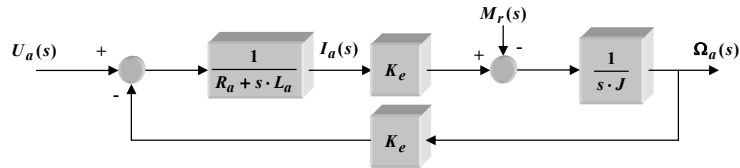


Figura 4.2. Schema funcțională a MCC.

Funcția de transfer poate fi scrisă și sub forma:

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{I_a(s)}{U_a(s)} \cdot \frac{\Omega(s)}{I_a(s)} = H_{p1}(s) \cdot H_{p2}(s) \quad (4.19)$$

în care, din relația (4.11) se obține direct:

$$H_{p2}(s) = \frac{\Omega(s)}{I_a(s)} = \frac{K_e}{s \cdot J} \quad (4.20)$$

iar din relațiile (4.16) și (4.20) rezultă:

$$H_{p1}(s) = \frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{s \cdot T_m}{R_a \cdot (1 + s \cdot T_m) \cdot (1 + s \cdot T_e)} \quad (4.21)$$

Funcțiile de transfer și schema funcțională se vor utiliza în unul din subcapitolele următoare la proiectarea sistemului de reglare automată.

4.3. CONVERTORUL DE PUTERE PENTRU COMANDA MCC

Structura acestui bloc depinde de tipul motoarelor folosite. Pentru comanda MCC se utilizează, în cvasitotalitatea sistemelor de acționare fabricate după 1990, punți H complete realizate cu tranzistoare de putere, de tip DMOS sau IGBT, comandate PWM. MCA necesită, pentru comanda lor, un bloc compus dintr-un redresor comandat și un inverter (convertor static de frecvență) sau, mai recent, un redresor necomandat și inverter cu tranzistoare comandate PWM. În cazul MPP, convertorul de putere se compune din chei cu tranzistoare care comută succesiv curentul de alimentare pe înfășurările statorice ale motorului.

Puntea H, completă, cu patru tranzistoare DMOS și patru diode de supresare este prezentată în figura 4.3. Principalul avantaj al acestei scheme de comandă este că permite realizarea unei acționări reversibile.

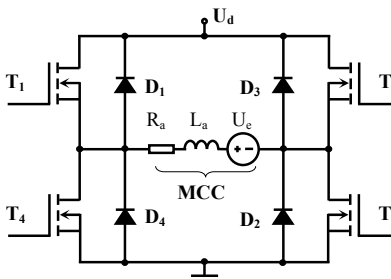


Figura 4.3. Puntea cu tranzistoare.

Funcționarea sa depinde de modul de comandă al tranzistoarelor. Se disting trei regimuri de funcționare:

- regimul de motor în care conduc două tranzistoare de pe diagonalele punții; când conduc T_1 și T_2 sensul de rotație al motorului se consideră pozitiv (orar) iar dacă conduc T_3 și T_4 , sensul de rotație se consideră negativ (antiorar). Turația motorului n se poate modifica (relația 4.22) în funcție de valoarea medie a tensiunii aplicate înfășurării rotorului U_a care, în cazul PWM, este proporțională cu durata impulsurilor de comandă dacă tensiunea de alimentare U_d rămâne constantă;

$$n = \frac{U_a - R_a \cdot I_a}{k_e \cdot \Phi} \quad (4.22)$$

- regimul de frână, dacă conduc simultan fie tranzistoarele din partea superioară T_1 și T_3 , fie cele din partea inferioară T_2 și T_4 ;
- motorul se rotește liber din inerție, sau nu se rotește deloc, dacă nu a fost alimentat, în cazul în care toate tranzistoarele sunt blocate.

Regimul de motor poate fi asigurat de următoarele secvențe de comandă ale tranzistoarelor punții:

1). *Comanda simultană a câte două tranzistoare de pe o diagonală.*

Se comandă simultan, pentru un sens de rotație, ambele tranzistoare de pe o diagonală. Notând cu T perioada de repetiție a semnalului de comandă PWM și cu T_C durata de conducție a celor două tranzistoare (T_1 și T_2) atunci valoarea medie a tensiunii aplicate înfășurării rotorului este: $U_a = \left(\frac{2T_C}{T} - 1\right)U_d$.

Descărcarea energiei înmagazinate în inductanța înfășurării de comandă se realizează prin intrarea în conducție a diodelor D_3 și D_4 în momentul blocării tranzistoarelor T_1 și T_2 . Deschiderea diodelor D_3 și D_4 determină descărcarea energiei peste sursa de alimentare U_d . Pentru ca supresarea activă, recuperarea de energie, să aibă loc, este necesar ca sursa U_d să fie capabilă să preia această energie. Acest lucru este, de regulă, posibil deoarece, în majoritatea cazurilor, la ieșirea sursei se află un condensator electrolitic de valoare mare, care poate fi încărcat și dinspre punte. Această recuperare reprezintă principalul avantaj al metodei. În schimb, toate tranzistoarele trebuie să fie tranzistoare de comutație și de putere deoarece comută cu aceeași frecvență ($f = 1/T$) iar disipația de putere în comutație este dependentă de frecvență.

2) *Comanda, în permanență, a câte unui singur tranzistor de pe câte o diagonală pentru un sens de rotație a MCC.*

Această metodă de comandă reduce prețul unui chopper, prin posibilitatea utilizării a două tranzistoare de putere cu frecvența maximă de comutare mare (scumpe) și a două tranzistoare de putere cu frecvența maximă de comutare mică (mai ieftine). Pentru un anumit sens de rotație a MCC, unul dintre tranzistoarele de pe diagonală se menține tot timpul în conducție (de exemplu T_2 care are frecvența maximă de comutare mică) iar celălalt (T_1 cu frecvența maximă de comutare mare), comută în fiecare perioadă T . Valoarea medie a tensiunii aplicate înfășurării rotorului se determină tot cu relația:

$$U_a = \frac{T_C}{T} U_d \quad (4.23)$$

Energia înmagazinată în înfășurarea rotorului se descarcă fără recuperare de energie (supresarea pasivă) și se transformă în căldură disipată pe dioda D_4 și tranzistorul T_2 . Tranzistoarele sunt solitate termic inegal dar doar două dintre ele (T_1 și T_3) trebuie să poată funcționa la frecvențe de comutație mari.

3). *Comandă alternativă a tranzistoarelor de pe diagonala punții.*

Metoda este ilustrată în figura 4.4. Se comandă, alternativ, câte un tranzistor de pe câte o diagonală astfel încât toate tranzistoarele pot fi de același tip.

Pentru sensul de rotație pozitiv, pe durata de conducție T_C , se comandă T_1 și T_2 (intervalul I din figura 4.4.). Pe durata $T - T_C$ (intervalul II din figura 4.4.) se menține în conducție T_2 și se blochează T_1 . Ca urmare a întreruperii legăturii dintre înfășurarea rotorului și sursa de alimentare U_d , curentul i_a tinde să scadă. În inductivitatea L_a apare o tensiune electromotoare autoindusă care deschide dioda D_4 și menține în conducție tranzistorul T_2 . Pe durata următorului interval de

conducție se comandă, din nou T_1 și T_2 . La finalul acestui interval se blochează T_2 (intervalul IV din figura 4.4). Tensiunea electromotoare autoindusă deschide D_3 și întreține circulația curentului prin D_3 și T_1 .

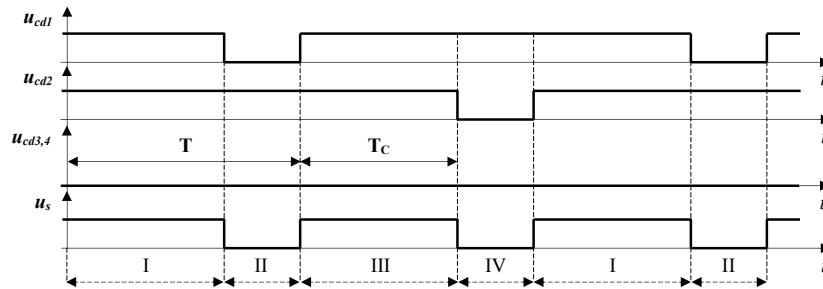


Figura 4.4. Comanda alternativă a tranzistoarelor de pe o diagonală.

Supresarea este pasivă iar valoarea medie a tensiunii aplicate înfășurării rotorului respectă tot relația 4.23. Toate tranzistoarele pot fi de același tip. Frecvența lor maximă de comutare este jumătate din frecvența de repetiție a impulsurilor de comandă. Datorită avantajelor prezentate, aceasta este cea mai utilizată metodă de comandă a MCC.

Funcționarea punților H este influențată de dispozitivele de putere utilizate. Dezvoltarea continuă și accentuată, în deceniu trecut, a semiconductoarelor de putere se reflectă prin realizarea unor dispozitive de putere (tranzistoare individuale și module) caracterizate prin putere disipată redusă, circuite de comandă simple, circuite de protecție integrate, interfață directă cu componentele microelectronice, putere comutată de ordinul MW, miniaturizarea gabaritului și a greutateii.

Dinamica evoluției domeniilor de utilizare a dispozitivelor semiconductoarelor de putere este prezentată în figura 4.5. [96].

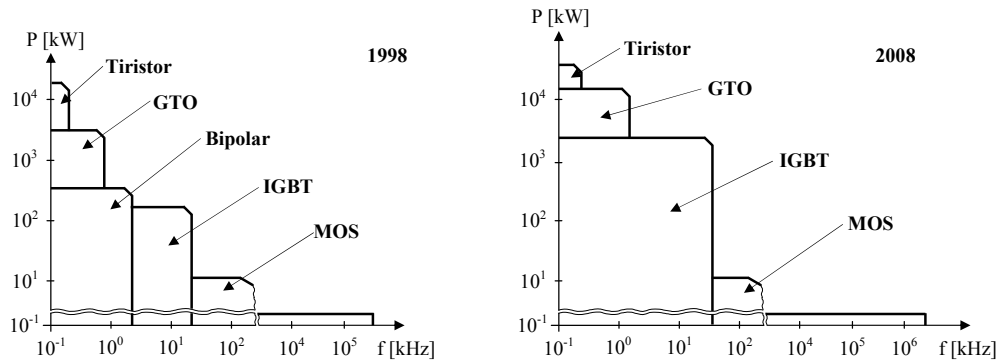


Figura 4.5. Evoluția domeniilor de utilizare a semiconductoarelor de putere.

Din analiza acestor grafice rezultă următoarele aspecte importante:

- vremea tranzistoarelor bipolare de putere a trecut [153];

- IGBT devine cel mai utilizat dispozitiv semiconductor în domeniul puterilor medii [3], [70], [153], [163];
- în domeniul puterilor mici MOS rămâne singurul concurent al IGBT datorită pierderilor reduse în comutare.

Optimizarea procesului tehnologic de realizare a IGBT (optimizarea pe orizontală a structurii celulare a tranzistoarelor elementar, pe verticală a siliciului [153] și controlul timpului de viață al purtătorilor de sarcină) conduce la îmbunătățirea semnificativă a comportării în conducție, prin scăderea tensiunii colector-emitor-saturație, și comutație, prin reducerea cozii de curent care apare la blocarea tranzistorului. Performanțele superioare, randamentul mai bun și costul general al sistemului de acționare mai redus [70] determină ca, în cele mai multe aplicații de putere cu frecvența de comandă mai mică de 150kHz [163], IGBT să înlocuiască tranzistoare MOS [3], [28], [96].

Piața actuală oferă, în mod uzual, IGBT-uri cu tensiunea de blocare de 70 - 1700V destinate aplicațiilor monofazate și trifazate în domeniul curenților de 10 - 800A. Leader-ul de piață, firma Mitsubishi Electronic, produce module IGBT în următoarele configurații: module convenționale, module CIB (conțin un invertor trifazat cu IGBT și o punte de diode) și module inteligente IPM (includ și funcții de protecție și comandă în grilă) [153], [163]. Ea are rezultate remarcabile în reducerea pierderilor în conducție și comutație ceea ce i-a permis extinderea domeniului tensiunii de blocare (la 2500V, 3300V, 4500V și 6500V) și a curenților (1200A, 1800A și 2400A). Aceste performanțe fac posibilă utilizarea lor și în aplicațiile de putere mare și foarte mare, cum ar fi aplicațiile de tracțiune pentru vehicule, metrouri, trenuri, trenuri de mare viteză, unde să înlocuiască treptat GTO-urile [96].

4.4. ECHIPAMENTUL DE COMANDĂ AL CONVERTORULUI DE PUTERE

Echipamentul de comandă al convertorului de putere reprezintă o componentă esențială a sistemului de acționare care îndeplinește următoarele funcții:

- comunică în permanență bilateral cu sistemul ierarhic superior, preia de la acesta comenzile și valorile prescrise ale parametrilor cinematici ce trebuie reglați (poziție, viteză) și îi transmite informații referitoare la starea curentă a mișcării, starea de avarie, etc.;
- stabilește valorile curente ale parametrilor cinematici pe baza informațiilor primite de la senzori și traductoare;
- furnizează, convertorului de putere, comenzile necesare pentru anularea abaterii dintre mărimile prescrise și cele curente;
- asigură comanda, supravegherea și protecția convertorului de putere.

Dacă până în anii '90 se utilizau structuri analogice sau hibride ale sistemelor de comandă ale convertoarelor de putere, în ultimii ani se constată tendința de a realiza sisteme de acționare electrică în variantă exclusiv numerică. Se preferă folosirea structurilor numerice deoarece:

- acestea asigură un caracter unitar de prelucrare a informației efectuând numai calcule numerice;
- crește fiabilitatea sistemelor de reglare;

- simplifică structura echipamentelor de acționare prin eliminarea reguletoarelor analogice, a convertoarelor numeric-analogice și a tahogeneratoarelor;
- se reduc substanțial influențele condițiilor de mediu și a dispersiilor tehnologice asupra performanțelor statice și dinamice ale sistemelor de reglare;
- se îmbunătățesc performanțele și flexibilitatea reguletoarelor; algoritmul de reglare numeric este o relație matematică, adaptarea/schimbarea algoritmului presupune o simplă schimbare a coeficienților relației sau a întregii formule și nu a circuitului care îl implementează;
- scade semnificativ prețul echipamentului de reglare.

Performanțele structurilor exclusiv numerice sunt însă limitate de discretizarea în durată, care afectează dinamica sistemului (timpul de răspuns) și de discretizarea în amplitudine a semnalului care afectează precizia de reglare în amplitudine. Pentru compensarea acestor dezavantaje se pot lua următoarele măsuri:

- proiectarea unor algoritmi de reglare performanți care să compenseze erorile de discretizare;
- utilizarea microcontrollere-lor de viteze cât mai mari și cu un număr cât mai mare de biți;
- folosirea tehnicilor fuzzy și a rețelelor neuronale.

În varianta exclusiv numerică, schema bloc a unui sistem de acționare (figura 4.6.) cuprinde microcontroller-ul, convertorul de putere, motorul și un traductor incremental de deplasare.

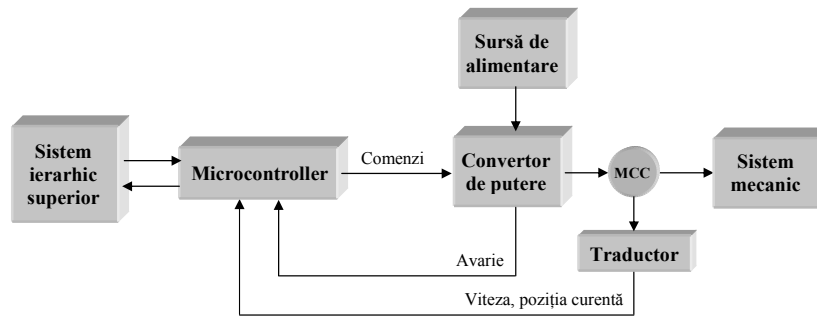


Figura 4.6. Structura de comandă numerică.

Microcontroller-ul este elementul central care asigură toate funcțiile de comandă și reglare. El:

- generează impulsurile de comandă ale comutatoarelor convertorului de putere direct de la un port de ieșire (cu izolare galvanică adecvată);
- este capabil să genereze, în afara funcțiilor și operațiilor necesare în comanda propriu-zisă, și alte funcții suplimentare cum ar fi limitarea prin calcul a curentului din înfășurarea de comandă a motorului fără a se folosi traductor de curent;
- poate modifica și/sau adăuga anumite funcții foarte ușor, prin schimbări în program.

Microcontroller-ele destinate comenzii acționărilor electrice se pot clasifica, în funcție de destinația lor, în:

- microcontrollere pe 8 biți, de uz general și preț scăzut, pentru reglarea vitezei și/sau poziției motoarelor de curent continuu; acestea conțin doar un timer și un convertor A/D intern;
- microcontrollere pe 8 biți, de performanțe medii, destinate sistemelor de control care necesită mai multă capacitate decât o reglare de viteză; acestea conțin ieșiri PWM, intrări de captură și convertoare A/D interne;
- controllere pe 16 sau 32 de biți, destinate sistemelor de comandă de precizie a motoarelor electrice utilizate în automatizări industriale; ele se bazează pe un CPU de mare viteză și un sistem complex de timere.

Compararea diferitelor microcontrollere destinate comenzii motoarelor se face pe baza următoarelor criterii: durata ciclului instrucțiunii, dimensiunea și tipul memoriei, numărul de biți și rezoluția cu care sunt generate impulsurile de comandă modulate în durată, timpul de conversie și numărul de biți ai convertorului A/D, numărul intrărilor de întrerupere și preț.

În funcție de preț, microcontroller-ele destinate controlului motoarelor sunt:

- de preț scăzut, care costă mai puțin de 2\$; sunt pe 4 sau 8 biți și conțin un timer și un convertor A/D.
- de preț mediu, care costă între 2 – 5\$; sunt, în mod normal pe 8 biți, dar pot fi și pe 16 biți, prețul lor variind funcție de tipul memoriei interne;
- de preț ridicat, care costă între 5 – 30\$ și sunt utilizate în sisteme de comandă de precizie necesare în strategii complexe de control; conțin un nucleu pe 16 sau 32 biți și un sistem complex de timere.

Pentru a rămâne competitiv, fiecare producător de controllere acționează permanent pentru reducerea costurilor, scăderea puterii consumate și reducerea nivelului radiațiilor electromagnetice în conformitate cu prevederile regulamentare impuse de normele în vigoare. Ca urmare a acestor constrângeri s-au elaborat algoritmi și tehnologii noi capabile să rezolve atât creșterea performanțelor cât și reducerea prețului [122] [123].

Utilizarea procesoarelor de semnal (DSP – **D**igital **S**ignal **P**rocessor) conferă o serie suplimentară de avantaje:

- se asigură viteze de operare și rezoluții mai mari;
- se pot utiliza algoritmi de reglare performanți, care fac posibilă reducerea numărului de senzori și traductoare utilizate, și, implicit, a prețului întregului sistem de acționare;
- se pot efectua calcule numeroase în timp scurt, fiind dotate cu instrucțiuni puternice (multiplicare și adunare simultană) [164].

Pentru comanda și controlul motoarelor electrice se preferă procesoare DSP pe 16 biți, cu virgulă fixă, deoarece pot asigura o reglare optimă și sunt mult mai ieftine. Dacă unele aplicații solicită o putere de calcul sporită se pot folosi tot aceste procesoare cu virgulă fixă și anumite programe capabile să efectueze calculele cu virgulă mobilă [7], [136].

În plus, un procesor performant, cum este microprocesorul DSP, este deosebit de util și din alte considerente:

- asigură o reglare optimă în toată gama de viteză, ceea ce permite o dimensionare mai economică a circuitelor electronice de putere;
- are ieșiri PWM de rezoluție ridicată cu care se pot comanda direct comutatoarele de putere;
- permite reducerea armonicilor curentului de intrare;
- prin implementarea de algoritmi performanți se obțin oscilații mai mici ale cuplului dezvoltat de motor, ceea ce determină o reducere a

- vibrațiilor mecanice și o durată de viață mai lungă a sistemelor de acționare;
- conferă o mai bună comportare sistemelor de acționare electrică a roboților industriali, prin posibilitatea generării, în timp real, a unor traiectorii de mișcare aproape optimale;
- permite sintetizarea unui sistem întreg de conducere într-o singură capsulă.

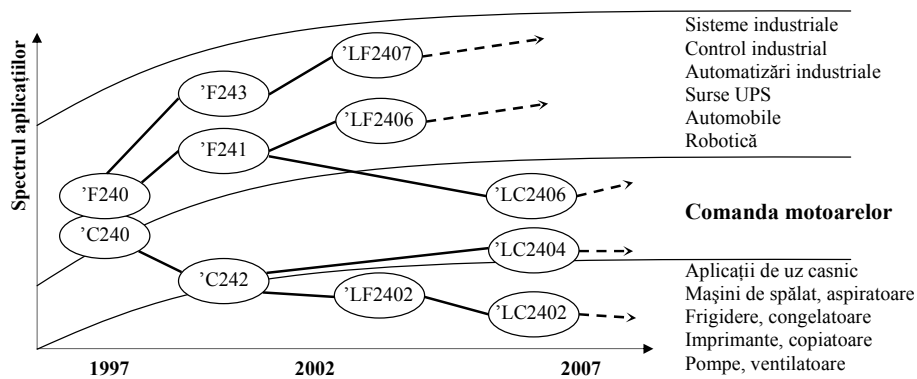


Figura 4.7. Spectrul aplicațiilor procesoarelor din familia TMS320x24xx.

Pentru aplicații deosebite, microprocesoarele DSP pot oferi și alte avantaje suplimentare:

- admit conducerea sistemelor multivariabile (complexe) și folosirea tehnicilor moderne cum sunt cele cu logică fuzzy și rețele neuronale;
- permit implementarea sistemelor de conducere adaptive având viteza de calcul necesară pentru a monitoriza și a conduce sistemul de acționare;
- pot monitoriza spectrul de frecvență al vibrațiilor mecanice prin utilizarea analizei spectrale și a transformatei Fourier rapide, și, pe această bază, pot efectua o diagnosticare, adică pot prezice, în faze incipiente, stările de avarie;
- permit sintetizarea filtrelor de absorbție de bandă îngustă cu care se evită rezonanța mecanică pe anumite frecvențe care ar putea determina o instabilitate a sistemului de reglare [7], [136].

Texas Instruments a proiectat platforma TMS320C240 destinată comenzi digitale a motoarelor electrice (figura 4.7.) [159], [185]. Ea asigură un nivel ridicat al performanțelor și un cost redus al întregului sistem de comandă [7], [42], [43].

Avantajele utilizării microprocesoarelor DSP 'C24x sunt subliniate în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1. Avantajele oferite de procesoarele familiei TMS320C24x.

Caracteristică	Avantaje
Modularea impulsurilor de comandă în durată	Reduce zgomotul produs de motor; Reduce rezonanța mecanică Reduce gabaritul filtrelor EMI de intrare

Controlul vitezei fără utilizarea senzorilor	Înlocuiește senzorii cu rutine de estimare a vitezei
Controlul vitezei	Elimină cuplajul mecanic dintre tahogenerator și motor Îmbunătățește randamentul sistemului de reglare
Corecția factorului de putere	Elimină controllerul PFC extern Reduce vârfurile de curent Reduce dimensiunea plăcii cablajului imprimat
Compensarea vârfurilor de tensiune pe traseele de alimentare	Reduce dimensiunea și costul condensatoarelor de decuplare Compensează vârfurile tensiunii pe magistrala de alimentare
Controlul orientat după câmp	Îmbunătățește performanțele dinamice Optimizează raportul cuplu/amplificare Reduce vârfurile curentului pe durata procesului tranzitoriu
Controlul adaptiv	Compensează parametrii sistemului în cazul modificării sarcinii sau a înlocuirii motorului

Pe baza caracteristicilor și a avantajelor prezentate mai sus se poate realiza o schemă bloc a unui sistem de reglare automată a vitezei și poziției unui MCC (figura 4.8).

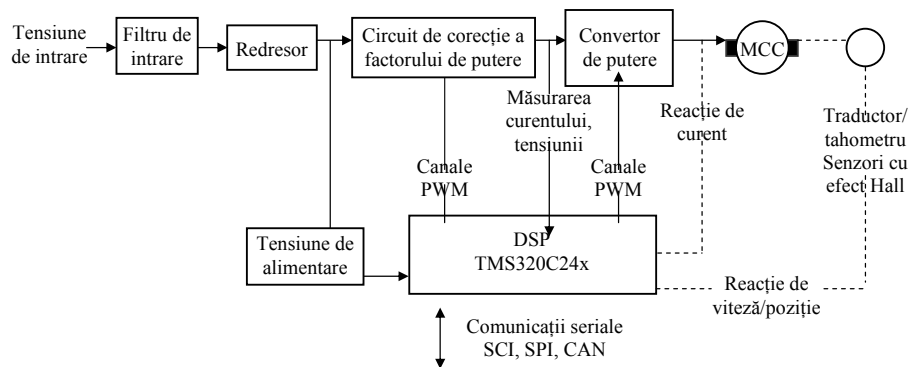


Figura 4.8. Schema bloc generală a sistemului de reglare automată a vitezei și poziției unui MCC.

4.5. SISTEM DE REGLARE AUTOMATĂ NUMERIC

4.5.1. Considerații generale

Microcontrolerele se pot utiliza pentru comanda MCC, MCA, MPP și BLDC. Cea mai importantă funcție a lor o constituie comanda convertorului de putere pe baza unui algoritm de reglare. Reglatoarele implementate pot fi de tip P, PI, PD și PID. Performanțele cele mai bune le asigură reglatoarele PID [77], [89], [173], [182] care furnizează, pe baza semnalului de eroare $e(t)$, un semnal de comandă $u(t)$ de forma:

$$u(t) = k_p \cdot \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) dt + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (4.24)$$

În care k_p , T_i și T_d sunt coeficientul de proporționalitate, constanta de timp de integrare și de derivare.

Performanțele sistemului de reglare se apreciază pe baza răspunsului indicial (figura 4.9.).

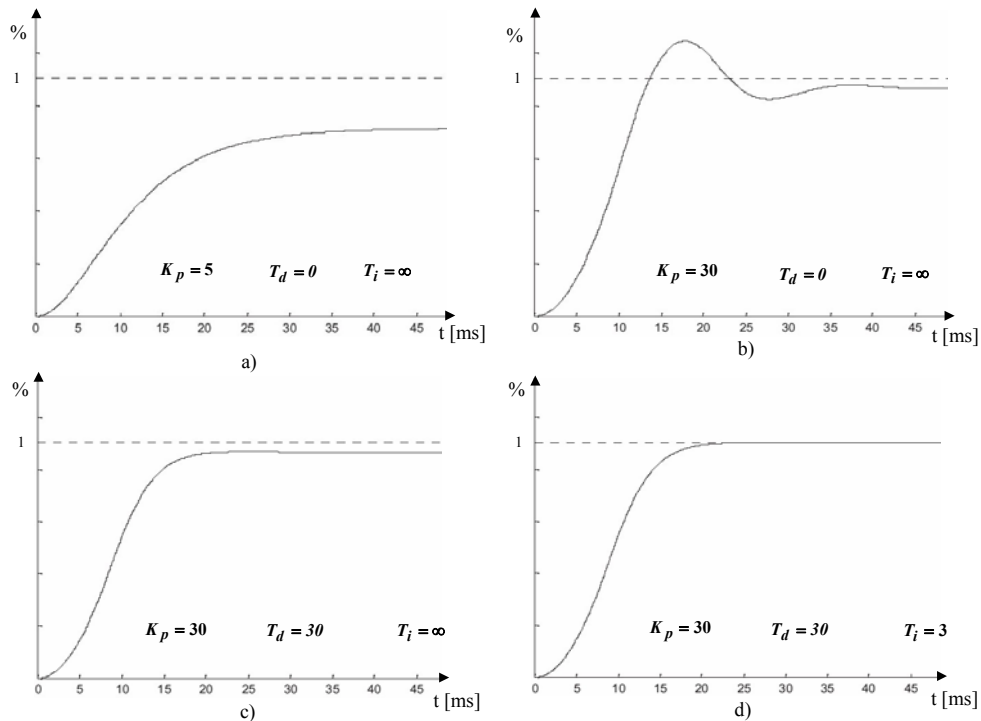


Figura 4.9. Răspunsul regulatorului PID la un semnal treaptă.

Fiecare componentă a sistemului de reglare are un rol bine stabilit și determină un comportament specific. Componenta proporțională (P) reacționează imediat ce apare o schimbare a valorii erorii și furnizează un semnal de comandă constant (figura 4.9.a). Creșterea amplificării în buclă, prin alegerea unui coeficient k_p de valoare mare, asigură un răspuns rapid și o eroare în regim staționar foarte mică, dar generează supracreșteri și oscilații iar sistemul poate deveni instabil (figura 4.9.b). Componenta integrativă (I) produce creșterea semnalului de comandă atâta timp cât există eroarea. Un controller I este puțin mai lent dar, deși utilizarea sa determină scăderea erorii și, implicit, eliminarea erorii în regim staționar (figura 4.9d), poate atrage instabilitatea sistemului de reglare, impunându-se astfel reducerea coeficientului de proporționalitate k_p . Componenta derivativă (D) reacționează foarte repede numai în momentul în care apare o

eroare, *îmbunătățește stabilitatea* dar mărește timpul de răspuns [77], [90], [175], [187].

Un regulator PID are toate caracteristicile prezentate mai sus la care se adaugă cele care decurg din acțiunea combinată a componentelor. Acțiunea PD are efect de reducere a suprareglajului și de atenuare a oscilațiilor (figura 4.9c) și astfel, se poate alege o constantă k_p mai mare, dar timpul de derivare T_d nu poate fi mărit prea mult deoarece crește sensibilitatea la zgomotul de înaltă frecvență. Efectele pozitive și negative ale acțiunii PI devin mai evidente prin micșorarea constantei de integrare T_i : crește amplificarea frecvențelor joase dar scade marginea de fază și sistemul poate deveni instabil.

Acțiunea combinată a celor trei componente (P, I, D) poate genera și dezavantaje. Chiar dacă acțiunea fiecărei componente, în parte, este simplu de explicat, uneori este dificil de precizat cum vor lucra toate trei împreună (de exemplu dacă se adaugă o componentă I mai agresivă, unei componente P, poate rezulta o instabilitate în buclă închisă, dar dacă se adaugă o componentă P uneia I atunci se previne instabilitatea sistemului) [175].

Din acest motiv, alegerea constantelor k_p , T_i și T_d (acordarea regulatorului) trebuie făcută astfel încât semnalul de comandă să asigure performanțele, în buclă închisă, dorite. Comanda trebuie să fie suficient de agresivă pentru a elimina erorile și a nu genera altele. Modalitatea de acordare depinde de specificul aplicației, de modul cum răspunde procesul la efortul de corectare al controllerului.

În literatura de specialitate sunt prezentate trei modalități de selecție a celor trei constante care asigură un nivel acceptabil al performanțelor controller-ului [173]:

1). **Metoda euristică** („trial-and-error”) presupune alegerea, modificarea constantelor și urmărirea modului în care se manifestă sistemul de reglare față de noua eroare. Dacă aceasta este eliminată în timp scurt, constantele sunt bine alese. Dacă, însă, procesul este prea lent, sau prea agresiv, se crește sau se scade una sau mai multe constante. Este o metodă intuitivă, dificil de realizat care depinde foarte mult de experiență proiectantului.

2). **Metodele analitice** sunt mult mai riguroase. Ele se bazează pe cunoașterea exactă a modelului matematic al părții fixate a procesului reglat. Dacă se poate realiza un astfel de model atunci comportarea sa poate fi descrisă cu ajutorul unor criterii de performanță. Pe baza acestora, literatura de specialitate oferă multe tehnici analitice de transformare a lor în constante de reglare. Fiecare tehnică utilizează modele și metode matematice diferite în funcție de specificul procesului reglat. Pentru procesele rapide, cum sunt și reglarea curentului și turației motoarelor electrice, se utilizează predominant criteriul modulului în varianta Kessler și criteriul simetriei [46] [158].

Criteriul modulului conduce la o comportare optimă (ideală) a sistemului de reglare în raport cu intrarea de referință și cu perturbațiile aditive atât în regim staționar cât și în regim tranzitoriu. Mărimea de ieșire (figura 4.10), obținută ca o sumă a efectelor mărimii de referință $R(s)$ și a perturbației $P(s)$ este dată de relația:

$$Y(s) = H_O(s) \cdot R(s) + H_{Op}(s) \cdot P(s) \quad (4.25)$$

în care $H_O(s)$ și $H_{Op}(s)$ sunt funcțiile de transfer ale sistemului de reglare în buclă închisă scrise în raport cu intrarea, respectiv în raport cu perturbația:

$$H_O(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{H_R(s) \cdot H_F(s)}{1 + H_R(s) \cdot H_F(s)} \quad (4.26)$$

$$H_{Op}(s) = \frac{Y(s)}{P(s)} = \frac{H_F(s)}{1 + H_R(s) \cdot H_F(s)} \quad (4.27)$$

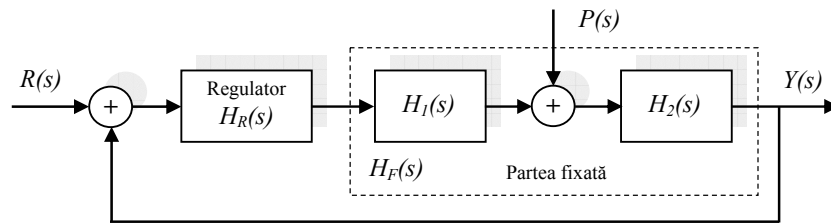


Figura 4.10. Schema unui sistem de reglare automat supus unei perturbații aditive.

Pentru o comportare ideală a sistemului supus acțiunii unui semnal treaptă aplicat la intrare și unei perturbații, trebuie îndeplinite condițiile:

$$\begin{aligned} H_O(s) &= 1 \\ H_{Op}(s) &= 0 \end{aligned} \quad (4.28)$$

În domeniul frecvențelor, condițiile (4.28) se scriu sub forma:

$$\begin{aligned} M_O(\omega) &= |H_O(j\omega)| = 1 \\ M_{Op}(\omega) &= |H_{Op}(j\omega)| = 0 \\ \arg H_O(j\omega) &= 0 \end{aligned} \quad (4.29)$$

În sistemele de reglare reale nu este posibilă îndeplinirea exactă a acestor condiții însă se urmărește determinarea unor parametri ai regulatorului care să satisfacă aceste condiții cât mai exact.

Pentru procesele rapide se recomandă folosirea *variantei Kessler* a criteriului modulului. Aceasta permite stabilirea unor relații de acordare care asigură simultan o comportare bună atât în raport cu semnalele de intrare cât și în raport cu perturbațiile, fără a trata separat asigurarea anumitor performanțe. Conform acestei variante, algoritmul de reglare $H_R(s)$ se recomandă a avea forma [35], [46], [54]:

$$H_R(s) = \frac{\prod_{k=1}^m (1 + \theta_k \cdot s)}{\theta \cdot s} \quad (4.30)$$

în care θ și θ_k sunt constante de timp.

Funcția de transfer a părții fixate, în cazul proceselor rapide, este:

$$H_F(s) = \frac{K_f}{(T_\Sigma s + 1) \cdot \prod_{k=1}^n (T_k s + 1)} \quad (4.31)$$

unde: T_k - constantele de timp dominante ale procesului reglat care, în general, au valori mai mici de 10 secunde;

T_{Σ} - suma constantelor de timp parazite ale părții fixate, $T_{\Sigma} \ll T_k$.

K_f este coeficientul de transfer al părții fixate,

Funcția de transfer a sistemului în buclă deschisă este:

$$H_d(s) = H_R(s) \cdot H_F(s) = \frac{\prod_{k=1}^m (1 + \theta_k \cdot s) \cdot K_f}{\theta \cdot s \cdot (T_{\Sigma} s + 1) \cdot \prod_{k=1}^n (T_k s + 1)} \quad (4.32)$$

Eroarea în regim staționar este nulă $\varepsilon_{st} = 0$ datorită prezenței polului în origine. Pentru obținerea performanțelor optime trebuie îndeplinite următoarele condiții:

$$\begin{aligned} m &= n \\ \theta_k &= T_k \\ \theta &= 2 \cdot K_f \cdot T_{\Sigma} \end{aligned} \quad (4.33)$$

În aceste condiții funcția de transfer a sistemului în buclă deschisă este:

$$H_d(s) = \frac{1}{2 \cdot T_{\Sigma} \cdot s \cdot (T_{\Sigma} \cdot s + 1)} \quad (4.34)$$

iar funcția de transfer a sistemului în buclă închisă este:

$$H_o(s) = \frac{H_d(s)}{1 + H_d(s)} = \frac{1}{2 \cdot T_{\Sigma}^2 \cdot s^2 + 2 \cdot T_{\Sigma} \cdot s + 1} \quad (4.35)$$

Se remarcă faptul că funcția de transfer este dependentă numai de suma constantelor de timp parazite ale părții fixate T_{Σ} . Din echivalența relației (4.35) cu un sistem de ordinul al doilea cu parametrii ξ și ω_n se obțin și celelalte performanțe ale regulatorului:

$$H_o(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (4.36)$$

$$\omega_n = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot T_{\Sigma}} \quad \xi = \frac{1}{2 \cdot T_{\Sigma} \cdot \omega_n} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cong 0,7 \quad (4.37)$$

În aceste condiții se obține valoarea suprareglajului de $\sigma = 4,3\%$, durata procesului tranzitoriu de $t_t = 6,73 \cdot T_{\Sigma}$ iar eroarea staționară pentru o mărime de intrare de tip rampă unitară de $\varepsilon_{st} = 2 \cdot T_{\Sigma}$.

Criteriul simetriei, elaborat tot de C. Kessler, se aplică în cazul sistemelor de reglare cu semnale de intrare liniar variabile în timp și permite obținerea unei erori staționare nule prin plasarea unui pol de ordinul doi în origine în funcția de transfer a sistemului deschis $H_d(s)$.

Deoarece calitatea procesului tranzitoriu este determinată de aspectul caracteristicilor de frecvență în zona pulsațiilor de tăiere, se poate admite aproximarea [35], [46] $T_k \cdot s + 1 \cong T_k \cdot s$. În aceste condiții, ecuația (4.31) devine:

$$H_F(s) = \frac{K_f}{(T_{\Sigma} s + 1) \cdot \prod_{k=1}^n T_k s} \quad (4.38)$$

Criteriul simetriei păstrează forma (4.30) a funcției de transfer $H_R(s)$ a regulatorului. Impunând condiția $m = n$, rezultă funcția de transfer a sistemului în buclă deschisă:

$$H_d(s) = H_R(s) \cdot H_F(s) = \frac{K_f \cdot \prod_{k=1}^n (\theta_k s + 1)}{\theta \cdot s \cdot (T_\Sigma s + 1) \prod_{k=1}^n T_k s} \quad (4.39)$$

În [35], [76] se arată că, pentru o comportare optimă a sistemului de reglare, trebuie îndeplinite următoarele condiții:

- toate constantele de timp de la numărătorul funcției de transfer a regulatorului trebuie să fie egale și să aibă valoarea $\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n = 4 \cdot n \cdot T_\Sigma$;
- constanta de timp θ se determină cu ajutorul relației:

$$\frac{\theta}{K_f} \cdot \frac{\prod_{k=1}^n T_k}{\prod_{k=1}^n \theta_k} = 2T_\Sigma. \quad (4.40)$$

După efectuarea unor calcule simplificatoare, funcția de transfer a sistemului în buclă deschisă devine:

$$H_d(s) = \frac{4T_\Sigma s + 1}{8T_\Sigma^2 s^2 (T_\Sigma s + 1)} \quad (4.41)$$

iar funcția de transfer a sistemului în buclă închisă este:

$$H_0(s) = \frac{4T_\Sigma s + 1}{8T_\Sigma^3 s^3 + 8T_\Sigma^2 s^2 + 4T_\Sigma s + 1} = \frac{4T_\Sigma s + 1}{(4T_\Sigma^2 s^2 + 2T_\Sigma s + 1)(2T_\Sigma s + 1)} \quad (4.42)$$

Astfel, prin utilizarea criteriului simetriei, funcția de transfer a sistemului în buclă închisă este dependentă numai de suma constantelor de timp parazite ale părții fixate T_Σ eliminându-se influența coeficientului K_f și a constantelor de timp T_k .

În această relație pot fi puse în evidență pozițiile polilor și zerourilor:

$$H_0(s) = \frac{\frac{1}{2T_\Sigma} \cdot (s + \frac{1}{4T_\Sigma})}{(s^2 + \frac{1}{2T_\Sigma} s + \frac{1}{4T_\Sigma^2}) \cdot (s + \frac{1}{2T_\Sigma})} = \frac{\frac{\omega_n p_3}{z} (s + z)}{(s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2)(s + p_3)} \quad (4.43)$$

Prin identificare se obțin:

$$\begin{aligned} \omega_n &= \frac{1}{2T_\Sigma} & \xi &= \frac{1}{2\omega_n} = 0,5 \\ p_3 &= \frac{1}{2T_\Sigma} & z &= \frac{1}{4T_\Sigma} \end{aligned} \quad (4.44)$$

Dacă în (4.38) se consideră $n = 1$, funcția de transfer a părții fixate devine:

$$H_F(s) = \frac{K_f}{(T_Y s + 1) \cdot T_I s} \quad (4.45)$$

iar funcția de transfer a regulatorului:

$$H_R(s) = \frac{1 + 4T_Y s}{2K_f T_Y \frac{4T_Y}{T_I} s} \quad (4.46)$$

În aceste condiții se obține valoarea suprareglajului de $\sigma = 43\%$, durata procesului tranzitoriu de $t_t \cong 11 \cdot T_Y$ și eroare staționară nulă. Valoarea ridicată a suprareglării arată că nu este recomandabilă folosirea criteriului simetriei în cazul sistemelor de reglare supuse acțiunii unor semnale de tip treaptă.

3). **Metodele experimentale** de acordare optimă a reguletoarelor nu necesită operații prealabile de identificare a parametrilor părții fixate. Experimentarea se efectuează cu bucla de reglare în funcțiune, cu mărirea de referință și cu mărimile perturbatoare menținute constante. Se modifică anumiți parametri ai regulatorului până când sistemul de reglare ajunge la limita de stabilitate, adică până când apar oscilații de amplitudine constantă ale mărimii de ieșire. Din această categorie fac parte mai multe metode care se deosebesc fie prin relațiile recomandate pentru acordarea optimă, fie prin modul de efectuare a operațiilor elementare.

Metoda Ziegler-Nichols a fost propusă inițial în anul 1942 de John G. Ziegler și Hathaniel B. Nichols de la Taylor Instruments și a rămas populară până astăzi pentru că e simplă și poate fi aplicată oricărui proces descris de o ecuație de forma (4.24). Ei au publicat două tehnici de alegere a constantelor k_p , T_i și T_d pentru a obține un răspuns indicial, în buclă închisă, rapid și cu puține oscilații.

Prima tehnică se bazează pe răspunsul sistemului în buclă deschisă. În funcție de panta tangentei la curba de reacție (figura 4.11.), se determină constanta de timp a procesului T , timpul de întârziere d și amplificarea K . Ziegler și Nichols au ajuns la concluzia că cea mai bună alegerea a constantelor satisface relațiile:

$$k_p = \frac{1,5 \cdot T}{K \cdot d} \quad T_i = 2,5 \cdot d \quad T_d = 0,4 \cdot d \quad (4.47)$$

În acest mod se obține un regulator apt să elimine perturbațiile, rapid și cu puține oscilații („not-too-oscillatory”).

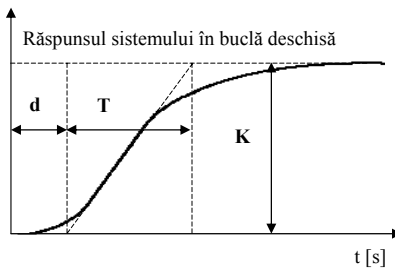


Figura 4.11. Curba de reacție a lui Ziegler-Nichols.

Cealaltă tehnică elaborată presupune anularea acțiunii derivate și integrative, în buclă închisă, prin adoptarea valorilor $T_d = 0$ și $T_i = \infty$. Coeficientul de proporționalitate k_p se crește până când sistemul de reglare ajunge la limita de

stabilitate și orice perturbație produce oscilații neamortizate. Valoarea acestui coeficient, la limita de stabilitate, a fost denumită de Ziegler-Nichols, amplificarea finală P_U iar perioada oscilațiilor generate, perioadă finală, T_U . Constantele k_p , T_i și T_d se determină conform relațiilor [46], [174]:

$$k_p = 0,75 \cdot P_U \quad T_i = 0,625 \cdot T_U \quad T_d = 0,1 \cdot T_U \quad (4.48)$$

Metoda Offereins este asemănătoare cu metoda Ziegler-Nichols, doar că alegerea constantelor T_i și T_d presupune utilizarea unui alt algoritm de calcul [35].

În literatură [35], [46], [54] sunt precizate și alte metode practice de determinare a parametrilor optimi de acord, în special pentru sistemele de acționare cu timp mort. Relațiile lui W.Oppelt, ale lui Cohen-Coon, ale lui Kopelovici, ale lui Smith și Murrill sau ale lui Chien, Hrones și Reswick, foarte asemănătoare între ele, au fost stabilite pe baza unor cercetări experimentale pe modele și permit calcularea parametrilor de acord ce intervin în cazul reguletoarelor P, PI și PID pentru procese ce conțin o constantă de timp și un timp mort.

Indiferent de metoda aleasă, regulatorul trebuie acordat în funcție de specificul aplicației [174], [182].

În funcție de structura lor, sistemele de reglare pot fi analogice sau numerice. În momentul actual se preferă cele numerice datorită avantajelor pe care le oferă:

- viteză și precizie de prelucrare a informației ridicate;
- posibilitatea utilizării unor algoritmi de reglare evoluți, ușor de implementat pe cale numerică;
- siguranță în funcționare ridicată, determinată atât de prezența sistemelor numerice cât și de funcțiile de reglare utilizate.

Metodele de proiectare și criteriile de alegere și acordare a algoritmilor de reglare numerică sunt determinate de particularitățile sistemelor numerice. În funcție de natura procesului, de dinamica acestuia, pot fi utilizați algoritmi de reglare convenționali, obținuți prin discretizarea algoritmilor continui, sau pot fi folosiți algoritmi evoluți obținuți prin metode de proiectare specifice sistemelor numerice [29], [30].

În primul caz, alegerea unor perioade de discretizare reduse asigură o comportare a algoritmului și a întregului sistem apropiată de comportarea sistemului continuu (se pot utiliza metodele folosite la proiectarea sistemelor continue). Alegerea unei perioade de discretizare de valoare foarte mică solicită un controller mai complex, pe mai mulți biți și cu viteză mare de procesare. O creștere a perioadei de discretizare T_e asigură posibilitatea implementării unor algoritmi de reglare evoluți, însă o valoare prea mare a perioadei T_e , poate determina instabilitatea sistemului.

Discretizarea algoritmilor continui urmărește obținerea unor relații de calcul cât mai simple și comod de implementat, o structurare a algoritmului cu performanțe cât mai bune. Cele mai utilizate metode de discretizare sunt: metoda dreptunghiului și metoda trapezelor.

Algoritmul PID, descris de ecuația (4.24.), discretizat cu metoda dreptunghiului are următoarea formă:

$$u(k) = k_p \cdot \left[e(k) + \frac{T_e}{T_i} \cdot \sum_{n=0}^k e(n) + T_d \cdot \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e} \right] + u(0) \quad (4.49)$$

în care $e(k)$ reprezintă eroarea eșantionată la momentul k , iar $u(0)$ comanda inițială.

Un algoritm mai eficient și mai performant, care nu necesită a fi inițializat, compatibil cu elemente de execuție de tip integral este algoritmul PID incremental descris de ecuația:

$$u(k) = u(k-1) + q_0 \cdot e(k) + q_1 \cdot e(k-1) + q_2 \cdot e(k-2) \quad (4.50)$$

Acest algoritm se obține dacă se calculează termenul $u(k-1)$ cu relația (4.49) și se scade din această relație. După determinarea coeficienților q_0 , q_1 și q_2 și aplicarea transformatei z , se obține următoarea formă a funcției de transfer:

$$H_R(z) = \frac{q_0 + q_1 \cdot z^{-1} + q_2 \cdot z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (4.51)$$

Metoda trapezelor de discretizare permite obținerea echivalentului discret al unui algoritm aproximând operația de integrare prin intermediul unor relații de forma:

$$y(kT_e) = \frac{T_e}{2} \cdot \left[\sum_{i=1}^k u(iT_e) + u(i-1)T_e \right] \quad (4.52)$$

$$y(kT_e) - y(k-1)T_e = \frac{T_e}{2} \cdot [u(kT_e) + u(k-1)T_e] \quad (4.53)$$

Funcția de transfer a integratorului numeric, obținută prin aplicarea transformatei z relației (4.45), este:

$$H(z) = \frac{T_e}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.54)$$

Această metodă presupune calculul unor coeficienți pe baza unor relații care sunt diferite de cele utilizate la metoda dreptunghiului. Ea are avantajul asigurării unei precizii mai bune a procesului de discretizare.

Cunoașterea modelului discret al algoritmilor de reglare, pentru o perioadă de discretizare T_e redusă, permite aplicarea unor criterii de alegere și acordare similare criteriilor utilizate în cazul proceselor continue. În literatură sunt prezentate diverse relații de calcul ale parametrilor algoritmilor de reglare numerică ce satisfac anumite criterii de performanță [54].

4.5.2. Considerații teoretice privind proiectarea sistemului de reglare automată numeric pentru acționarea motorului de curent continuu

Pentru procesele tehnologice la care se pot evidenția mărimi intermediare măsurabile iar funcția de transfer a procesului poate fi scrisă ca un produs de funcții de transfer ce nu conțin mai mult de două constante de timp, se utilizează reglarea în cascadă. Astfel, pe lângă regulatorul principal, destinat reglării mărimii de ieșire, se introduc în schemă regulatoare suplimentare, câte unul pentru fiecare mărime intermediară, care asigură o reglare, și implicit o limitare, simultană a mai multor mărimi din cadrul sistemului, împreună cu mărimea de ieșire.

Alegerea mărimilor intermediare trebuie făcută având în vedere accesibilitatea lor, posibilitatea de măsurare cu mijloace tehnice simple precum și

viteza lor de răspuns la perturbații. Este absolut necesar ca aceste mărimi intermediare să răspundă la perturbații mai repede decât mărimea de ieșire. Respectarea acestor condiții determină o creștere a vitezei de răspuns a sistemului de reglare și o compensare a efectului perturbațiilor ce intervin asupra procesului condus, asigurându-se un grad de invarianță al mărimii de ieșire în raport cu perturbațiile mult mai mare decât în cazul unei reglări convenționale cu un singur regulator.

Dificultățile în obținerea unor performanțe cât mai bune cu ajutorul reglării în cascadă sunt legate de alegerea și acordarea reglatoarelor, având în vedere că reglatoarele buclelor interioare au referința fixată intern de către un alt regulator. În general pentru bucla interioară se recomandă un regulator P, I sau PI iar pentru bucla exterioară un regulator PI.

Pentru ca reglarea în cascadă să fie eficientă în ceea ce privește realizarea unor performanțe superioare față de reglarea convențională, se impune ca:

- performanțele cele mai importante să fie aplicate în cadrul buclei interioare, unde prin acțiunea regulatorului intern se reduce rapid efectul lor;
- constantele de timp ale părții de proces inclusă în bucla de reglare interioară să fie reduse în comparație cu constantele de timp ale buclei principale (se recomandă ca raportul constantelor de timp ale celor două părți ale procesului să fie $3 < \frac{T_1}{T_2} < 5...10$);
- parametrul intermediar supus reglării să fie strâns corelat cu mărimea de ieșire a procesului.

Având în vedere condițiile impuse realizării unei reglări în cascadă, alegerea și acordarea reglatoarelor se face începând cu bucla interioară. Astfel, dat fiind că în cadrul acestei bucle intervin cele mai importante perturbații și se impune realizarea unei viteze mari de răspuns, regulatorul secundar de tip P cu factor mare de amplificare este suficient. Dacă amplificarea acestui regulator este redusă se impune utilizarea unui regulator PI. Efectul D nu este recomandat pentru procese rapide afectate de zgomot și pentru procese cu timp mort.

Acordarea regulatorului P din bucla secundară se face funcționând independent, impunând satisfacerea unei restricții de forma $\varepsilon_{st} \leq \varepsilon_{st-impus}$ pentru o perturbație de tip treaptă și un regim tranzitoriu cu minim de oscilații până la atingerea regimului staționar.

Pentru regulatorul PI, utilizând metoda limitei de stabilitate pentru calculul parametrilor de acord, se recomandă $K_R = 0,45K_{R0}$ și $T_i = 0,8T_0$. Acordarea trebuie ajustată prin încercări pentru a se obține răspunsul dorit.

Regulatorul principal trebuie să asigure o abatere staționară nulă, deci este de tip PI. Dacă procesul are timp mort se recomandă ca T_i să aibă o valoare mai mare în comparație cu procesele fără timp mort. Pentru acordarea regulatorului principal, bucla secundară funcționează ca o parte caracteristică a întregului sistem, utilizându-se în acest scop criteriul modulului, simetriei sau cele experimentale.

Pentru procesele rapide, utilizarea criteriului modulului, varianta Kessler, sau a criteriului simetriei permite determinarea parametrilor de acord ai reglatoarelor începând cu bucla interioară. Dacă bucla interioară cuprinde un proces a cărui funcție de transfer $H_{f2}(s)$ conține o constantă de timp dominantă T_2 și o constantă parazită echivalentă $T_{\Sigma 2}$:

$$H_{02}(s) = \frac{K_{f2}}{(T_2 \cdot s + 1) \cdot (T_{\Sigma 2} \cdot s + 1)} \quad (4.55)$$

alegând un regulator PI conform variantei Kessler, se obține funcția de transfer a acestei bucle sub forma:

$$H_{02}(s) = \frac{H_{R2}(s) \cdot H_{f2}(s)}{1 + H_{R2}(s) \cdot H_{f2}(s)} = \frac{K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right) \cdot \frac{K_{f_e}}{(T_2 s + 1) \cdot (T_{\Sigma 2} s + 1)}}{1 + K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right) \cdot \frac{K_{f_e}}{(T_2 s + 1) \cdot (T_{\Sigma 2} s + 1)}} \quad (4.56)$$

sau, după simplificare ($T_i = T_2$ și $T_i/K_R = 2K_{f2}T_{\Sigma 2}$), se obține:

$$H_{02}(s) = \frac{1}{2T_{\Sigma 2}^2 s^2 + 2T_{\Sigma 2} s + 1} \cong \frac{1}{2T_{\Sigma 2} s + 1} \quad (4.57)$$

deoarece $T_{\Sigma 2}^2 \ll 1$.

Astfel, bucla secundară intervine în componența buclei principale ca un element de întârziere de ordinul întâi.

Performanțele obținute în cadrul buclei secundare sunt cele corespunzătoare aplicării variantei Kessler la alegerea și acordarea reguletoarelor.

Aplicând din nou criteriul modulului pentru bucla principală, după ce se include în funcția de transfer a procesului și constanta parazită $2T_{\Sigma 2}$, se determină parametrii de acord ai regulatorului principal.

$$\text{Dacă } H_{f1}(s) = \frac{K_{f1}}{(T_1 s + 1) \cdot (T_{\Sigma 1} s + 1)}, \quad (4.58)$$

prin considerarea întârzierii introduse de bucla secundară, rezultă următoarea expresie pentru funcția de transfer a părții fixate:

$$H'_{f1}(s) = \frac{K_{f1}}{(T_1 s + 1) \cdot (T_{\Sigma 1} s + 1)} \cdot \frac{1}{(2T_{\Sigma 2} s + 1)} \cong \frac{K_{f1}}{(T_1 s + 1) \cdot (T_{\Sigma 1}' s + 1)} \quad (4.59)$$

(întrucât $T_{\Sigma 1} \cdot 2T_{\Sigma 2} \ll 1$) unde $T_{\Sigma 1}' = T_{\Sigma 1} + 2T_{\Sigma 2}$ reprezintă tot o constantă de timp parazită.

Alegând și acordând regulatorul principal conform variantei Kessler, se obțin și pentru această buclă de reglare performanțe cunoscute, iar funcția de transfer a sistemului se reduce la:

$$H_{01}(s) = \frac{1}{2T_{\Sigma 1}' s + 1} \quad (4.60)$$

În general, pentru unele bucle poate fi folosit criteriul modulului iar pentru altele, criteriul simetriei, în funcție de tipul variației în timp a semnalelor de intrare ale buclelor.

Comanda unui motor electric – în cazul de față a unui MCC - necesită un sistem de reglare în cascadă. Mărimea de ieșire este turația iar mărimea intermediară este curentul rotor. Reglarea turației și limitarea curentului se realizează prin utilizarea a două reguletoare (figura 4.12): unul intern - de curent – și unul extern – de tensiune/turație.

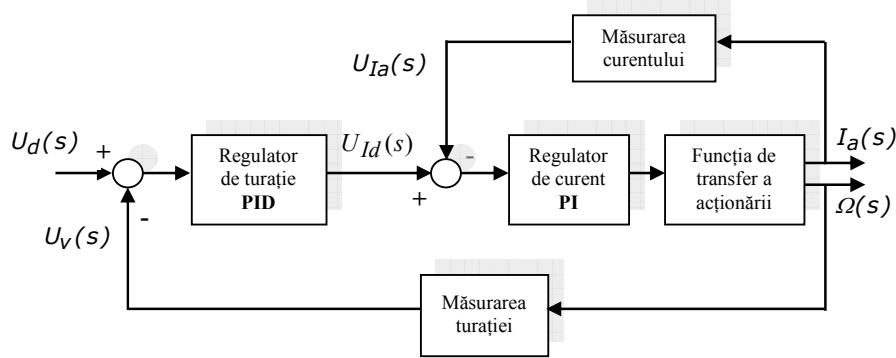


Figura 4.12. Sistem de reglare în cascadă a turației și curentului unui motor de curent continuu.

Alegerea reguletoarelor de curent și de turație se face în concordanță cu performanțele impuse și ținând seama de valoarea constantelor de timp T_m și T_e și de factorul de amplificare al motorului $1/K_e$.

Alegerea și acordarea reguletoarelor se face începând cu bucla interioară. În cadrul acestei bucle intervin cele mai importante perturbații, motiv pentru care reglatorul de curent trebuie să aibă o viteză de răspuns rapidă. Acesta poate să fie de tip P sau PI și trebuie să satisfacă următoarele cerințe:

- să fie de 10 - 100 de ori mai rapid decât reglatorul de turație [46], [187];
- eroarea în regim staționar să fie nulă;
- sunt admise supracreșteri ale curentului rotorului reglat dacă nu depășesc valoarea lor maximă permisă;

Acordarea reguletoarelor din bucla interioară se face funcționând independent și impunându-i satisfacerea unei restricții pentru eroarea staționară de forma $\varepsilon_{st} \leq \varepsilon_{st-impus}$ pentru o perturbație de tip treaptă și un regim tranzitoriu cu minim de oscilații până la atingerea regimului staționar.

Reglatorul din bucla exterioară trebuie să asigure o eroare staționară nulă, deci este de tip PI sau PID. Deoarece bucla interioară intervine în componența buclei exterioare ca un element de întârziere de ordinul întâi se recomandă ca T_i să aibă o valoare mai mare în comparație cu procesele fără timp mort. Alte condiții pe care trebuie să le îndeplinească reglatorul de turație sunt:

- timpul de stabilizare să fie de ordinul secundelor;
- supracreșterea maximă permisă să fie de 5%;
- sistemul să fie stabil și să asigure o rejecție bună a perturbațiilor.

Acordarea celor două reguletoare se face pe baza metodei analitice sau euristice respectând cerințele de mai sus. În cele mai multe cazuri, pentru comanda unui MCC cu excitație independentă, algoritmul optim de reglare se determină folosind varianta Kessler a criteriului modulului pentru bucla interioară de reglare a curentului și criteriul simetriei sau criteriul „Dead Beat” pentru bucla exterioară de reglare a turației [46], [74].

Dacă se aproximează comportarea elementului de execuție printr-o funcție de transfer de forma [36], [74]:

$$H_e(s) = \frac{K_e}{1 + s\tau_\mu} \quad (4.61)$$

iar pentru funcția de transfer $H_1(s)$ se consideră expresia [36], [74]:

$$H_1(s) = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + sT} \quad (4.62)$$

funcția de transfer a părții fixate corespunzătoare buclei de reglare a curentului poate fi scrisă sub forma:

$$H_{f1}(s) = \frac{K_c \cdot K_i}{R \cdot (1 + s\tau_\mu) \cdot (1 + s\tau_i) \cdot (1 + sT)}, \quad (4.63)$$

unde K_i și τ_i reprezintă parametrii caracteristici ai traductorului de curent.

Cu notațiile $K_{1i} = \frac{K_c \cdot K_i}{R}$ și $T_{\Sigma i} = \tau_\mu + \tau_i$, funcția de transfer $H_{f1}(s)$ devine:

$$H_{f1}(s) = \frac{K_{1i}}{(1 + sT_{\Sigma i}) \cdot (1 + sT)} \quad (4.64)$$

Pentru această funcție de transfer, conform variantei Kessler, algoritmul optim de reglare este:

$$H_{R1}(s) = \frac{K_R \cdot (1 + sT_i)}{sT_i} \quad (4.65)$$

cu parametrii optimi de acord $T_i = T$ și $\frac{K_R}{T_i} = \frac{1}{2K_{1i}T_{\Sigma i}}$ (4.66)

Ținând seama de (4.64) și (4.65), funcția de transfer echivalentă a buclei de reglare a curentului se reduce la forma:

$$H_{oj}(s) = \frac{1 + s\tau_i}{K_i} \cdot \frac{1}{1 + 2sT_{\Sigma i} + 2s^2T_{\Sigma i}^2} \cong \frac{1 + s\tau_i}{K_i} \cdot \frac{1}{1 + 2sT_{\Sigma i}} \quad (4.67)$$

Funcția de transfer echivalentă a părții fixate corespunzătoare buclei de reglare a turației este [36], [74]:

$$H_{f2}(s) = \frac{1 + s\tau_i}{K_i} \cdot \frac{K_m}{1 + 2sT_{\Sigma i}} \cdot \frac{K_n}{1 + s\tau_\mu} \cdot \frac{K_2}{sT_m} \cong \frac{K_{2\Omega}}{s(1 + sT_{\Sigma\Omega})T_m} \quad (4.68)$$

unde: $K_{2\Omega} = \frac{K_m \cdot K_n \cdot K_2}{K_i}$ și $T_{\Sigma\Omega} = \tau_\mu + 2T_{\Sigma i} - \tau_i$ unde $T_{\Sigma\Omega}$ reprezintă o constantă de timp echivalentă de ordinul milisecundelor.

Acordând regulatorul de turație/tensiune după criteriul simetriei, care asigură o comportare optimă a buclei de reglare pentru o variație în rampă a mărimii de intrare (sau pentru o variație treaptă a cuplului rezistent care reprezintă perturbația sistemului și se transmite la ieșire după efectuarea integrării în blocul cu funcția de transfer $\frac{K_2}{T_m s}$), se obține un algoritm de reglare PI:

$$H_{R\Omega}(s) = \frac{K_{R\Omega}(1 + T_{i\Omega}s)}{T_{i\Omega}s} \quad (4.69)$$

cu următoarele valori ale parametrilor de acord:

$$T_{i\Omega} = 4T_{\Sigma\Omega} \text{ și } \frac{K_R}{T_{i\Omega}} = \frac{I_m}{8K_{2\Omega}T_{\Sigma\Omega}^2}$$

O asemenea alegere și acordare optimă a reguletoarelor de curent și de turație asigură o comportare dinamică optimă a sistemului de acționare cu MCC.

Printr-o alegere corespunzătoare a parametrilor intermediari, reglarea în cascadă asigură performanțe superioare în comparație cu reglarea convențională a mărimii de la ieșire cu un singur regulator.

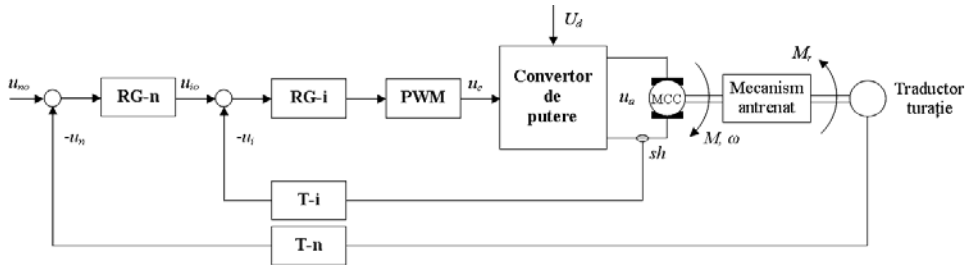


Figura 4.13. Schema de principiu restructurată a unui SRA în cascadă.

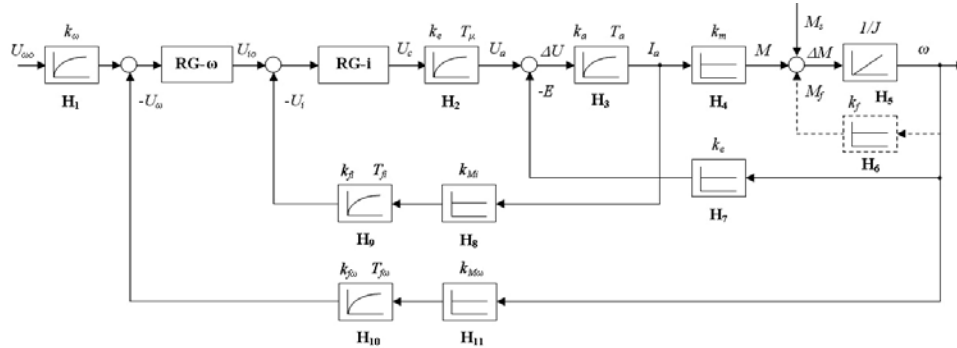


Figura 4.14. Schema bloc informațională aferentă unui SRA în cascadă.

Schema bloc informațională aferentă structurii din figura 4.13 [185] și utilizată la calculul de acordare a parametrilor reguletoarelor este prezentată în figura 4.14. Cele două reguletoare se proiectează separat.

4.5.2.1. Proiectarea regulatorului de curent

Schema bloc informațională aferentă calculului algoritmic este prezentată în figura 4.15. Pentru calculul RG-i, schema procesului tehnologic (PT) se transpune conform figurii 4.16.

Așa cum s-a arătat în paragraful 4.1 – relațiile (4.19), (4.20), (4.21) – pentru un tip uzual de MCC, funcția de transfer este de forma:

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{I_a(s)}{U_a(s)} \cdot \frac{\Omega(s)}{I_a(s)} = H_{p1}(s) \cdot H_{p2}(s) \quad (4.70)$$

în care:

$$H_{p1}(s) = \frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{\frac{s \cdot T_m}{R_a}}{(1 + s \cdot T_m) \cdot (1 + s \cdot T_e)} \quad (4.71)$$

respectiv:

$$H_{p2}(s) = \frac{\Omega(s)}{I_a(s)} = \frac{K_e}{s \cdot J} \quad (4.72)$$

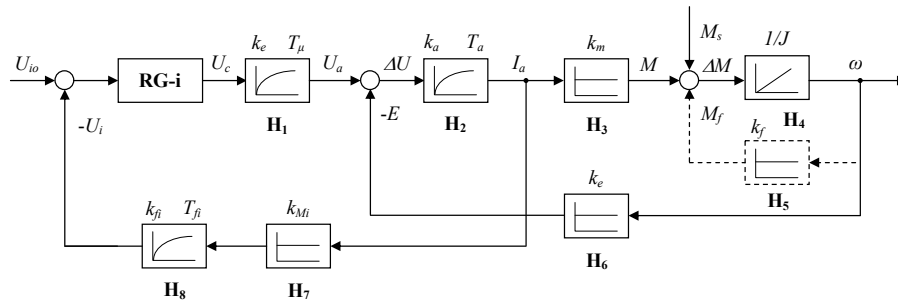


Figura 4.15. Schema bloc informațională aferentă calculului algoritmic al RG-i.

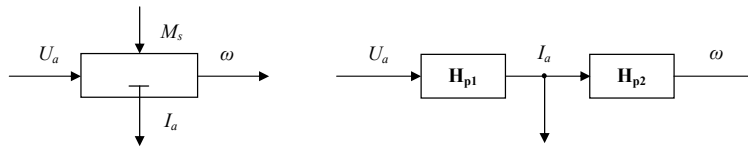


Figura 4.16. Schema PT transpusă pentru calculul RG-i.

Deoarece $T_m \gg T_e$ semnalul de reacție $E(s)$ poate fi privit ca o perturbație. În consecință relația (4.71) devine:

$$H_{p1}(s) = \frac{1}{R_a} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_e} = \frac{k_a}{1 + s \cdot T_e} \quad (4.73)$$

Schema bloc informațională utilizată în continuare în calculul buclei de curent este prezentată în figura 4.17

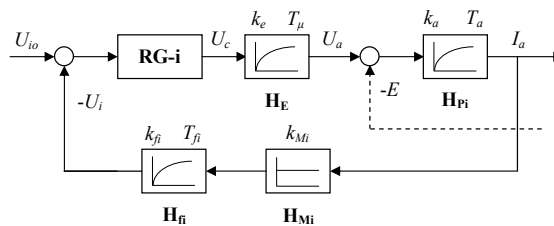


Figura 4.17. Schema bloc informațională reconsiderată pentru calculul RG-i.

Elementul de execuție (figura 4.18) este compus din puntea de tranzistoare IGBT sau CMOS de putere (CHP) și din circuitele de comandă în grilă (CCG). Comportarea sa este asemănătoare cu cea a unui element de întârziere și poate fi descrisă de o ecuație de forma:

$$u_a(t) = k_E \cdot u_c(t - T_\mu) \quad (4.74)$$

respectiv: $U_a(s) = k_E \cdot e^{-sT_\mu}$ (4.75)

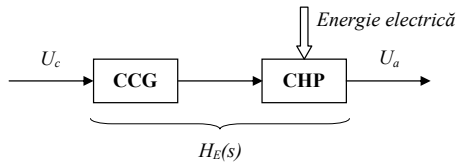


Figura 4.18. Schema bloc informațională a elementului de execuție.

Prin aproximarea relației 3.75 se obține:

$$H_E(s) = \frac{k_E}{1 + s \cdot T_\mu} \quad (4.76)$$

Filtrul de pe canalul de măsură al curentului este de tip PT1 și are funcția de transfer de forma:

$$H_{fi}(s) = \frac{k_{fi}}{1 + s \cdot T_{fi}} \quad (4.77)$$

în care T_{fi} se alege de ordinul de mărime al constantei T_μ ($T_{fi} \cong 0,5T_\mu$).

Funcția de transfer a procesului condus „circuitul indusului MCC” (figura 4.15) este de forma:

$$H_{PCI}(s) = H_E(s) \cdot H_{p1}(s) \cdot H_{Mi}(s) \cdot H_{fi}(s) \quad (4.78)$$

respectiv: $H_{PCI}(s) = \frac{k_E \cdot k_a \cdot k_{Mi} \cdot k_{fi}}{(1 + s \cdot T_\mu) \cdot (1 + s \cdot T_a) \cdot (1 + s \cdot T_{fi})}$ (4.79)

Pe baza teoremei constantelor de timp mici, relația 3.79 devine:

$$H_{PCI}(s) = \frac{k_{PCI}}{(1 + s \cdot T_{\Sigma}) \cdot (1 + s \cdot T_a)} \quad (4.80)$$

unde: $k_{PCI} = k_E \cdot k_a \cdot k_{Mi} \cdot k_{fi}$.

Regulatorul de curent poate fi de tip PI sau I. În primul caz, constanta de timp este $T_{\Sigma} = T_\mu + T_{fi}$, funcția de transfer aferentă regulatorului fiind descrisă de ecuația:

$$H_{Ri}(s) = \frac{k_{ri}}{s} \cdot (1 + s \cdot T_{ri}) \quad (4.81)$$

iar relațiile de acordare după criteriul modulului [74] sunt:

$$k_{ri} = \frac{1}{2 \cdot k_{PCI} \cdot T_{\Sigma}} \quad \text{și} \quad T_{ri} = T_a \quad (4.82)$$

În cazul regulatorului de tip I, constanta de timp este $T_{\Sigma j} = T_{\mu} + T_{fi} + T_a$, funcția de transfer are forma:

$$H_{Ri}(s) = \frac{k_{ri}}{s} \quad (4.83)$$

iar relația de acordare după criteriul modulului [74] este:

$$k_{ri} = \frac{1}{2 \cdot k_{PCI} \cdot T_{\Sigma j}} \quad \text{cu} \quad T_{\Sigma j} = T_{\mu} + T_{fi} + T_a \quad (4.84)$$

Limitările care se pot impune regulatorului sunt:

- limitarea tensiunii de comandă între o valoare minimă $u_{Li \min} = -0,5V$ și o valoare maximă $u_{Li \max} = 2 \cdot u_{cnom}$ unde u_{cnom} reprezintă tensiunea de comandă nominală;
- limitarea curentului astfel încât să asigure:
 - la pornire: $i_{ap} \leq 5 \cdot i_{an}$ (i_{an} – curentul nominal);
 - în funcționare normală $i_{a \max} \leq 2 \cdot i_{an}$.

Proiectarea regulatorului numeric de curent prin discretizarea algoritmilor continui

Pentru obținerea unor algoritmi de reglare numerică cvasicontinui se discretizează algoritmi de reglare continui pe baza metodei de aproximare a integralei. Această metodă specifică faptul că, pentru un sistem fizic cunoscut prin ecuația sa diferențială în domeniul timp, integrarea ei pe intervalul $[(t_k - T_e), t_k]$ conduce la obținerea unui model matematic în timp discret, unde t_k reprezintă valoarea curentă a timpului discret [145].

Pentru integrarea numerică – discretizarea - funcției $u(t)$ se utilizează una din următoarele metode de aproximare:

- metoda dreptunghiurilor avansată (MDA):

$$I_k = \int_{t_k - T_e}^{t_k} u(t) dt \approx u(t_k) t \Big|_{t_k - T_e}^{t_k} = T_e u(t_k) \quad (4.85)$$

- metoda dreptunghiurilor întârziată (MDI):

$$I_k \approx u(t_k - T_e) t \Big|_{t_k - T_e}^{t_k} = T_e u(t_k - T_e) \quad (4.86)$$

- metoda trapezelor (MT):

$$I_k \approx (1/2)[u(t_k) + u(t_k - T_e)] t \Big|_{t_k - T_e}^{t_k} = (T_e/2)[u(t_k) + u(t_k - T_e)] \quad (4.87)$$

Pentru integrarea expresiilor care conțin derivatele funcției, $u^{(\mu)}(t)$, se utilizează formula Leibniz-Newton, în forma:

$$\int_{t_k - T_e}^{t_k} u^{(\mu)}(t) dt = u^{(\mu-1)}(t_k) - u^{(\mu-1)}(t_k - T_e) \quad (4.88)$$

Pe baza relațiilor de mai sus se poate calcula integrala unei funcții pe un interval de forma $[0, t_k]$ unde, $t_k = k \cdot T_e$. Pentru o perioadă de eșantionare T_e suficient de mică sunt valabile următoarele corespondențe [145]:

- MDA: $\frac{1}{s} \leftrightarrow \frac{T_e}{1-z^{-1}}$ respectiv $s \leftrightarrow \frac{1}{T_e}(1-z^{-1})$
- MDI: $\frac{1}{s} \leftrightarrow \frac{T_e z^{-1}}{1-z^{-1}}$ respectiv $s \leftrightarrow \frac{1}{T_e} \cdot \frac{1-z^{-1}}{z^{-1}}$ (4.89)
- MT: $\frac{1}{s} \leftrightarrow \frac{T_e}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$ respectiv $s \leftrightarrow \frac{2}{T_e} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$

Aceste corespondențe permit determinarea modelului matematic discret pe baza modelului matematic continuu. Concret, folosind metoda trapezelor (MT), se obține:

$$H_R(z) = H_R(s) \Big|_s = \frac{2}{T_e} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} = \frac{q_0 + q_1 \cdot z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (4.90)$$

Pentru regulatorul de curent RG-I, având funcția de transfer de forma (4.83), relația (4.90) devine:

$$H_{Ri}(z) = \frac{k_{ri} \cdot T_e}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} = \frac{q_0 + q_1 \cdot z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (4.91)$$

$$\text{în care: } q_0 = q_1 = \frac{k_{ri} \cdot T_e}{2} \quad (4.92)$$

$$\text{iar } T_e \text{ se recomandă a fi [145]: } T_e = 0,5 \cdot T_{\Sigma j} \quad (4.93)$$

Funcției de transfer (4.91) îi corespunde o ecuație recurentă de forma:

$$u_k = u_{k-1} + q_0 \cdot e_k + q_1 \cdot e_{k-1} \quad (4.94)$$

în care u_k reprezintă valoarea absolută a comenzii iar e_k eroarea la momentul k .

4.5.2.2. Proiectarea regulatorului de tensiune/turație

Schema bloc a regulatorului de turație se stabilește, după echivalarea buclei de curent, printr-o funcție de transfer simplificată (figura 4.19).

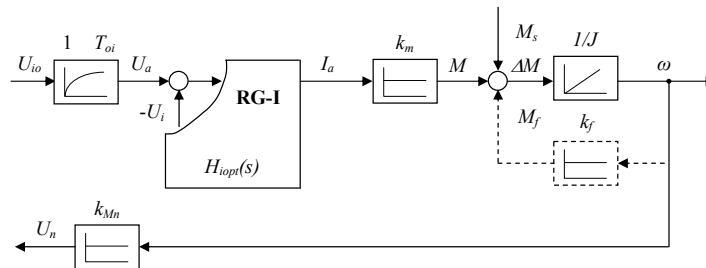


Figura 4.19. Schema bloc de calcul a RG-n după echivalarea buclei de curent.

Funcția de transfer aferentă buclei de curent este:

$$H_{iopt}(s) = \frac{I_a(s)}{U_{io}(s)} = \frac{1}{k_{Mi}} \cdot \frac{1}{1 + 2sT_{\Sigma j} + 4s^2T_{\Sigma j}^2} \quad (4.95)$$

În cazul proceselor rapide, $T_{\Sigma j}$ are o valoare subunitară, mică, astfel încât termenul care îl conține pe $T_{\Sigma j}^2$ poate fi neglijat. În aceste condiții, relația (4.95) devine:

$$H_{iopt}(s) = \frac{1}{k_{Mi}} \cdot \frac{1}{1 + 2sT_{\Sigma j}} \quad (4.96)$$

Funcția de transfer aferentă procesului condus „reglare turație” este:

$$H_{PCn}(s) = \frac{1}{1 + sT_{oi}} \cdot \frac{1}{k_{Mi}} \cdot \frac{1}{1 + 2sT_{\Sigma j}} \cdot k_m \cdot \frac{1}{sJ} \cdot k_{Mn} \quad (4.97)$$

respectiv:
$$H_{PCn}(s) = \frac{k_{PCn}}{s} \cdot \frac{1}{1 + sT_{\Sigma n}} \quad (4.98)$$

în care: $k_{PCn} = \frac{km \cdot k_{Mn}}{k_{Mi} \cdot J}$ și $T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma j} + T_{oi}$ (4.99)

Proiectarea continuă, după criteriul simetriei extinse, recomandă [74], în acest caz, o funcție de transfer a regulatorului de forma:

$$H_{Rn}(s) = \frac{k_{rn}}{s} \cdot (1 + s \cdot T_{rn}) \quad (4.100)$$

în care: $k_{rn} = \frac{1}{\beta \cdot \sqrt{\beta} \cdot T_{\Sigma n}^2 \cdot k_{PCn}}$ și $T_{rn} = \beta \cdot T_{\Sigma n}$ (4.101)

iar β depinde de performanțele impuse sistemului de reglare (suprareglaj, timpul de primă reglare, timpul de răspuns).

Proiectarea regulatorului numeric de turație prin discretizarea algoritmilor continuali

Discretizarea algoritmilor continuali ce descriu regulatorul de turație RG-PI, conduce, prin introducerea relației (4.90) în ecuația ce descrie funcția de transfer a regulatorului de turație (4.100), la formă numerică a acesteia:

$$H_{Rn}(z) = \frac{(k_{rn} \cdot T_{rn} + k_{rn} \cdot T_e/2) + (k_{rn} \cdot T_e/2 - k_{rn} \cdot T_{rn}) \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.102)$$

în care: $q_0 = k_{rn} \cdot T_e/2 + k_{rn} \cdot T_{rn}$
 $q_1 = k_{rn} \cdot T_e/2 - k_{rn} \cdot T_{rn}$ (4.103)

Proiectarea regulatorului numeric de turație cu ajutorul algoritmului de reglare numerică Dead-Beat

Algoritmul Dead-Beat reprezintă o metodă directă (și discretă în domeniul timp) de proiectare a reguletoarelor numerice care presupune identificarea semnalului de intrare care trebuie aplicat sistemului astfel încât ieșirea să se anuleze într-un număr cât mai mic de pași. În cazul unui sistem liniar de ordinul N se poate arăta că numărul minim de pași este N [45]. Pentru implementarea sa se folosește o reacție care aduce toți polii funcției de transfer în buclă închisă în originea planului z . Astfel se rezolvă foarte simplu cazul sistemelor liniare.

Reguletoarele bazate pe algoritmul Dead-Beat au proprietăți dinamice foarte bune, concretizate prin:

- eroare nulă în regim staționar;

- timpi minimi de creștere și de răspuns;
- supracreștere mai mică de 2% [45].

Deoarece pentru sistemele neliniare algoritmul Dead-Beat reprezintă, încă, o soluție rezervată cercetării [45], el se recomandă numai pentru bucla de turație a MCC. Funcția de transfer în z aferentă lui $H_{PCn}(s)$ se calculează cu relația [145]:

$$H_{PCn}(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z\left\{\frac{1}{s} \cdot H_{PCn}(s)\right\} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4.104)$$

în care:

$$\begin{aligned} a_1 &= -(1 + e^{T_e/T_{\Sigma n}}) \\ a_2 &= e^{-T_e/T_{\Sigma n}} \\ b_1 &= k_{PCn} \cdot T_{\Sigma n} \cdot \left(\frac{T_e}{T_{\Sigma n}} - 1 + e^{-T_e/T_{\Sigma n}}\right) \\ b_2 &= k_{PCn} \cdot T_{\Sigma n} \cdot \left[1 - \left(1 + \frac{T_e}{T_{\Sigma n}}\right) \cdot e^{-T_e/T_{\Sigma n}}\right] \end{aligned} \quad (4.105)$$

Conform algoritmului Dead-Beat, dacă procesul condus este descris de o funcție de transfer de forma (4.98) atunci funcția de transfer a regulatorului numeric este:

$$H_{Rn}(z) = \frac{Q(z^{-1})}{1 - P(z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 \cdot z^{-1} + q_2 \cdot z^{-2}}{1 - p_1 \cdot z^{-1} - p_2 \cdot z^{-2}} \quad (4.106)$$

în care:

$$\begin{aligned} q_0 &= \frac{1}{b_1 + b_2} \\ q_1 &= a_1 \cdot q_0 \\ q_2 &= a_2 \cdot q_0 \\ p_1 &= b_1 \cdot q_0 \\ p_2 &= b_2 \cdot q_0 \end{aligned} \quad \text{cu: } p_1 + p_2 = 1 \quad (4.107)$$

Prin înlocuirea valorilor specificate de relațiile (4.105) se obțin următoarele valori ale coeficienților:

$$\begin{aligned} q_0 &= \frac{1}{k_{PCn} \cdot T_e} \cdot \frac{1}{1 - e^{-T_e/T_{\Sigma n}}} \\ q_1 &= -\frac{1}{k_{PCn} \cdot T_e} \cdot \frac{1 + e^{-T_e/T_{\Sigma n}}}{1 - e^{-T_e/T_{\Sigma n}}} \\ q_2 &= \frac{1}{k_{PCn} \cdot T_e} \cdot \frac{e^{-T_e/T_{\Sigma n}}}{1 - e^{-T_e/T_{\Sigma n}}} \\ p_1 &= -\frac{T_{\Sigma n}}{T_e} \cdot \frac{T_e/T_{\Sigma n} - 1 + e^{-T_e/T_{\Sigma n}}}{1 - e^{-T_e/T_{\Sigma n}}} \\ p_2 &= -\frac{T_{\Sigma n}}{T_e} \cdot \frac{1 - (T_e/T_{\Sigma n} + 1) \cdot e^{-T_e/T_{\Sigma n}}}{1 - e^{-T_e/T_{\Sigma n}}} \end{aligned} \quad (4.108)$$

Regulatorul de turație, RG-n, fiind un regulator de tip PI, permite alegerea lui T_e astfel încât: $T_e \cong 0,25 \cdot T_{\Sigma n}$ (4.109)

4.5.3. Calculul parametrilor și simularea sistemului de reglare automată numeric pentru comanda MCC

4.5.3.1. Calculul parametrilor și simularea funcționării MCC

Sistemul de reglare automată comandă un motor de curent continuu caracterizat de parametrii prezentați în tabelul 4.2 (în Anexa 2 este proiectat un SRA în cascadă pentru un MCC de 750W).

Tabelul 4.2. Parametri motorului de curent continuu comandat.

Parametru	Valoare
P_{an}	3,1KW
U_{an}	110V
η	82%
N_n	1000 rot/min
T_a	0,042 sec
J	4,4Nm ²
T_μ	0,005 sec
U_{cn}	3V

Pe baza acestor valori se calculează ceilalți parametri ai sistemului:

$$I_{an} = \frac{P_{an}}{U_{an}} = 28,5 \text{ A} \quad (4.110)$$

$$\omega_n = 0,1046 \cdot N_n = 104,6 \text{ rad}^{-1} \quad (4.111)$$

$$m_n = \eta \cdot \frac{P_{an}}{0,97 \cdot \omega_n} = 25,05 \text{ Nm} \quad (4.112)$$

$$k_m = \frac{m_n}{I_{an}} = 0,88 \quad (4.113)$$

$$e_n = \frac{m_n \cdot \omega_n}{I_{an}} = 92,91 \text{ V} \quad (4.114)$$

$$\Delta U_n = U_{an} - e_n = 17,09 \text{ V} \quad (4.115)$$

$$R_a = \frac{\Delta U_n}{I_{an}} = 0,6 \Omega \quad (4.116)$$

$$k_E = \frac{U_{an}}{U_{cn}} = 36,66 \text{ V} \quad (4.117)$$

$$k_e = \frac{e_n}{\omega_n} = 0,88 \quad (4.118)$$

$$T_m = \frac{J \cdot R_a}{k_m \cdot k_e} = 3,4 \text{ sec} \quad (4.119)$$

$$k_{Mi} = \frac{3,5}{I_{an}} = 0,12 \Omega \quad (4.120)$$

$$k_{M\omega} = \frac{5}{\omega_n} = 0,047 \text{ V/rad}^{-1} \quad (4.121)$$

$$k_f = \frac{\alpha_f \cdot m_n}{\omega_n} = 0,007 \quad (4.122)$$

$$L_a = T_a \cdot R_a = 0,0254 \text{ H} \quad (4.123)$$

Schema, realizată în mediul SIMULINK din MATLAB, utilizată pentru modelarea procesului, construită pe baza modelului matematic, este prezentată în figura 4.20

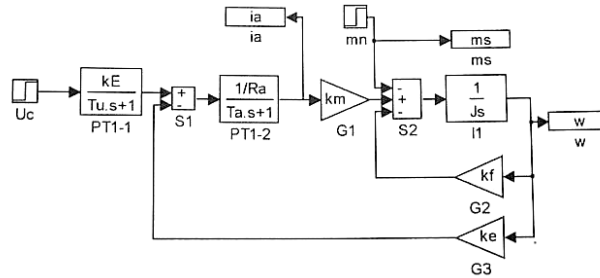


Figura 4.20 Schema SIMULINK utilizată pentru modelarea sistemului.

Aceeași schemă se poate realiza și prin utilizarea unui singur bloc de tip „State-Space” (figura 4.21).

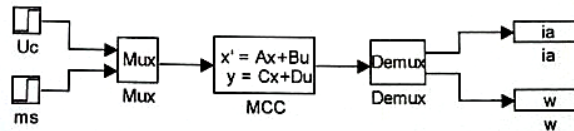


Figura 4.21 Varianta simplificată a schemei SIMULINK utilizată pentru modelarea sistemului.

Răspunsul în regim tranzitoriu al sistemului se obține prin simularea modelului în MATLAB aplicând o comandă de tip treaptă cu amplitudinea $U_c = U_{cn}$ la sarcină nulă și aplicând apoi o sarcină constantă cu amplitudinea $m_s = m_{sn}$ la momentul $t = 50$ sec (figura 4.22).

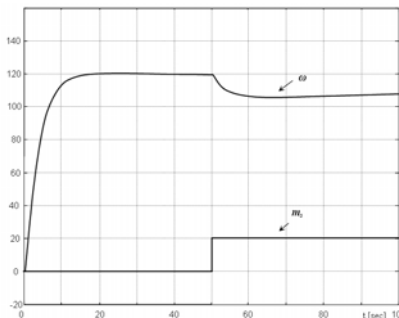


Figura 4.22 Răspunsul tranzitoriu al sistemului la comanda și sarcina de tip treaptă.

Pentru caracterizarea în regim staționar constant a sistemului este necesară stabilirea dependențelor între diferitele mărimi din sistem. În particular, trebuie stabilită o relație între turația motorului și valorile semnalelor de comandă și perturbație.

$$m_{\infty} = m_{S\infty} + m_{f\infty} \quad (4.124)$$

$$k_m \cdot i_a = m_{S\infty} + k_f \cdot \omega_{\infty} \quad (4.125)$$

$$k_m \cdot \frac{\Delta u_{\infty}}{R_a} = m_{S\infty} + k_f \cdot \omega_{\infty} \quad (4.126)$$

$$k_m \cdot \frac{k_E \cdot u_{C\infty} - k_e \cdot \omega_{\infty}}{R_a} = m_{S\infty} + k_f \cdot \omega_{\infty} \quad (4.127)$$

$$\frac{k_m \cdot k_E}{R_a} \cdot u_{C\infty} - m_{S\infty} = \omega_{\infty} \cdot \left(k_f + \frac{k_m \cdot k_e}{R_a} \right) \quad (4.128)$$

$$\omega_{\infty} = \frac{k_m \cdot k_e}{k_f \cdot R_a + k_m \cdot k_e} \cdot u_{C\infty} - \frac{R_a}{k_f \cdot R_a + k_m \cdot k_e} m_{S\infty} \quad (4.129)$$

Dacă se introduc notațiile:

$$k_U = \frac{k_m \cdot k_e}{k_f \cdot R_a + k_m \cdot k_e} = 41,02 \quad (4.130)$$

$$k_V = \frac{R_a}{k_f \cdot R_a + k_m \cdot k_e} = 0,76 \quad (4.131)$$

Pe baza ultimelor relații se pot determina toți ceilalți parametri cu ajutorul ecuațiilor:

$$\omega_{\infty} = k_U \cdot u_{C\infty} - k_V \cdot m_{S\infty}$$

$$u_{\omega\infty} = k_{M\omega} \cdot \omega_{\infty}$$

$$u_{a\infty} = k_E \cdot u_{C\infty}$$

$$e_{\infty} = k_e \cdot \omega_{\infty}$$

$$\Delta u_{\infty} = u_{a\infty} - e_{\infty}$$

$$i_{a\infty} = \frac{\Delta u_{\infty}}{R_a}$$

$$u_{j\infty} = k_{Mj} \cdot i_{a\infty}$$

$$m_{\infty} = k_m \cdot i_{a\infty}$$

Valorile calculate sunt sintetizate, pentru 5 regimuri de funcționare diferite, în tabelul 4.3.

Tabelul 4.3. Valorile regimului staționar constant.

Intrări		Valori de regim staționar constant								
$U_{C\infty}$	$m_{S\infty}$	$u_{a\infty}$	m_{∞}	$m_{f\infty}$	$I_{a\infty}$	e_{∞}	ΔU_{∞}	ω_{∞}	$U_{j\infty}$	$U_{\omega\infty}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	110	0,88	0,88	0,99	109,4	0,6	123	0,12	5,88
3	25	110	25,88	0,74	29	92,4	17,5	104	3,6	4,97
1,5	0	55	0,44	0,44	0,49	54,7	0,3	61,5	0,06	2,94
1,5	12,5	55	25,35	0,3	28,5	37,8	17,2	42,5	3,5	2,03

Pe baza acestor valori se pot trasa caracteristica statică $\omega_{\infty} = f(U_{C\infty})$ pentru $M_S = 0$ și $M_S = M_{SN}$ (figura 4.23) și respectiv, caracteristica mecanică $\omega_{\infty} = f(m_{S\infty})$ pentru $U_C = U_{CN}$ și $U_C = U_{CN} / 2$ (figura 4.24).

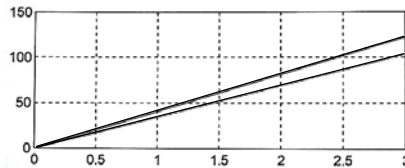


Figura 4.23 Caracteristica statică $\omega_{\infty} = f(U_{C\infty})$ pentru $M_S = 0$ și $M_S = M_{SN}$.

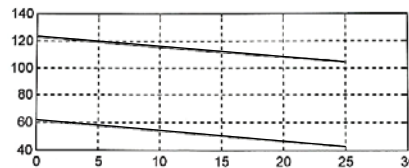


Figura 4.24 Caracteristica mecanică $\omega_{\infty} = f(m_{S\infty})$ pentru $U_C = U_{CN}$ și $U_C = U_{CN} / 2$.

4.5.3.2. Simularea funcționării sistemului de reglare automată cu compensare după perturbații

Pentru îmbunătățirea comportării sistemului de reglare automată se introduce un bloc de compensare a perturbației (figura 4.25). Blocul de compensare BC preia o estimare a sarcinii sistemului prin măsurarea curentului consumat cu elementul de măsură kMm, pe baza relației:

$$m = k_m \cdot i_a \tag{4.132}$$

Această valoare, amplificată cu constanta k_{BC} , se adaugă la valoarea comenzii inițiale U_C , în vederea compensării efectelor perturbației de tip sarcină. Prin simulare s-a constatat că aplicarea directă a tensiunii de compensare induce oscilații puternice în sistemul comandat, la pornire și la modificarea sarcinii. Acest fenomen se poate evita prin introducerea unui filtru pe canalul de elaborare a tensiunii de compensare cu $T_f = 5$ sec.

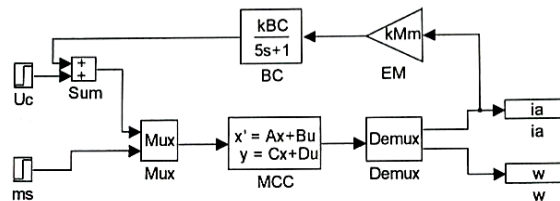


Figura 4.25 Schema bloc a sistemului de reglare cu compensarea perturbației.

Elementul de măsură EM (k_{Mm}) se calculează astfel încât, în regim nominal, tensiunea la ieșirea sa să fie de ordinul a 2V:

$$k_{Mm} = 2 \cdot \frac{k_m}{m_{Sn}} = 0,07 \Omega \quad (4.133)$$

Determinarea coeficientului de compensare k_{BC} se face scriind succesiv că:

$$\begin{aligned} \omega_{\infty} &= k_U \cdot u_{C\infty} - k_V \cdot m_{S\infty} \\ \omega_{\infty} &= k_U \cdot (u_{\infty} + u_V) - k_V \cdot m_{S\infty} \\ \omega_{\infty} &= k_U \cdot u_{\omega\infty} + k_U \cdot k_{Mm} \cdot \frac{m_{S\infty}}{k_m} \cdot k_{BC} - k_V \cdot m_{S\infty} \\ \omega_{\infty} &= k_U \cdot u_{\omega\infty} + \left(\frac{k_U \cdot k_{Mm} \cdot k_{BC}}{k_m} - k_V \right) \cdot m_{S\infty} \end{aligned} \quad (4.134)$$

Condiția de compensare cere ca paranteza să fie nulă, deci:

$$\frac{k_U \cdot k_{Mm} \cdot k_{BC}}{k_m} - k_V = 0$$

adică:
$$k_{BC} = \frac{k_V \cdot k_m}{k_U \cdot k_{Mm}} = 0,23 \quad (4.135)$$

Răspunsul sistemului este prezentat în figura 4.26, caracteristica statică în figura 4.27, iar caracteristica mecanică în figura 4.28.

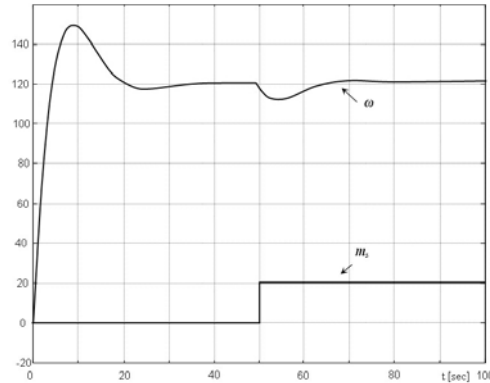


Figura 4.26 Răspunsul sistemului cu compensator după perturbație.

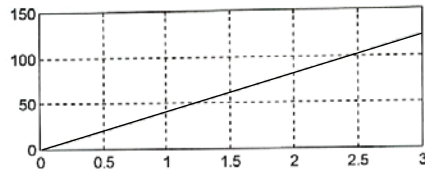


Figura 4.27 Caracteristica statică.

Se constată că blocul de compensare elimină complet influența perturbației de tip sarcină asupra turației sistemului în regim staționar constant.

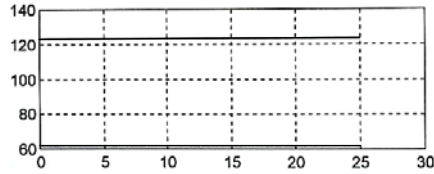


Figura 4.28 Caracteristica mecanică.

4.5.3.3. Calculul parametrilor și simularea funcționării sistemului de reglare automată în cascadă

Structura constă dintr-o buclă interioară de reglare a curentului (RG-I) și o buclă exterioară de reglare a turației (RG-W) (figura 4.29). Pe canalele de măsură s-au prevăzut filtre de tip PT1 (F-I și F-W), ca și pe calea de curent de comandă (F-IO). Cele două regulatoare sunt de tip PI pentru a asigura cerințele de eroare de reglare nulă și un răspuns cât mai rapid al sistemului, în condiții de stabilitate.

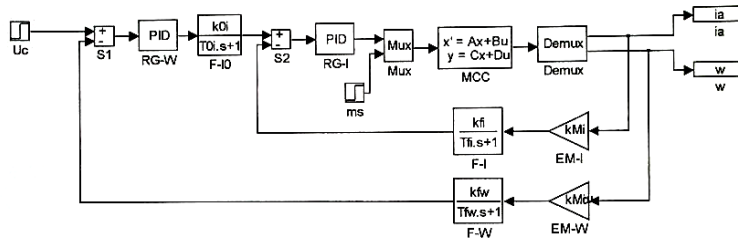


Figura 4.29 Schema bloc a sistemului de reglare în cascadă.

Dimensionarea regulatorului de curent

Filtrul pe canalul de măsură are parametrii:

$$\begin{aligned} k_{fi} &= 1 \\ T_{fi} &= 0,5T_{\mu} = 0,0025 \text{ sec} \end{aligned} \quad (4.136)$$

Filtrul pe canalul de comandă are parametrii:

$$\begin{aligned} k_{0i} &= 1 \\ T_{0i} &= 0,25T_a = 0,01 \text{ sec} \end{aligned} \quad (4.137)$$

Funcția de transfer a căii de curent (inclusiv elementul de măsură) este:

$$H_{PCI}(s) = \frac{1}{R_a} \cdot \frac{k_E \cdot k_{MI} \cdot k_{fi}}{(1 + sT_{\mu}) \cdot (1 + sT_a) \cdot (1 + sT_{fi})}$$

adică:
$$H_{PCI}(s) = \frac{k_{PCI}}{(1 + sT_a) \cdot (1 + sT_{\Sigma})} = \frac{7,5}{(1 + 0,042s) \cdot (1 + 0,0075s)} \quad (4.138)$$

Această funcție se obține pe baza ipotezei $T_m \gg T_a$ (3,4 - 0,042).

Regulatorul de curent, de tip PI, acordat conform criteriului modulului are funcția de transfer:

$$H_{RI}(s) = \frac{k_{ri}}{s} \cdot (1 + sT_{ri}) \quad (4.139)$$

în care:

$$k_{ri} = \frac{1}{2k_{PCI}T_{\Sigma}} = 8,9$$

$$T_{ri} = T_a = 0,042 \text{ sec} \quad (4.140)$$

Dimensionarea regulatorului de turație, varianta continuă

Funcția de transfer a procesului condus de regulatorul de turație este:

$$H_{p\omega}(s) = \frac{1}{1 + sT_{oi}} \cdot \frac{1}{k_{Mi}} \cdot \frac{1}{1 + 2sT_{\Sigma I}} \cdot k_m \cdot \frac{1}{sJ} \cdot k_{M\omega} = \frac{k_{p\omega}}{s(1 + sT_{\Sigma\omega})} \quad (4.141)$$

unde:

$$k_{p\omega} = \frac{k_m \cdot k_{M\omega}}{J \cdot k_{Mi}} = 0,078$$

$$T_{\Sigma\omega} = 2T_{\Sigma I} + T_{oi} = 0,025 \text{ sec} \quad (4.142)$$

Regulatorul de turație este de tip PI, acordat cu ajutorul criteriului simetriei extinse, și are funcția de transfer:

$$H_{R\omega}(s) = \frac{k_{r\omega}}{s} (1 + sT_{r\omega}) \quad (4.143)$$

cu:

$$k_{r\omega} = \frac{1}{\beta \sqrt{\beta T_{\Sigma\omega}^2 k_{p\omega}}} \quad (4.144)$$

$$T_{r\omega} = T_{f\omega} = \beta T_{\Sigma\omega} \quad (4.145)$$

Considerând $\beta = 9$ se obțin următoarele valori numerice:

$$\begin{aligned} k_{r\omega} &= 762,02 & T_{r\omega} &= 0,23 \\ k_{f\omega} &= 1 & T_{f\omega} &= 0,23 \end{aligned} \quad (4.146)$$

Dimensionarea regulatorului de turație, varianta Dead-Beat

Proiectarea acestei variante se bazează pe funcția de transfer a buclei interioare de curent (4.143). Funcția de transfer în „z” se determină pentru un pas de eșantionare $T_e = 1 \text{ ms}$:

$$H_{p\omega} = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{1}{s} H_{p\omega}(s) \right\} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4.147)$$

$$\text{unde: } a_1 = -(1 + e^{-\frac{T_e}{T_s}}) = -1,96 \quad (4.148)$$

$$a_2 = e^{-\frac{T_e}{T_s}} = 0,96 \quad (4.149)$$

$$b_1 = k_p T_s \left(\frac{T_e}{T_s} - 1 + e^{-\frac{T_e}{T_s}} \right) = 1,54E - 6 \quad (4.150)$$

$$b_2 = k_p T_s \left[1 - \left(1 + \frac{T_e}{T_s} \right) e^{-\frac{T_e}{T_s}} \right] = 1,52E - 6 \quad (4.151)$$

Parametrii regulatorului se determină pe baza următoarelor relații:

$$H_{R\omega}(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - p_1 z^{-1} - p_2 z^{-2}} \quad (4.152)$$

$$\text{cu: } q_0 = \frac{1}{b_1 + b_2} = 3,27E + 5 \quad (4.153)$$

$$q_1 = a_1 q_0 = -6,41E + 5 \quad (4.154)$$

$$q_2 = a_2 q_0 = 3,14E + 5 \quad (4.155)$$

$$p_2 = b_2 q_0 = 0,49 \quad (4.156)$$

$$p_1 = 1 - p_2 = 0,5 \quad (4.157)$$

4.5.3.4. Calculul parametrilor și simularea reguletoarelor numerice

Discretizarea funcțiilor de transfer implică următoarele transformări:

$$H_R(s) = \frac{k_r}{s} (1 + sT_r) = \frac{k_r}{s} + k_r T_r \quad s \rightarrow \frac{1}{T_e} (1 - z^{-1}) \quad (4.158)$$

$$H_R(z) = \frac{k_r T_e}{1 - z^{-1}} + k_r T_r \quad (4.159)$$

$$\text{Dar: } y(z) = H_R(z) \cdot u(z) = \left(\frac{k_r T_e}{1 - z^{-1}} + k_r T_r \right) \cdot u(z) \quad (4.160)$$

$$y(z) - z^{-1} y(z) = k_r T_e u(z) + k_r T_r u(z) \cdot (1 - z^{-1}) \quad (4.161)$$

$$y(z) = k_r (T_r + T_e) u(z) + z^{-1} k_r T_r u(z) + z^{-1} y(z) \quad (4.162)$$

Trecerea în timp discret conduce la următoarea ecuație recurentă:

$$y(k) = k_r (T_r + T_e) u(k) + k_r T_r u(k-1) + y(k-1) \quad (4.163)$$

Alegând o perioadă de eșantionare $T_e = 1 \text{ ms}$ se obțin următoarele ecuații recurente:

- pentru regulatorul de curent:

$$y(k) = 0,38 \cdot u(k) + 0,37 \cdot u(k - 1) + y(k - 1) \quad (4.164)$$
- pentru regulatorul de turație:

$$y(k) = 176,02 \cdot u(k) + 175,26 \cdot u(k - 1) + y(k - 1) \quad (4.165)$$

Prin simulare în MATLAB, s-a obținut răspunsul sistemului în regim tranzitoriu prezentat în figura 4.30.

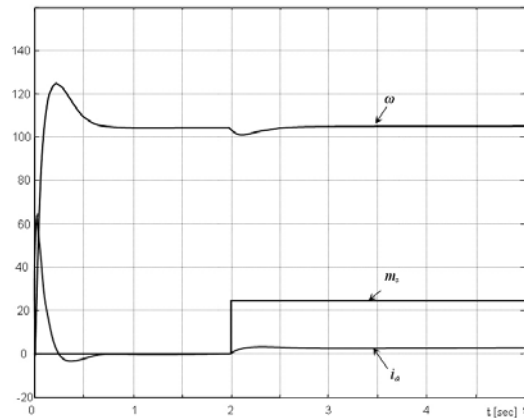


Figura 4.30 Răspunsul în regim tranzitoriu al sistemului de reglare automat numeric în cascadă.

Se obține un răspuns cu eroare de reglare nulă și cu dinamică rapidă, reliefată de timpul de reglare în raport cu semnalul de comandă de 0,8sec și în raport cu perturbația de 0,5sec.

4.6. SISTEM DE REGLARE AUTOMATĂ FUZZY

4.6.1. Considerații generale

Sistemele de comandă și control a proceselor beneficiază, tot mai mult, de modele bazate pe inteligență artificială. Măsura utilității unui anumit model depinde de contextul informațional, adică de calitatea informațiilor, definită, după unii autori prin precizie, completitudine și oportunitate, iar după alții prin siguranță, completitudine și oportunitate.

Precizia și completitudinea sunt două atribute distincte care reflectă utilitatea unui set de date pentru extragerea informațiilor necesare procesului decizional. Fără un anumit nivel de precizie este compromisă stabilitatea sistemului condus iar datele incomplete necesită estimări imprecise care conduc la efecte similare.

Oportunitatea informațiilor, posibilitatea de a avea acces în timp util la informații complete, facilitează fundamentarea deciziilor, la momentul optim, pe baza unor date complete.

Precizia și completitudinea ridicate ale informațiilor legate de procesul comandat, fac posibilă o abordare deterministă bazată pe calcule matematice complexe

și exacte. Gerardin denumește aceste procese drept „complicate” [57]. De asemenea el precizează că utilizarea logicii fuzzy se poate aplica, cu succes, în cazul sistemelor a căror funcționare nu poate fi descrisă precis, cum e cazul celor neliniare.

Generalizarea modelării matematice este o sursă inevitabilă de imprecizie deoarece modelarea este, de fapt, o aproximare. Solomon Marcus subliniază că „ecartul dintre proces și modelul său nu poate fi niciodată evaluat în mod riguros” [160]. Creșterea complexității sistemelor conduce la imprecizia construirii modelului datorită caracterului neliniar, volumului insuficient de date, etc. Astfel, imprecizia apare în orice tip de sistem și depinde de modelele matematice și algoritmi de calcul utilizați. Rezolvarea analitică, chiar dacă este o metodă generală, se poate aplica doar unei clase restrânse de probleme. În schimb, aproximarea numerică se poate utiliza, în mod specific, oriunde e necesară o soluție.

Regulatele fuzzy pot fi utilizate în cadrul proceselor profund neliniare, cu parametri variabili în timp sau afectate puternic de perturbații datorită faptului că datele despre proces și scopul reglării, nu sunt formulate explicit ci, sunt conținute în strategia de reglare [32] [147].

Bazele teoriei mulțimilor vagi au fost puse de profesorul L.A.Zadeh încă din anul 1965 iar primele aplicații în reglarea automată i-au fost atribuite lui E.H.Mamdani la începutul anilor '70. Adevărată explozie în domeniul aplicațiilor de conducere fuzzy are loc în anii 1980 – 1990 [44] când dezvoltarea spectaculoasă a tehnologiei electronice și evoluția sistemelor de calcul au condus la:

- realizarea unor controllere cu viteză mare de procesare a informației care permit prelucrarea informației vagi;
- crearea unor programe de proiectare asistată de calculator care permit utilizarea eficientă a unei cantități mari de informații referitoare la procesul condus.

În cadrul grupului format din experții în teoria controlului s-au format două curente extreme. Pe de o parte adepții controlului fuzzy pretind că acesta va revoluționa reglarea acționărilor electrice fiind capabil să rezolve probleme complexe cu efort minim. Pe de altă parte mulți adepți ai controlului clasic continuă să susțină că „tot ce poate face controlul fuzzy, poate face, la fel de bine, și controlul convențional” și anunță dispariția reglării fuzzy în viitorul apropiat [44].

Dar nici una dintre cele două părți nu ține cont că potențialul real al controlului fuzzy crește încet dar sigur. Sistemele de acționare bazate pe logica fuzzy pot fi, deja, o soluție sau, măcar, o alternativă a controlului clasic. Acest fapt explică de ce controlul fuzzy a devenit o componentă a teoriei controlului și o metodă de comandă a acționărilor electrice eficientă din punct de vedere tehnic și economic [176].

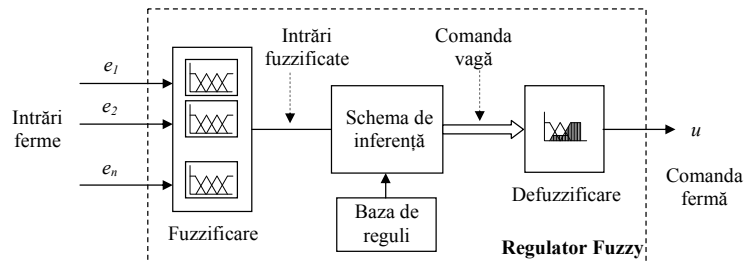


Figura 4.31. Principiul regulatorului fuzzy.

Principial, funcționarea unui regulator fuzzy (figura 4.31.) presupune următoarea succesiune de operații [147], [159]:

- *fuzzificarea* informației ferme, prin care mărimile ferme de intrare sunt convertite în mărimi vagi (fuzzy);
- prelucrarea informației vagi cu ajutorul unei *baze de reguli* bine precizate de forma „dacă (premiză) atunci (concluzie)”; *schema de inferență* furnizează comanda în formă vagă;
- *defuzzificarea* comenzii vagi și obținerea unui semnal de comandă ferm, cu o valoare numerică bine precizată, direct utilizabilă de elementul de execuție.

O teoremă a lui Kosko [44] subliniază că „orice funcție continuă, neliniară poate fi aproximată cu precizia de care este nevoie cu ajutorul unui set finit de variabile și reguli fuzzy”. Această teoremă specifică faptul că reglarea fuzzy se poate aplica oricărui proces neliniar dar nu răspunde la întrebările: Câte reguli sunt necesare? Cum pot fi acestea găsite? Care sunt regulile esențiale pentru rezolvarea problemei reglării? În multe cazuri controlul fuzzy simplu rezolvă problema reglării și de aceea astăzi există sute de sisteme de acționare care se bazează pe logica fuzzy [90].

Utilizarea reglării fuzzy oferă următoarele avantaje [147]:

- posibilitatea utilizării experienței umane în situațiile în care doar aceasta este disponibilă;
- posibilitatea obținerii unui regulator cu o caracteristică neliniară doar pe baza cunoștințelor referitoare la comportarea procesului, fără modelări matematice;
- descrierea lingvistică cu mulțimi vagi a mărimilor fizice asociate procesului reglat este mai puțin supusă erorii decât descrierea matematică;
- modificarea constantelor de timp ce caracterizează comportarea sistemului reglat nu determină o stare de instabilitate așa de accentuată ca în cazul reglării clasice, liniare;
- timpul și efortul necesar dezvoltării unui regulator fuzzy sunt mai reduse;
- implementarea unui regulator fuzzy se face, în multe aplicații, cu prețuri relativ reduse, în orice caz mai avantajoase decât în cazul utilizării reglatoarelor clasice.

Generalizarea acestor avantaje poate crea o imagine falsă și eronată asupra utilizării reglării fuzzy. Pentru dezvoltarea unui regulator fuzzy, „expertul” are nevoie de cunoștințe solide în domeniul reglării automate. Aceste cunoștințe nu pot fi totdeauna „traduse” ușor în limbajul logicii vagi, iar uneori nu trebuie luate în considerare toate detaliile procesului reglat [142].

Timpul și efortul de proiectare sunt reduse în măsura în care se dispune de un mediu de dezvoltare adecvat. Oricum e necesar un spațiu mai mare pentru program și variabile dar creșterea dimensiunii memoriei nu mai reprezintă astăzi un inconvenient nici măcar din punct de vedere al prețului.

În cazul controlului *fuzzy liniar nu se pot depăși performanțele* unei reglări clasice optime [78]. Valoarea prescrisă este atinsă mai repede și fără supracreșteri semnificative dar pot să apară unele oscilații, în jurul acestei valori. De asemenea eroarea în regim staționar este nenulă. Astfel precizia reglării nu este așa de bună ca în cazul utilizării unui regulator PID, analogic sau numeric, unde componenta integrativă (I) elimină aceste inconveniente [127].

În domeniul controlului neliniar, unde stabilitatea este mai greu de obținut, sistemele de reglare bazate pe logica fuzzy sunt mai simple, mai stabile și mai robuste, fiind capabile să înlocuiască, cu succes, sistemele de reglare convenționale [44], [119], [166].

Implementarea reguletoarelor fuzzy se poate face cu ajutorul limbajelor de programare sau a echipamentelor analogice sau numerice. Majoritatea aplicațiilor existente sunt software [44] bazate pe limbaje de asamblare, limbaje de nivel înalt sau pe limbaje de programare specifice sistemelor fuzzy [78].

Limbajele de asamblare conduc la generarea unui cod foarte eficient în ceea ce privește timpul de calcul și volumul de memorie ocupat, motiv pentru care sunt recomandate în special în aplicațiile de timp real, cu microprocesoare și microcontrollere standard. Utilizarea lor devine dificilă dacă algoritmul care trebuie implementat este complex.

Limbajele de nivel înalt sunt simple, din punctul de vedere al programatorului, și eficiente în cazul simulărilor reguletoarelor și a implementării lor pe calculatoare personale, în aplicații unde timpul de calcul nu constituie o restricție importantă. Limbajul C oferă avantajul portabilității pentru majoritatea microcontrollere-lor și procesoarelor de semnal existente.

Limbajele de programare specifice sistemelor fuzzy asigură un nivel superior al programării aplicațiilor fuzzy. Un astfel de limbaj este cel propus de firma Togai Infralogic și denumit FPL – Fuzzy Programming Language. Tot în această categorie pot fi incluse și mediile de dezvoltare pentru aplicații fuzzy, cum ar fi toolbox-ul fuzzy din Matlab, Fide de la Apronix, FuzzyTech de la Inform GmbH, Warp-SDT1.0 de la SGS Thompson, etc. Aceste medii de dezvoltare acoperă toate fazele unei aplicații fuzzy pentru sisteme programate în C, sisteme cu microcontrollere și procesoare fuzzy dedicate [78]. Cu ajutorul lor pot fi efectuate următoarele operații:

- proiectarea aplicației, adică descrierea funcțiilor de apartenență, a bazei de reguli, a metodelor de inferență și defuzzificare;
- verificarea regulatorului proiectat cu ajutorul funcției de transfer dacă aceasta este cunoscută;
- simularea regulatorului proiectat prin aplicarea unor semnale diferite la intrare și acordarea regulatorului prin modificarea funcțiilor de apartenență și a bazei de reguli;
- generarea codului sursă pentru implementarea software a regulatorului proiectat
- verificarea, pe sistemul real, a programului de reglare realizat;

Implementarea hard a reguletoarelor fuzzy se poate face pe calculatoare personale, microprocesoare sau microcontrollere standard, microprocesoare fuzzy, circuite specifice pentru aplicații ASIC, memorii RAM sau EPROM [32].

Utilizarea calculatoarelor personale implică transpunerea relațiilor matematice ale regulatorului într-un limbaj de nivel înalt. Se poate scrie codul direct în C, se pot folosi limbaje specifice pentru reguletoare fuzzy sau medii de dezvoltare care au o interfață grafică. Această variantă se caracterizează printr-o flexibilitate mare dar este relativ scumpă și pot să apară probleme la implementarea în timp real a reguletoarelor datorate sistemelor de operare care nu oferă facilități în acest sens.

Utilizarea microprocesoarelor sau a microcontrollerelor standard, de exemplu cele din familia 8051, implică programe scrise în oricare din limbajele amintite și oferă o flexibilitate mare la un preț redus. Datorită puterii de calcul scăzute este necesar un compromis între complexitatea regulatorului și timpul de execuție al calculelor.

Implementarea pe microprocesoare dedicate se bazează pe utilizarea procesoarelor fuzzy analogice (Omron FZ-1000) sau numerice (Togai Infralogic FC 110, Siemens SAE 81C99A – coprocesor fuzzy). Acestea au o viteză de execuție mult mai mare decât implementările exclusiv software și o flexibilitate ridicată dar prețul este considerabil. Pentru majoritatea procesoarelor fuzzy sunt disponibile medii de dezvoltare, cu interfață grafică, generarea automată a codului programului de reglare, posibilități de simulare și acordare.

Includerea în circuitele integrate specifice pentru aplicații (ASIC) a unor nuclee de procesoare fuzzy și a unor interfețe grafice specifice, face posibilă utilizarea lor pentru implementarea reglatoarelor fuzzy. Sunt potrivite pentru sistemele care acționează în timp real. Flexibilitatea este mică deoarece structura circuitului ASIC nu poate fi modificată după fabricație iar prețul este relativ mare.

În cazul implementării bazate pe memorii, „Fuzzy-memory-controllers”, se utilizează memorii de tip RAM, ROM sau EPROM în care se memorează tabele de căutare conținând valorile comenzilor pentru fiecare set de valori ale erorilor. Legătura dintre comenzi și erori, necesară pentru determinarea informației care se înscrie în memorie, este prestabilită. Această metodă poate fi utilizată în cazul reglatoarelor neliniare [103], oferă o viteză foarte mare de execuție, un preț redus dar are o flexibilitate redusă.

O comparație a metodelor de implementare hardware funcție de flexibilitatea și prețul lor este prezentată în figura 4.32. Cele mai scumpe sunt coprocesoarele și procesoarele fuzzy. Utilizarea lor este justificată numai în măsura în care costurile suplimentare ale sistemelor de reglare vor fi recuperate din vânzarea produselor sau costul sistemului de acționare este așa de mare încât acestea nu mai contează. Cea mai mare flexibilitate o oferă soluțiile software bazate pe limbajele de nivel înalt. Pentru a realiza un compromis avantajos între flexibilitate și preț se poate folosi un controller standard în care să se implementeze toate componentele sistemului de acționare. Regulatorul fuzzy poate fi realizat fără hardware specializat fiindcă toate operațiile fuzzy sunt suficient de simple iar algoritmul de control fuzzy poate fi optimizat să ruleze și în aplicațiile critice din punct de vedere al timpului de execuție [44], [177].

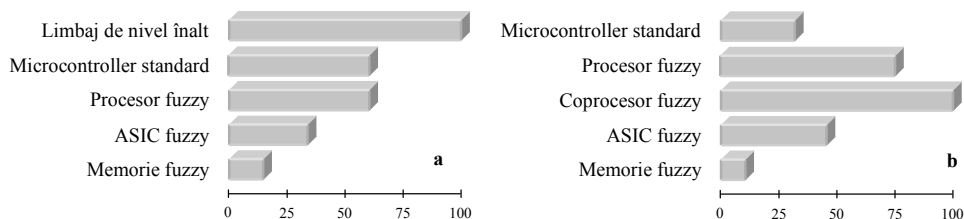


Figura 4.32. Compararea metodelor de implementare hardware a reglatoarelor fuzzy:
a) funcție de flexibilitate [%], b) funcție de preț [%].

În adoptarea unei soluții fuzzy, în afara aspectelor tehnice, trebuie ținut cont și de considerente economice, de marketing. În Japonia „fuzzy” a devenit unul din cele mai populare cuvinte. În aplicațiile de uz casnic, eticheta „fuzzy control” este sinonimă cu calitatea superioară. De exemplu, mașinile de spălat cu „one-touch-button” au un senzor adițional care sesizează cantitatea și gradul de murdărire al rufelor. Pe această bază intră în acțiune o procedură de evaluare fuzzy pentru

stabilirea detaliilor programului de spălare. În anii '90, numai acest detaliu a determinat, în Japonia, un spor al vânzărilor de câteva miliarde de \$ [44].

Acest argument de marketing nu are nici un efect în sfera aplicațiilor din mediul industrial. Dar și aici există unele situații în care este folosită reglarea fuzzy - chiar dacă nu este absolut necesară - doar pentru a demonstra capacitatea companiilor în producerea echipamentelor și tehnologiilor bazate pe această metodă de control.

La întrebarea „Când se recomandă utilizarea reguletoarelor fuzzy?” răspunsul este dificil și nu prea concludent. Adoptarea sau nu a reglării fuzzy poate fi influențată de următoarele situații:

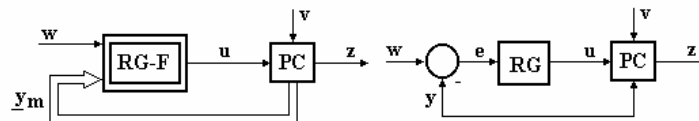
- existența unui regulator clasic (PI, PID) cu performanțe în reglare foarte bune, la prețuri acceptabile, justifică menținerea soluției și nu sprijină eforturile de dezvoltare și implementare a unei reglări fuzzy;
- existența unei soluții fuzzy, cu succes comercial, într-o anumită aplicație, poate justifica extinderea reglării fuzzy în domeniul respectiv;
- existența unor informații suplimentare asupra procesului condus, care utilizate de un regulator fuzzy asigură performanțe superioare în raport cu reguletoarele clasice, justifică efortul de dezvoltare și implementare a reglării fuzzy.

Indiferent de motivul și domeniul în care sunt folosite, se apreciază că în viitorul apropiat 10 – 15% din aplicațiile electrice și electronice vor utiliza logica fuzzy.

Toate aceste aspecte conduc la concluzia că reglarea fuzzy poate fi o alternativă viabilă a reglării clasice mai ales în domeniul controlului neliniar [176]. O soluție avantajoasă, utilizabilă în cazul comenzii motoarelor electrice, s-ar putea baza pe combinarea celor două metode de control în vederea obținerii unui regulator hibrid care să se comporte ca un regulator clasic sau ca unul fuzzy în funcție de caracterul liniar sau neliniar al procesului reglat. Dacă eroarea dintre mărimea prescrisă și cea curentă este mică se adoptă controlul clasic numeric iar dacă eroarea este mare se apelează controlul fuzzy [9], [10], [11], [12], [44], [58], [142], [152].

4.6.2. Structura unui sistem de reglare automată cu regulator fuzzy

În structura principală a unui sistem de reglare automată SRA cu regulator fuzzy (figura 4.33a) se evidențiază, în raport cu structura unui SRA clasic (figura 4.33b), apariția următoarelor mărimi:



a) fuzzy

b) clasic

Figura 4.33. Sisteme de reglare automată.

- y_m - vectorul mărimilor procesului condus (PC) după care se asigură reacții în vederea realizării conducerii; y_m va conține ieșirea de măsură y

($y(t) = k_m \cdot z(t)$) și alte mărimi aferente procesului condus a căror evoluție poate fi concludentă în conducere;

- u - numărul mărimilor de comandă care poate fi oricât de mare, dar este obligatoriu ca fiecare comandă să fie prezentă în concluziile bazei de reguli și să acționeze asupra unui element de execuție.

Structura regulatorului fuzzy (figura 4.34) reflectă, prin blocurile componente, mecanismul său de funcționare. Acesta cuprinde:

- *etapa de fuzzyficare* a informației ferme disponibile (referitoare la evoluția și tendințele de evoluție ale mărimilor procesului condus); ca rezultat se obține informația vagă sub forma variabilelor lingvistice, a termenilor lingvistici și a funcției de apartenență;

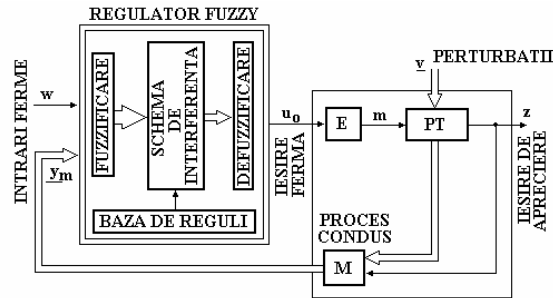


Figura 4.34. Structura unui regulator fuzzy.

- *etapa de inferență*, prin care informația vagă referitoare la intrări este prelucrată sub forma unui set de reguli (baza de reguli) de forma:
SAU
 R_i : DACĂ (premiză \leftrightarrow intrări) ATUNCI (concluzia \leftrightarrow ieșiri)
SAU
...
 $i=1,2,\dots;$ (4.166)

ca rezultat se obține concluzia vagă sub forma comenzii vage $\mu_{R_{e_z}}^0(u)$;

- *etapa de defuzzyficare*, de conversie a caracterizării vage a comenzii într-o formulare fermă, sub forma comenzii u_0 ; această valoare fermă este aplicată elementului de execuție.

Regulatorul fuzzy, având structura de mai sus, fără dinamică (creează o dependență neliniară de tip proporțional a comenzii funcție de intrări). Ansamblul poate obține proprietăți dinamice dacă unele intrări sunt prelucrate dinamic înainte sau după regulatorul fuzzy propriu-zis (se pot obține și componente P și I).

Intrările ferme pot fi:

- eroarea de reglare e și derivatele \dot{e} , \ddot{e} sau integrala erorii $\int e(\tau)d\tau$ prin care se pot aprecia tendințele de evoluție a procesului condus; în acest caz regulile ce compun baza de reguli vor fi de forma:
 R_i : DACĂ ($e = \dots$ ȘI $\dot{e} = \dots$) ATUNCI ($u = \dots$). SAU ...
- eroarea de reglare (eventual derivatele sale) și alte mărimi din proces (de regulă mărimi de stare).

Deoarece evoluția erorii de reglare (eventual și a derivatelor sale) este ușor de urmărit și interpretat, implementarea reguletoarelor fuzzy de acest tip este mai ușoară. Celelalte calcule (integrala) se pot face în exterior și pot conferi ansamblului proprietăți dinamice.

Fuzzyficarea informației de intrare

Prelucrarea informației ferme de schema de inferență este precedată de:

- conversia analog-numerică a semnalului ferm;
- tratarea numerică a informației ferme;
- transformarea informației ferme în informație vagă (fuzzyficare).

Conversia analog-numerică a semnalului ferm presupune eșantionarea, cuantizarea și codificarea sa. Criteriile de alegere a perioadei de eșantionare sunt similare cu cele clasice și depind de dinamica procesului condus, echipamentul numeric de care se dispune, spectrul semnalelor perturbatoare, dinamica elementului de execuție. Nu se impun pretenții deosebite în raport cu cuantizarea datorită preciziei relativ scăzute a reglării fuzzy.

Tratarea numerică a informației ferme se referă la efectuarea calculelor pentru postfiltrarea numerică, determinarea derivatelor și integralelor semnalului măsurat.

Transformarea informației ferme de intrare în informație vagă presupune definirea, cât mai corectă, a numărului de termeni lingvistici și a funcțiilor de apartenență pentru fiecare variabilă logică de intrare. În literatură nu se dau recomandări general valabile, soluția optimă fiind la latitudinea proiectantului dar se specifică câteva indicații cu caracter general:

- numărul termenilor lingvistici aferenți unei variabile logice de intrare este, de obicei, un număr impar 3, 5 sau 7; prin acest număr se fixează rezoluția conversiei dar s-a constatat că o creștere a numărului de termeni lingvistici peste 7 nu duce la o creștere eficientă a rezoluției (crește numărul de reguli și formularea bazei de reguli devine din ce în ce mai anevoioasă);
- domeniul de bază pentru mărimile de intrare este predefinit de domeniul de variație al ieșirii traductoarelor de măsură și de echipamentul de interfațare; acoperirea prin termeni lingvistici a domeniului va determina „amplificarea” regulatorului;
- inițializarea funcțiilor de apartenență ale termenilor lingvistici aferenți variabilelor de intrare se realizează pe baza următoarelor recomandări:
 - funcțiile de apartenență se aleg de formă triunghiulară sau trapezoidală simetrică (exceptând capetele);
 - funcțiile de apartenență trebuie să asigure acoperirea totală a domeniului de bază, orice valoare fermă să activeze simultan doi termeni lingvistici,
 - punctul de intersecție a funcțiilor de apartenență pentru doi termeni lingvistici adiacenți va avea ordonata mai mare de 0,45.

Aceste indicații pot fi completate ținând cont de influența modificării formei funcțiilor de apartenență asupra caracteristicii statice a regulatorului fuzzy [142].

Baza de reguli și metodele de inferență

Funcționarea regulatorului fuzzy are la baza un set de reguli de forma (4.166). care trebuie să asigure, într-o descriere lingvistică, funcționalitatea

regulatorului. Informațiile din premiză și concluzie sunt formulate și proiectate prin descriptorii lingvistici ȘI și SAU respectiv prin mecanismul de evaluare a concluziei. Regulile bazei de reguli sunt conectate prin conectorul SAU. Conectarea ȘI și/sau SAU a informațiilor din premiză și din concluzie depinde esențial de funcționalitatea și de proprietățile procesului și de modul de caracterizare a experienței în conducerea procesului.

Dimensiunea bazei de reguli depinde de numărul variabilei lingvistice de intrare și de ieșire, de numărul de termeni lingvistici utilizați în caracterizarea unei variabile lingvistice și de conectorii utilizați în premiză și concluzie.

Baza de reguli poate fi:

- completă, când fiecare situație fermă este acoperită de reguli;
- incompletă, când situații ferme imposibile sau foarte puțin probabile pentru funcționarea procesului condus nu sunt definite sau sunt lăsate spre rezolvare unor reguli adiacente.

Se pot scrie relații analitice care precizează numărul de reguli n_R ce formează o bază de reguli completă.

Baza de reguli poate fi descrisă:

- simbolic, conform relației (4.166); este formulare compactă și clară chiar și în condițiile unei baze mari; scrierea ocupă însă un spațiu relativ mare;
- prin matricea/taboul de inferență sau tabel de decizie; tabelul este ușor de formulat și de întocmit numai în cazul unui număr redus de variabile lingvistice de intrare (pentru $n_i > 4$ devine practic inoperant).

În realizarea regulatorului fuzzy, pentru evaluarea bazei de reguli, conectorii lingvistici ȘI și SAU pot fi evaluați prin diferiți operatori vagi.

Metodele de inferență preferate în realizarea reguletoarelor fuzzy sunt: MAX-MIN, MAX-PROD și SUM-PROD. Acestea au următoarele caracteristici:

- metoda inferenței *MAX-MIN* presupune evaluarea bazei de reguli utilizând:
 - conectori în premiză: ȘI \rightarrow MIN, SAU \rightarrow MAX;
 - concluzionare: MIN;
 - conectarea regulilor: MAX;
- metoda inferenței *MAX-PROD* presupune evaluarea bazei de reguli utilizând:
 - conectori în premiză: PROD \rightarrow MIN, SAU \rightarrow MAX;
 - concluzionare: PROD asupra termenului lingvistic de ieșire activat;
 - conectarea regulilor: MAX;
- metoda inferenței *SUM-PROD*: presupune evaluarea bazei de reguli utilizând:
 - conectori în premiză: ȘI \rightarrow PROD, SAU \rightarrow SUM;
 - concluzionare: PROD asupra termenului lingvistic de ieșire activat;
 - conectarea regulilor: SUM.

Defuzzyficarea informației vagi

Comanda fermă u_0 rezultă prin defuzzyficarea concluziei vagi $\mu_{Rez}^0(u)$. Operația de defuzzyficare implică:

- existența termenilor lingvistici (funcției de apartenență) ai variabilei lingvistice, corespunzător definiți;
- alegerea unei metode de defuzzyficare adecvată.

În toate analizele efectuate trebuie ținut cont de proprietățile elementului de execuție, de performanțele de comportare minimale care trebuie realizate și de aspectele legate de realizarea hardware și software a regulatorului fuzzy.

Alegerea termenilor lingvistici și a funcției de apartenență pentru variabilele lingvistice de intrare/ieșire presupune:

- definirea unui număr impar de termeni lingvistici;
- definirea domeniului de bază;
- selectarea formei funcției de apartenență în corelație cu metoda de defuzzyficare.

Alegerea metodei de defuzzyficare depinde de tipul elementului de execuție:

- dacă elementul de execuție are un număr finit de stări discrete se alege între metoda maximului și metoda maximelor mediate;
- dacă elementul de execuție are un domeniu de variație compact se preferă metoda centrului de greutate [126].

4.6.3. Tipuri de regulatoare fuzzy

Regulatoarele fuzzy pot fi fără dinamică sau cu dinamică [126], [142]. Cele din urmă oferă avantajul introducerii unor proprietăți neliniare prin derivarea/integrarea erorii de reglare pe intrare/ieșire.

4.6.3.1. Regulatoare fuzzy fără dinamică

În situațiile în care domeniul de bază al intrării și respectiv ieșirii este acoperit de un număr foarte mic de termeni lingvistici, se obține un regulator convențional cu caracteristica statică mai mult sau mai puțin neliniară, dependent de proprietățile regulatorului fuzzy.

Dacă regulatorul fuzzy are o singură regulă, defuzzyficarea se asigură prin metoda defuzzyficării liniare. Modificarea pantei caracteristicii statice se poate face prin:

- scalarea domeniilor de bază;
- modificarea formei funcțiilor de apartenență ale termenilor lingvistici de intrare și ieșire.

Dacă regulatorul fuzzy are două reguli, defuzzyficarea se asigură prin metoda centrului de greutate (modificarea pantei caracteristicii statice ca mai sus).

4.6.3.2. Regulatoare fuzzy cu dinamică

Proprietățile unui sistem de reglare automat se pot îmbunătăți prin introducerea unor componente dinamice în structura regulatorului. Efectul acestor componente se poate manifesta:

- în regim permanent, prin reducerea, sau chiar eliminarea erorii de reglare;
- în regim dinamic, prin reducerea suprareglajului, a timpului de reglare și/sau îmbunătățirea condițiilor de stabilitate.

Comportamentul neliniar dorit poate fi asigurat prin:

- modificarea adecvată a formei funcțiilor de apartenență;

- modificarea numărului de termeni lingvistici;
- modificarea metodei de inferență [143].

Principiile de realizare a componentelor dinamice sunt foarte diferite. Se pot prelucra dinamic atât mărimile de intrare (înaintea fuzzificării) cât și mărimea de ieșire defuzzificată.

Prelucrarea dinamică a unei mărimi de intrare, prin crearea unor componente suplimentare integrative I sau derivate D , determină apariția unor noi semnale la intrările regulatorului fuzzy cum ar fi prima și a doua derivată sau integrala erorii. Componentele I sau D se realizează, de preferință, pe cale numerică [142].

Pentru componenta D (figura 4.35) se utilizează relația:

$$d_k = \frac{1}{T_r} (e_k - e_{k-1}) \quad (4.167)$$

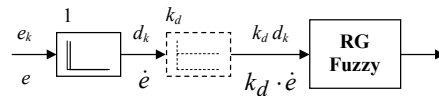


Figura 4.35. Schema de principiu pentru realizarea componentei D .

Dacă mărimea de intrare e are variații foarte rapide ce împiedică formarea componentei D , atunci fie aceasta se prefiltrează după o lege de tip PT1, fie se folosește un eșantion „mult trecut” e_{k-m} conform relației:

$$d_k = \frac{1}{mT_r} (e_k - e_{k-m}) \quad (4.168)$$

Componenta I (figura 4.36) se determină cu relația:

$$s_k = \sum_{i=0}^k e_i = e_k + \sum_{i=0}^{k-1} e_i = e_k + x_k \quad \text{în care} \quad x_k = \sum_{i=0}^{k-1} e_i \quad (4.169)$$

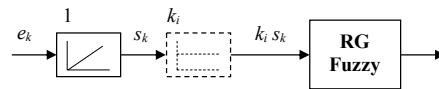


Figura 4.36. Schema de principiu pentru realizarea componentei I .

Deoarece regulatoarele fuzzy sunt neliniare, nu se poate vorbi despre funcția lor de transfer. Dacă, însă, se acceptă că au o caracteristică statică generalizată fără discontinuități, atunci, în jurul unui punct de funcționare staționară constantă, se poate vorbi despre o pseudo funcție de transfer cvasi continuă asociată regulatorului fuzzy cu dinamică [142].

Modelarea unui **regulator fuzzy cvasi-PD** se bazează pe schema bloc prezentată în figura 4.37. Partea de reglare fuzzy propriu-zisă admite, în jurul unui punct de funcționare staționară constantă, câte un coeficient de transfer k_{F1} și k_{F2} în raport cu fiecare din cele două canale de intrare (valoarea coeficienților este dependentă de punctul de funcționare staționară constantă și include și factorii de scalare a intrărilor/ieșirilor).

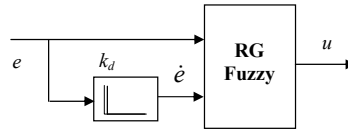


Figura 4.37. Schema bloc a regulatorului fuzzy cvasi PD.

Se poate, astfel, aproxima:

$$u(t) \approx k_{F1} \cdot e(t) + k_{F2} \cdot k_d \cdot \dot{e}(t) \quad (4.170)$$

Relația (4.170) permite determinarea expresiei operaționale a funcției de transfer a regulatorului cvasi continuu fuzzy de tip PD:

$$u(s) \approx (k_{F1} + k_{F2} \cdot k_d \cdot \frac{s}{1 + sT_e/2}) \cdot e(s) \quad (4.171)$$

în care: $k_d = T_d$

Relația (4.171) conduce la o funcție de transfer de tip PDT1 de forma:

$$H_R(s) = k_F \cdot \frac{1 + s \cdot T_D}{1 + s \cdot T_f} \quad (4.172)$$

cu parametrii:

$$\begin{aligned} k_F &= k_{F1} \\ T_D &\approx (k_{F2}/k_{F1}) \cdot (k_d + T_e/2) \\ T_f &= T_e/2 \end{aligned} \quad (4.173)$$

Coefficienții k_F și T_D se modelează de către regulatorul fuzzy. Dacă termenii lingvistici și funcțiile de transfer aferente celor două intrări sunt identice, atunci:

$$k_{F1} = k_{F2} = k_F \quad (4.174)$$

și: $T_D \approx k_d + T_e/2$ (4.175)

Un **regulator fuzzy cvasi PI** se poate realiza cu asigurarea componentei integrale pe ieșirea sau pe intrarea regulatorului fuzzy propriu-zis (figura 4.38).

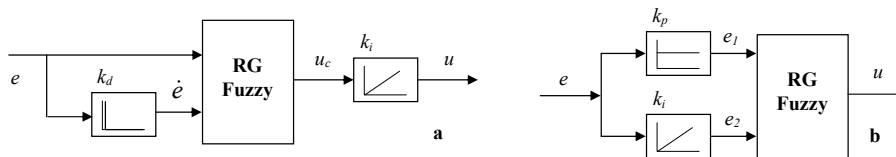


Figura 4.38. Schema bloc a regulatorului fuzzy cvasi PI cu asigurarea componentei integrale pe: a). ieșirea regulatorului fuzzy propriu-zis; b). intrarea regulatorului fuzzy propriu-zis.

Relația de bază aferentă regulatorului fuzzy cvasi PI cu asigurarea **componentei integrale pe ieșire**, este:

$$u(t) \approx k_i \cdot \int_0^t (k_{F1} \cdot e(\tau) + k_{F2} \cdot k_d \cdot \dot{e}(\tau)) d\tau \quad (4.176)$$

Forma operațională a acestei relații este:

$$u(s) \approx k_i \cdot \frac{1 + sT_e/2}{sT_e} \cdot (k_{F1} + k_{F2} \cdot k_d \cdot \frac{s}{1 + sT_e/2}) \cdot e(s) \quad (4.177)$$

Relația (4.177) conduce la o funcție de transfer de tip PI de forma:

$$H_R(s) \approx \frac{k_r}{s} \cdot (1 + sT_i) \quad (4.178)$$

cu parametrii:

$$k_r = \frac{k_i \cdot k_{F1}}{T_e} \quad (4.179)$$

$$T_i = \frac{k_{F2}}{k_{F1}} \cdot k_d + \frac{T_e}{2} \quad (4.180)$$

Pentru acest tip de regulator „dinamica” se introduce prin (figura 4.39):

- derivarea numerică a erorii de reglare e_k , sub forma incrementului de reglare:

$$\Delta e_k = e_k - e_{k-1} \quad (4.181)$$
- integrarea numerică a incrementului comenzii Δu_k .

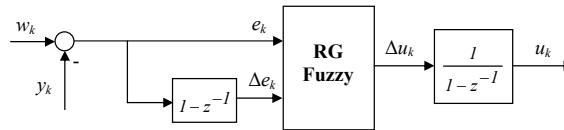


Figura 4.39. Schema bloc a regulatorului fuzzy cvasi PI cu integrarea ieșirii.

Pentru proiectarea acestui regulator se folosește expresia ecuației discrete aferente unui algoritm de reglare numerică cvasicontinuală de tip PI:

$$\Delta u_k = K_P \cdot \Delta e_k + K_I \cdot e_k = K_P \cdot (\Delta e_k + \alpha \cdot e_k) \quad (4.182)$$

în care parametrii K_P , K_I și α se determină pe baza funcției de transfer a regulatorului PI:

$$H_R(s) = \frac{k_R}{sT_i} \cdot (1 + sT_i) \quad (4.183)$$

Se obține:

$$K_P = k_R \left(1 - \frac{T_C}{2T_i}\right), \quad K_I = k_R \frac{T_C}{T_i} \quad \text{și} \quad \alpha = \frac{K_I}{K_P} = \frac{2T_C}{2T_i - T_C} \quad (4.184)$$

Pentru variabilele de intrare e_k și Δe_k se aleg termeni lingvistici cu funcții de apartenență de tip triunghiular uniform distribuite, cu grad de acoperire 1 iar pentru variabila de ieșire Δu_k de tip singleton (figura 4.40). Parametrii specifici B_e , $B_{\Delta e}$ și $B_{\Delta u}$ sunt corelați cu formele funcțiilor de apartenență.

Baza de reguli a regulatorului fuzzy se construiește în funcție de numărul termenilor lingvistici ai variabilelor de intrare și ieșire. Pentru exemplul anterior, o formă a unei baze de reguli complete este redată în tabelul 4.4.

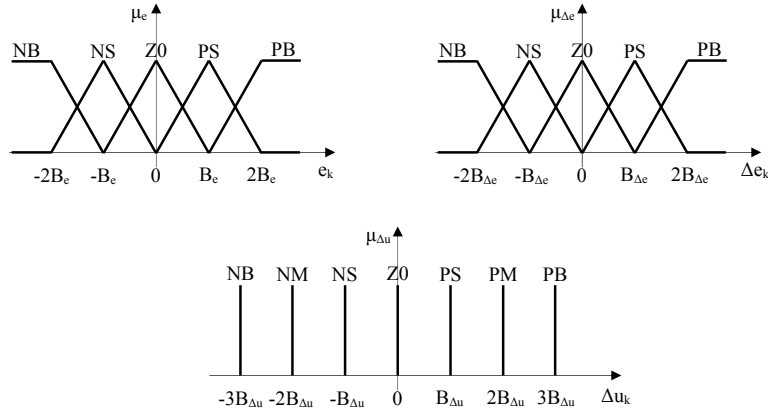


Figura 4.40. Funcțiile de apartenență ale variabilelor de intrare și ieșire.

Tabelul 4.4. Bază de reguli completă.

$e_k \backslash \Delta e_k$	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	NB	NB	NM	NS	ZO
NS	NB	NM	NS	ZO	PS
ZO	NM	NS	ZO	PS	PM
PS	NS	ZO	PS	PM	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	PB

Pentru fixarea unor valori concrete parametrilor B_e , $B_{\Delta e}$ și $B_{\Delta u}$ se parcurg următoarele etape:

- în lungul „dreptei de comandă nule” se aplică relația:

$$\alpha = -\frac{\Delta e_k}{e_k} = \frac{B_{\Delta e}}{B_e} \quad (4.185)$$

- în lungul „dreptei de comandă constante” $\Delta u_k = B_{\Delta u}$ este îndeplinită condiția:

$$B_{\Delta u} = \Delta u_k = K_P \cdot (\Delta e_k + \alpha \cdot e_k) = K_P \cdot B_{\Delta e} \quad (4.186)$$

adică: $B_{\Delta u} = K_P \cdot \alpha \cdot B_e = K_I \cdot B_e \quad (4.187)$

De regulă [142] unul dintre acești parametri se alege (în speță B_e) iar ceilalți doi se calculează.

Relația de bază aferentă regulatorului fuzzy cvasi PI cu asigurarea **componentei integrale pe intrare**, este:

$$u(t) \approx k_{F1} \cdot k_p \cdot e(t) + k_{F2} \cdot k_i \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (4.188)$$

respectiv, în formă operațională:

$$u(s) \approx (k_{F1} \cdot k_p + k_{F2} \cdot k_i \cdot \frac{1 + sT_e/2}{sT_e}) \cdot e(s) \quad (4.189)$$

Se obține o funcție de transfer de tip PI, de forma:

$$H_R(s) \approx \frac{k_r}{s} \cdot (1 + sT_i) \quad (4.190)$$

având parametrii:

$$k_r = \frac{k_i \cdot k_{F2}}{T_e} \quad (4.191)$$

$$T_i = \left(\frac{k_p \cdot k_{F1}}{k_i \cdot k_{F2}} + \frac{1}{2} \right) \cdot T_e \quad (4.192)$$

Proiectarea acestei variante de regulator (figura 4.41) se bazează pe ecuația discretă aferentă algoritmului de reglare numerică cvasicontinual PI, scrisă în varianta paralelă:

$$u_k = K_I \cdot e_{Ik} + K_P \cdot e_k \quad (4.193)$$

cu parametrii K_P , K_I furnizați de relația (4.184). e_{Ik} reprezintă integrala erorii de reglare:

$$e_{Ik} = e_{Ik-1} + e_k \quad (4.194)$$

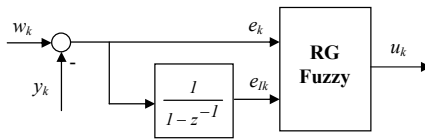


Figura 4.41. Schema bloc a regulatorului fuzzy cvasi PI cu integrarea intrării.

Înlocuind relația (4.194) în relația (4.193) se obține:

$$u_k = K_P^* \cdot e_{Ik} + K_I^* \cdot e_k = K_P^* \cdot (e_{Ik} + \alpha^* \cdot e_k) \quad (4.195)$$

în care parametrii K_P^* , K_I^* și α^* se determină cu relațiile:

$$K_P^* = K_I = k_R \frac{T_C}{T_i} \quad (4.196)$$

$$K_I^* = K_P = k_R \left(1 - \frac{T_C}{2T_i} \right),$$

$$\alpha^* = \frac{K_I^*}{K_P^*} = \frac{1}{\alpha} = \frac{2T_i - T_C}{2T_C}$$

Regulatorul fuzzy cvasi-PID are la baza structurile din figura 4.42. Forma ecuației ce caracterizează regulatorul este:

$$u(t) \approx k_{F1} \cdot k_p \cdot e(t) + k_{F2} \cdot k_i \int_0^1 e(\tau) d\tau + k_{F3} \cdot k_d \cdot \dot{e}(t) \quad (4.197)$$

respectiv, expresia ei operațională:

$$u(s) \approx (k_{F1} \cdot k_p + k_{F2} \cdot k_i \cdot \frac{1 + sT_e/2}{sT_e} + k_{F3} \cdot k_d \cdot \frac{s}{1 + sT_e/2}) \cdot e(s) \quad (4.198)$$

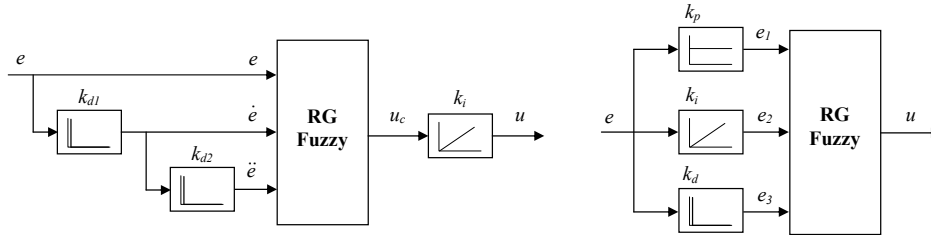


Figura 4.42. Regulatorul fuzzy cvasi-PID.

Pe baza acestora se poate determina o funcție de transfer de aproximare [142]:

$$H_R(s) \approx \frac{k_r}{s} \cdot (1 + sT_{r1}) \cdot (1 + sT_{r2}) \quad (4.199)$$

în care explicitarea parametrilor T_{r1} , T_{r2} nu este întotdeauna posibilă.

4.6.4. Proiectarea și simularea regulatorului fuzzy

În vederea realizării unui regulator de curent care să fie folosit pentru comanda unui MCC s-a optat pentru un regulator fuzzy de tip PI cu dinamică. S-a urmărit în mod special comportarea sa în condițiile în care valoarea erorii este mare (acesta va intra în funcțiune doar dacă eroarea este mare decât o valoare de prag). S-au utilizat configurații multiple pentru funcțiile de apartenență ale erorii, derivatei erorii și comenzii și diferite baze de reguli.

Pentru simularea funcționării reguletoarelor fuzzy s-a folosit toolbox-ul Fuzzy Logic din Matlab [98]. Acesta permite proiectarea, analiza și simularea sistemelor fuzzy și generarea de cod C în vederea implementării acestora pe diverse platforme hardware [1].

4.6.4.1. Simularea regulatorului fuzzy cu eroarea, derivata erorii și comanda descrise de trei funcții de apartenență

Simularea s-a realizat pentru trei configurații diferite ale funcțiilor de apartenență ale erorii e_k , derivatei erorii Δe_k și comenzii u_k păstrând, în permanență, baza de reguli din tabelul 4.5.

Tabelul 4.5. Baza de reguli.

$\Delta e_k \backslash e_k$	P	ZO	N
P	P	P	ZO
ZO	P	ZO	N
N	ZO	N	N

Pentru fiecare situație concretă s-a obținut o suprafață de reglare (figurile 4.43, 4.44 și 4.45).

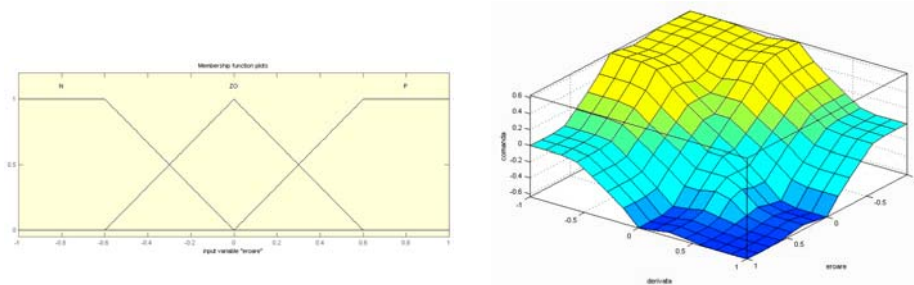


Figura 4.43 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută – cazul 1.

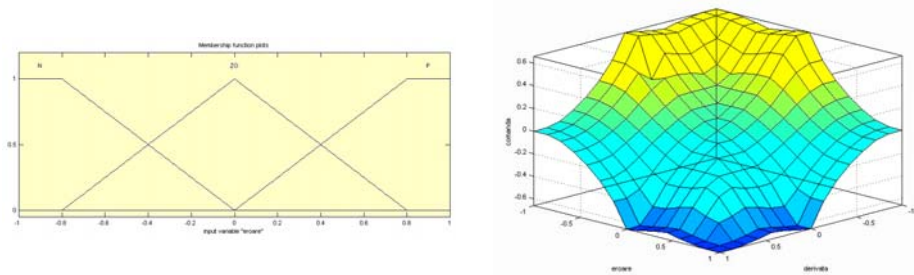


Figura 4.44 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută – cazul 2.

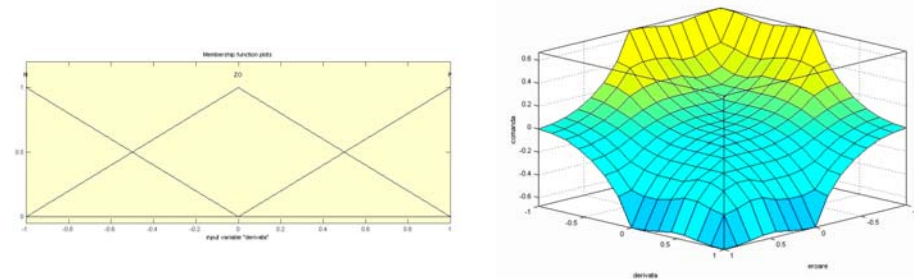


Figura 4.45 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută – cazul 3.

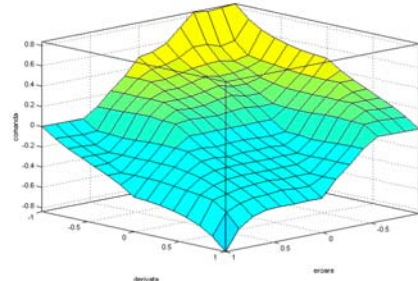
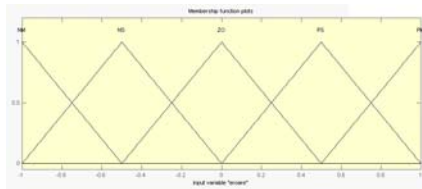
În urma celor trei simulări, se observă că cea mai apropiată suprafață de reglare de valoarea dorită (tranziții line) este cea din figura 4.45.

4.6.4.2. Simularea regulatorului fuzzy cu derivata erorii descrisă de trei funcții de apartenență și eroarea și comanda descrise de cinci funcții de apartenență

Derivata erorii este descrisă de trei funcții de apartenență identice cu cele din figura 4.45. Baza de reguli este redată în tabelul 4.6. Eroarea și comanda sunt descrise de cinci funcții de apartenență (figura 4.46). S-a obținut suprafața de reglare din figura 4.46 care, deși reflectă tranziții mai puțin abrupte, nu este simetrică.

Tabelul 4.6. Baza de reguli.

Δe_k \ e_k	PM	PS	ZO	NS	NM
P	NM	NS	NS	ZO	ZO
ZO	NS	ZO	ZO	ZO	PS
N	ZO	ZO	PS	PS	PM

Figura 4.46 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

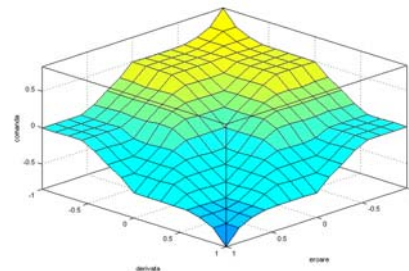
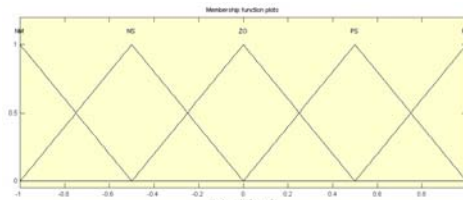
4.6.4.3. Simularea regulatorului fuzzy cu eroarea, derivata erorii și comanda descrise de cinci funcții de apartenență

În cazul acestui tip de regulator s-au făcut simulări pentru trei baze de reguli și trei forme ale funcțiilor de apartenență.

1). Prima bază de reguli este redată în tabelul 4.7. Funcțiile de apartenență ale erorii și comenzii sunt identice între ele și sunt dreptunghiulare simetrice (figura 4.47), dreptunghiulare asimetrice (figura 4.48) respectiv au o variație gaussiană (figura 4.49).

Tabelul 4.7. Baza de reguli.

Δe_k \ e_k	PM	PS	ZO	NS	NM
PM	NM	NS	NS	ZO	ZO
PS	NS	NS	ZO	ZO	ZO
ZO	NS	ZO	ZO	PS	PS
NS	ZO	ZO	PS	PS	PS
NM	ZO	ZO	PS	PS	PM

Figura 4.47 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

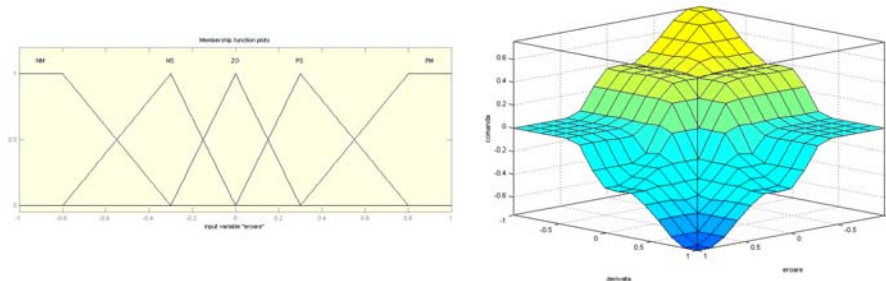


Figura 4.48 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

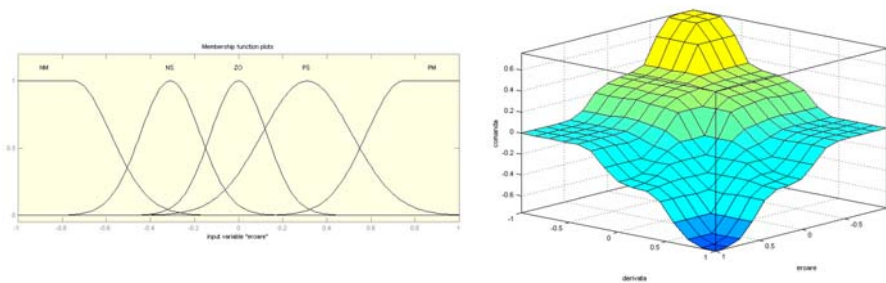


Figura 4.49 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

2). A doua bază de reguli este redată în tabelul 4.8. Funcțiile de apartenență ale erorii, derivatei erorii și comenzii sunt identice între ele și sunt dreptunghiulare simetrice (figura 4.50), dreptunghiulare asimetrice (figura 4.51) respectiv au o variație gaussiană (figura 4.52).

Tabelul 4.8. Baza de reguli.

$e_k \backslash \Delta e_k$	PM	PS	ZO	NS	NM
PM	NM	NM	NS	NS	ZO
PS	NM	NS	NS	ZO	PS
ZO	NS	NS	ZO	PS	PS
NS	NS	ZO	PS	PS	PM
NM	ZO	PS	PS	PM	PM

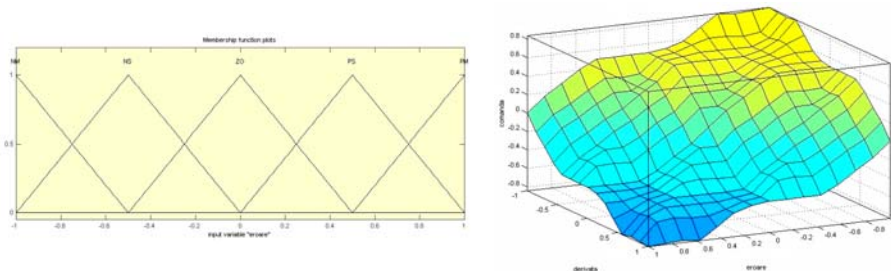


Figura 4.50 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

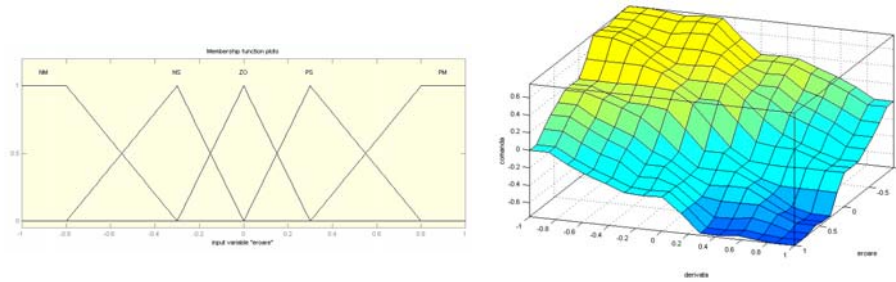


Figura 4.51 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

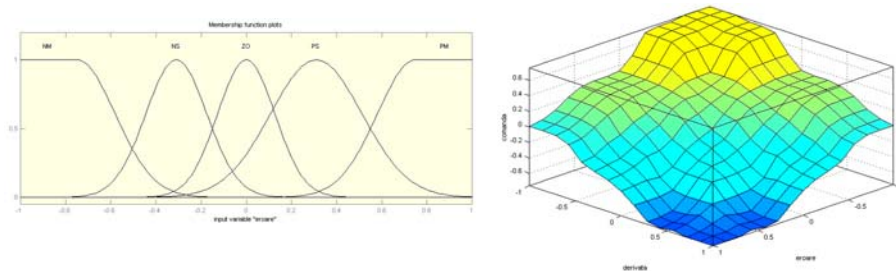


Figura 4.52 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

3). A treia bază de reguli este redată în tabelul 4.9. Funcțiile de apartenență ale erorii, derivatei erorii și comenzii sunt identice între ele și sunt dreptunghiulare simetrice (figura 4.53), dreptunghiulare asimetrice (figura 4.54) respectiv au o variație gaussiană (figura 4.55).

Tabelul 4.9. Baza de reguli.

$e_k \backslash \Delta e_k$	PM	PS	ZO	NS	NM
PM	NM	NM	NM	NS	ZO
PS	NM	NM	NS	ZO	PS
ZO	NM	NS	ZO	PS	PM
NS	NS	ZO	PS	PM	PM
NM	ZO	PS	PM	PM	PM

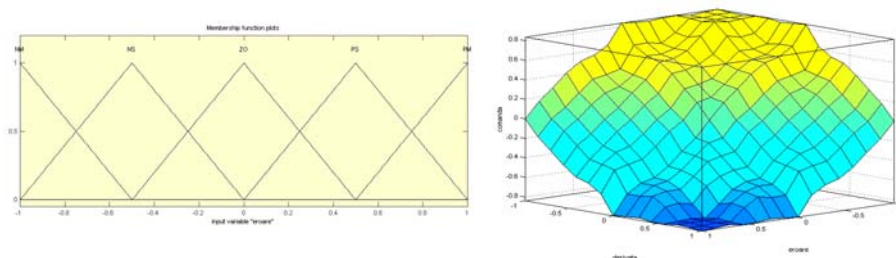


Figura 4.53 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

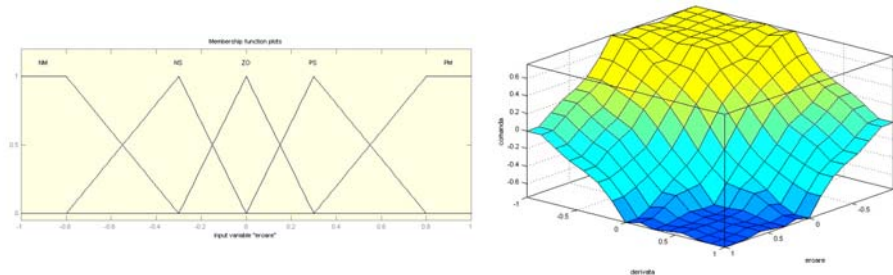


Figura 4.54 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

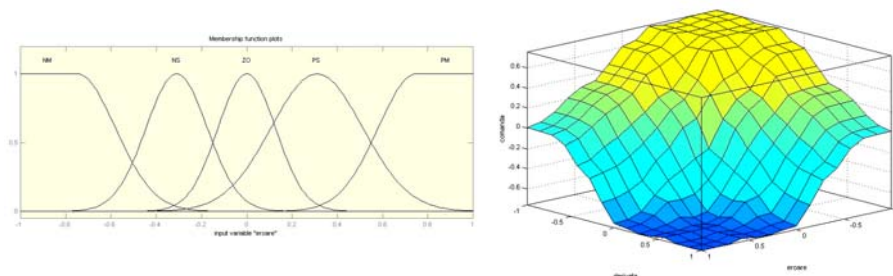


Figura 4.55 Funcțiile de apartenență pentru e_k , Δe_k și u_k și suprafața de reglare obținută.

Din analiza tuturor suprafețelor de reglare obținute a rezultat că cea mai potrivită alegere a bazei de reguli este cea din tabelul 4.9 iar eroarea, derivata erorii și comanda sunt descrise de cinci funcții de apartenență de formă gaussiană (figura 4.55).

Pentru acționarea unui motor de curent continuu, cel mai potrivit regulator fuzzy este de tip PI cu dinamică deoarece funcționarea acestuia poate fi descrisă de o ecuație asemănătoare cu cea care modelează sistemul de reglare numeric.

4.6.5. Sisteme de reglare automată clasice sau fuzzy?

Reglarea clasică a proceselor presupune cunoașterea procesului reglat, descrierea lui printr-un model matematic și specificarea, prin formule, a scopului reglării. Creșterea complexității sistemelor conduce la imprecizia construirii modelului (datorită caracterului neliniar, volumului insuficient de date).

Reglatoarele fuzzy pot fi utilizate în cadrul proceselor profund neliniare, cu parametri variabili în timp sau afectate puternic de distorsiuni datorită faptului că datele despre proces și scopul reglării, nu sunt formulate explicit ci, sunt conținute în strategia de reglare.

Avantajele reglării fuzzy sunt:

- posibilitatea obținerii neliniarităților dorite doar pe baza datelor experimentale (fără modelări matematice);
- posibilitatea utilizării experienței umane în situațiile în care doar acestea sunt disponibile;
- descrierea lingvistică este mai puțin supusă erorii decât descrierea matematică;

- modificarea constantelor de timp nu determină o stare de instabilitate așa de accentuată ca în cadrul reglării clasice;
 - regulatoarele fuzzy sunt mai ușor de realizat și mai controlabile.
- Dezavantajele reglării fuzzy sunt:
- necesitatea unui spațiu mai mare pentru program și variabile;
 - nu se pot depăși parametrii unei reglări clasice optime.

4.7. SISTEM DE REGLARE AUTOMATĂ HIBRID DE CURENȚ PENTRU ACȚIONAREA MCC

4.7.1. Considerații generale

Regulatoarele PI și PID convenționale sunt cele mai utilizate în mediul industrial. Dacă procesul industrial poate fi descris de un model matematic bun, bazat pe ecuații analitice liniare, această variantă este cea mai simplă și ieftină furnizând soluții precise și eficiente.

Dar dacă procesul este prea complex pentru a obține o descriere fizică bună (variabil în timp cu întârzieri și neliniarități și deseori cu definiție dinamică săracă) se recomandă utilizarea unui regulator fuzzy a cărui funcționare nu necesită un model matematic riguros, bazându-se în special, pe experiența operatorului [142]. Ambele strategii de comandă nu se exclud, mai mult, ele pot conlucra pentru a obține un controller mai robust [58], [144], [152].

Sistemul de control al motorului de curent continuu se bazează pe o structură în cascadă formată din două bucle de reglare (figura 4.13).

Bucula externă reglează turația motorului. Regulatorul de turație trebuie să asigure un răspuns rapid, lin, cu supracreșteri mici, timp de stabilizare scurt, eroare de regim staționar nulă și să fie robust la variația sarcinii. El va fi de tip PI.

Bucula internă este bucla de curent. Aceasta este cea mai afectată de perturbații și, din acest motiv, regulatorul de curent trebuie să aibă un timp de răspuns cât mai scurt. Acest lucru se poate obține cu un regulator de tip PI.

Problemele reglării liniare nu pot fi soluționate eficient și cu precizie de către regulatoarele fuzzy (nu se poate obține eroare în regim static nulă și nici un răspuns lin și rapid fără supracreșteri și fără oscilații). În acest domeniu regulatoarele clasice de tip PI (sau PID) sunt cele mai simple și ieftine.

Pentru sistemele neliniare, regulatoarele fuzzy sunt cele mai simple, eficiente și robuste. Ele pot fi implementate fără componente hardware dedicate deoarece toate operațiile fuzzy sunt foarte simple și reglarea fuzzy poate opera, cu rezultate foarte bune, în aplicații critice din punct de vedere al timpului de răspuns.

Astfel, pentru *regulatorul de curent*, prin combinarea celor două metode de comandă, se poate obține un *regulator hibrid* care poate funcționa ca un regulator clasic numeric sau ca un regulator fuzzy dacă procesul este liniar sau neliniar [15].

Dacă eroarea e între valoarea prescrisă și cea măsurată este mai mică decât o valoare de prag e_{th} se utilizează regulatorul clasic iar dacă eroarea e este mai mare decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul fuzzy (figura 4.56).

Regulatorul fuzzy adoptat este de tip PI cu dinamică cu componentă integrativă fie la intrare fie la ieșire.

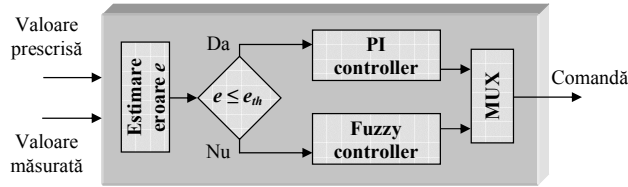


Figura 4.56. Regulatorul hibrid de curent.

4.7.2. Algoritm de trecere de pe un algoritm de reglare pe alt algoritm de reglare

La trecerea de pe un algoritm de reglare a.r.(1) pe altul a.r.(2) (figura 4.57), trebuie să se asigure transferul fără șocuri a comenzii, adică trecerea să aibă loc cu respectarea condiției:

$$u_{2k} = u_{1k} = u_k \quad (4.200)$$

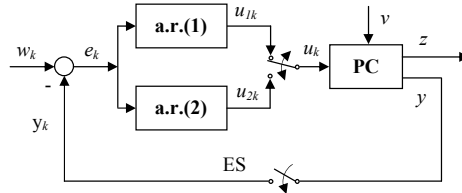


Figura 4.57. Trecerea de la un algoritm de reglare (a.r.1) la altul (a.r.2).

Schema bloc informațională detaliată aferentă unei astfel de treceri este prezentată în figura 4.58. Respectarea condiției (4.200) necesită recalcularea condițiilor inițiale. Astfel, dacă este în funcțiune algoritmul de reglare a.r.(1):

$$u_{1k} = q_1^{(1)} x_{1k}^{(1)} + q_0^{(1)} x_{2k}^{(1)} \quad (4.201)$$

$$e_k^{(1)} = e_k^{(2)} = e_k \quad (4.202)$$

La trecerea pe algoritmul de reglare a.r.(2) urmează a fi calculată valoarea:

$$x_{1k}^{(2)} = x_{2,k-1}^{(2)} \quad (4.203)$$

Relația de definiție a lui x_{2k} este [145]:

$$x_{2k}^{(2)} = e_k - p_1^{(2)} x_{1k}^{(2)} \quad (4.204)$$

Expresia similară relației (4.201) scrisă, însă, pentru algoritmul de reglare a.r.(2) este:

$$u_{2k} = q_1^{(2)} x_{1k}^{(2)} + q_0^{(2)} x_{2k}^{(2)} \quad (4.205)$$

Din înlocuirea relației (4.204) în (4.205) se obține:

$$u_{2k} = q_1^{(2)} x_{1k}^{(2)} + q_0^{(2)} e_k - q_0^{(2)} p_1^{(2)} x_{1k}^{(2)} \quad (4.206)$$

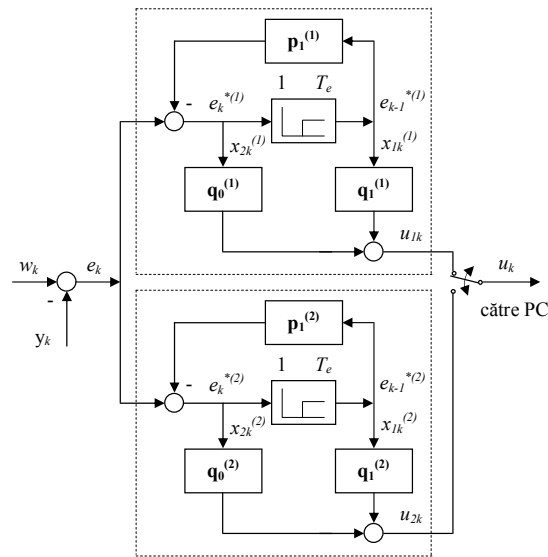


Figura 4.58. Schema bloc informațională relativă la calculul condițiilor inițiale la trecerea de la un algoritm de reglare a.r.(1) la altul a.r.(2).

În ultima expresie, substituind $u_{2k} = u_{1k}$ din (4.201), se pot calcula:

$$x_{1k}^{(2)}_{nec} = \frac{1}{q_1^{(2)} - q_0^{(2)}p_1^{(2)}} [q_1^{(1)}x_{1k}^{(1)} + q_0^{(1)}x_{2k}^{(1)}] - \frac{q_0^{(2)}}{q_1^{(2)} - q_0^{(2)}p_1^{(2)}} e_k \quad (4.207)$$

Se obține:

$$x_{2,k-1}^{(2)}_{nec} = x_{1k}^{(2)}_{nec} \quad (4.208)$$

4.7.3. Proiectarea regulatorului hibrid

Îmbunătățirea performanțelor regulatorului se obține prin modificarea structurii acestuia. Regulatorul hibrid [14], [15], [16], [17], [18], astfel obținut, se bazează pe un regulator clasic de tip PI conectat în paralel cu un regulator fuzzy de tip PI (figura 4.59):

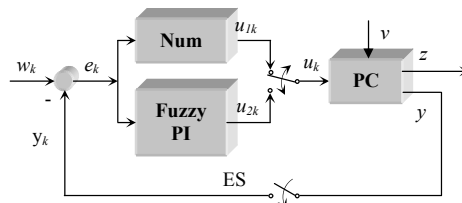


Figura 4.59. Sistemul de reglare cu structură hibridă.

- regulatorul numeric (1) – asigură comanda procesului condus (PC) numai în situațiile în care valoarea absolută a erorii este mică ($e_k \leq e_{th}$);
- regulatorul PI-Fuzzy (2) – asigură comanda (PC) numai în situațiile în care valoarea absolută a erorii este mare ($e_k > e_{th}$).

Semnalul de comandă furnizat de regulatorul hibrid (figura 4.60) este descris de relația [14]:

$$u_k = \begin{cases} u_{1k}, & \text{dacă } |e_k| \in [0, \alpha_1 \cdot e_M) \\ u_{1k} + C_1(e_k - \alpha_1 \cdot e_M), & \text{dacă } |e_k| \in [\alpha_1 \cdot e_M, \alpha_2 \cdot e_M) \\ u_{2k}, & \text{dacă } |e_k| \in [\alpha_2 \cdot e_M, e_M) \end{cases} \quad (4.209)$$

Parametrii $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < 1$ și $C_1 > 0$ sunt aleși de proiectant pe baza experienței sale. Relația 4.209 asigură un transfer lin, fără șocuri, de pe un algoritm de reglare pe altul - de pe regulatorul numeric pe cel fuzzy și invers [14], [15].

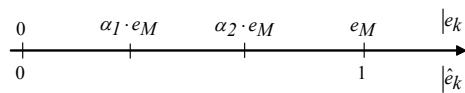


Figura 4.60. Semnalul de comandă care asigură un transfer fără șocuri de pe un algoritm de reglare pe altul.

Parametrii regulatorului clasic de tip PI, respectiv ai regulatorului fuzzy, sunt determinați în paragrafele anterioare.

4.7.4. Metode de trecere de pe un algoritm de reglare pe altul

Pentru trecerea de pe un algoritm de reglare pe altul se propun trei algoritmi de trecere. Dacă eroarea e este mică se execută algoritmul PI clasic (1) iar dacă eroarea este mare se execută algoritmul fuzzy (2). Transferul de pe un algoritm pe altul trebuie să fie foarte rapid și fără șocuri.

În variantele prezentate mai jos se presupune că, la un moment dat, eroarea e devine mai mare decât eroarea de prag e_{th} . Astfel se impune trecerea de pe algoritmul de reglare (1) pe algoritmul de reglare (2). În acest scop se calculează valorile u_{1k+i} și u_{2k+i} iar transferul se realizează când este îndeplinită condiția [142], [144]:

$$u_{1k+i} - u_{2k+i} = (0,1 - 0,15) \cdot u_{1k+i} \quad (4.210)$$

Primul algoritm de trecere propus [15], [17] este prezentat în figura 4.61.

Valorile parametrilor se calculează:

- la momentul $k + 1$:

$$u_{1k+1c} = u_{1k+1} - \frac{1}{2} \Delta u_k \quad (4.211)$$

în care: $\Delta u_k = u_{1k} - u_{2k}$

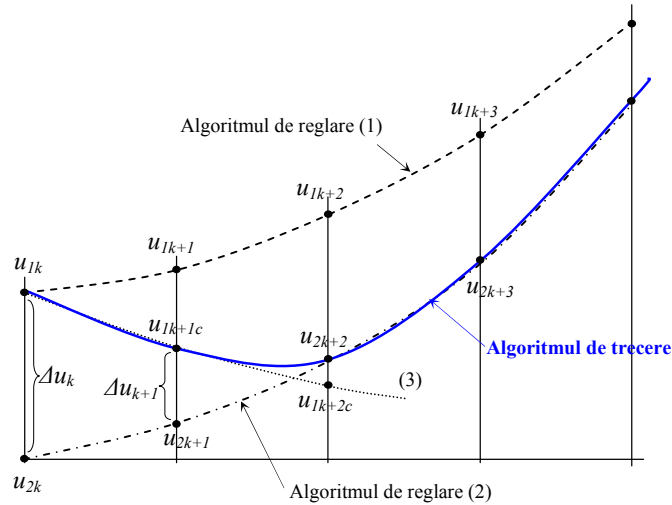


Figura 4.61. Primul algoritm de trecere propus.

- la momentul $k + 2$:

$$u_{1k+2c} = u_{1k+1c} - \frac{1}{2} \Delta u_{k+1} \quad (4.212)$$

în care: $\Delta u_{k+1} = u_{1k+1c} - u_{2k+1}$

- la momentul $k + r$ se transferă controlul regulatorului fuzzy dacă:

$$\Delta u_{k+r-1} \leq (0,1 - 0,15) \cdot u_{2k+r-1} \quad (4.213)$$

sau: $\Delta u_{k+r} = u_{1k+rc} - u_{2k+r} < 0$ (4.214)

Pentru a asigura un transfer și mai lin, algoritmul de control poate fi:

$$u_{1k+i+1c} = u_{1k+ic} - \frac{\Delta u_{k+i}}{2^i} \quad (4.215)$$

dar numărul de pași poate crește mult [15], [17].

Al doilea algoritm de trecere propus [15], [17] este prezentat în figura 4.62.

Valorile parametrilor se calculează:

- la momentul $k + 1$:

$$u_{1k+1c} = u_{1k+1} - \frac{1}{2} \Delta u_k \quad (4.216)$$

în care: $\Delta u_k = u_{1k} - u_{2k}$

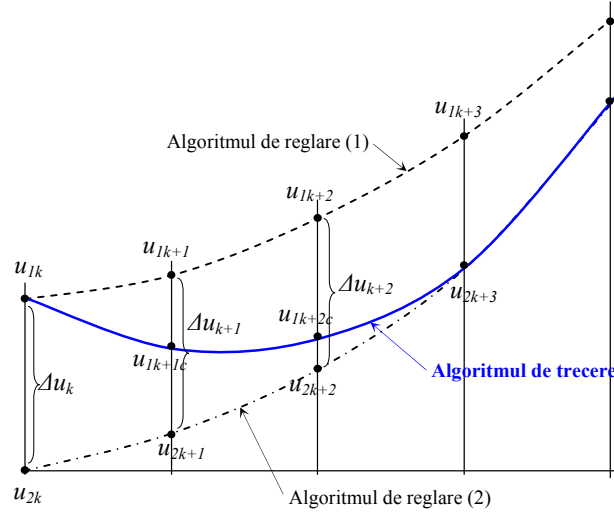


Figura 4.62. Al doilea algoritm de trecere propus.

- la momentul $k + 2$:

$$u_{1k+2c} = u_{1k+2} - \frac{3}{4} \Delta u_{k+1} \quad (4.217)$$

în care: $\Delta u_{k+1} = u_{1k+1} - u_{2k+1}$

- la momentul $k + 3$:

$$u_{1k+3c} = u_{1k+3} - 0,85 \Delta u_{k+2} \quad (4.218)$$

în care: $\Delta u_{k+2} = u_{1k+2} - u_{2k+2}$

sau: $u_{1k+3c} = u_{2k+3} \quad (4.219)$

dacă: $\Delta u_{k+2} \leq (0,1 - 0,15) \cdot u_{2k+2} \quad (4.220)$

Al treilea algoritm de trecere propus [16], [17], [18] este prezentat tot în figura 4.62. Față de algoritmul de trecere anterior diferă doar modalitatea de calcul a diferenței Δu_k .

Valorile parametrilor se calculează:

- la momentul $k + 1$:

$$u_{1k+1c} = u_{1k+1} - \frac{1}{2} \Delta u_{k+1} \quad (4.221)$$

în care: $\Delta u_{k+1} = u_{1k+1} - u_{2k+1}$

- la momentul $k + 2$:

$$u_{1k+2c} = u_{1k+2} - \frac{3}{4} \Delta u_{k+2} \quad (4.222)$$

în care: $\Delta u_{k+2} = u_{1k+2} - u_{2k+2}$

- la momentul $k + 3$:

$$u_{1k+3c} = u_{1k+3} - 0,85 \Delta u_{k+3} \quad (4.223)$$

în care: $\Delta u_{k+3} = u_{1k+3} - u_{2k+3}$

sau: $u_{1k+3c} = u_{2k+3} \quad (4.224)$

dacă: $\Delta u_{k+3} \leq (0,1 - 0,15) \cdot u_{2k+3} \quad (4.225)$

Ultimul algoritm are avantajul unei treceri fără șocuri în doi, maxim trei pași.

4.7.5. Sistemul de reglare propus

Schema bloc a sistemului de reglare propus în această teză de doctorat este prezentată în figura 4.63.

Motorul MCC, cu rotor disc, este comandat de un convertor de putere bazat pe o punte H cu tranzistoare IGBT. Pentru reducerea solicitării acestora s-a utilizat comanda alternativă a tranzistoarelor de pe diagonala punții.

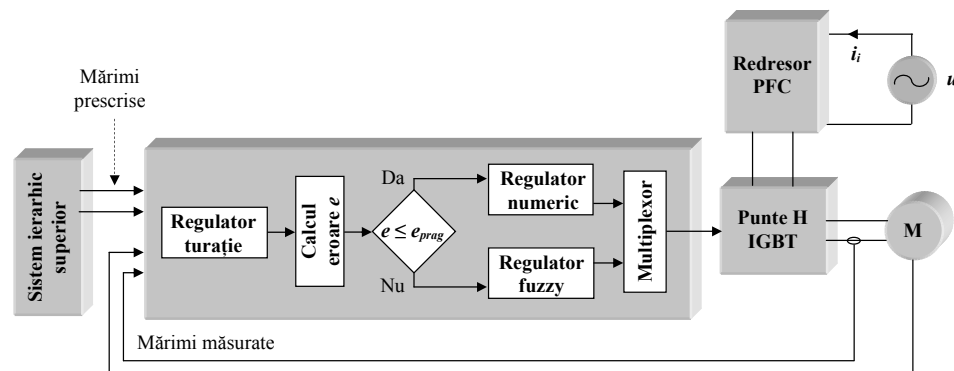


Figura 4.63. Schema bloc a circuitului de comandă propus pentru acționarea MCC.

Sistemul de comandă al convertorului de putere, are la bază un sistem de reglare numerică în cascadă, format dintr-un regulator de tensiune/turație de tip PI și dintr-un regulator de hibrid de curent. Acesta este format dintr-un regulator de curent de tip PI și un regulator fuzzy care intervine în procesul de reglare numai dacă eroarea este mai mare decât un anumit prag prestabilit.

4.8. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

În acest capitol s-a realizat *un studiu* privind stadiul actual, pe plan mondial, al sistemelor de reglare automată a unei acționări electrice cu motor de curent continuu. Utilizarea rațională a energiei electrice, necesitatea compensării puterii reactive, miniaturizarea sistemelor electronice de putere au contribuit decisiv la dinamica acestui domeniu în ultimele două decenii. Marile firme au investit și

continuă să investească sume mari în producerea și comercializarea componentelor și sistemelor destinate controlului mișcării. Au apărut și s-au perfecționat noi dispozitive semiconductoare de putere care au permis realizarea unor noi tipuri de convertoare și sisteme de acționare performante.

În literatura de specialitate [13] se evidențiază faptul că 52,4% din totalul acționărilor electrice sunt de curent alternativ. *Acționările de curent continuu* sunt folosite în continuare în proporție de 33,7%, în timp ce restul cotei de piață se împarte între acționările cu motoare pas cu pas, motoare hidraulice și pneumatice. Previțiunile realizate indică o tendință de creștere a cotei acționărilor de curent alternativ cu 0,8%/an în următorii 5 ani, în detrimentul celor cu motoare pas cu pas, motoare hidraulice și pneumatice, în timp ce acționările de curent continuu *își vor păstra* cota de piață datorită, pe de o parte confuziei, neîncrederii care există în rândul utilizatorilor privind performanțele acționărilor de curent alternativ, și, pe de altă parte, datorită *imposibilității înlocuirii* acționărilor de curent continuu în aplicațiile care necesită cuplu mare și răspuns dinamic rapid *la turații mici*.

În continuare s-au evidențiat caracteristicile definitorii ale elementelor componente ale sistemelor de acționare electrică bazate pe MCC.

1). În momentul actual, cel mai utilizat *motor de curent continuu* este cel cu magneți permanenți. Pentru aplicații cu viteză de răspuns mare, se preferă servomotoarele cu *rotor disc și întrefier axial* deoarece au momentul de inerție extrem de redus și constante de timp electrice și electromecanice foarte mici care le permit obținerea unor *performanțe dinamice și energetice* excelente. În plus sunt și relativ ieftine.

2). *Convertorul de putere* depinde de tipul motorului utilizat. Pentru comanda MCC se utilizează în majoritatea sistemelor de acționare actuale, *punți cu tranzistoare de putere* de tip DMOS sau IGBT, *comandate PWM*. S-au analizat principalele metode și secvențe de comandă ale tranzistoarelor punții și s-a subliniat faptul că cea mai adecvată, din punct de vedere al solicitării la care sunt supuse tranzistoarele, este *comandă alternativă a tranzistoarelor de pe diagonala punții*. Astfel ele sunt obligate să *comute cu o frecvență egală cu jumătate din frecvența de repetiție a semnalului de comandă* ceea ce duce la scăderea puterii disipate în comutație și la o încărcare termică mai redusă.

Funcționarea convertoarelor de putere este influențată de dispozitivele de putere utilizate. În ultimul deceniu s-au dezvoltat componente caracterizate prin putere disipată în conducție și comutație redusă, circuite de comandă simple, circuite de protecție integrate, interfață directă cu componentele microelectronice, putere comutată de ordinul MW, gabarit și greutate mică. IGBT-ul a devenit, datorită performanțelor superioare, randamentului mai bun și costului general al sistemului de acționare mai redus, *cel mai utilizat dispozitiv semiconductor* în domeniul *puterilor medii* cu frecvența de comandă mai mică de 200kHz.

3). *Echipamentul de comandă* al convertorului de putere se realizează *exclusiv numeric* pe baza unui microcontroller sau a unui microprocesor deoarece se simplifică structura echipamentelor de acționare, crește fiabilitatea sistemelor de reglare, se îmbunătățesc performanțele reglatoarelor și scade semnificativ prețul de cost. Utilizarea *procesoarelor de semnal* oferă avantaje suplimentare legate de efectuarea calculelor în timp scurt, asigurarea unei viteze de operare și a unei rezoluții mai mari, posibilitatea utilizării unor algoritmi de reglare performanți,

reducerea numărului de senzori și traductoare utilizate și, implicit, a prețului întregului sistem de acționare.

Pentru comanda și controlul motoarelor electrice se preferă procesoare DSP pe 16 biți, cu virgulă fixă, deoarece pot asigura o reglare optimă și sunt mult mai ieftine. Dacă unele aplicații solicită o putere de calcul sporită se pot folosi tot aceste procesoare cu virgulă fixă și anumite programe capabile să efectueze calculele cu virgulă mobilă.

4). Cea mai importantă funcție a microcontroller-ului o constituie comanda convertorului de putere pe baza unui algoritm de reglare. *Reglatoarele* implementate pot fi de tip P, PI, PD și PID. Alegerea tipului de regulator, pentru un proces dat, este determinată de caracteristicile procesului tehnologic și de performanțele impuse sistemului de reglare automată. În urma analizei efectuate autorul acestei teze evidențiază sintetic, în tabelul 3.9, efectul fiecărui tip de regulator asupra principalilor parametri ce caracterizează comportarea unui sistem în buclă închisă.

Aceste corelații nu sunt deosebit de precise deoarece coeficienții k_p , T_i și T_d se interconstrucionează, modificarea unuia, poate influența efectul celorlalți doi. Din acest motiv, tabelul 3.9 se poate utiliza doar ca o bază de referință pentru determinarea celor trei constante.

Pentru un proces cu două sau mai multe constante de timp dominante și cu timp mort redus, supus variațiilor intrării și mărimilor perturbatoare se recomandă utilizarea unui regulator PID care anulează eroarea în regim staționar și asigură o viteză de răspuns ridicată.

Acordarea regulatorului, alegerea constantelor k_p , T_i și T_d , trebuie făcută astfel încât semnalul de comandă să asigure performanțele, în buclă închisă, impuse de criteriile de performanță adoptate. Comanda trebuie să fie suficient de agresivă pentru a elimina erorile și suficient de lentă pentru a nu genera altele. Modalitatea de acordare depinde de specificul aplicației. Dintre metodele de acordare specificate în literatură se utilizează, frecvent, *criteriul modulului în varianta Kessler*, *criteriul simetriei* și metoda *Ziegler-Nichols*.

Comanda unui motor electric necesită un *sistem de reglare în cascadă* bazat pe o buclă de curent și una de turație. *Regulatorul de curent* trebuie să fie de tip *PI*, mai rapid decât regulatorul de turație și să asigure eroare în regim staționar nulă. *Regulatorul de turație* trebuie să fie de tip *PI sau PID*, cu eroare în regim staționar nulă și supracreșterea maximă de 5%.

În momentul actual se preferă *sistemele de reglare numerice*. Metodele de proiectare și criteriile de alegere și acordare a algoritmilor de reglare numerică sunt determinate de particularitățile sistemelor numerice. În funcție de natura procesului, de dinamica acestuia, pot fi utilizați algoritmi de reglare convenționali, obținuți prin discretizarea algoritmilor continui sau pot fi folosiți algoritmi evoluți obținuți prin metode de proiectare specifice sistemelor numerice.

5). Reglarea clasică a proceselor presupune cunoașterea procesului reglat și descrierea lui printr-un model matematic. *Reglatoarele fuzzy* se bazează pe posibilitatea obținerii caracteristicilor neliniare dorite doar pe baza cunoștințelor referitoare la comportarea procesului. În cazul controlului *fuzzy liniar nu se pot depăși performanțele* unei reglări clasice. Precizia reglării nu este așa de bună deoarece eroarea în regim staționar este nenulă și pot să apară oscilații în jurul valorii prescrise.

În domeniul controlului *neliniar*, sistemele de reglare bazate pe logica fuzzy sunt *mai simple, mai stabile și mai robuste*, fiind capabile să atingă valoarea prescrisă a mărimii reglate, mai repede și fără supracreșteri semnificative.

Din analiza efectuată s-a ajuns la concluzia că reglarea clasică numerică liniară se comportă mai bine decât reglarea fuzzy, în timp ce în domeniul controlului neliniar situația este inversă. Din acest motiv, comanda MCC se va realiza pe baza unei metode de comandă hibride care să combine avantajele furnizate de ambele tipuri de reglare.

6). Regulatorul hibrid de curent este format dintr-un regulator numeric și dintr-un regulator fuzzy. Dacă eroarea e este mai mică decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul clasic, iar dacă eroarea e este mai mare decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul fuzzy. La trecerea de pe un algoritm de reglare pe altul trebuie să se asigure transferul comenzii lin, fără șocuri. Astfel semnalul de comandă furnizat de regulatorul hibrid trebuie să satisfacă relația (4.209):

$$u_k = \begin{cases} u_{1k}, & \text{dacă } |e_k| \in [0, \alpha_1 \cdot e_M) \\ u_{1k} + C_1(e_k - \alpha_1 \cdot e_M), & \text{dacă } |e_k| \in [\alpha_1 \cdot e_M, \alpha_2 \cdot e_M) \\ u_{2k}, & \text{dacă } |e_k| \in [\alpha_2 \cdot e_M, e_M) \end{cases}$$

în care parametrii α_1 , α_2 și C_1 sunt aleși de proiectant pe baza experienței sale.

Pentru trecerea de pe un algoritm de reglare pe altul, autorul propune trei algoritmi de trecere care asigură transferul comenzii de pe un regulator pe altul în trei – patru pași.

De menționat că, în afară lucrărilor științifice publicate de autor, literatura de specialitate mai menționează doar două lucrări științifice [58], [152] care analizează comparativ performanțele regulatorului clasic PID respectiv a regulatorului fuzzy.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

1). *Evidențierea sintetică*, în tabelul 4.10, a efectului creșterii individuale a fiecărei componente a reguletoarelor asupra principalilor parametri ce caracterizează comportarea unui sistem în buclă închisă.

Tabelul 4.10. Efectul creșterii individuale a fiecărei componente a reguletoarelor asupra parametrilor.

Tipul Comp.	Timpul de creștere	Supra-creșterea	Timpul de răspuns	Eroarea în regim staționar	Stabilitatea
k_p	Scade	Crește	Efecte minore	Scade	Scade
T_i	Scade	Crește	Crește	Elimină	Scade
T_d	Efecte minore	Scade	Scade	Efecte minore	Crește

Din acest tabel rezultă că prin creșterea valorii componentei:

- k_p scade timpul de creștere;
- T_i se elimină eroarea în regim staționar;
- T_d se reduc supracreșterea și timpul de răspuns și se îmbunătățește stabilitatea întregului sistem de reglare.

Chiar dacă acțiunea individuală a fiecărei componente este simplu de explicat, uneori este dificil de precizat modul lor de conlucrare. Din acest motiv, alegerea constantelor k_p , T_i și T_d trebuie făcută astfel încât semnalul de comandă să asigure performanțele, în buclă închisă, dorite, comanda să fie suficient de agresivă pentru a elimina erorile și destul de „pașnică” pentru a nu genera altele.

2). *Proiectarea și simularea*, în mediul SIMULINK din MATLAB, a *funcționării unui MCC*. Pe baza datelor de catalog ale motorului s-au calculat principalele mărimi electrice care intervin în modelarea procesului. S-a simulat răspunsul în regim tranzitoriu al MCC la aplicarea unui semnal de comandă de tip treaptă și cu o sarcină constantă, respectiv la modificarea, de tip treaptă, a sarcinii.

S-au calculat valorile regimului staționar pentru cinci valori diferite ale tensiunii de comandă și ale sarcinii. Pe baza acestora s-au determinat caracteristica statică (turația funcție de tensiunea de comandă având ca parametru sarcina) și caracteristica mecanică (turația funcție de sarcină având ca parametru tensiunea de comandă).

S-a simulat funcționarea sistemului de reglare cu compensare după perturbații. S-a calculat coeficientul de compensare, s-au determinat caracteristicile statică și mecanică și s-a determinat răspunsul sistemului cu compensator după perturbație. S-a constatat că blocul de compensare elimină complet influența perturbației de tip sarcină asupra turației sistemului în regim staționar.

3). *Proiectarea regulatorului de curent*. S-au calculat parametrii funcției de transfer a regulatorului de curent, de tip PI, acordat de baza criteriului modulului.

4). *Proiectarea regulatorului de turație, varianta continuă*. S-au calculat parametrii funcției de transfer a regulatorului de turație, de tip PI, acordat de baza criteriului simetriei extinse.

5). *Proiectarea regulatorului de turație, varianta Dead-Beat*. S-au calculat parametrii funcției de transfer a regulatorului de turație, de tip PI.

6). *Proiectarea și simularea*, în MATLAB, a *regulatoarelor numerice*. S-au discretizat în timp funcțiile de transfer ale regulatorului de curent și ale regulatorului de turație și s-au determinat ecuațiile recurente. Prin simulare în MATLAB, s-a obținut răspunsul în regim tranzitoriu al sistemului de reglare automat numeric în cascadă.

S-a obținut un răspuns cu eroarea de reglare nulă și cu o dinamică rapidă reliefată de timpul de reglare în raport cu semnalul de comandă de 0,8sec și în raport cu perturbația de tip sarcină de 0,5sec. O proiectare și simulare similară, dar pentru un MCC de putere mai mică se găsește în anexa 2.

7). *Simularea*, cu ajutorul toolbox-ului Fuzzy Logic, din mediul SIMULINK din MATLAB, a *unui regulator fuzzy cu eroarea, derivata erorii și comanda descrise de trei funcții de apartenență triunghiulare*. Simularea s-a efectuat pentru trei configurații diferite ale funcțiilor de apartenență - $B_e = 0,6$, $B_e = 0,8$ respectiv $B_e = 1$ - păstrând baza de reguli nemodificată. Din analiza suprafețelor de reglare obținute s-a tras concluzia că varianta cea mai bună se obține pentru configurația obținută în situația în care $B_e = 1$.

8). *Simularea*, în condiții similare cu cazul anterior, a *unui regulator fuzzy cu derivata erorii descrisă de trei funcții de apartenență triunghiulare, iar eroarea și comanda descrise de cinci funcții de apartenență*. Simularea s-a efectuat considerând pentru derivata erorii baza de reguli de la punctul anterior și funcțiile de apartenență obținute pentru $B_e = 1$, iar pentru eroare și comandă o nouă bază de

reguli și configurația funcțiilor de apartenență pentru $B_e = 0,5$. S-a obținut o suprafață de reglare cu treceri mai line dar nesimetrice.

9). *Simularea unui regulator fuzzy cu eroarea, derivata erorii și comanda descrise de cinci funcții de apartenență.* S-au efectuat simulări distincte pentru trei baze de reguli complete. Pentru fiecare bază de reguli s-au considerat funcțiile de apartenență ale erorii, derivatei erorii și comenzii identice între ele și având, pe rând, formă dreptunghiulară simetrică, dreptunghiulară asimetrică respectiv, variație gaussiană. Din analiza tuturor suprafețelor de reglare obținute a rezultat că cea mai potrivită alegere a bazei de reguli este cea din tabelul 4.9 iar eroarea, derivata erorii și comanda sunt descrise de cinci funcții de apartenență de formă gaussiană.

10). Pe bază simulărilor efectuate s-a ajuns la concluzia că pentru acționarea unui motor de curent continuu, cel mai potrivit regulator fuzzy este de tip PI cu dinamică deoarece funcționarea acestuia poate fi descrisă de o ecuație asemănătoare cu cea care modelează sistemul de reglare numeric. Pentru caracterizarea erorii, derivatei erorii și a comenzii sunt suficiente cinci funcții de apartenență, identice între ele și de variație gaussiană. Acestea, împreună cu baza de date, din tabelul 4.9, conduc la suprafața de reglare din figura 4.55 care reflectă un proces tranzitoriu fără șocuri.

11). Din analiza efectuată a rezultat că reglarea clasică numerică liniară se comportă mai bine decât reglarea fuzzy, în timp ce în domeniul controlului neliniar situația este inversă. Din acest motiv, s-a realizat comanda unui MCC pe baza unei metode de comandă hibride care să combine avantajele furnizate de ambele tipuri de reglare.

12). *Proiectarea unui regulator hibrid de curent pentru acționarea unui MCC.* Regulatorul hibrid este format dintr-un regulator clasic, numeric de tip PI și un regulator fuzzy, cvasi PI, cu dinamică, cu componenta integrativă la ieșire. Un bloc de estimare a erorii calculează valoarea acesteia pe baza valorilor prescrise respectiv măsurate. Un bloc de decizie compară, în permanență, eroarea curentă e cu o valoare de prag e_{th} . Dacă eroarea e este mai mică decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul clasic, iar dacă eroarea e este mai mare decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul fuzzy.

13). *Elaborarea a trei algoritmi de trecere de pe un regulator pe altul.* Cei trei algoritmi de trecere sunt prezentați sintetic în tabelul 4.11.

Algoritmii de trecere diferă între ei prin modalitatea de calcul a comenzii în momentele de tranziție. Pentru primul algoritm, valoarea comenzii se obține scăzând din valoarea curentă a comenzii corespunzătoare primului algoritm de reglare jumătate din diferența anterioară dintre comenzile corespunzătoare celor doi algoritmi de reglare. Acest lucru se repetă până când diferența anterioară devine mai mică decât 10 - 15% din valoarea anterioară a comenzii corespunzătoare celui de-al doilea algoritm de reglare. În continuare comanda este preluată de al doilea algoritm de reglare.

Al doilea algoritm de trecere propus este similar cu primul. Deosebirea apare la scăderea diferenței anterioare dintre comenzile corespunzătoare celor doi algoritmi de reglare. Pentru primul pas se scade jumătate din această diferență (identic cu primul algoritm de trecere), pentru al doilea pas se scade 0,75 din diferență iar pentru al treilea pas 0,85. În acest mod, după trei pași diferența anterioară devine mai mică decât 10 - 15% din valoarea anterioară a comenzii corespunzătoare celui de-al doilea algoritm de reglare și se poate trece pe al doilea algoritm de reglare.

Tabelul 4.11. Algoritmii de trecere de pe un regulator pe altul.

	Primul algoritm	Al doilea algoritm
Mom. $k + 1$	$u_{1k+1c} = u_{1k+1} - \frac{1}{2} \Delta u_k$ $\Delta u_k = u_{1k} - u_{2k}$	$u_{1k+1c} = u_{1k+1} - \frac{1}{2} \Delta u_k$ $\Delta u_k = u_{1k} - u_{2k}$
Mom. $k + 2$	$u_{1k+2c} = u_{1k+1c} - \frac{1}{2} \Delta u_{k+1}$ $\Delta u_{k+1} = u_{1k+1c} - u_{2k+1}$	$u_{1k+2c} = u_{1k+2} - \frac{3}{4} \Delta u_{k+1}$ $\Delta u_{k+1} = u_{1k+1} - u_{2k+1}$
Mom. $k + 3$	$u_{1k+3c} = u_{1k+2c} - \frac{1}{2} \Delta u_{k+2}$ $\Delta u_{k+2} = u_{1k+2c} - u_{2k+2}$	$u_{1k+3c} = u_{1k+3} - 0,85 \Delta u_{k+2}$ $\Delta u_{k+2} = u_{1k+2} - u_{2k+2}$ sau: $u_{1k+3c} = u_{2k+3}$ dacă: $\Delta u_{k+2} \leq (0,1 - 0,15) \cdot u_{2k+2}$
Mom. $k + r$	$u_{1k+rc} = u_{2k+r}$ dacă: $\Delta u_{k+r-1} \leq (0,1 - 0,15) \cdot u_{2k+r-1}$ $\Delta u_{k+r} = u_{1k+rc} - u_{2k+r} < 0$	-

	Al treilea algoritm
Mom. $k + 1$	$u_{1k+1c} = u_{1k+1} - \frac{1}{2} \Delta u_{k+1}$ $\Delta u_{k+1} = u_{1k+1} - u_{2k+1}$
Mom. $k + 2$	$u_{1k+2c} = u_{1k+2} - \frac{3}{4} \Delta u_{k+2}$ $\Delta u_{k+2} = u_{1k+2} - u_{2k+2}$
Mom. $k + 3$	$u_{1k+3c} = u_{1k+3} - 0,85 \Delta u_{k+3}$ $\Delta u_{k+3} = u_{1k+3} - u_{2k+3}$ sau: $u_{1k+3c} = u_{2k+3}$ dacă: $\Delta u_{k+3} \leq (0,1 - 0,15) \cdot u_{2k+3}$
Mom. $k + r$	-

Ultimul algoritm de trecere propus este similar cu al doilea algoritm de trecere cu deosebire că, de fiecare dată se calculează diferența curentă dintre comenzile corespunzătoare celor doi algoritmi de reglare. Acest algoritm de trecere oferă avantajul unei treceri de pe un algoritm de reglare pe altul fără șocuri, în maxim doi sau trei pași.

14). *Publicarea a cinci lucrări științifice* la conferințe științifice internaționale organizate în țară și în străinătate [14], [15], [16], [17], [18], în care autorul acestei teze este *autor principal* și participarea, ca și *director de contact*, la realizarea a *două contracte* de cercetare finanțate de către Ministerul Educației [9], [10]. În aceste lucrări s-au prezentat rezultatele obținute privind regulatoarele hibride – clasice și fuzzy – și algoritmii de trecere de pe un algoritm de reglare pe altul.

5. CONVERTOR C.A. – C.C. CU FACTOR DE PUTERE UNITAR DESTINAT COMENZII UNUI MOTOR DE CURENT CONTINUU

Rezumat: Tensiunea de alimentare a unui motor de curent continuu este furnizată de un convertor c.a. – c.c. PFC Boost monofazat cu comandă ACC. Pentru obținerea unui răspuns dinamic rapid al convertorului la modificarea sarcinii se folosește comanda robustă prin curent mediat RMACC.

S-au verificat, prin simulare, ambele metode de comandă ale convertorului Boost. S-au realizat practic cele două circuite de comandă și s-a experimentat funcționarea lor. Rezultatele obținute conduc la concluzia că, circuitul Boost PFC monofazat cu comandă RMACC reprezintă soluția optimă de alimentare a MCC.

5.1. CONVERTOR PFC BOOST MONOFAZAT CU COMANDĂ PRIN CURENT MEDIAT

Redresoarele PFC bazate pe convertoare Boost monofazate sunt printre cele mai utilizate topologii care asigură armonici ale curentului de intrare în concordanță cu standardele care reglementează distorsiunile armonice (IEC 6100-3-2). În general, la comanda prin curent mediat, obținerea unor distorsiuni armonice reduse presupune limitarea benzii de frecvență a buclei de tensiune la 20Hz pentru a asigura atenuarea armonicii a doua (100Hz – provenită din redresarea bialternanță) a tensiunii de intrare a convertorului. Acest lucru determină un răspuns dinamic lent al tensiunii de ieșire la modificarea sarcinii.

Pentru rezolvarea acestei probleme, au fost propuse, în ultimii ani, mai multe tehnici („ripple compensation approach” [178], implementarea filtrelor „notch” cu controllere digitale [33], etc.) care asigură creșterea frecvenței de tăiere a buclei de tensiune prin eliminarea armonicilor de ordinul doi ale semnalelor de control. Principalul dezavantaj al acestor soluții îl reprezintă creșterea complexității circuitului de comandă prin adăugarea unor multiplicatoare, CAN-uri, controllere digitale implementate în DSP-uri sau FPGA-uri.

În [55] se propune o modalitate nouă de comandă prin curent mediat cu urmărire robustă a modelului (**Robust Model-following ACC**). Schema este implementată analogic și comandă un redresor PFC Boost. Metoda propusă se pot utiliza în toate aplicațiile care necesită un răspuns rapid al tensiunii de ieșire la modificarea sarcinii (inclusiv la comanda unor motoare).

Avantajele metodei de comandă propuse sunt:

- RMACC folosește un model de referință care are o caracteristică trece-jos; astfel ripple-urile tensiunii de ieșire nu sunt amplificate iar amplitudinea celei de-a doua armonici, prezentă în semnalele de comandă, este similară cu cea a unei ACC convenționale asigurând distorsiuni reduse ale curentului de intrare;

- RMACC reduce semnificativ impedanța de ieșire în buclă închisă a redresorului PFC la frecvențe joase, ceea ce face ca răspunsul dinamic al tensiunii de ieșire la modificarea sarcinii să fie mult mai rapid;
- reducerea impedanței de ieșire în buclă închisă a redresorului PFC este realizată fără a utiliza o frecvență de tăiere ridicată a tensiunii buclei de comandă, fiind foarte ușor de atenuat, semnificativ, armonica a doua a semnalelor de comandă;
- RMACC nu complică semnificativ circuitele de comandă în comparație cu alte tehnici de eliminare a armonicii a doua.

Schema redresorului PFC Boost, cu comandă ACC cu feedforward după tensiunea de intrare redresată, utilizată în [55], are modelul de semnal mic prezentat în figura 5.1.

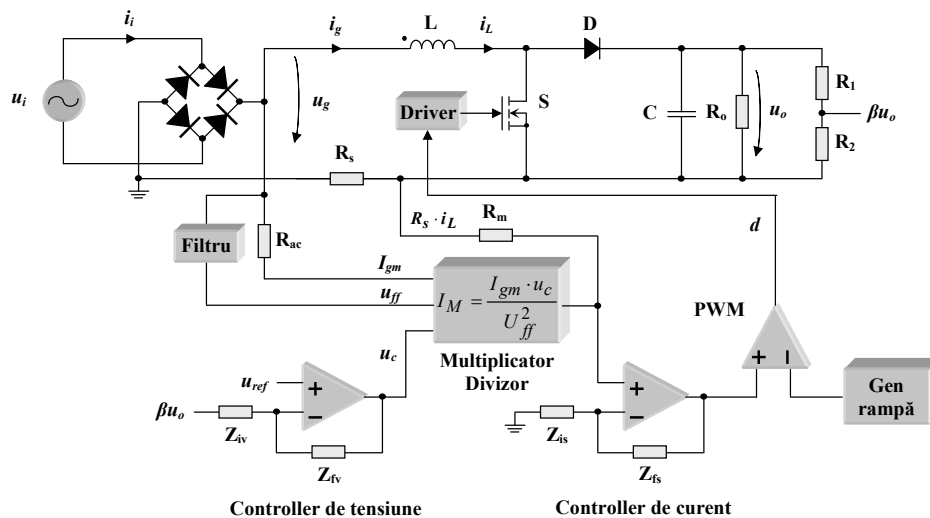


Figura 5.1. Redresor PFC Boost clasic cu comandă ACC cu feedforward după tensiunea de intrare redresată.

Figura 5.2 [19], [21] prezintă un model de semnal mic al unui redresor PFC Boost comandat ACC în care:

- R_s , β reprezintă câștigul blocului de sesizare a curentului, respectiv a tensiunii;

- F_m reprezintă câștigul modulatorului PWM;

- $G_S(s)$ reprezintă funcția de transfer a controllerului de curent,

$$G_S(s) = \frac{Z_{fS}(s)}{Z_{iS}(s)} \text{ iar } G_C(s) = 1 + G_S(s)$$

- $G_V(s)$ reprezintă funcția de transfer a controllerului de tensiune,

$$G_V(s) = \frac{Z_{fV}(s)}{Z_{iV}(s)};$$

- $T_i(s)$ reprezintă câștigul buclei interne de curent;

- $T_V(s)$ reprezintă câștigul buclei externe de tensiune;
- $\hat{i}_{gm}(s)$, $\hat{u}_{ff}(s)$, $\hat{u}_c(s)$, \hat{i}_M reprezintă semnalele de intrare și ieșire ale blocului multiplicator/divizor (modelul de semnal mic);
- I_{gm} , U_{ff} , U_c , I_M reprezintă amplitudinile semnalelor de intrare și ieșire ale blocului multiplicator/divizor;
- g_{in} , g_m , g_c - reprezintă câștigurile semnalelor de intrare ale blocului multiplicator/divizor.

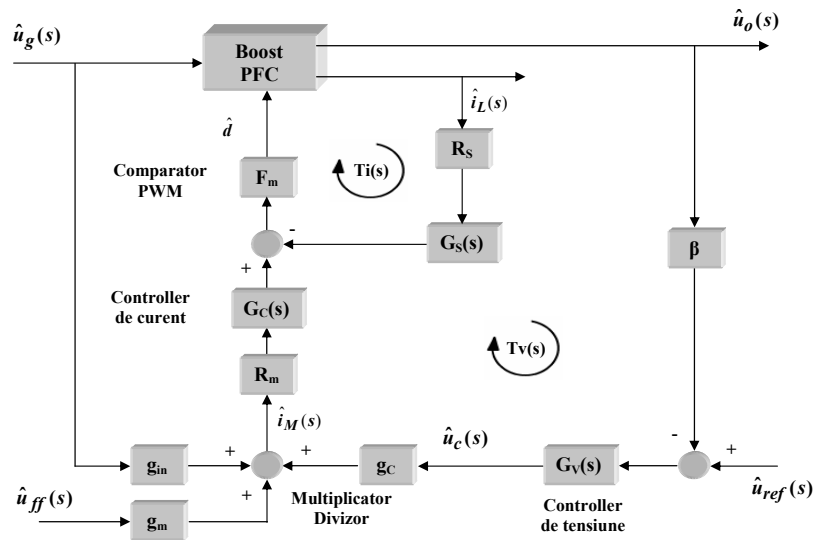


Figura 5.2. Modelul de semnal mic al circuitului PFC Boost cu comandă ACC cu feedforward.

Câștigurile asociate blocului multiplicator/divizor sunt:

$$K_{ac} = \frac{i_{gm}(t)}{u_g(t)} = \frac{1}{R_{ac}} \quad (5.1)$$

$$K_{ff} = \frac{U_{ff}}{U_{g-RMS}} \quad (5.2)$$

$$g_c = \frac{K_{ac} \cdot U_{g-RMS}}{U_{ff}^2} \approx \frac{K_{ac}}{K_{ff}^2 \cdot U_{g-RMS}} \quad (5.3)$$

$$g_{in} = \frac{K_{ac} \cdot U_c}{U_{ff}^2} \quad (5.4)$$

$$g_m = -2 \frac{I_M}{U_{ff}} \quad (5.5)$$

După închiderea buclei interne de curent $T_i(s)$, controllerul de tensiune $G_v(s)$ trebuie să compenseze funcția de transfer a blocului de putere:

$VOC(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_c(s)}$. Aceasta poate fi aproximată cu un sistem de ordinul I (figura 5.3)

în care $Z_o(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{u}_c(s)=0}$ reprezintă impedanța de ieșire în buclă deschisă.

Datorită acțiunii căii feedforward, $VOC(s)$ nu depinde de tensiunea de intrare U_g . Câștigurile K_{ac} și K_{ff} sunt constante. Se obține:

$$VOC(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_c(s)} \right|_{\hat{i}_o(s)=0} \approx \frac{K_{ac} \cdot R_m}{K_{ff}^2} \cdot \frac{1}{2U_o} \cdot \frac{\frac{R}{R_s}}{1 + \frac{RC}{2}s} \quad (5.6)$$

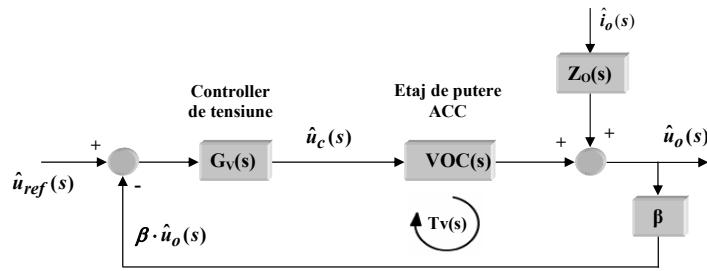


Figura 5.3. Schema bloc a comenzii ACC.

Stabilitatea sistemului de comandă este asigurată de câștigul buclei de tensiune:

$$T_V(s) = G_V(s) \cdot VOC(s) \cdot \beta \quad (5.7)$$

în care βV_o reprezintă fracțiunea din tensiunea de ieșire comparată cu tensiunea de referință.

Impedanța de ieșire în buclă închisă este dată de relația:

$$Z_{oclACC}(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{u}_c=0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_V(s)} = Z_o(s) \cdot S(s) \quad (5.8)$$

unde: - Z_o este impedanța de ieșire în buclă deschisă;

- $S(s)$ este sensibilitatea; ea reprezintă o măsură a rejecției perturbațiilor fiind un indicator important robusteții unui sistem de control. Se calculează cu relația:

$$S(s) = \frac{1}{1 + T_V(s)} \quad (5.9)$$

și are modulul $|S(j\omega)| < 1$ la frecvențe mai mici decât frecvența de tăiere a buclei de tensiune f_{cv} și $|S(j\omega)| \approx 1$ la frecvențe mai mare decât f_{cv} .

Expresia generală a funcției de transfer a controllerului de tensiune pentru o comandă ACC clasică, este:

$$G_V(s) = \frac{\omega_{jV} \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{zV}})}{s \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{pV}})} \quad \text{unde: } \omega_{jV} = \frac{\omega_{cV}}{K \cdot \beta} \quad (5.10)$$

Zeroul ω_{zV} se alege astfel încât să compenseze polul dominant al etajului de putere $VOC(s)$. Pentru atenuarea armonicii a doua a semnalelor de control, polul ω_{pV} se plasează la aproximativ jumătate din frecvența rippleului tensiunii de ieșire (50Hz).

Schema propusă pentru comanda RMACC este prezentată în figura 5.4. Figura 5.5 prezintă aceeași schemă dar simplificată în urma efectuării unor transformări în care:

$$T_{ref}(s) = \beta \cdot G_{me}(s) \cdot VOC_{ref}(s) \quad (5.11)$$

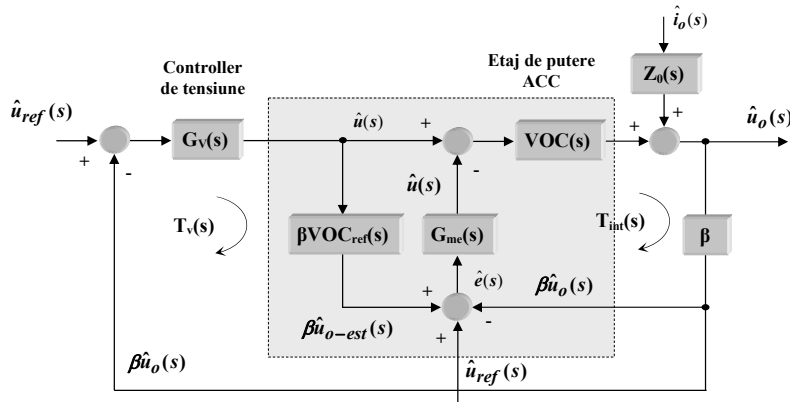


Figura 5.4. Schema comenzii RMACC.

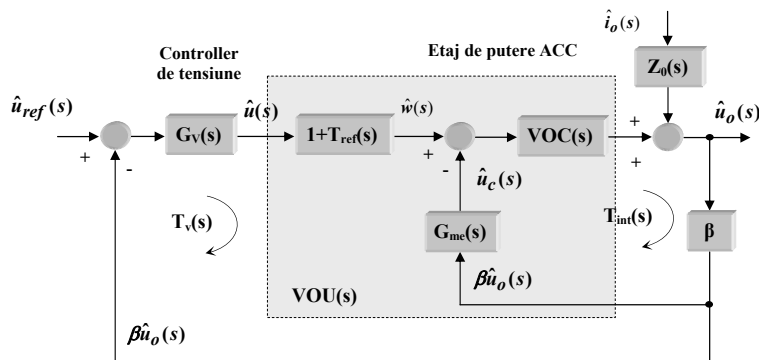


Figura 5.5. Schema modificată a comenzii RMACC.

Bucă de curent $T_i(s)$ este identică cu cea a comenzii ACC clasice, conține același regulator $G_S(s)$, astfel încât ea nu a mai fost reprezentată în figurile 5.4 și 5.5 [20].

În comparație cu comanda ACC, comanda RMACC conține suplimentar o buclă internă cu efect de urmărire a modelului. Această buclă este formată dintr-un controller PI ($G_{me}(s)$) și un model de referință având funcția de transfer $\beta VOC_{ref}(s)$. Ieșirea modelului de referință, $\beta \hat{u}_o - est$ este o estimare a βu_o în absența perturbațiilor. Semnalul $e(s)$ reprezintă o eroare estimată care se determină pe bază semnalelor provenite de la ieșirea etajului de putere respectiv a modelului de referință [22], [55].

Câștigul buclei de curent $T_{int}(s)$ la frecvența armonicii a doua trebuie să fie redus pentru a obține distorsiuni mici ale curentului de intrare. Din acest motiv, frecvența de tăiere a lui $T_{int}(s)$, $f_{c-int} = \frac{\omega_{c-int}}{2\pi}$ trebuie limitată la 10 – 20Hz.

Câștigul acestei bucle este dat de relația:

$$T_{int}(s) = \beta \cdot VOC(s) \cdot G_{me}(s) \quad (5.12)$$

Funcțiile de transfer intermediare $VOW(s)$ și $T_{ref}(s)$, definite de relațiile 5.13 și 5.14 se utilizează pentru definirea funcției de transfer a etajului de putere modificat $VOU(s)$:

$$VOW(s) = \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{w}(s)} \right|_{\hat{i}_o(s)=0} = \frac{VOC(s)}{1 + T_{int}(s)} \quad (5.13)$$

$$T_{ref}(s) = \beta \cdot VOC_{ref}(s) \cdot G_{me}(s) \quad (5.14)$$

$$\begin{aligned} VOU(s) &= \left. \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}(s)} \right|_{\hat{i}_o(s)=0} = VOW(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) = \\ &= VOC(s) \cdot \frac{1 + T_{ref}(s)}{1 + T_{int}(s)} \approx VOC_{ref}(s) \end{aligned} \quad (5.15)$$

$VOU(s)$ reprezintă funcția de transfer „văzută” de controllerul de tensiune. $T_{ref}(s)$ este o funcție de transfer fixă care poate fi definită ca fiind câștigul buclei de referință deoarece este identică cu $T_{int}(s)$ dacă $VOC(s) = VOC_{ref}(s)$. În domeniul de frecvență în care $|T_{int}(j\omega)| \gg 1$ și $|T_{ref}(j\omega)| \gg 1$, funcția de transfer „văzută” de controllerul de tensiune este constantă aproximativ egală cu $VOC_{ref}(s)$ [55]. Din acest motiv, controllerul buclei principale de tensiune $G_V(s)$ poate fi proiectat să compenseze (să urmărească) modelul de referință (care are o funcție de transfer constantă).

Oricum, avantajul principal oferit de comanda RMACC nu este urmărirea modelului de referință ci îmbunătățirea impedanței de ieșire în buclă închisă. Proiectarea buclei $T_V(s)$ trebuie să țină cont că frecvența de tăiere este limitată de

distorsiunile curentului de linie la valoarea $f_{C-V} = \frac{\omega_{C-V}}{2\pi} = 10 \div 20\text{Hz}$. Câștigul buclei de tensiune este:

$$T_V(s) = \beta \cdot G_V(s) \cdot VOU(s) \approx \beta \cdot G_V(s) \cdot VOU_{ref}(s) \quad (5.16)$$

Expresia impedanței de ieșire în buclă închisă a redresorului PFC cu comandă RMACC este dată de relația:

$$Z_{ocl-RMACC}(s) = \left. \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_o(s)} \right|_{\hat{V}_c=0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{int}(s) + \beta \cdot VOC(s) \cdot G_V(s) \cdot (1 + T_{ref}(s))} \quad (5.17)$$

La frecvențe joase, $Z_{ocl}(s)$ are o valoare mai mică la comanda RMACC (față de comanda ACC) deoarece la numitorul relației 5.17 apar $T_{int}(s)$ și $T_{ref}(s)$ care au o valoare semnificativă [19], [22].

La comanda ACC, reducerea impedanței $Z_{ocl}(s)$ la frecvențe joase, implică creșterea frecvenței de tăiere f_{C-V} a buclei $T_V(s)$. Aceasta este, însă, limitată strict de distorsiunile curentului de intrare. La comanda RMACC, impedanța $Z_{ocl}(s)$ depinde și de $T_{int}(s)$ și $T_{ref}(s)$. Din acest motiv, ea poate fi redusă fără a fi necesară creșterea frecvenței f_{C-V} .

La redresoarele PFC Boost cu buclă feedforward, etajul de putere $VOC(s)$ admite mici variații în jurul frecvenței de trecere a buclei de tensiune respectând totuși relația $VOC(s) \approx VOC_{ref}(s)$. Prin urmare, dacă $G_V(s)$ și $G_{me}(s)$ au aceeași expresie (adică $G_V(s) = G_{me}(s)$) și câștigurile în bucle vor fi, conform relațiilor 5.7, 5.12, 5.14, aproximativ egale $T_{int}(s) \approx T_{ref}(s) \approx T_V(s)$. În acest mod, proiectarea comenzii RMACC se reduce la dimensionarea unei singure bucle. Mai mult decât atât, dacă $G_V(s) = G_{me}(s)$ și $VOC(s) \approx VOC_{ref}(s)$ impedanța de ieșire în buclă închisă devine:

$$Z_{ocl-RMACC}(s) \approx \frac{Z_o(s)}{(1 + T_{ref}(s))^2} = Z_o(s) \cdot S^2(s) = Z_{ocl-ACC}(s) \cdot S(s) \quad (5.18)$$

Conform acestei relații, este de subliniat faptul că pentru comanda RMACC în domeniul de frecvență în care $|S(j\omega)| < 1$, adică din domeniul continuu și până la frecvența de tăiere a lui $T_V(s)$, impedanța de ieșire în buclă închisă depinde de pătratul lui $S(s)$. Cu alte cuvinte sensibilitatea comenzii RMACC este:

$$S_{RMACC}(s) \approx S^2(s) \quad (5.19)$$

cea ce înseamnă că diagrama Bode a impedanței de ieșire în buclă închisă a comenzii RMACC în domeniul frecvențelor joase, are panta dublă față de comanda ACC [55].

În concluzie, $T_{int}(s)$ și $T_V(s)$ au o frecvență de tăiere la fel ca și redresoarele PFC cu comanda ACC clasică. Dar impedanța de ieșire la frecvențe joase este mai mică în cazul comenzii RMACC ceea ce-i conferă un răspuns dinamic mai rapid la modificări ale sarcinii.

S-a realizat *practic* un redresor PFC Boost cu comandă ACC respectiv RMACC. S-au utilizat următoarele valori pentru elementele de circuit: $V_{g-ef} = 85 \div 265 \text{ V}$, $f_{ac} = 50 \text{ Hz}$, $V_0 = 400 \text{ V}$, $P_0 = 250 \text{ W}$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 470 \mu\text{F}$, $f_s = 100 \text{ kHz}$, $R_s = 0,2 \Omega$, $\beta = 0,0125$, $K_{ff} = 17,63 \cdot 10^{-3}$, $K_{ac} = 1,47 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}$, $R_m = 4,3 \cdot 10^3 \Omega$, $F_m = 0,19 \text{ V}^{-1}$. Inductanța L și capacitatea C au fost dimensionate (conform relației 5.17) astfel încât pulsațiile curentului prin inductanță să nu depășească valoarea de 1A ($\Delta i_L \approx 1 \text{ A}$).

Funcțiile de transfer utilizate pentru controllerul de curent $G_S(s)$ respectiv de tensiune $G_V(s)$ sunt:

$$\bullet \quad G_S(s) \text{ (ACC și RMACC)} \quad \frac{100000}{s} \cdot \frac{1+s/15000}{1+s/300000} \quad (5.20)$$

$$\bullet \quad G_V(s) \text{ (ACC și RMACC)} \quad \frac{60}{s} \cdot \frac{1+s/8}{1+s/120} \quad (5.21)$$

$$\bullet \quad G_{me}(s) \quad \frac{60}{s} \cdot \frac{1+s/8}{1+s/120} \quad (5.22)$$

$$\bullet \quad \beta \cdot \text{VOC}_{ref}(s) \quad \frac{0,85}{1+s/8} \quad (5.23)$$

Frecvența de tăiere a buclei de curent este aproximativ 16kHz cu o margine de fază de 60°. Frecvența de tăiere a buclei de tensiune este aproximativ 8Hz. Câștigul lui $T_V(j\omega)$ la frecvența armonicii a doua (100Hz) este mai mic de -35dB.

Datorită efectului feedforward, $\text{VOC}(s)$ nu depinde de tensiunea de intrare în jurul frecvenței de tăiere a buclei de tensiune. Variația sarcinii influențează $\text{VOC}(s)$ numai la frecvențe foarte joase, astfel încât se poate aproxima $\text{VOC}(s) \approx \text{VOC}_{ref}(s)$.

Pentru proiectarea redresorului PFC Boost cu comandă RMACC s-au parcurs următorii pași:

1. s-a proiectat un model de referință $\text{VOC}_{ref}(s) \approx \text{VOC}(s)$ calculat conform relației 5.6 în care sarcina este $R = U_0^2/P_0 = 640 \Omega$;
2. s-a proiectat un controller PI, $G_{me}(s)$, care să realizeze egalitatea $\text{VOC}(s) = \text{VOC}_{ref}(s)$; conform relațiilor 2.145 și 2.150 $G_{me}(s)$ este identică cu $G_V(s)$ a comenzii ACC; astfel frecvența de tăiere a lui $T_{int}(j\omega)$ este de 8Hz cu un câștig mai mic de -35dB la 100Hz;
3. s-a proiectat un controller de tensiune RMACC cu $G_V(s) = G_{me}(s)$.

5.2. SIMULAREA CONVERTORULUI PFC BOOST CU COMANDĂ ACC ȘI RMACC

Schemele circuitului PFC Boost, cu comandă ACC, respectiv cu comandă RMACC, având valorile componentelor menționate în paragraful anterior, folosite la simularea în CASPOC sunt prezentate în figura 5.6, respectiv 5.7.

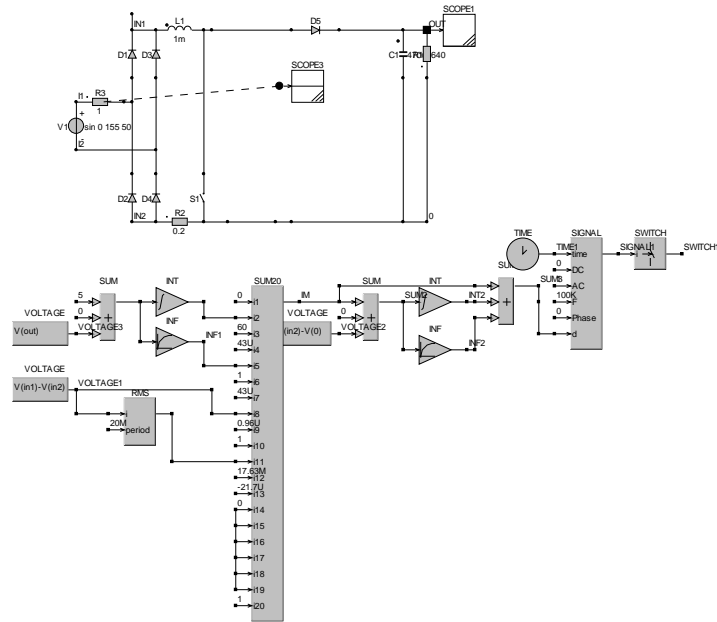


Figura 5.6. Schema circuitului PFC Boost cu comandă ACC simulată în CASPOC.

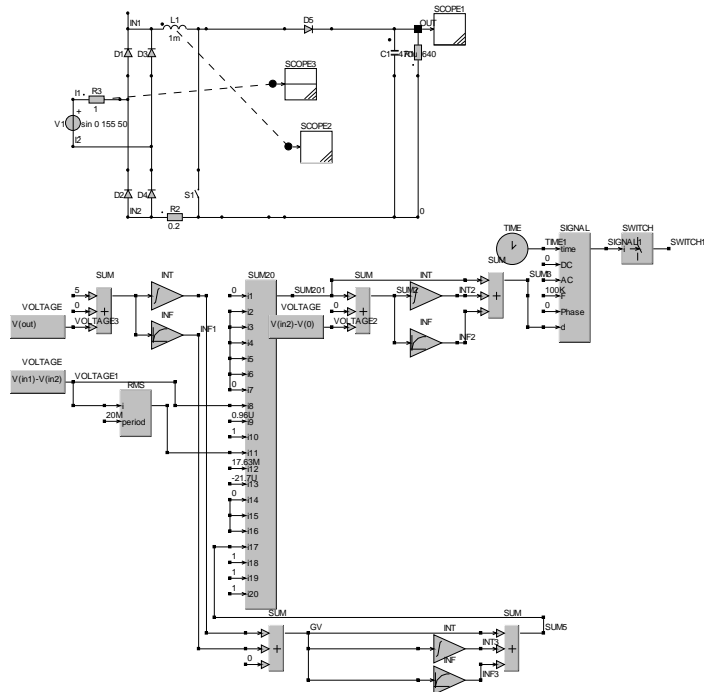


Figura 5.7. Schema circuitului PFC Boost cu comandă RMACC simulată în CASPOC.

Câștigurile buclei de tensiune, determinate, în cazul comenzii ACC cu feedforward, conform relației (5.7), respectiv, în cazul comenzii RMACC, pe baza relației (5.16) sunt reprezentate grafic în figurile 5.8 și 5.9. Realizarea lor s-a bazat pe un program realizat în MATLAB și prezentat în Anexa 3.

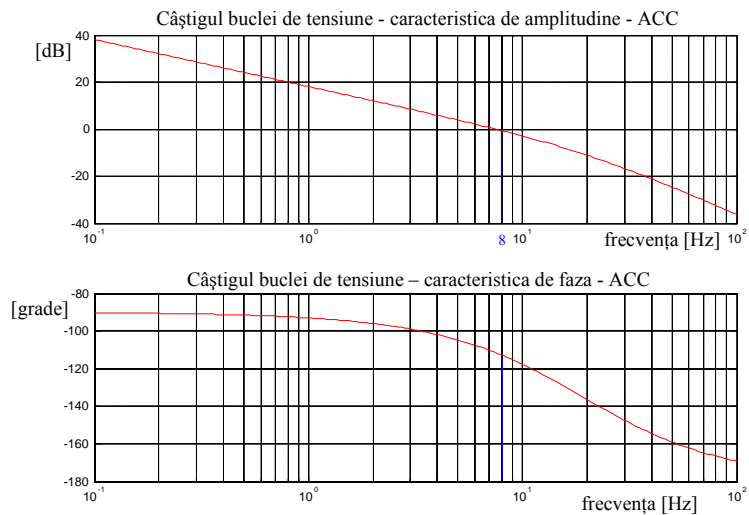


Figura 5.8. Câștig buclei de tensiune a circuitului PFC Boost cu comandă ACC.

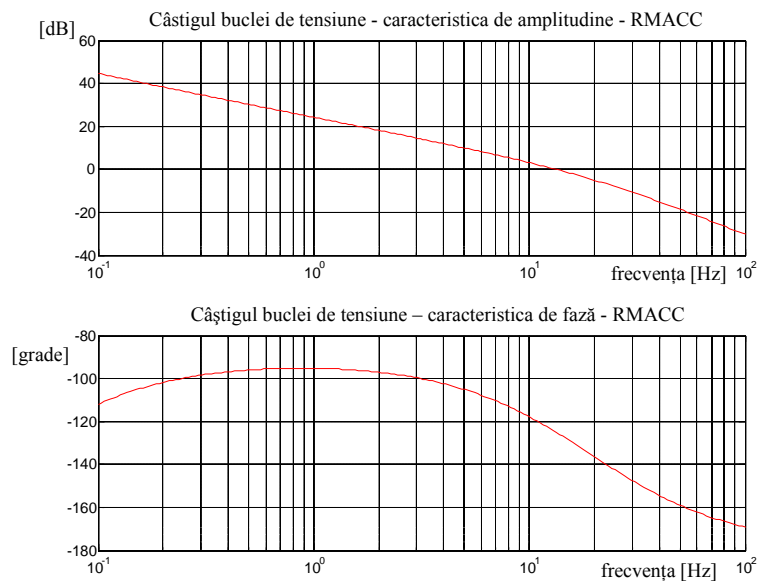


Figura 5.9. Câștig buclei de tensiune a circuitului PFC Boost cu comandă RMACC.

Frecvența de tăiere a buclei de tensiune este de aproximativ 8Hz iar marginea de fază este mai mare de 60° . Câștigul buclei la frecvența de 100Hz (dublul frecvenței rețelei) este mai mic de -35dB.

În cazul comenzii RMACC, frecvența de tăiere a buclei de tensiune este de aproximativ 10Hz iar marginea de fază este aproape 60° . Câștigul buclei la frecvența de 100Hz (dublul frecvenței rețelei) este mai mic de -35dB.

Comparând rezultatele obținute, se observă că ele sunt foarte asemănătoare, comanda RMACC nemodificându-le semnificativ (nici nu s-a urmărit acest lucru).

În figura 5.10 se prezintă caracteristica de amplitudine a impedanței de ieșire în buclă deschisă, cu comandă ACC și cu comandă RMACC. Realizarea lor s-a bazat pe un program realizat în MATLAB și prezentat în Anexa 3.

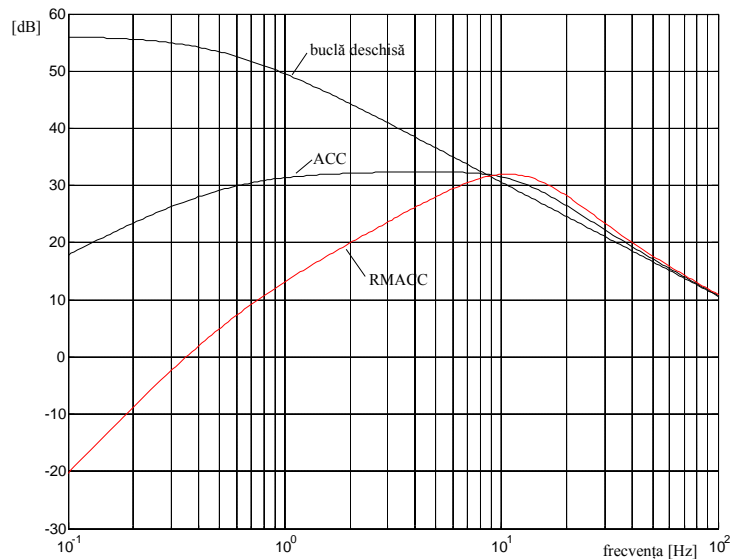


Figura 5.10. Caracteristica de amplitudine a impedanței de ieșire.

Se observă, în cazul utilizării comenzii RMACC, o îmbunătățire a impedanței de ieșire, în domeniul frecvențelor joase, cu mai mult de 20dB.

Prin simulare în CASPOC a circuitului PFC Boost cu comandă ACC cu feedforward (schema de simulare din figura 5.6) se obține forma de undă a curentului de intrare prezentată în figura 5.11. O formă de undă identică se obține și în cazul comenzii RMACC (schema din figura 5.7). Factorul de putere obținut este 0,996. El a fost determinat cu ajutorul programului *spectru.m* din MATLAB.

Răspunsul circuitului cu comanda ACC (variația tensiunii de ieșire U_o) la o variație de tip treaptă a sarcinii este prezentat în figurile 5.12 și 5.13. Se observă că valoarea pulsațiilor tensiunii de ieșire este de aproximativ 5V și că timpul de stabilizare este de 400ms.

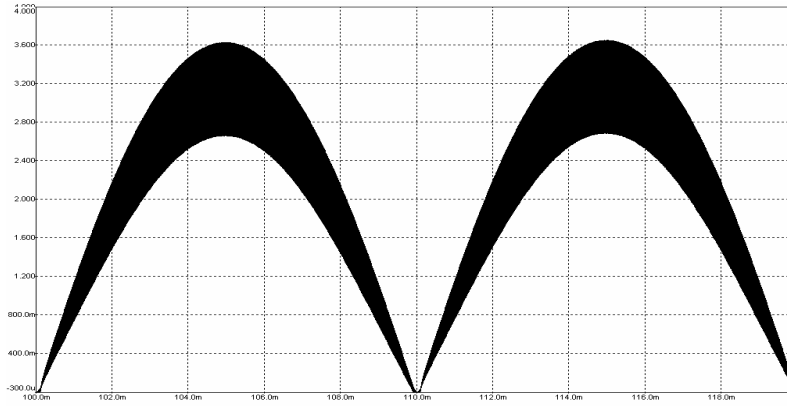


Figura 5.11. Forma de undă a curentului de intrare a circuitului PFC Boost cu comandă ACC și RMACC, cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare de 110V.

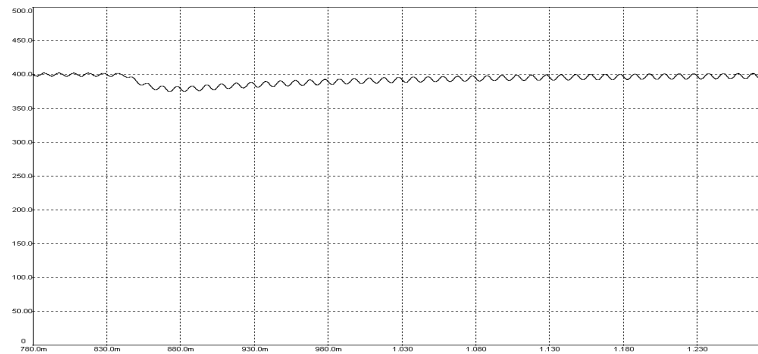


Figura 5.12. Tensiunea de ieșire a circuitului PFC Boost cu comandă ACC în cazul unei variații de tip treaptă a sarcinii.

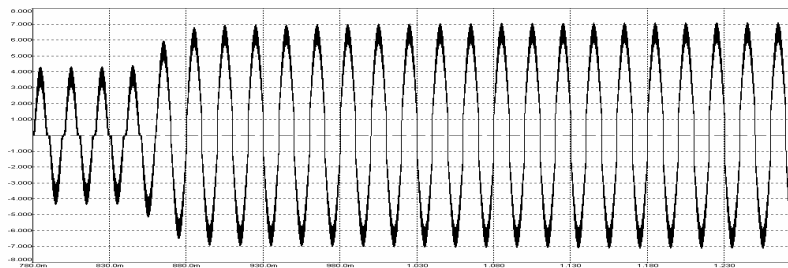


Figura 5.13. Curentul absorbit de la rețea a circuitului PFC Boost în cazul unei variații de tip treaptă a sarcinii cu comandă ACC și RMACC.

Răspunsul circuitului cu comanda RMACC la o variație de tip treaptă a sarcinii este prezentat în figurile 5.13 și 5.14. Se observă că valoarea pulsațiilor tensiunii de ieșire este de aproximativ 5V și că timpul de stabilizare este mai mic (150ms) ceea ce demonstrează o stabilizare mai bună a tensiunii de ieșire.

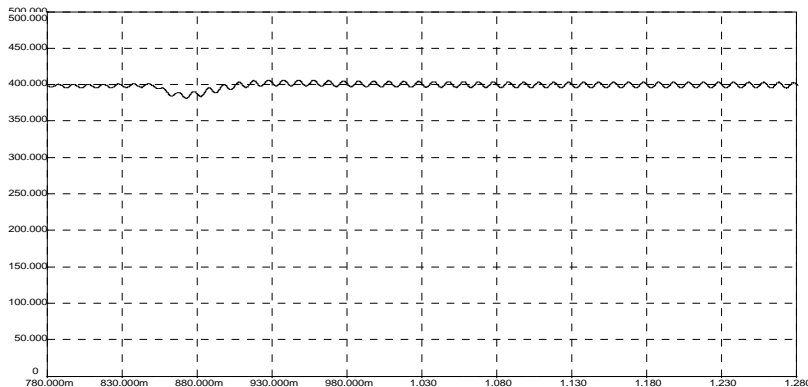


Figura 5.14. Tensiunea de ieșire a circuitului PFC Boost cu comandă RMACC în cazul unei variații de tip treaptă a sarcinii.

5.3. REALIZAREA PRACTICĂ A CIRCUITULUI PFC BOOST CU COMANDĂ ACC ȘI RMACC

Pentru acționarea motorului de curent continuu, conform schemei bloc din figura 4.63, s-a folosit o punte H (figura 5.15) realizată cu tranzistoare DMOS cu avalanșă controlată de tip IRF450 ($U_{DSM} = 400\text{ V}$, $U_{DS, BR} = 500\text{ V}$, $I_{DM} = 12\text{ A}$, $R_{DS(on)} = 0,4\Omega$). În paralel cu tranzistoarele de putere sunt conectate diode FRED de tip DSEI 60-10 care suportă o tensiune inversă U_R de 1000V și un curentul în conducție directă I_F de 60A având timpul de recuperare inversă t_{RR} de 35ns. Tensiunea de alimentare a punții, $+U_o$ este furnizată de convertorul PFC Boost cu comandă ACC prezentat în paragraful 5.1.

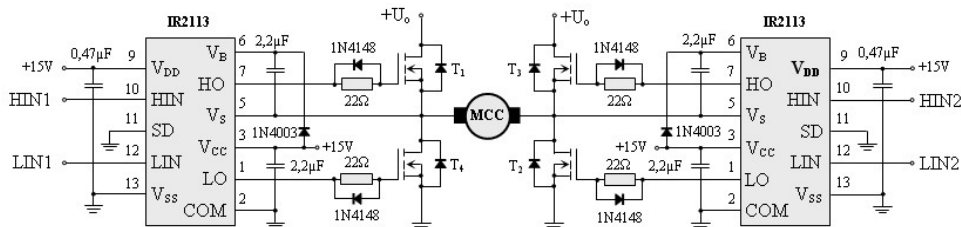


Figura 5.15. Comanda unui MCC de putere mare (peste 500W) bazată de două circuite integrate IR2113.

Fiecare semipunte este comandată de câte un circuit integrat IR2113 alimentat cu tensiunile $V_{DD} = V_{CC} = 15V$. Tensiunea izolată este $V_B \cong 15V$ și se obține printr-o conexiune Bootstrap din tensiunea V_{CC} . Fiecare tensiune este decuplată cu ajutorul unui condensator (de $0,47\mu F$, $2,2\mu F$ și $2,2\mu F$) [140].

Intrările SD (Shut-Down) pot fi utilizate pentru blocarea accesului impulsurilor de comandă în grila tranzistoarelor în cazul sesizării unui supracurent prin MCC. În cazul de față, nefiind implementată o protecție la supracurent, sunt conectate la masă [139].

Impulsurile de comandă, modulate PWM, sunt furnizate (cu frecvența de 100kHz) de către un microcontroller, prin intermediul circuitului din figura 5.16, la intrările HIN1, LIN1, HIN2 și LIN2.

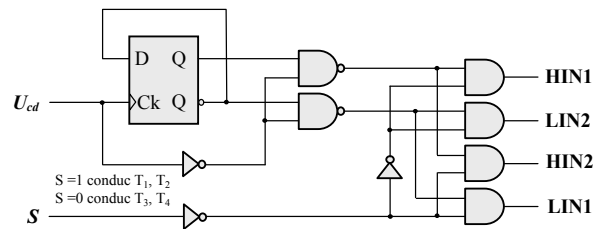


Figura 5.16. Interfață dintre microcontroller și circuitele de comandă ale punții H.

Microcontrollerul furnizează semnalul de comandă PWM, U_{cd} , și semnalul S - sens - prin care se stabilește sensul de rotație al motorului. Funcționarea și formele de undă aferente interfeței sunt prezentate în [13]. Conducția simultană a celor două tranzistoare, conectate într-o semipunte, nu este posibilă datorită unui circuit de întârziere de 20ns din structura circuitului IR2113.

Sursa de alimentare, care furnizează tensiunea $+U_o$, este realizată pe bază un convertor PFC Boost (figura 5.17). Acesta poate fi comandat ACC sau RMACC.

Schema etajului de comandă se bazează pe circuitul integrat UC3854 [172] - Anexa 4. Acesta este un circuit integrat dedicat pentru comanda în curent mediat a circuitelor PFC. În acest sens, el conține toate blocurile necesare: controllerul de tensiune, multiplicatorul/divizor, controllerul de curent și generatorul PWM cu frecvență fixă. În plus, el mai are: un circuit de comandă în grilă a unui tranzistor MOS de putere, o sursă de referință de 7,5V, un circuit de validare, un detector de subtensiune și un circuit de protecție la supracurent. Schema electronică completă a comenzii ACC este prezentată în figura 5.18.

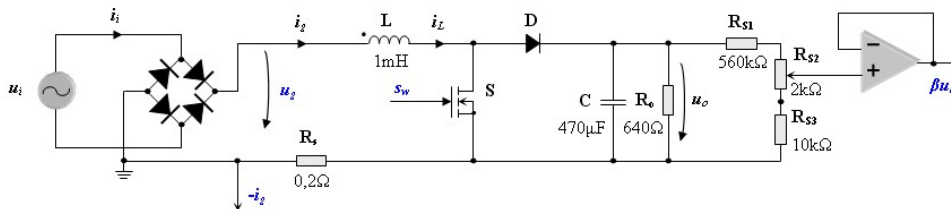


Figura 5.17. Convertorul PFC Boost utilizat pentru alimentarea MCC.

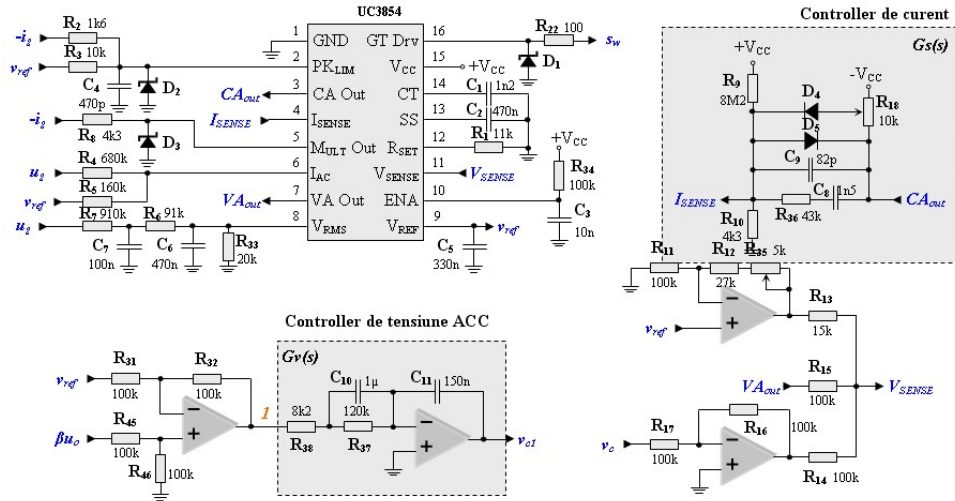


Figura 5.18. Schema electronică completă a comenzii ACC.

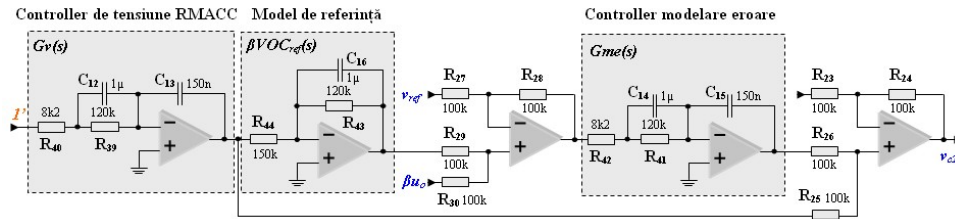


Figura 5.19. Schema electronică completă a controllerului de tensiune în cazul comenzii RMACC.

Comanda RMACC este implementată cu majoritatea blocurilor componente ale comenzii ACC. Între cele două comenzi diferă doar controllerul de tensiune. În figura 5.19 este redată schema electronică completă a controllerului de tensiune utilizat pentru comanda RMACC. Pentru a folosi comanda ACC se folosește schema din figura 5.18 conectând semnalele v_{cl} și v_c între ele. Comanda RMACC se poate utiliza legând între ele punctele 1 și 1' și conectând v_{c2} la v_c . Astfel, cu ajutorul unui comutator cu două poziții conectat la intrarea v_c se poate alege ușor comanda ACC sau RMACC.

În figura 5.20 este prezentată imaginea interfeței dintre microcontroller și puntea H cu tranzistoare, în figura 5.21 placa experimentală a circuitelor de comandă ACC și RMACC a convertorului PFC Boost, în figura 5.22 poza convertorului Boost, a punții H și a circuitelor driver aferente iar în figura 5.23 imaginea întregului stand experimental.

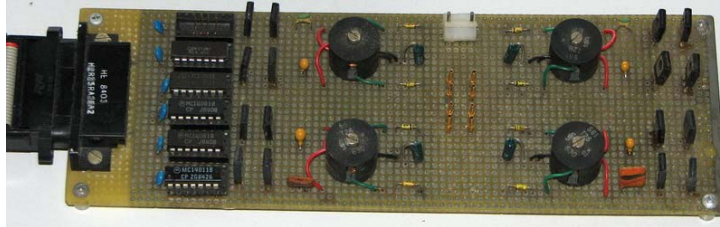


Figura 5.20 Interfața dintre microcontroller și puntea H cu tranzistoare.

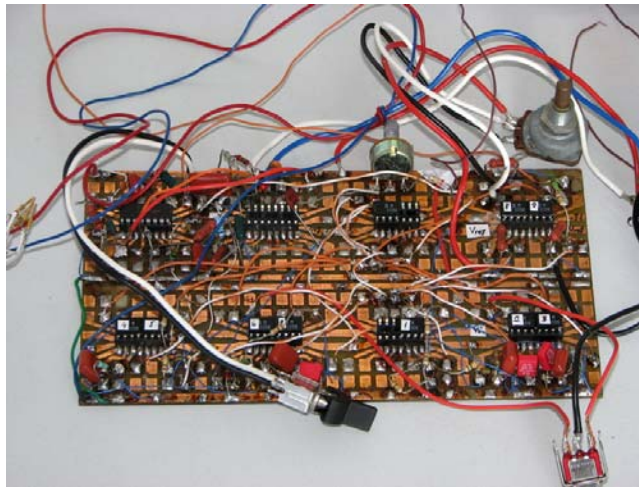


Figura 5.21 Placa experimentală cu circuitele de comandă ACC și RMACC a convertorului PFC Boost.

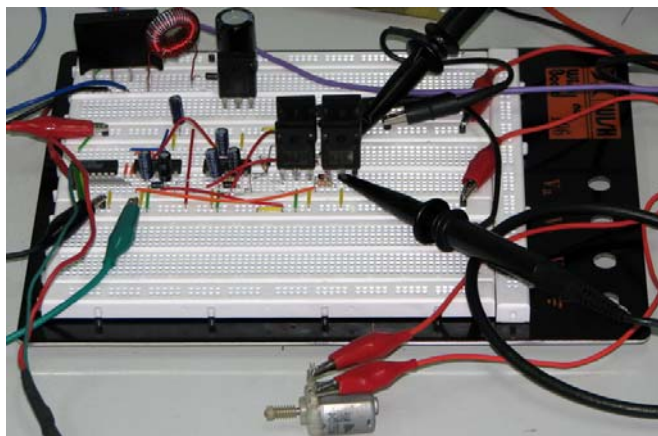


Figura 5.22 Convertorul Boost, puntea H și circuitele driver aferente.

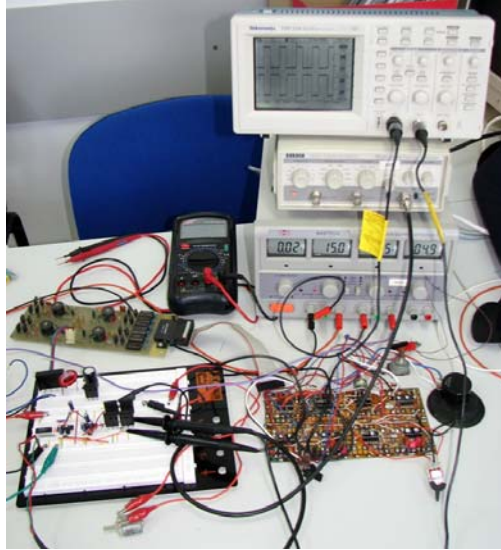


Figura 5.23. Standul experimental.

În figurile 5.24 și 5.25 este prezentată forma de undă obținută pentru curentul de intrare (identică pentru cele două tipuri de comenzi ACC respectiv RMACC).

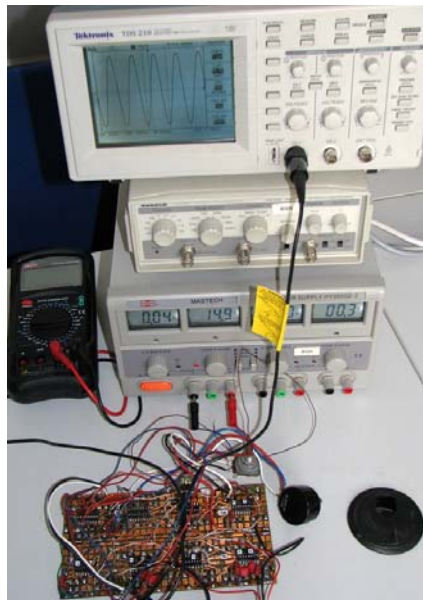


Figura 5.24. Curentul absorbit de la rețea – standul experimental.

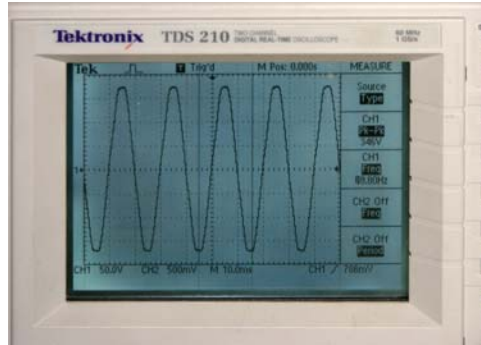


Figura 5.25. Curentul absorbit de la rețea - detaliu.

În figurile 5.26 și 5.27 este prezentată forma de undă obținută pentru semnalul de comandă în grilă a tranzistoarelor punții H.

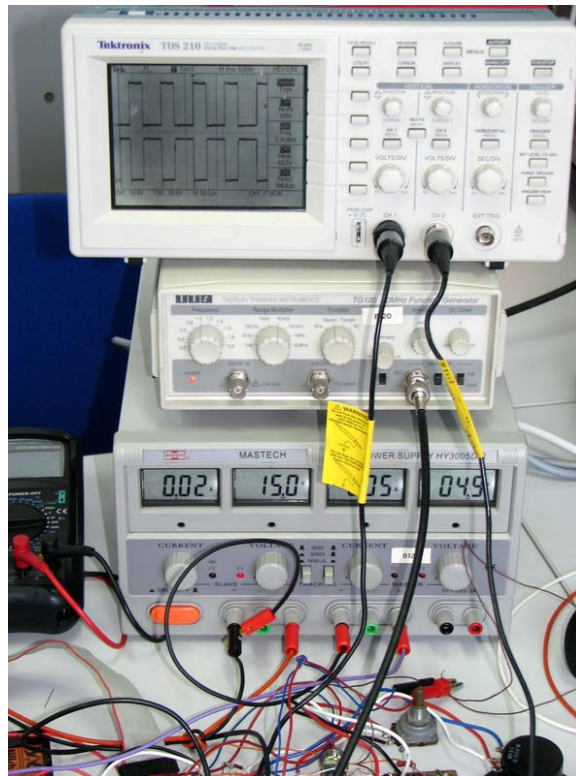


Figura 5.26. Semnalele de comandă în grilă a tranzistoarelor punții H – standul experimental.



Figura 5.27. Semnalele de comandă în grilă a tranzistoarelor punții H – detaliu.

În figurile 5.28 și 5.29 este prezentat răspunsul circuitului (variația tensiunii de ieșire U_o) la o variație de tip treaptă a sarcinii. Se observă un răspuns mai rapid în cazul comenzii RMACC (figura 5.28 și figura 5.29b) comparativ cu comanda ACC (figura 5.29a).

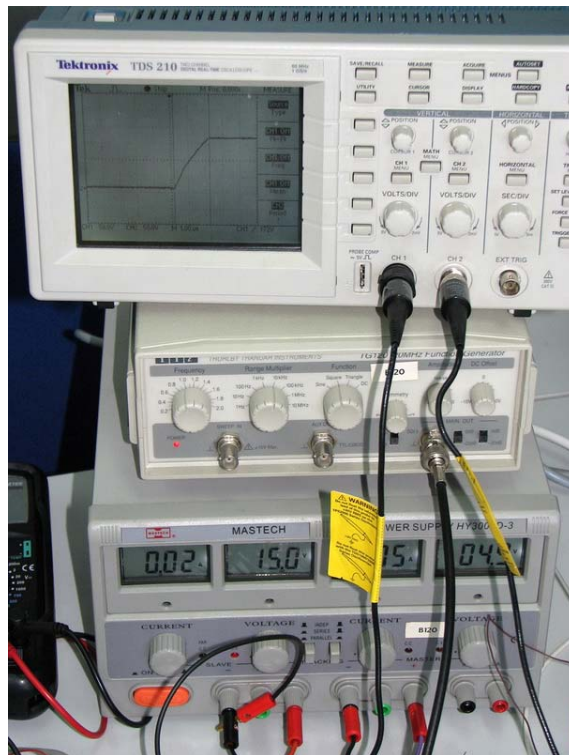


Figura 5.28. Răspunsul circuitului la o variație treaptă a sarcinii (comanda RMACC) – standul experimental.

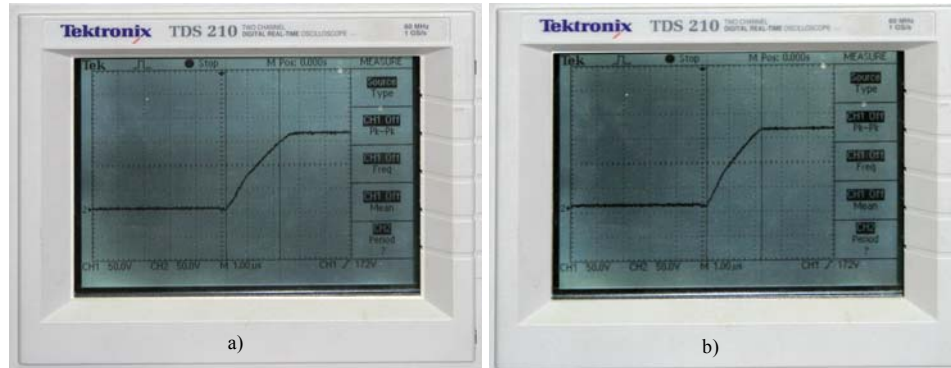


Figura 5.29. Răspunsul circuitului la o variație treaptă a sarcinii: a) comanda ACC, b) comanda RMACC.

În figura 5.30 este prezentată, în detaliu, forma de undă a tensiunii de ieșire obținută în cazul comenzii RMACC. Se observă că valoarea pulsațiilor tensiunii de ieșire este de aproximativ 4,8V ceea ce este în perfectă concordanță cu valoarea obținută prin simulare (figura 5.14).

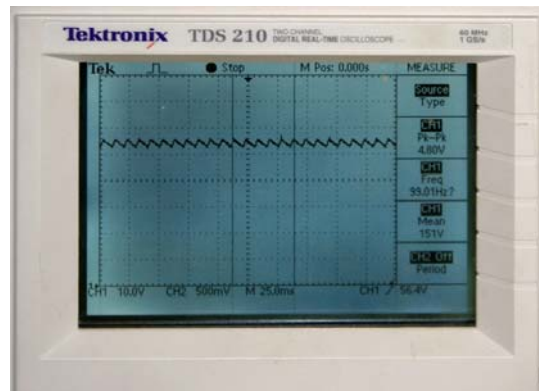


Figura 5.30. Tensiunea de ieșire a circuitului PFC Boost cu comandă RMACC - detaliu.

Verificările și măsurătorile experimentale au arătat că în toate cazurile analizate s-a observat o bună concordanță între rezultatele simulărilor și cele practice.

5.4. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

Tensiunea de alimentare, furnizată unui MCC, este obținută cu ajutorul unui circuit PFC Boost cu comandă prin curent mediat. S-a optat pentru această metode de comandă deoarece este printre cele mai utilizate topologii care asigură

armonici ale curentului de intrare în concordanță cu standardele care reglementează distorsiunile armonice. Dar, obținerea unor distorsiuni armonice reduse presupune limitarea benzii de frecvență a buclei de tensiune la 20Hz pentru a asigura atenuarea armonicii a doua a tensiunii de intrare a convertorului. Acest lucru determină un răspuns dinamic lent al tensiunii de ieșire la modificarea sarcinii. Pentru rezolvarea acestei probleme, se folosește modalitatea de comandă prin curent mediat cu urmărirea robustă a modelului.

În continuare s-au evidențiat caracteristicile definitorii ale metodei de comandă RMACC, simularea și implementarea sa practică.

1). În comparație cu comanda ACC, *comanda RMACC* conține suplimentar o buclă internă cu efect de urmărirea a modelului. Această buclă este formată dintr-un controller PI (de modelare a erorii) și un model de referință. Ieșirea modelului de referință este o estimare a tensiunii βU_o în absența perturbațiilor, iar eroarea estimată se determină pe bază semnalelor provenite de la ieșirea etajului de putere și a modelului de referință.

Avantajul principal al comenzii RMACC îl constituie îmbunătățirea impedanței de ieșire în buclă închisă. La comanda ACC, reducerea impedanței de ieșire la frecvențe joase, implică creșterea frecvenței de tăiere a buclei de tensiune. Aceasta este, însă, limitată strict de distorsiunile curentului de intrare. La comanda RMACC, impedanța de ieșire depinde și de câștigul buclei de curent și de $T_{ref}(s)$. Din acest motiv, ea poate fi redusă fără a fi necesară creșterea frecvenței de tăiere a buclei de tensiune.

Câștigurile buclelor de curent și tensiune au o frecvență de tăiere la fel ca și cea a redresoarelor PFC cu comanda ACC clasică. Dar impedanța de ieșire la frecvențe joase este mai mică în cazul comenzii RMACC ceea ce-i conferă un răspuns dinamic mai rapid la modificările sarcinii.

2). Cele două metode de comandă din curent mediat au fost simulate pentru a valida raționamentelor teoretice elaborate. Simulările s-au realizat pentru un circuit PFC Boost. Ele au fost însoțite de evaluări calitative și comparative.

3). Au fost implementate practic cele două metode de comandă în curent mediat. Au fost realizate, experimental, convertorul PFC Boost și circuitul de comandă în punte a motorului de curent continuu pentru a verifica practic corectitudinea raționamentelor teoretice elaborate și simulate. În toate cazurile analizate s-a observat o bună concordanță între rezultatele teoretice, cele obținute prin simulări și cele experimentale.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

1). Sinteza unui material bibliografic cuprinzând cele două metode de comandă în curent mediat ale circuitelor PFC monofazate. S-a insistat, în mod deosebit pe metoda RMACC evidențiind, în detaliu, modalitatea de reducere a impedanței de ieșire la frecvențe joase ceea ce-i conferă un răspuns dinamic mai rapid la modificările sarcinii. De asemenea s-a prezentat o schemă bloc detaliată și metode de dimensionare a componentelor pentru a putea realiza, cu ușurință, o implementare practică.

2). Determinarea grafică a câștigului buclei de tensiune – caracteristica de amplitudine și caracteristica de fază – în cazul comenzilor ACC și RMACC cu ajutorul unui program realizat în MATLAB și prezentat în Anexa 3. S-au obținut, conform

raționamentelor teoretice, parametrii asemănători în ceea ce privește frecvența de tăiere a buclei de tensiune (8 - 10Hz), marginea de fază ($\sim 60^\circ$) și câștigul la frecvența de 100Hz (-35dB).

3). *Trasarea caracteristicii de amplitudine a impedanței de ieșire* în buclă deschisă, cu comandă ACC și cu comandă RMACC. Realizarea lor s-a bazat pe un program realizat în MATLAB și prezentat în Anexa 3. Se observă, în cazul comenzii RMACC, o îmbunătățire a impedanței de ieșire, în domeniul frecvențelor joase, cu mai mult de 20dB.

4). *Simularea, în CASPOC, a comenzii în curent mediat a convertorului Boost CCM cu feedforward.* S-au prezentat: *schema de simulare utilizată, forma de undă obținută pentru curentul de intrare și răspunsul circuitului la o variație treaptă a sarcinii.* S-a observat că tensiunea de ieșire se stabilizează după 400ms.

5). *Simularea, în CASPOC, a comenzii RMACC a convertorului Boost CCM cu feedforward.* S-au prezentat: *schema de simulare utilizată, forma de undă obținută pentru curentul de intrare (identică cu cea obținută pentru comanda ACC) și răspunsul circuitului la o variație treaptă a sarcinii.* S-a observat că tensiunea de ieșire se stabilizează după 150ms.

Simulările efectuate au validat aspectele teoretice prezentate anterior și au subliniat că, în cazul comenzii RMACC, se obține un răspuns dinamic mai rapid la modificarea sarcinii.

6). *Proiectarea, dimensionarea și realizarea practică a unui convertor Boost, a unei punți H cu tranzistoare și a unei interfețe cu microcontrollerul.* Puntea H este realizată cu tranzistoare MOS (interschimbabile cu tranzistoare IGBT) și diode FRED conectate în antiparalel cu tranzistoarele. Ea permite acționarea MCC în ambele sensuri fiind comandată de două circuite integrate IR2113. Cele patru semnalele de intrare ale circuitelor integrate, pe baza cărora se comandă în grilă tranzistoare punții, sunt generate de interfață pe baza semnalului de comandă PWM și a semnalului de sens furnizate de către microcontroller.

7). *Dimensionarea optimală a componentelor și realizarea practică a unui circuit de comandă ACC și a unui circuit RMACC.* Ambele se bazează pe același nucleu realizat cu circuitul integrat dedicat UC3854 și folosesc același controller de curent. Chiar și controllerul de tensiune este, în principiu, identic doar că, în cazul comenzii RMACC, el este urmat de un model de referință și de un controller de modelare a erorii. Trecerea de pe o comandă pe cealaltă se realizează simplu prin intermediul unui comutator.

8). *Verificările și măsurătorile experimentale* au arătat că în toate cazurile analizate s-a obținut o concordanță bună între rezultatele simulărilor și cele experimentale.

9). *Publicarea a patru lucrări științifice* la conferințe științifice internaționale organizate în țară și în străinătate, în care autorul acestei teze este prim autor [19], [20], [21], [22]. În aceste lucrări s-au prezentat rezultatele obținute privind comanda RMACC a circuitului PFC Boost cu feedforward utilizat pentru alimentarea unui MCC. De asemenea a publicat, în calitatea de *unic autor*, la Editura de Vest, Timișoara, o *monografie* [13] cu privire la dispozitivele și echipamentele de comandă a acționărilor electrice.

10). Ca și cercetări viitoare se recomandă folosirea unui singur microcontroller care să realizeze atât comanda MCC cât și comanda RMACC a circuitului PFC Boost.

6. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

Rezumat: Prima parte a tezei este consacrată convertoarelor c.c. – c.c. monofazate și trifazate și metodelor lor de comandă. Partea a doua își propune realizarea unui regulator hibrid pentru comanda unui MCC și la elaborarea unor algoritmi de trecere de pe un regulator pe altul. Ultima parte este consacrată realizării unui circuit PFC Boost cu comandă RMACC care furnizează tensiunea de alimentare a MCC.

Realizarea regulatorului hibrid de curent și comanda RMACC a circuitului PFC Boost reprezintă cele mai semnificative realizări ale autorului acestei teze.

Implementarea, într-un singur microcontroller atât a reguletoarelor de curent și turație a MCC cât și a comenzii RMACC a circuitului PFC Boost constituie cea mai importantă direcție viitoare de cercetare în domeniul abordat.

6.1. CONCLUZII FINALE

Teza elaborată își propune să aducă contribuții în două domenii majore: în analiza, comanda, proiectarea și sistematizarea circuitelor de corecție a factorului de putere, respectiv în alegerea, proiectarea și realizarea reguletoarelor clasice, numerice și fuzzy utilizate pentru comanda MCC.

Problematika investigată în domeniul circuitelor PFC se adresează atât versiunilor monofazate cât și trifazate. S-au tratat diferite topologii de circuite și diverse metode de comandă. Cercetările și analizele teoretice au fost verificate prin simulări care au confirmat corectitudinea rezultatelor obținute. O validare suplimentară a fost oferită de realizarea practică a unui convertor Boost utilizând comenzile în curent mediat.

În domeniul acționării MCC s-a pus accentul pe dispozitivele și metodele de comandă a MCC, pe algoritmi de reglare și modalitățile de acordare, pe analiza și proiectarea diverselor tipuri de reguletoare clasice, numerice sau bazate pe logica fuzzy. Cercetările teoretice au fost urmate de simulări care au confirmat veridicitatea sistemelor de reglare automată propuse.

Evoluția remarcabilă, din ultimul deceniu, a circuitelor PFC, a acționărilor bazate pe logica fuzzy și a DSP-urilor multele articole ce tratează o problemă îngustă dar puținele articole de sinteză, au făcut ca documentarea bibliografică să fie relativ dificilă și, nicicum, completă. Totuși principalele direcții ale domeniilor abordate au fost explorate în detaliu. De aceea, date fiind vastitatea și orizontul de explorare larg pe care problematicile circuitelor de corecție a factorului de putere, a sistemelor și algoritmilor de reglare clasici, numerici și fuzzy le oferă, contribuțiile aduse de autor au fie un caracter punctual, în sensul că se referă la un aspect îngust, fie un pronunțat caracter de generalitate.

În continuare s-au evidențiat principalele caracteristici definitorii ale aspectelor abordate în cele patru capitole majore ale acestei teze.

În **capitolul 2** s-a realizat *un studiu* al convertoarelor IPQCs pentru a explora pe larg perspectivele diferitelor configurații din punctul de vedere al utilizatorilor de convertoare c.a. – c.c. Clasificarea propusă în zece categorii, cu unele subcategorii adiționale, este capabilă să furnizeze o selecție ușoară a celui mai potrivit convertor pentru aplicația concretă.

Convertoarele c.c. – c.c. fără izolare pot furniza, funcție de tipul lor, o tensiune de ieșire constantă cu valoarea medie mai mică, mai mare, cu aceeași polaritate sau cu polaritate inversă față de tensiunea de intrare. Ele sunt simple, se bazează pe un singur comutator – un tranzistor MOS sau IGBT – care se comandă ușor. Au un randament ridicat, pot funcționa în regim CCM sau DCM și sunt destinate, în special, pentru alimentarea motoarelor și construcția surselor de alimentare în comutație.

Convertoarele c.c. – c.c. cu izolare de tip forward și flyback sunt destinate aplicațiilor, în sfera puterilor sub 300W, care necesită o tensiune de ieșire stabilizată și un curent de ieșire de valoare ridicată. Funcționează atât în modul CCM cât și în modul DCM iar randamentul lor este influențat puternic de prezența transformatorului.

Avantajele și dezavantajele convertoarelor c.c. – c.c. monofazate, fără și cu izolare, reliefate, pe larg, subliniază, în mod deosebit, aspectele legate de forma și valoarea tensiunii de ieșire, a curenților de intrare și de ieșire, perturbațiile armonice introduse, filtrele de intrare și/sau ieșire necesare, randamentul și costul întregului convertor, domeniul de putere și sfera aplicațiilor tipice.

În domeniul puterilor medii și mari se folosesc exclusiv *convertoare c.a. – c.c. trifazate* realizate pe baza comutatoarelor cu tranzistoare IGBT sau tiristoare. Există o mare diversitate și varietate de topologii. Totuși, în special în funcție de modul lor de operare, se poate vorbi de următoarele configurații: convertoare Boost uni- și bidirecționale, convertoare Buck uni- și bidirecționale, convertoare Buck-Boost uni- și bidirecționale, convertoare Multi-Nivel uni- și bidirecționale și convertoare Multi-Puls uni- și bidirecționale. Pentru fiecare configurație sunt prezentate câteva variante reprezentative, cele mai importante particularități și domeniul lor de utilizare.

Avantajele și dezavantajele convertoarelor c.a. – c.c. trifazate sunt prezentate în detaliu. S-a urmărit, în mod special, sublinierea aspectelor legate de forma curentului/tensiunii de intrare/ieșire, calitatea redresării, randamentul și domeniul lor de utilizare.

În **capitolul 3** s-a realizat *un studiu* al circuitelor de comandă a convertoarelor c.c. – c.c. monofazate și trifazate. Circuitele PFC moderne se bazează pe tehnici active utilizând convertoare c.c. – c.c. în comutație la frecvență ridicată. Există două implementări practice bazate pe prezența sau absența unei bucle de curent cu ajutorul căreia se controlează, la frecvență joasă, curentul de intrare.

Literatura de specialitate evidențiază mai multe metode de comandă a circuitelor PFC cu convertoare c.c. – c.c. Fiecare metodă are anumite avantaje și dezavantaje. În principiu, oricare metodă se poate aplica oricărui convertor c.c. – c.c.

Comanda prin curentul mediat urmărește ca valoarea mediată pe o perioadă de comutație a curentului printr-un dispozitiv de putere să urmărească o referință. În cazul circuitelor PFC, referința este lent variabilă în timp și proporțională cu tensiunea de alimentare. Controllerul nu este deosebit de complicat, el fiind format, în principal, dintr-un multiplicator și un amplificator de eroare care trebuie realizate îngrijit.

La comanda prin curentul de vârf, curentul de referință este urmărit de valoarea maximă a curentului de intrare într-o perioadă de comutație. Ea are mai multe dezavantaje majore dar se folosește în convertoarele c.c. – c.c. existând o serie de fabricanți de astfel de circuite. Schema de principiu cuprinde un bloc suplimentar care introduce o rampă artificială de pantă suficient de mare pentru a se obține structuri stabile și dacă factori de umplere au valori $D > 0,5$. Prezența rampei artificiale duce la distorsionarea curenților de intrare, minimizarea THD și impune o funcționare profundă în CCM, pe cea mai mare parte a duratei unei semiperioade a tensiunii de alimentare.

Comanda în curent cu histereză determină comutatorul să intre în conducție sau blocare astfel încât să mențină forma de undă a curentului de intrare între două referințe. Ea se poate realiza în două variante: cu sau fără multiplicator. Varianta cu multiplicator sesizează curentul prin tranzistor și este dedicată, aproape în exclusivitate, convertorului Boost.

Varianta fără multiplicator este aplicabilă convertoarelor Boost, Ćuk sau Sepic care au o inductanță în serie cu intrarea și la care, prin natura funcționării părții de putere, valoarea de vârf a curentului de intrare dintr-o perioadă de comutație este proporțională cu tensiunea de intrare. Anularea curentului de intrare este sesizată prin monitorizarea tensiunii pe bobină, tensiunea de referință nu este necesară (limita inferioară fiind zero se poate detecta, iar limita superioară este proporțională cu tensiunea de alimentare) iar controlul rezistenței emulate se face din timpul de conducție al tranzistorului. Metoda de comandă este deosebit de atractivă datorită simplității și avantajelor oferite.

Tehnica de comandă cu purtătoare neliniară a apărut ca o soluție de circuite PFC care să nu conțină multiplicatoare, să nu aibă buclă de curent, să nu fie necesară sesizarea tensiunii de intrare, să se măsoare curentul prin comutator, să nu necesite o rampă artificială iar circuitul de comandă să fie simplu.

Ea se poate folosi pentru comanda oricărui tip de convertor, singura diferență constă în legea de variație a purtătoarei. Strategia generală de obținere a legii purtătoarei este descrisă succint și sistematic. Pe baza ei se poate proiecta generatorul de purtătoare neliniară pentru orice tip de convertor.

Cerințele solicitate circuitelor PFC sunt satisfăcute și de metodele de comandă integrative. Implementarea practică a acestora se poate face cu un controller cu modulator pe front descrescător, caz în care în procesul comparării se folosește curentul prin întrerupător sau curentul prin bobină, mediați sau nu, sau cu un controller cu modulator pe front crescător, dacă se utilizează pentru comparare curentul prin diodă sau curentul prin bobină, mediați sau de vârf.

Comanda convertoarelor PFC trifazate se poate realiza prin tehnica PWM cu modulație sinusoidală. Aceasta este metoda cea mai firească de generare a factorilor de umplere care să satisfacă ecuațiile lor fundamentale. Obținerea lor se face prin compararea unui sistem trifazat de tensiuni modulatoare, replică a sistemului trifazat al tensiunilor de alimentare, cu o tensiune purtătoare triunghiulară de înaltă frecvență.

Prin comanda cu histereză curenții de fază urmăresc trei perechi de referințe sinusoidale, care la rândul lor sunt proporționale cu tensiunile de fază. Curentul fiecărei faze trebuie menținut între o anvelopă superioară și una inferioară. Cele două anvelope se obțin cel mai simplu dintr-un curent de referință la care se adună, respectiv se scade jumătate din banda de histereză. Când curentul fazei atinge anvelopa superioară, curentul fazei trebuie scăzut, ceea ce în fond înseamnă aplicarea unei tensiuni negative pe bobina fazei respective. Similar, la atingerea

anvelopei inferioare pe bobina fazei trebuie aplicată o tensiune pozitivă care să determine creșterea curentului.

Dificultatea constă în decizia legată de care întrerupătoare trebuie aduse în conducție și care trebuie blocate în momentul în care valoarea instantanee a unui curent de fază egalează una din referințe, frecvența variabilă și susceptibilitatea la zgomote.

În cazul circuitelor PFC trifazate, *comanda integrativ-scalară* este una dintre cele mai performante metode datorită avantajelor furnizate. În multe aplicații practice în procesul de comparație nu sunt utilizate valorile mediate ale curenților, ci chiar valorile lor instantanee. Astfel, mărimile controlate nu mai sunt curenții mediați, ci valorile de vârf ale acestora în decursul unei perioade de comutație. Prin această procedură se introduce deliberat o eroare de comandă, care este însă mică dacă pulsațiile curenților sunt mici, avantajul costând în dispariția celor trei filtre *FTJ* de la intrare.

Fiecare metodă de comandă investigată, mono- sau trifazată, a fost simulată pentru a valida raționamentelor teoretice elaborate. Din motive de spațiu, simulările s-au realizat pentru un circuit PFC reprezentativ. Ele au fost însoțite de evaluări calitative și comparative.

În **capitolul 4** s-a realizat *un studiu* privind stadiul actual, pe plan mondial, al sistemelor de reglare automată a unei acționări electrice cu MCC. Utilizarea rațională a energiei electrice, necesitatea compensării puterii reactive, miniaturizarea sistemelor electronice de putere au contribuit decisiv la dinamica acestui domeniu în ultimele două decenii. *Acționările de curent continuu* sunt folosite în continuare în proporție de 33,7%. Previziunile realizate indică o tendință de menținere a acestei cote de piață datorită, pe de o parte neîncrederii care există în rândul utilizatorilor privind performanțele acționărilor de curent alternativ, și, pe de altă parte, datorită *imposibilității înlocuirii* acționărilor de curent continuu în aplicațiile care necesită cuplu mare și răspuns dinamic rapid *la turații mici*.

În momentul actual, cel mai utilizat *motor de curent continuu* este cel cu magneți permanenți. Pentru aplicații cu viteză de răspuns mare, se preferă servomotoarele cu *rotor disc și întrefier axial* deoarece au momentul de inerție extrem de redus și constante de timp electrice și electromecanice foarte mici care le permit obținerea unor *performanțe dinamice și energetice* excelente.

Convertorul de putere depinde de tipul motorului utilizat. Pentru *comanda MCC* se utilizează în majoritatea sistemelor de acționare actuale, *punții cu tranzistoare de putere* de tip DMOS sau IGBT, *comandate PWM*. S-au analizat principalele metode și secvențe de comandă ale tranzistoarelor punții și s-a subliniat faptul că cea mai adecvată, din punct de vedere al solicitării la care sunt supuse tranzistoarele, este *comandă alternativă a tranzistoarelor de pe diagonala punții*. Astfel ele sunt obligate să *comute cu o frecvență egală cu jumătate din frecvența de repetiție a semnalului de comandă* ceea ce duce la scăderea puterii disipate în comutație și la o încărcare termică mai redusă.

Echipamentul de comandă al convertorului de putere se realizează *exclusiv numeric* pe baza unui microcontroller sau a unui microprocesor care simplifică structura echipamentelor de acționare, crește fiabilitatea sistemelor de reglare, îmbunătățește performanțele reglatoarelor și scade semnificativ prețul de cost. Utilizarea *procesoarelor de semnal* oferă avantaje suplimentare legate de efectuarea calculelor în timp scurt, asigurarea unei viteze de operare și a unei rezoluții mai mari, posibilitatea utilizării unor algoritmi de reglare performanți, reducerea

numărului de senzori și traductoare utilizate și, implicit, a prețului întregului sistem de acționare.

Cea mai importantă funcție a microcontroller-ului o constituie comanda convertorului de putere pe baza unui algoritm de reglare. *Reglatoarele* implementate pot fi de tip P, PI, PD și PID. Alegerea tipului de regulator, pentru un proces dat, este determinată de caracteristicile procesului tehnologic și de performanțele impuse sistemului de reglare automată.

Acordarea regulatorului, adică alegerea constantelor k_p , T_i și T_d , trebuie făcută astfel încât semnalul de comandă să asigure performanțele, în buclă închisă, impuse de criteriile de performanță adoptate. Comanda trebuie să fie suficient de agresivă pentru a elimina erorile și suficient de lentă pentru a nu genera altele. Modalitatea de acordare depinde de specificul aplicației. Dintre metodele de acordare specificate în literatură se utilizează, frecvent, *criteriul modulului în varianta Kessler*, *criteriul simetriei* și metoda *Ziegler-Nichols*.

Comanda unui MCC necesită un *sistem de reglare în cascadă* bazat pe o buclă de curent și una de turație. *Regulatorul de curent* trebuie să fie de tip *PI*, mai rapid decât cel de turație și să asigure eroare în regim staționar nulă. *Regulatorul de turație* trebuie să fie de tip *PI sau PID*, cu eroare în regim staționar nulă și supracreșterea maximă de 5%.

În momentul actual se preferă *sistemele de reglare numerice*. Metodele de proiectare și criteriile de alegere și acordare a algoritmilor de reglare numerică sunt determinate de particularitățile sistemelor numerice. În funcție de natura și dinamica procesului pot fi utilizați algoritmi de reglare convenționali obținuți prin discretizarea algoritmilor continui sau pot fi folosiți algoritmi evaluați obținuți prin metode de proiectare specifice sistemelor numerice.

Reglarea clasică a proceselor presupune cunoașterea procesului reglat și descrierea lui printr-un model matematic. *Reglatoarele fuzzy* se bazează pe posibilitatea obținerii caracteristicilor neliniare dorite doar pe baza cunoștințelor referitoare la comportarea procesului. În cazul controlului *fuzzy liniar nu se pot depăși performanțele* unei reglări clasice. Precizia reglării nu este așa de bună deoarece eroarea în regim staționar este nenulă și pot să apară oscilații în jurul valorii prescrise.

În domeniul controlului *neliniar*, sistemele de reglare bazate pe logica fuzzy sunt *mai simple, mai stabile și mai robuste*, fiind capabile să atingă valoarea prescrisă a mărimii reglate, mai repede și fără supracreșteri semnificative.

Din analiza efectuată s-a ajuns la concluzia că reglarea clasică numerică liniară se comportă mai bine decât reglarea fuzzy, în timp ce în domeniul controlului neliniar situația este inversă. Din acest motiv, comanda MCC se va realiza pe baza unei metode de comandă hibride care să combine avantajele furnizate de ambele tipuri de reglare.

Regulatorul hibrid de curent este format dintr-un regulator numeric și dintr-un regulator fuzzy. Dacă eroarea e este mai mică decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul clasic, iar dacă eroarea e este mai mare decât valoarea de prag e_{th} se utilizează regulatorul fuzzy. La trecerea de pe un algoritm de reglare pe altul trebuie să se asigure transferul comenzii lin, fără șocuri.

În **capitolul 5** se introduce o metodă de obținere a tensiunii de alimentare, furnizată unui MCC, cu ajutorului unui circuit PFC Boost cu comandă prin curent mediat. S-a optat pentru această metodă deoarece este printre cele mai utilizate metode care asigură armonici ale curentului de intrare în concordanță

cu standardele care reglementează distorsiunile armonice. Dar, obținerea unor distorsiuni armonice reduse presupune limitarea benzii de frecvență a buclei de tensiune la 20Hz pentru a asigura atenuarea armonicii a doua a tensiunii de intrare a convertorului. Acest lucru determină un răspuns dinamic lent al tensiunii de ieșire la modificarea sarcinii. Pentru rezolvarea acestei probleme, se folosește modalitatea de comandă prin curent mediat cu urmărirea robustă a modelului.

În comparație cu comanda ACC, *comanda RMACC* conține suplimentar o buclă internă cu efect de urmărirea a modelului. Această buclă este formată dintr-un controller PI și un model de referință. Ieșirea modelului de referință este o estimare a tensiunii de ieșire în absența perturbațiilor, iar eroarea estimată se determină pe bază semnalelor provenite de la ieșirea etajului de putere și a modelului de referință.

Avantajul principal al comenzii RMACC îl constituie îmbunătățirea impedanței de ieșire în buclă închisă în condițiile în care câștigurile buclelor de curent și tensiune au o frecvență de tăiere la fel ca și cea a redresoarele PFC cu comanda ACC clasică.

Cele două metode de comandă din curent mediat au fost simulate pentru a valida raționamentelor teoretice elaborate. Simulările s-au realizat pentru un circuit PFC Boost. Ele au fost însoțite de evaluări calitative, cantitative și comparative.

Au fost implementate practic cele două metode de comandă în curent mediat. Au fost realizate, experimental, convertorul PFC Boost și circuitul de comandă în punte a motorului de curent continuu pentru a verifica practic corectitudinea raționamentelor teoretice elaborate și simulate. În toate cazurile analizate s-a observat o bună concordanță între rezultatele teoretice, cele obținute prin simulări și cele experimentale.

6.2. CONTRIBUȚII ORIGINALE

O sinteză a principalelor **contribuții personale pe care autorul** consideră că le-a adus prin elaborarea acestei teze:

- **în capitolul 2:**
 - *evidențierea sintetică* a principalelor avantaje și dezavantaje ale convertoarelor c.c. – c.c. monofazate cu și fără izolare;
 - *dimensionarea și simularea convertoarelor c.c. – c.c. monofazate fără izolare* de tip Buck, Boost și Buck-Boost în regim CCM, DCM și de frontieră;
 - *dimensionarea și simularea convertoarelor c.c. – c.c. monofazate cu izolare* de tip flyback și forward în regim CCM, DCM și de frontieră;
 - realizarea unui *studiu comparativ* al factorilor de conversie a convertoarelor c.c. – c.c. monofazate fără izolare;
 - *evidențierea sintetică* a principalelor avantaje și dezavantaje ale convertoarelor c.c. – c.c. trifazate;
- **în capitolul 3:**
 - *sinteza unui material bibliografic* vast cuprinzând cele mai importante *metode de comandă ale circuitelor PFC monofazate*;
 - *dimensionarea optimală a componentelor amplificatorului de eroare* a unui circuit de comandă prin curent mediat a unui

- convertor Boost PFC și evidențierea avantajelor și dezavantajelor oferite de această metodă de comandă;
- *evidențierea aspectelor negative generate de prezența rampei artificiale* din componența controllerului în cazul comenzii prin curent de vârf a circuitelor PFC cu convertor Boost;
 - *prezentarea succintă, sintetică și sistematică a modului de determinare a legii de variație a purtătoarei neliniare* pentru comanda oricărui tip de convertor;
 - *analiza detaliată a comenzii integrative* datorită proprietăților superioare și gradului mare de generalitate;
 - *evidențierea sintetică a principalelor avantaje și dezavantaje ale metodelor de comandă ale circuitelor PFC monofazate;*
 - *sinteza unui material bibliografic vast cuprinzând cele mai importante metode de comandă ale circuitelor PFC trifazate;*
 - *determinarea stărilor întrerupătoarelor în cazul comenzii în curent cu histereză a circuitelor PFC trifazate Boost, respectiv Vienna;*
 - *sublinierea soluțiilor simple, robuste și eficiente oferite de comanda integrativ-scalară a circuitelor PFC trifazate;*
 - *prezentarea sintetică a relațiilor de bază și a condițiilor de funcționare corectă* pentru convertoarele trifazate Boost și Vienna cu comandă integrativ-scalară;
 - *evidențierea sintetică a principalelor avantaje și dezavantaje ale metodelor de comandă ale circuitelor PFC trifazate;*
 - *simularea comenzii în curent mediat a convertorului Boost CCM, a comenzii cu histereză a convertorului Boost CCM, a comenzii cu purtătoare neliniară a convertoarelor Boost CCM și DCM și Buck-Boost CCM și a comenzii integrative a convertorului Buck-Boost CCM;*
 - *compararea parametrilor de merit obținuți în urma tuturor simulărilor convertoarelor monofazate, elaborarea unor aprecieri calitative* privind valorile parametrilor de merit și ale metodelor de comandă;
 - *simularea comenzii în curent cu histereză a convertorului trifazat Vienna, a comenzii integrativ-scalare a convertoarelor Vienna cu comandă prin curentul mediat prin inductanțe, respectiv, Vienna cu comandă prin curentul de vârf prin comutatoare și a comenzii integrativ-vectoriale a convertorului Buck-Boost;*
 - *compararea parametrilor de merit obținuți în urma tuturor simulărilor convertoarelor trifazate, elaborarea unor aprecieri calitative* privind valorile parametrilor de merit și ale metodelor de comandă;
- **în capitolul 4:**
 - *evidențierea sintetică, a efectului creșterii individuale a fiecărei componente a reguletoarelor asupra principalilor parametrii ce caracterizează comportarea unui sistem în buclă închisă;*
 - *proiectarea și simularea, în mediul SIMULINK din MATLAB, a funcționării unui MCC;*
 - *proiectarea regulatorului de curent;*
 - *proiectarea regulatorului de turație, varianta continuă;*
 - *proiectarea regulatorului de turație, varianta Dead-Beat;*

- *proiectarea și simularea, în MATLAB, a reguletoarelor numerice;*
- *simularea, cu ajutorul toolbox-ului Fuzzy Logic, din mediul SIMULINK din MATLAB, a unui regulator fuzzy cu eroarea, derivata erorii și comanda descrise de trei funcții de apartenență triunghiulare;*
- *simularea unui regulator fuzzy cu derivata erorii descrisă de trei funcții de apartenență triunghiulare, iar eroarea și comanda descrise de cinci funcții de apartenență;*
- *simularea unui regulator fuzzy cu eroarea, derivata erorii și comanda descrise de cinci funcții de apartenență;*
- *proiectarea unui regulator hibrid de curent, pentru acționarea unui MCC, format dintr-un regulator clasic, numeric de tip PI și un regulator fuzzy, cvasi PI, cu dinamică, cu componenta integrativă la ieșire;*
- *elaborarea a trei algoritmi de trecere de pe un regulator pe altul.*
- **în capitolul 5:**
 - *sinteza unui material bibliografic cuprinzând cele două metode de comandă în curent mediat ale circuitelor PFC monofazate;*
 - *determinarea grafică a câștigului buclei de tensiune – caracteristica de amplitudine și caracteristica de fază – în cazul comenzilor ACC și RMACC cu ajutorul unui program realizat în MATLAB;*
 - *trasarea caracteristicii de amplitudine a impedanței de ieșire în buclă deschisă, cu comandă ACC și cu comandă RMACC;*
 - *simularea, în CASPOC, a comenzii în curent mediat a convertorului Boost CCM cu feedforward;*
 - *simularea, în CASPOC, a comenzii RMACC a convertorului Boost CCM cu feedforward;*
 - *proiectarea, dimensionarea și realizarea practică a unui convertor Boost, a unei punți H cu tranzistoare și a unei interfețe cu microcontrollerul;*
 - *dimensionarea optimă a componentelor și realizarea practică a unui circuit de comandă ACC și a unui circuit RMACC;*
 - *verificări și măsurători experimentale care au arătat că în toate cazurile analizate s-a obținut o concordanță bună între rezultatele simulărilor și cele experimentale.*
- **Publicarea**, de către autorul acestei teze, a:
 - *douăzeci și două de lucrări științifice [6], [8], [12], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [81], [82], [83], [84], [114], [122], [123], [124], [139], [140] (unsprezece ca prim autor [8], [12], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22]) în reviste sau în proceedings-urile ale unor conferințe științifice internaționale organizate în țară și în străinătate (cinci ISI sau indexate BDI [6], [19], [20], [81], [82]); în aceste lucrări s-au prezentat rezultatele obținute privind convertoarele PFC trifazate, metodele lor de comandă, reguletoarele hibride – clasice și fuzzy – și algoritmi de trecere de pe un algoritm de reglare pe altul;*
 - *unei monografii, ca autor unic, apărută în Editura de Vest, cu privire la dispozitivele și echipamentele de comandă a acționărilor electrice [13];*

- *două cărți* (în colaborare) apărute în Editura Politehnica Timișoara, legate de aplicații ale procesoarelor de semnal în conducerea sistemelor de acționări electrice [7], [141];
- *participarea, în calitate de director de grant*, la realizarea a *două granturi* de tip ANSTI legate de comanda fuzzy a convertoarelor electronice performante utilizate în acționarea MCC [9], [10];
- *participarea, în echipa de cercetare*, la realizarea a *șapte contracte de cercetare* finanțate de către Ministerul Educației, în cadrul cărora s-au făcut cercetări privind anumite convertoarele PFC trifazate și a metodelor lor de comandă [108], [109], [110], [111], [112], [137], [138].

Multitudinea aplicațiilor posibile ale convertoarelor c.c. – c.c., ale reguletoarelor numerice și ale tehnicilor fuzzy fac ca orice încercare de abordare a acestor domenii atât de vaste și de diverse, să fie din start neexhaustivă. Sub această rezervă, autorul acestei teze propune câteva **posibile preocupări viitoare**:

- crearea altor modele de semnal mic (decât cele bazate pe convertorul Boost) pentru circuitele PFC;
- elaborarea unor modele mediate pentru alte tipuri de convertoare, moduri de funcționare, metode de comandă;
- dezvoltarea unor modele mediate care să includă și pierderile în comutație nu numai cele în conducție;
- găsirea unor topologii noi și simple de convertoare pentru anumite aplicații;
- extinderea metodelor de comandă prezentate pentru alte tipuri de convertoare monofazate;
- elaborarea și altor tehnici de comandă simple prin care să se îmbunătățească răspunsul dinamic al circuitelor PFC;
- implementarea tehnicilor de comandă analogice cu ajutorul controllerelor digitale;
- comanda circuitelor PFC cu ajutorul procesoarelor de semnal și a logicii fuzzy;
- utilizarea unui singur microcontroller care să realizeze atât comanda MCC cât și comanda RMACC a circuitului PFC Boost.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Alexandrescu C., *Sisteme Fuzzy. Aplicații în Matlab*, ISBN: 973-8247-35-7, Editura Politehnica, Timișoara, 2001.
- [2] Balamurugan R., Gurusamy G., *Harmonic Optimization by Single Phase Improved Power Quality AC-DC Power Factor Corrected Converters*, International Journal of Computer Applications (0975 – 8887), 2010, Vol. – No.5, pg.46-53.
- [3] Baliga B.J., *Powers Ics in the Staddle*, North Carolina State University, IEEE Spectrum, July 1995, pg 35-40.
- [4] Barbosa P., Canales F., Lee F., *Analysis and evaluation of the two switch three-level boost rectifier*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pG. 1659–1664.
- [5] Bathurst G. N., Smith B. C., Watson N. R., Arrillaga J., *Harmonic domain modeling of high-pulse converters*, Proc. IEE-Electric Power Applications, vol. 146, no. 3, pg. 335–340, May 1999.
- [6] Bauer P., Lascu D., Lascu M., **Băbăiță M.**, Popescu V., Negoiteșcu D., Popovici A., *E-Learning Practical Teaching of Uncontrolled Rectifier*, EPE 2009, Proceedings of the 13'th European Conference on Power Electronics and Applications, 8-10 September 2009, Barcelona, ISBN: 97890758115009, IEEE Catalog Number CFP09850-CDR. 0475-P.1-P.10.
- [7] **Băbăiță M.**, Popovici A., *Aplicații ale procesoarelor de semnal în conducerea sistemelor de acționări electrice*, ISBN:973-8247-27-6, Editura Politehnica, Timișoara, 2001.
- [8] **Băbăiță, M.**, Alexa, F., Negoiteșcu, D., *Power Factor Enhancement Using Single Switch Three Phase Boost Converters*, Analele universității din Oradea, 1999, pag.42-46.
- [9] **Băbăiță M.**, Popovici A., Negoiteșcu D., *Comanda Fuzzy a Convertoarelor Electronice Performante Utilizate în Acționarea Motoarelor de Curent Continuu, Raport pe anul 2000*, Contract ANSTI Nr 6153/2000, Tema Nr.B4, Director de proiect: Ș.l. Ing. Băbăiță M., Consilier: Prof.Dr.Ing. Mureșan Tiberiu.
- [10] **Băbăiță M.**, Popovici A., Negoiteșcu D., *Comanda Fuzzy a Convertoarelor Electronice Performante Utilizate în Acționarea Motoarelor de Curent Continuu, Raport pe anul 2001*, Contract ANSTI Nr 6153/2000, Tema Nr.B4, Director de proiect: Ș.l. Ing. Băbăiță M., Consilier: Prof.Dr.Ing. Mureșan Tiberiu.
- [11] **Băbăiță M.**, Popovici A., *Comanda Fuzzy a Convertoarelor Electronice Performante Utilizate în Acționarea Motoarelor de Curent Continuu, Raport final* Contract ANSTI Nr.6153/2000, tema B4.
- [12] **Băbăiță M.**, Popovici A., *Application of Fuzzy Logic in V/f Control of Matrix Converter Induction Motor Drive*, Proceedings of the Symposium an Electronics and Telecommunications, "ETc 2000", Timișoara, 23-24 noiembrie 2000, Vol. II, pg 144-147.
- [13] **Băbăiță M.**, *Dispozitive și echipamente de comandă a acționărilor electrice*, Editura de Vest Timișoara, 2005, ISBN 973-36-0411-9, pg.286.

- [14] **Băbăiță M.**, Popescu V., Popovici A., *Hybrid Regulator For DC Motor Drives*, RSEE 2004, Oradea, Analele Universității Oradea, Fascicola Electrotehnică, Secțiunea Electronică, pg25-30, ISSN 1454-9239.
- [15] **Băbăiță M.**, Popescu V., Popovici A., *Control Methods For Hybrid Regulators Used For DC Motor Drives*, Transactions on Electronics and Telecommunications, "ETC. 2004", Timișoara, Tomul 49 (63), fascicola 1, 2004, ISSN 1583-3380, pg. 89-93.
- [16] **Băbăiță M.**, Popovici A., Avram A., Popescu V., *A New Technique for Hybrid Controller Used for DC Motor Drive*, EMES 2005, 26-28 May, 2005, Analele Universității din Oradea, Fascicola Electrotehnică, Secțiunea Electronică, ISSN 1454-9239, pg.25-28.
- [17] **Băbăiță M.**, Papazian P., Popovici A., Avram A., Lie I. *New Control Techniques for Hibrid Regulator*, ICMCS-05, Proceedings of the 4th International Conference on Microelectronics and Computer Science 15-17 September 2005, Technical University of Moldova & Academy of Sciences of Moldova, Chișinău, Vol.II, ISBN 9975-66-040-1, pg.405-408.
- [18] **Băbăiță M.**, Popescu V., Popovici A., Lascu D., Lascu M., Negoțescu D., *DC Motor Drive with PFC Rectifier*, The 7th International Conference on Renewable Sources and Environmental Electro-Technologies RSEE 2008, 29-30 May 2008, Oradea, Journal of Electrical and Electronics Engineering, ISSN 1844-6035, pg. 167-170.
- [19] **Băbăiță M.**, Popescu V., Popovici A., Lascu D., Negoțescu D., *Control Technique with Fast Response For Power Factor Correction Rectifiers*, WSEAS International Conference on Dynamical Systems and Control, Venice, Italy, November 2-4, 2005, ISBN: 960-8457-37-8, pg 421-426.
- [20] **Băbăiță M.**, Popescu V., Popovici A., Lascu D., Negoțescu D., *New Power Factor Correction Rectifiers with Fast Response*, Venice, Italy, WSEAS TRANSACTIONS on SYSTEMS, Issue 4, Volume 5, April 2006, ISSN: 1109-2777, pg 727-734.
- [21] **Băbăiță M.**, V.Popescu, A.Popovici, P. Papazian, *A New Technique for PFC Rectifiers Design*, RSEE 2006, 6th International Conference on Renewable Sources and Enviromental Electro-Tehnologies, Analele Universității din Oradea, Fascicola Electrotehnică, Secțiunea Electronică, ISSN 1454-9239, pg21-24, June 2006.
- [22] **Băbăiță M.**, Popescu V., Popovici A., Papazian P., *Modeling, Analysis and Simulation Results Regarding a Power Factor Correction Rectifier*, Buletinul științific al Univ. „Politehnica” Timișoara, Transactions on Electronics and Telecommunications, "ETC. 2006", Tomul 51 (65), fascicola 1, 2006, ISSN 1583-3380, Septembrie 21-22, pg. 136 – 141, 2006 Timișoara.
- [23] **Băbăiță M.**, *Stadiul actual al convertoarelor de putere a.c.- d.c.*, Referat 1 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 2004.
- [24] **Băbăiță M.**, *Tehnici de comandă pentru circuite PFC*, Referat 2 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 2005.
- [25] **Băbăiță M.**, *Modelarea și simularea convertoarelor a.c.-d.c.*, Referat 3 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 2007.
- [26] Blauth Y. B., Barbi I., *A phase-controlled 12-pulse rectifier with unity displacement factor without phase shifting transformer*, Proc.IEEE APEC'98, vol.2, 1998, pg.970-976.
- [27] Blundell R., Kupka L., Spiteri S., *AC-DC converter with unity power factor and harmonic content of line current: design consideration*, Proc. IEE—Elect. Power Applicat., vol. 145, nr.6, pg. 553-558, Nov. 1998.

- [28] Bober G., *IGBTs Beat MOSFETs*, Harris Semiconductor, Munich, PCIM Europe, Issue 1/1998, pg. 20-21.
- [29] Bogdanov I., *Microprocesorul în comanda acțiunilor electrice*, Editura Facla, Timișoara, 1989.
- [30] Bogdanov I., *Conducerea cu calculatorul a acțiunilor electrice*, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2004.
- [31] Bose Bimal K., *Evaluation of modern power semiconductor devices and future trend of converters*, IEEE Transactions on Industrial Applications, Nr.28, 1992, pg.403-413.
- [32] Bose Bimal K., *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, Technology and Applications, IEEE Press, New York, 1997, ISBN 0-7803-1084-5.
- [33] Buso, S., Mattavelli, R., Rossetto, I., Spiazzi, G., *Simple digital control improving dynamic performance of power factor preregulators*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, Sept. 1998, pp 814-823.
- [34] Buso, S., Spiazzi, G., Tagliavia, D., *Simplified control technique for high-power-factor flyback, Ćuk and sepic rectifiers operating in CCM*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, Sept./Oct. 2000, pp. 1413-1418.
- [35] Călin S., *Reglatoare automate*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
- [36] Câmpeanu A., *Mașini electrice*, Editura Scrisul Românesc, Craiova 1977.
- [37] ***, CISPR 11, *Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment—Electromagnetic disturbance characteristics – Limits and methods of measurement, International Standard, Edition 3.1*, International Electrotechnical Commission, 1998.
- [38] Char L. R., Mohan N., Henze C. P., *Sinusoidal current rectification in a very wide range three-phase AC input to a regulated DC output*, Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1995, pg. 2341-2347.
- [39] Carlton D., Dunford W.G., *Multilevel, unidirectional AC-DC converters, a cost effective alternative to bi-directional converters*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pg.1911-1917.
- [40] Cheung J.Y.M., Cheng K.W.E., Kamal A.S., *Motor Speed Control by using Fuzzy Logic Model Reference Adaptive Controller*, *Power Electronics and Variable Speed Drives*, 23-25 September 1996, Conference Publication No.429, pg.430-433.
- [41] Choi S., Jung J., *New pulse multiplication technique based on 6-pulse thyristor converters for high power applications*, Proc. IEEE APEC'01, 2001, pg. 800-805.
- [42] Daniels R., *DSPs for bidirectional variable speed control*, Texas Instruments France, Embedded Motion Control Magazine June. 2000, pg. 8-12.
- [43] Daniels R., *TI introduces TMS320C28x core technology*, Texas Instruments France, Embedded Motion Control Magazine Febr. 2000, pg. 24-25.
- [44] Driankov D., Hellendoors H., Reinfrank M., *An Introduction to Fuzzy Control*, Second Edition, Springer Verlag Berlin, ISBN 3-540-60691-2, 1996.
- [45] Dorf, R. C.; Bishop, R. H., *Modern Control Systems*, Upper Saddle River, NJ 07458, Pearson Prentice Hall. pp. 617-619.
- [46] Dumitrache I., *Tehnica reglării automate*, EDP, București, 1980.
- [47] Eissa, M. O., Leeb, S. B., Verghese, G. C., Stankovic, A. M., *Fast controller for a unity-power-factor PWM rectifier*, IEEE Trans. Power Electron., Jan. 1996, vol. 11, pp. 1-6.
- [48] Ejea J. B., Sanchis E., Ferreres A., Carrasco J. A., Calle R. D. L., *High-frequency bi-directional three-phase rectifier based on a matrix converter*

- topology with power factor correction*, Proc. IEEE APEC'01, 2001, pg. 828–833.
- [49] Ejea J. B., Kilders E. S., Carrasco J. A., Calle R. D. L., Espi J. M., *High-frequency bi-directional three-phase rectifier with power factor correction*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pp. 1303–1308.
- [50] Erickson R., Maksimovic D., *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edition, Kluwer Academic Publishers Group. Massachusetts, 2001.
- [51] Erickson R., *Fundamentals of Power Electronics*, First Edition, Chapman & Hall, New York, 1997.
- [52] Enriquez J. C., Read J. S. B., Gomez J. L. D., Sotelo J. O. P., *Three-phase six pulse Buck rectifier with high quality input waveforms*, Proc. IEE—Elect. Power Applicat., vol. 146, no. 6, pg. 637–645, Nov. 1999.
- [53] Espinoza J. R., Joos G., Guzman J. I., Moran L. A., Burgos R. P., *Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: A unified approach*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, pg. 71–81, Feb. 2001.
- [54] Florea s., ș.a., *Electronică industrială și automatizări*, EDP, București, 1983.
- [55] Figueres E., Benavent J.M., Garcerá G., Pascual M., *Robust Control of Power-Factor-Correction Rectifiers With Fast Dynamic Response*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, February 2005, pg. 66–76.
- [56] Garcia O., Cobos, J. A., Alou, P., Preito, R., Uceda, J., Ollero, S., *New Family of Single Stage AC/DC Power Factor Correction Converters with Fast Output Voltage Regulation*, IEEE PESC Records 1997, pp. 536–542.
- [57] Gerardin L.A., *How Complex is Complex? Large Scale Systems*, Nr2/1981.
- [58] Godjevac J., *Comparison between PID and fuzzy control*, Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Internal Report R93.361, 1993.
- [59] Green T. C., Taha M. H., Rahim N. A., Williams B. W., *Three-phase step-down reversible AC-DC power converter*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pg. 319–324, Mar. 1997.
- [60] Han S.-B., Choi N.-S., Rim C.-T., Cho G.-H., *Modeling and of static and dynamic characteristics for buck-type three-phase PWM rectifier by circuit DQ transformation*, IEEE Trans. Power Electron., vol.13, pg. 323–336, Mar. 1998.
- [61] Hansen S., Uffe S., Blaabjerg F., *Quasi 12-pulse rectifier for adjustable speed drives*, Proc. IEEE APEC'01, 2001, pg. 806–812.
- [62] Hirachi K., Nishimura K., Kurokawa M., Nakaoka M., *An improved circuit configurations of three-phase PFC converter*, Proc. IEEE PEDS'97, 1997, pp. 596–604.
- [63] Ho Y. K. E., Hui S.Y. R., Lee Y. S., *Characterization of single-stage three-phase power-factor-correction circuit using modular single-phase PWM DC-to-DC converters*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, pg. 62–71, Jan. 2000.
- [64] Ide P., Froehleke N., Grotstollen H., Korb W., Margaritis B., *Analysis of a three-phase/three-level-rectifiers at low load and discontinuous conduction mode*, Proc. IEEE APEC'00, vol. 1, 2000, pg. 197–204.
- [65] Ishida T., Matsuse K., Sugita K., Huang L., Sasagawa K., *DC voltage control strategy for a five-level converter*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, pg. 508–515, May 2000.
- [66] Ismail E. H., Erickson R., *Single-switch 3-phase PWM low harmonic rectifiers*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, pg. 338–346, Mar. 1996.

- [67] Jang Y., Jovanovic M., *A comparative study of single-switch three-phase high-power-factor rectifiers*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, pg. 1327–1334, Nov./Dec. 1998.
- [68] Jeltsema D., Scherpen J. M. A., Klaassens J. B., *Energy control of multi-switch power supplies; an application to the three-phase buck type rectifier with input filter*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pg. 1831–1836.
- [69] Jiang Y., Mao H., Lee F. C., Borojevic D., *Simple high performance three-phase boost rectifiers*, Proc. IEEE PESC'94, 1994, pg. 1158–1163.
- [70] Karl A., *IGBT Modules Reach New Levels of Efficiency*, Eupec, Warstein, Germany, PCIM Europe Issue 1/1998, pg. 8-12.
- [71] Kamen E.W., *Industrial controls and manufacturing*, Academic Press, San Diego, 1999, ISBN 0-12-394850-9, 230pg.
- [72] Karvelis G. A., Manias S. N., Kostakis G., *A comparative evaluation of power converters used for current harmonics elimination*, Proc. IEEE HQP'98, 1998, pg. 227–232.
- [73] Kazerani M., Joos G., Ziogas P. D., *A high performance current controlled regenerative AC-DC converter for DC motor drive*, Proc. IEEE IECON'90, 1990, pg. 1169–1175.
- [74] Kelemen A., *Acțiunări electrice*, EDP, București, 1976;
- [75] Kenjo, Takashi, *Stepping motors and their microprocessor controls*, Oxford University Press, 1984.
- [76] Kessler C., *Das Symmetrische Optimum*, In Regelungstechnik, 6, nr.11, 12, 1958.
- [77] Kiam Heong Ang, Gregory Chong, Yun Li, *PID Control System Analysis, Design, and Technology*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol.13, No.4, July 2005.
- [78] Kosko B, *Neural Networks and Fuzzy Systems*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1992.
- [79] ***, *IEC 61000-3-2, Limits for harmonic currents emissions (equipment input current $\leq 16A$ per phase)*, International Standard, International Electrotechnical Commission, 1998.
- [80] ***, *IEC 61000-3-4, Limitation of emission of harmonic currents in low voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A*, International Standard, International Electrotechnical Commission, 1998.
- [81] Lascu D. Popescu V., Negoșescu D., Popovici A., Lascu M., **Băbăiță M.**, *Modeling, Analysis, Simulation and Experimental Results Regarding a New Boost Converter Topology*, 2005, WSEAS International Conference on Dynamical Systems and Control, Venice, Italy, November 2-4, 2005, ISBN: 960-8457-37-8, pg 433-438.
- [82] Lascu D. Popescu V., Negoșescu D., Popovici A., Lascu M., **Băbăiță M.**, *A Novel Step-Up DC-DC Converter and Its Applications*, Venice, Italy, WSEAS TRANSACTIONS on SYSTEMS, Issue 4, Volume 5, April 2006, ISSN: 1109-2777, pg 743-751.
- [83] Lascu D., **Băbăiță M.**, Lascu M., Popescu V., Popovici A., Negoșescu D., *LabVIEW-Based Control of a Switching Board for Distance E-Learning*, The 7th International Conference on Renewable Sources and Environmental Electro-Technologies RSEE 2008, 29-30 May 2008, Oradea, Journal of Electrical and Electronics Engineering, ISSN 1844-6035, pg. 205-208.
- [84] Lascu D., Lascu M., **Băbăiță M.**, Popescu V., Negoșescu D., Popovici A., *E-Learning Practical Teaching of Uncontrolled Rectifiers*, Scientific Bulletin of

- the „Politehnica” University of Timișoara, Transactions on Electronics and Telecommunications, "ETc. 2008", Tomul 53 (67), Fascicola 1, 2008, ISSN 1583-3380, pg. 182-187.
- [85] Lascu D., *Tehnici și circuite de corecție activă a factorului de putere* Editura de Vest, Timișoara, 2004, ISBN 973-36-0391-0.
- [86] Lee B. S., Hahn J., Enjeti P. N., I. J., *A robust three-phase active power-factor-correction and harmonic reduction scheme for high power*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, pg.483-494, June 1999.
- [87] Lenine D., Babu S.Ch., Comparison between Variable Switching Frequency and Timer Controller with Constant Switching Frequency Techniques for PFC Converter, International Journal of Computer and Electrical Engineering, (1793-8163), Vol. 1, No. 2, June 2009, pg.183-187.
- [88] Leonhard W., *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin 1996, ISBN 3-540-59380-2.
- [89] Li, Y., Ang, K.H., Chong, G.C.Y., *Patents, software and hardware for PID control: an overview and analysis of the current art*, IEEE Control Systems Magazine 26(1), pp. 42-54, 2006.
- [90] Li, Y., Ang, K.H., Chong, G.C.Y., *PID control system analysis and design*, IEEE Control Systems Magazine 26(1):pp. 32-41, 2006.
- [91] Lin B.-R., Wu D.-P., Shiue T.-F., *Three-phase power reversible converter with simple control algorithm*, Proc. EPE'97, vol. 3, 1997, pg. 189-194.
- [92] Liptak, Bela G., *Instrument Engineers' Handbook: Process Control and Optimization*, CRC Press, 2005, 2464 pg., ISBN 978-08-4931-081-2.
- [93] Lo, Y. K., Chiu, H. J., Ou, S. Y., *Constant-switching-frequency control of switch-mode rectifiers without current sensors*, IEEE Trans. Ind. Electron., Oct. 2000, vol. 47. pg.1172-1174.
- [94] Lopez, Y. K., de Vicuna, L. G., Castilla, M., Matas, J., Lopez, M., *Sliding-mode-control design of a high-power-factor buck-boost-rectifier*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, June 1999, pg. 604-612.
- [95] Kolar J.W., Zach F. C., *Direct three-phase single-stage flyback-type power factor corrector*, Electron. Lett., vol. 34, pg. 1177, June 1998.
- [96] Lorenz Leo, *Trends in Power Integration*, Siemens AG, Munich, Germany, PCIM Europe Issue 1/1998, pg.14-18.
- [97] Maksimović, D., Jang, Y., Erickson, R., *Nonlinear-carrier control for high power boost rectifiers*, IEEE Applied Electronics Conference, 1995 Record, pg.635-641.
- [98] MATLAB – *Reference Manual*, MathWorks Inc.
- [99] Mao H., Lee F. C. Y., Boroyevich D., *Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, pg.437-446, Aug. 1997.
- [100] Marino P., Vasca F., *Sliding mode control for three phase rectifiers*, Proc. IEEE PESC'95, 1995, pp. 1033-1039.
- [101] Marques G. D., Verdelho P., *Sliding mode control of a current type PWM rectifier*, Proc. IEE EPE'97, vol. 3, 1997, pg. 349-352.
- [102] Martins D. C., Oliveira A. H. D., Barbi I., *Three-phase rectifier using a SEPIC DC-DC converter in continuous conduction mode for power factor correction*, Proc. IEEE INTELEC'98, 1998, pg.491-497.
- [103] Mattavelli P., Spiazzi G., *General-Purpose Fuzzy Controller for DC-DC Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12, No.1, January 1997, pg.79-86.

- [104] McLyman W. T., *Designing a Single-Ended, Forward Converter Using a CoreMaster E2000Q Core*, An-106, Coremaster International Inc.
- [105] Meyer, J. M., Rifer, R., *A single-phase rectifier with reduced current ripple and power factor correction*, Proc. EPE'97, vol. 2, 1997, pg.876-880.
- [106] Minibock J. Kolar J.W., *Comparative theoretical and experimental evaluation of bridge leg topologies of a three-phase three-level utility power factor rectifier*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pg.1641-1646.
- [107] Mohan, N., Undeland, T., Robbins, W., *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, Second edition, New York, John Wiley & Sons, 1995.
- [108] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., Negoiteșcu, D., Popovici, A., **Băbăiță, M.**, *Convertoare de energie cu poluare redusă a rețelei și factor de putere unitar*, Grant A, C.N.C.S.U. nr.7004/1997, tema 24.
- [109] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., Negoiteșcu, D., Popovici, A., **Băbăiță, M.**, *Convertoare de energie cu poluare redusă a rețelei și factor de putere unitar*, Grant A, C.N.C.S.U. nr.36/1998, tema 19.
- [110] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., Negoiteșcu, D., Popovici, A., **Băbăiță, M.**, *Cercetări privind reducerea poluării armonice a rețelei de distribuție a energiei electrice*, Grant C, Banca Mondială-MEN nr.12824/1999.
- [111] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., Negoiteșcu, D., Popovici, A., **Băbăiță, M.**, *Controlul neuro-fuzzy al convertoarelor electronice cu poluare redusă, compatibile cu standardele europene*, Grant A, C.N.C.S.I.S. nr.35034/1999, tema 4.
- [112] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., Negoiteșcu, D., Popovici, A., **Băbăiță, M.**, *Controlul neuro-fuzzy al convertoarelor electronice cu poluare redusă, compatibile cu standardele europene*, Grant A, C.N.C.S.I.S. nr.36681/2000, tema 31.
- [113] Muthuramalingam A., Himavathi S., *Evaluation of Power Factor Corrected AC – DC Converters and Controllers to meet UPS Performance Index*, International Journal of Electronics, Circuits and Systems 3:1, August 2009, pg.57-65.
- [114] Negoiteșcu, D., **Băbăiță, M.**, Alexa, F., *Power Factor Enhancement Using Single Switch Three Phase Buck Converters*, Analele universității din Oradea, 1999, pag. 302-307.
- [115] Negoiteșcu, D., Lascu, D., *Simulation applications of a general-purpose one-cycle controller*, Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications Etc 2002, Timișoara, Sept. 29-30, 2002, vol. II, pp. 62-67.
- [116] Nishida Y., *A 12-pulse diode rectifier using 3-phase bridge 6-pulse diode rectifier with 2 additional diodes and an auto-transformer*, Proc. IEEE PEDS'99, 1999, pg. 75-79.
- [117] Nishimura K., Atsumi K., Tachibana K., Hirachi K., Moisseev S., Nakaoka M., *Practical performance evaluations on an improved circuit topology of active three-phase PFC power converter*, Proc. IEEE APEC'01, 2001, pg. 1308-1314.
- [118] On Semiconductor, *The One-Transistor Forward Converter*, AND8039/D, August 2005.
- [119] Ordóñez R., Zumbeaga J., Spooner J.T., Passino K.M., *Adaptive Fuzzy Control: Experiments and Comparative Analyses*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol.5, No.2, May 1997.

- [120] Pan C.-T., Chen T.-C., *Modeling and analysis of a three phase PWM AC-DC converter without current sensor*, Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B, vol. 140, pg.201–208, May 1993.
- [121] Pan C.-T., Shieh J.-J., *A family of closed-form duty cycle control laws for three-phase boost AC/DC converter*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, pg. 530–543, Aug. 1998.
- [122] Papazian P., **Băbăiță M.**, Popovici A., Avram A., Lie I., *Signal Generating Techniques using PIC16F84 Microcontrollers*, ICMCS-05, Proceedings of the 4th International Conference on Microelectronics and Computer Science 15-17 September 2005, Technical University of Moldova & Academy of Sciences of Moldova, Chișinău, Vol.II, ISBN 9975-66-040-1, pg.401-404.
- [123] Papazian P., Popescu V., **Băbăiță M.**, Filip A., *Using the PIC16F84 Microcontroller in Signal Generating Techniques*, EMES 2006, Proceedings of the 9th International Conference on Engeneering of Modern Electric Systems, Analele Universității din Oradea, Fascicula Electrotehnică, Secțiunea Electronică, ISSN 1454-9239, pg.25-28, June 2006.
- [124] Papazian P., **Băbăiță M.**, Popovici A., *Using the PIC 16F84 Microcontroller in Intelligent Stepper Motor Control*, The 7th International Conference on Renewable Sources and Environmental Electro-Technologies RSEE 2008, 29-30 May 2008, Oradea, Journal of Electrical and Electronics Engineering, ISSN 1844-6035, pg. 223-226.
- [125] Park K. T., Kang J. K., Sul S. K., *Analysis and design of three-phase boost PWM converter against power disturbances*, Proc. IEEE PCCNagaoka' 97, 1997, pg.773–776.
- [126] Passino K.M., Yurkovich St., *Fuzzy Control*, Addison Wesley Longman, Inc., ISBN 0–201–18074–X, 1998. 522pg.
- [127] Pedrycz W., *Fuzzy Control and Fuzzy Systems*, Second, Extended, Edition, John Wiles & Sons Inc., ISBN 0471-93475-5, 1993.
- [128] Pejovic Predrag, Kolar Johann W., *Exact Analysis of Three-Phase Rectifiers With Constant Voltage Loads*, IEEE Transactions on Circuits and Systems - II: Express Briefs, Vol.55, nr.8, august 2008.
- [129] Pena R. S., Cardenas R. J., Clare J. C., Asher G. M., *Control strategies for voltage control of a boost type PWM converter*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pp. 730–735.
- [130] Pinto S. F., Silva J. F., *Voltage control of twelve pulse rectifiers fitted with double LC filters*, Proc. IEEE ISIE'97, 1997, pg.323–328.
- [131] Pires V. F., Silva J. F., Anunciada A., *Twelve pulse parallel rectifier with a new topology for the output low-pass filter*, Proc. IEEE PESC'96, 1996, pg. 1006–1011.
- [132] Popescu V., *Electronică de putere* Editura de Vest, Timișoara, 1998, ISBN 973-36-0306-6.
- [133] Popescu V., *Electronică de putere* Editura de Vest, Timișoara, 2009, 276pg., ISBN 978-973-36-0484-6.
- [134] Popescu V., Lascu D., Negoîtescu D., *Convertoare de putere în comutație. Aplicații* Editura de Vest, Timișoara, 1999, ISBN 973-36-0322-8.
- [135] Popescu V., Lascu D., Negoîtescu D., *Surse de alimentare în telecomunicații*, Editura de Vest, Timișoara, 2002, ISBN 973-36-0365-1.
- [136] Popescu V., Bogdanov I., Popovici A., **Băbăiță M.**, *Procesorul de semnal în conducerea sistemelor de acționare electrică*, ISBN:973-8247-28-4, Editura Politehnica, Timișoara, 2001.

- [137] Popescu, V., Mureșan, T., Lascu, D., Negoiteșcu, D., Popovici, A., **Băbăiță, M.**, *Optimizarea consumurilor energetice și a calității puterii prin utilizarea filtrelor active de putere cu comandă integrativă*, Grant A, C.N.C.S.I.S. nr.33501/2002, tema 38.
- [138] Popescu, V., Mureșan, T., Lascu, D., Negoiteșcu, D., Popovici, A., **Băbăiță, M.**, *Optimizarea consumurilor energetice și a calității puterii prin utilizarea filtrelor active de putere cu comandă integrativă*, Grant A, C.N.C.S.I.S. nr.33550/2003, tema 23.
- [139] Popescu V., **Băbăiță M.**, Popovici A., Lascu D., Negoiteșcu D., Lascu M., *Remote Experiments in Resistor Measurement*, The 10th International Conference on Engineering of Modern Electric, 27-29 May 2009, Oradea, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol.2, Nr.2, 2009, ISSN 1844-6035, pg.177-180.
- [140] Popescu V., Lascu D., **Băbăiță M.**, Lascu M., Popovici A., Negoiteșcu D., *E-Learning Practical Teaching of Resonant AC Circuits*, The 10th International Conference on Engineering of Modern Electric, 27-29 May 2009, Oradea, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol.2, Nr.1, 2009, ISSN 1844-6035, pg. 193-197.
- [141] Popovici A., **Băbăiță M.**, *Aplicații ale procesoarelor de semnal în conducerea sistemelor de acționări electrice*, Editura Politehnica Timișoara, ISBN 973-8247-27-6, 2001, pg.222.
- [142] Preitl Ș., Precup R, *Introducere în conducerea fuzzy a proceselor*, ISBN: 973-31-1081-1, Editura Tehnică, București, 1997.
- [143] Preitl Șt., Precup R., Kilyeni Șt., *Design Methods for Fuzzy Controllers with Dynamics for Synchronous Generators Voltage Control*, The 5th International Power Systems Conference, Timișoara, noiembrie 2003, pg. 717-424.
- [144] R.E.Precup, Șt.Preitl, *Fuzzy Controllers*, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 1999, ISBN: 973-9400-61-2.
- [145] Precup R, *Introducere în ingineria reglării automate*, ISBN: 973-8247-77-2, Editura Politehnica, Timișoara, 2001.
- [146] Rako P., *Buck-boost converters change with the times*, Technical Editor - EDN, 1/5/2008.
- [147] Raviraj V.S.C., Sen P.C., *Comparative Study of Proportional-Integral, Sliding Mode and Fuzzy Logic Controllers for Power Converters*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.33, No.2, March/April 1997, pg.518-524.
- [148] Rodríguez J, Hernández J., Salgado M., Liebe F., *Control of a three-phase PWM front end rectifier using fuzzy logic*, Proc.EPE'97, vol. 2, 1997, pg. 438-443.
- [149] Sabanovic N., Sabanovic A., Ohnishi K., *Sliding mode control of three-phase switching power converters*, Proc. IEEE IECON'92, 1992, pg.319-324.
- [150] Sadaba O. A., Gurrpide P. S., Taberna J. L., Morales I. M., Palomo L.M., *Voltage harmonics generated by 3-level converters using PWM natural sampling*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pg.1561-1565.
- [151] Salmon J. C., Olsen S., Nowicki E., *A3-phase buck-boost converter for lowering the input current distortion of a voltage source inverter drive*, Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1995, pg.2475-2482.
- [152] Santos M., Dormito S., *Between Fuzzy-PID and PID-Conventional Controllers: a Good Choice*, Dpto. De Informatica y Automatica. Facultad de Fisicas, Madrid, 1996.

-
- [153] Scharf A., *Ongoing Innovations in Power Semiconductors*, PCIM Europe, Issue 1/1998, pg. 4-7.
- [154] Silva J. F., *Sliding-mode control of boost-type unity-power-factor PWM rectifiers*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, pg.594-603, June 1999.
- [155] Singh B., Singh B.N., Chandra A., Al-Haddad K., *A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.51, nr.3, June 2004.
- [156] Singh B. N., Jain P., Joos G., *Three-phase PWM voltage source rectifier with a reduced number of switches*, Proc. IEEE CCECE'00, 2000, pg.951-955.
- [157] Sinha G., Lipo T.A., *A four-level rectifier-inverter system for drive applications*, IEEE Ind. Applicat. Mag., vol. 4, pg.66-74, Jan./Feb. 1998.
- [158] Siro Boris, *Introducere în teoria generală pentru acționări electromecanice*, MEC, Univ. Petrol Gaze Ploiești, 2005.
- [159] 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, pg.24-31.
- [160] Sofron E, Bizon N, Ioniță S, Răducu R, *Modelare și proiectare asistată de calculator a sistemelor de control fuzzy*, ISBN 973-9431-32-1, Editura All Educational, București, 1998.
- [161] Song J. H., Kim Y. D., Choy I., Choi Y., *A pulse frequency modulation control method for single switch three-phase buck rectifiers*, Proc. IEEE INTELEC'98, 1998, pg. 231-236.
- [162] Spiazzi, G., Tenti P., *Introduction to IEC 1000-3-2 Harmonic Standard, Tutorial Course on Utility Interface Issues of Power Electronic Converters - Ch. 5*, presented at the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), San Diego, October 1996.
- [163] Sweet M., Spulber K., ș.a., *Recent Advancements in Power Semiconductors*, De Montfort University, Leicester, UK, Power Electronics Europe, Issue 6/2002, pg. 28-35.
- [164] ***, *TMS320F/C240 DSP Controllers Reference Guide*, Peripheral Library and Specific Devices, Texas Instruments, 1999.
- [165] Tanaka T., Koshio N., Akagi H., *A novel method of reducing the supply current harmonics of a 12 pulse thyristor rectifier with an interphase reactor*, Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1996, pg.1256-1262.
- [166] Teeter J.T., Chow M.Y., Brickley Jr.J.J., *A Novel Fuzzy Friction Compensation Approach to Improve the Performance of a DC Motor Control System*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.43, No.1, February 1996, pg.113-120.
- [167] Tenti, P., Spiazzi, G., *Harmonic Limiting Standards and Power Factor Correction Techniques*, Tutorial presented at the European Power Electronics Conference (EPE), Sevilla (Spain), September 1995.
- [168] Tognoli M., Rufer A.C., *A DSP based control for a symmetrical three-phase two-switch PFC-power supply for variable output voltage*, IEEE PESC'96, 1996, pp. 1588-1594.
- [169] Tolbert M. L., Peng F. Z., *Multilevel converters for large electric drives*, Proc. IEEE APEC'98, 1998, pg. 530-536.
- [170] Tolbert M. L., Peng F. Z., Habetler T. G., *Multilevel converters for large electric drives*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 35, pg. 36-44, Jan./Feb. 1999.

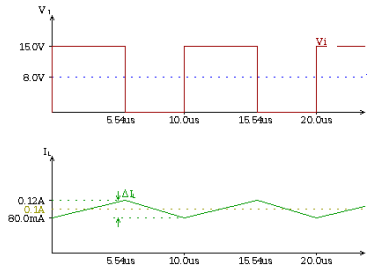
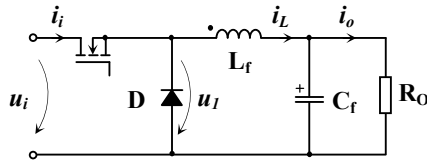
- [171] Tou M., Al-Haddad K., Rajagopalan V., *Unity power factor boost topology applied on three-phase rectifier*, Proc. PCIM (USA)'94, 1994, pg.431–440.
- [172] Unitrode, *UC3854 - High Power Factor Preregulator*, Datasheet, 6/98.
- [173] VanDoren J. V., *Tuning Fundamentals: Basis of Proportional Integrativ Derivativ Control*, Control Engineering, 3/1/1998.
- [174] VanDoren J. V., *Ziegler-Nichols Methods Facilitate Loop Tuning*, Control Engineering, 8/1/1998.
- [175] VanDoren J. V., *Understanding PID Control*, Control Engineering, 6/1/2000.
- [176] Vas P., Stronach A.F., *Adaptive Fuzzy-Neural DSP-Control of High Performance Drives*, Power Electronics and Variable Speed Drives, 23-25 September 1996, Conference Publication No.429, pg.423-429.
- [177] Voloşencu C., *Reglare fuzzy și neuronală cu simulări în Matlab*, Editura Eurobit, Timișoara, 1997, ISBN 973-9201-72-5.
- [178] Wall S., Jackson R., *Fast controller design for practical power-factor correction systems*, Proc. IEEE IECON'93, 1993, pg.1027–1032.
- [179] Wang K., Boroyevich D., Lee F. C., *Charge control of three-phase buck PWM rectifiers*, Proc. IEEE APEC'00, 2000, pg.824–831.
- [180] Weng D. F., Yuvarajan S., *Resonant-boost-input three-phase power factor corrector*, IEEE Trans. Power Electron., vol.14, pg.1149–1155, Nov.1999.
- [181] William H. Yeadon and Alan W. Yeadon, eds., *Handbook of Small Electric Motors*, McGraw-Hill, 2001.
- [182] Willis M. J., *Proportional-Integrativ-Derivative Control*, Dept. of Chemical and Process Engineering, University of Newcastle, 10.1999.
- [183] Wong K. T., *Harmonic analysis of PWM multilevel converters*, Proc.IEE—Elect. Power Applicat., vol. 148, pg. 35–43, Jan. 2001.
- [184] Yamamura Sakae, *AC motors for high-performance applications: analysis and control*, Technology & Engineering, 1986, 215pg.
- [185] Yasuhiko Date, *Servo Motor and Motion Control Using Digital Signal Processors*, Prentice Hall, 1990. ISBN 0-13-807025-3, 281pg.
- [186] Ying J., Lu B., Zeng J., *High efficiency 3-phase input quasisingle-stage PFC-DC/DC converter*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pg.1785–1789.
- [187] Ysebaert G., Doclo S., *H838: Control System Design în MATLAB and SIMULINK*, 2.10.2000.

ANEXA 1

Dimensionarea și simularea convertoarelor c.c. – c.c. monofazate

A1.1. Convertorul Buck

$V_i = 15.0V$	$V_o = 8.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 969.7\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i \text{ max}} = 40.0mA$
---------------	--------------	--------------	----------------	--------------------	--

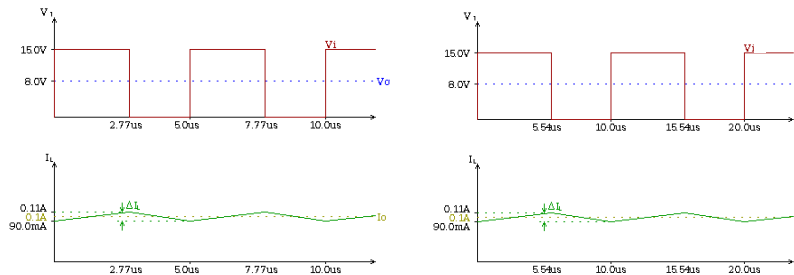


Observații:

1. ΔI_L se reduce linear cu:
 - creșterea frecvenței de comandă;
 - creșterea valorii inductanței L_f .
2. Cea mai mică valoare a inductanței L_f se obține pentru $\Delta I_L = 2 \cdot I_i$.

$V_{in} = 15.0V$	$V_{out} = 8.0V$	$I_{out} = 0.1A$	$f = 200.0kHz$	$L = 969.7\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i \text{ max}} = 20.0mA$
------------------	------------------	------------------	----------------	------------------	--

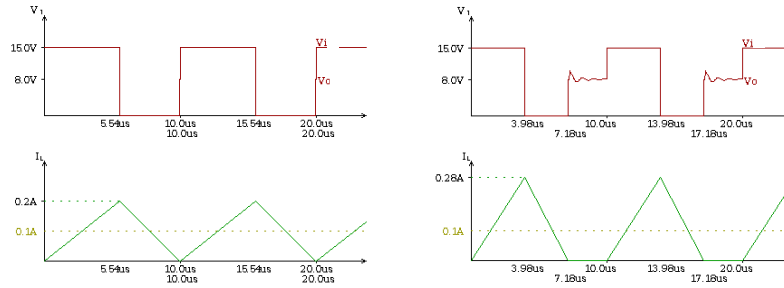
$V_{in} = 15.0V$	$V_{out} = 8.0V$	$I_{out} = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L = 1.94mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i \text{ max}} = 20.0mA$
------------------	------------------	------------------	----------------	--------------	--



Regimul de frontieră și de curent întrerupt

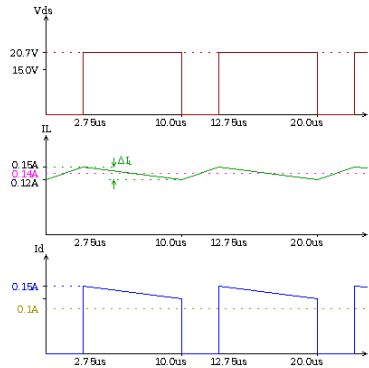
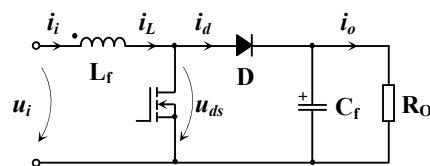
$V_i = 15.0V$	$V_o = 8.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 193.9\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i \text{ max}} = 200.0mA$
---------------	--------------	--------------	----------------	--------------------	---

$V_i = 15.0V$	$V_o = 8.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 100\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i \text{ max}} = 280.0mA$
---------------	--------------	--------------	----------------	------------------	---



A1.2. Convertorul Boost

$V_i = 15.0V$	$V_o = 20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 1.29mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 40.0mA$
---------------	---------------	--------------	----------------	----------------	--

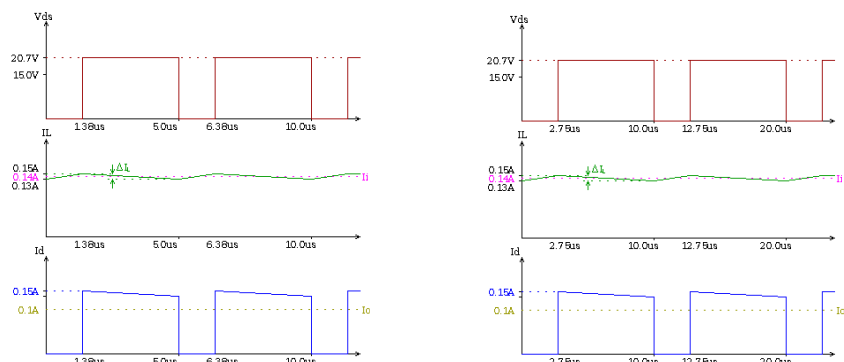


Observații:

- ΔI_L se reduce linear cu:
 - creșterea frecvenței de comandă;
 - creșterea valorii inductanței L_f .
- Cea mai mică valoare a inductanței L_f se obține pentru $\Delta I_L = 2 \cdot I_j$.

$V_i = 15.0V$	$V_o = 20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 200.0kHz$	$L_f = 1.29mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 20.0mA$
---------------	---------------	--------------	----------------	----------------	--

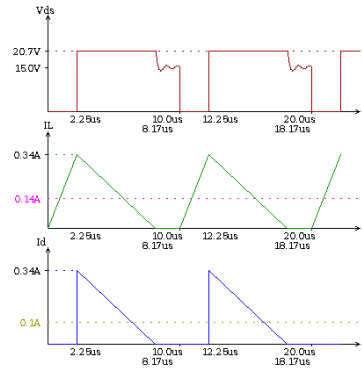
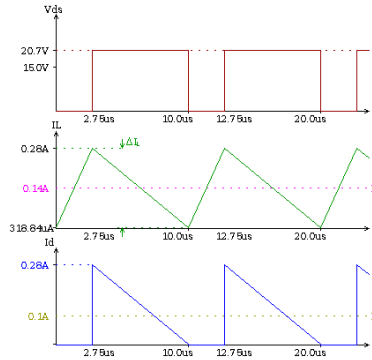
$V_i = 15.0V$	$V_o = 20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 2.59mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 20.0mA$
---------------	---------------	--------------	----------------	----------------	--



Regimul de frontieră și de curent întrerupt

$V_i = 15.0V$	$V_o = 20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 150.0\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 180.0mA$
---------------	---------------	--------------	----------------	--------------------	---

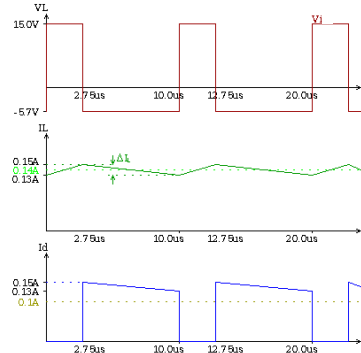
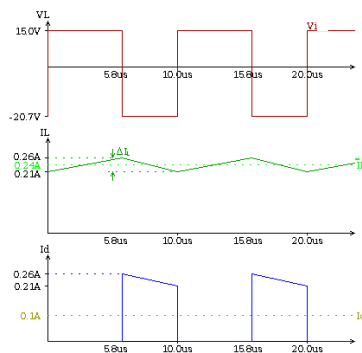
$V_i = 15.0V$	$V_o = 20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 100\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 230.0mA$
---------------	---------------	--------------	----------------	------------------	---



A1.3. Convertorul Buck-Boost

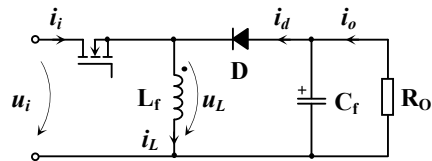
$V_i = 15.0V$	$V_o = -20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L = 1.69mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 40.0mA$
---------------	----------------	--------------	----------------	--------------	--

$V_i = 15.0V$	$V_o = -5.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L = 1.69mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 40.0mA$
---------------	---------------	--------------	----------------	--------------	--



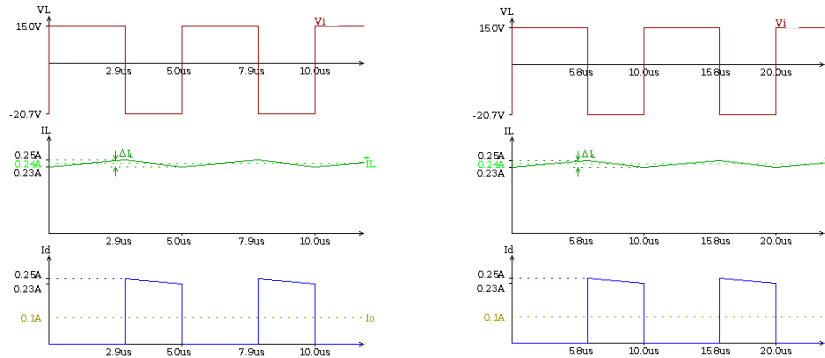
Observații:

- ΔI_L se reduce linear cu:
 - creșterea frecvenței de comandă;
 - creșterea valorii inductanței L_f .



$V_i = 15.0V$	$V_o = -20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 200.0kHz$	$L_f = 1.69mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 20.0mA$
---------------	----------------	--------------	----------------	----------------	--

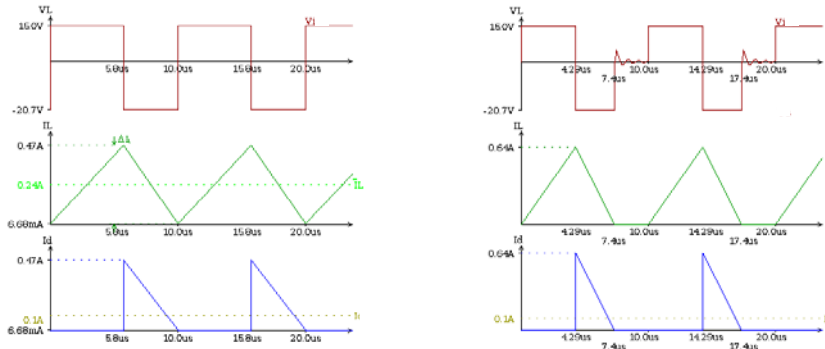
$V_i = 15.0V$	$V_o = -20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 3.37mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i, \max} = 20.0mA$
---------------	----------------	--------------	----------------	----------------	--



Regimul de frontieră și de curent întrerupt

$V_i = 15.0V$	$V_o = -20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 188.0\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i_max} = 359.0mA$
---------------	----------------	--------------	----------------	--------------------	--

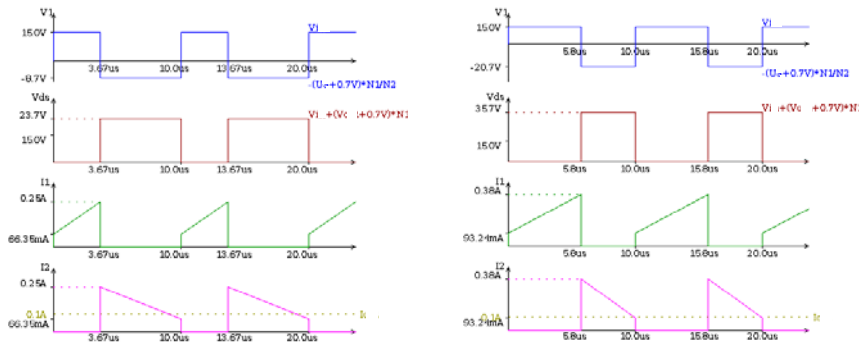
$V_i = 15.0V$	$V_o = -20.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_f = 100\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i_max} = 643.0mA$
---------------	----------------	--------------	----------------	------------------	--



A1.4. Convertorul Flyback

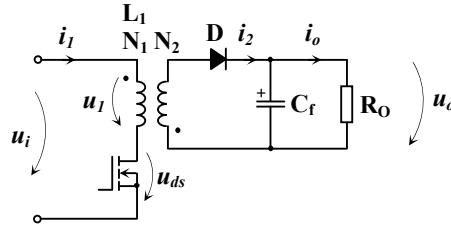
$V_i = 15.0V$	$V_o = 8.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_1 = 300.4\mu H$	$N_1/N_2 = 1.0$
---------------	--------------	--------------	----------------	--------------------	-----------------

$V_i = 15.0V$	$V_o = 20.0V$ <tr> <td>$I_o = 0.1A$</td> <td>$f = 100.0kHz$</td> <td>$L_1 = 300.4\mu H$</td> <td>$N_1/N_2 = 1.0$</td> </tr>	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_1 = 300.4\mu H$	$N_1/N_2 = 1.0$
$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_1 = 300.4\mu H$	$N_1/N_2 = 1.0$		



Observații:

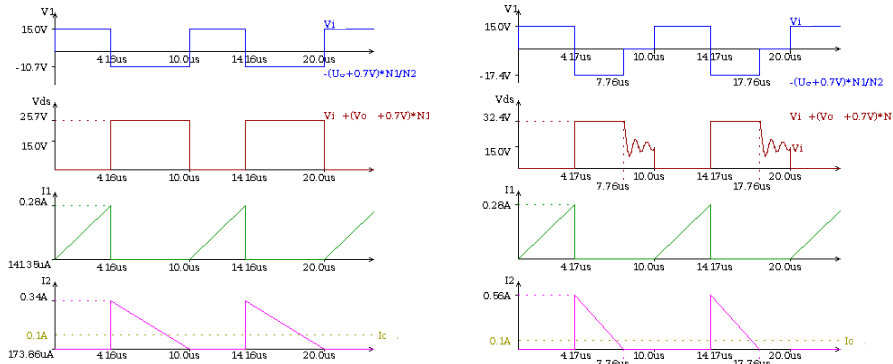
1. creșterea numărului de spire N_2 conduce la scăderea valorii maxime a tensiunii pe tranzistor pe durata sa de blocare;
2. numărul minim de spire a transformatorului se obține în regimul de funcționare de frontieră.



Regimul de frontieră și de curent întrerupt

$V_i = 15.0V$	$V_o = 8.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_1 = 224.4\mu H$	$N_1/N_2 = 1.23$
---------------	--------------	--------------	----------------	--------------------	------------------

$V_i = 15.0V$	$V_o = 8.0V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100.0kHz$	$L_1 = 224.4\mu H$	$N_1/N_2 = 2.0$
---------------	--------------	--------------	----------------	--------------------	-----------------

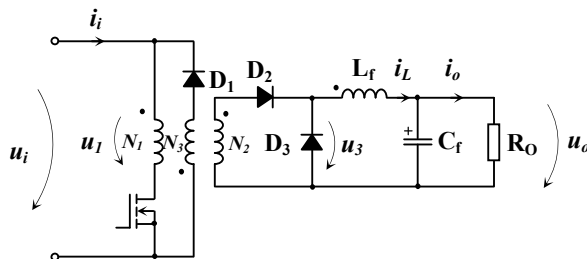


Observație: Trecerea din regimul de frontieră în regimul de curent întrerupt se poate face prin:

- scăderea valorii inductanței L_1 și păstrarea constantă a raportului N_1/N_2 ;
- creșterea valorii raportului N_1/N_2 și păstrarea constantă a valorii inductanței L_1 .

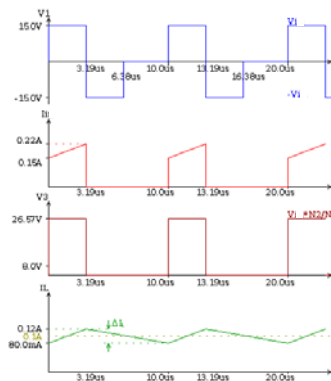
A1.5. Convertorul Forward

$V_i = 15V$	$V_o = 8V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100kHz$	$L_1 = 1.48mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i,max} = 40mA$	$N_1/N_2 = 0.55$
-------------	------------	--------------	--------------	----------------	--	------------------



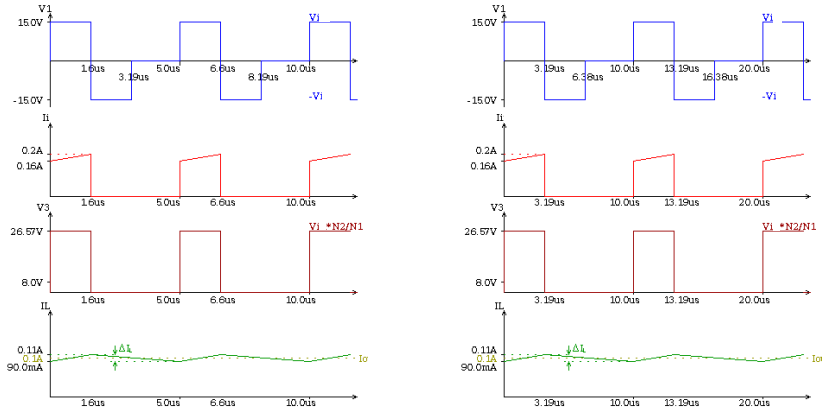
Observații:

1. ΔI_L se reduce linear cu:
 - creșterea frecvenței de comandă;
 - creșterea valorii inductanței L_f .



$V_i = 15V$	$V_o = 8V$	$I_o = 0.1A$	$f = 200kHz$	$L_1 = 1.48mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i,max} = 40mA$	$N_1/N_2 = 0.55$
-------------	------------	--------------	--------------	----------------	--	------------------

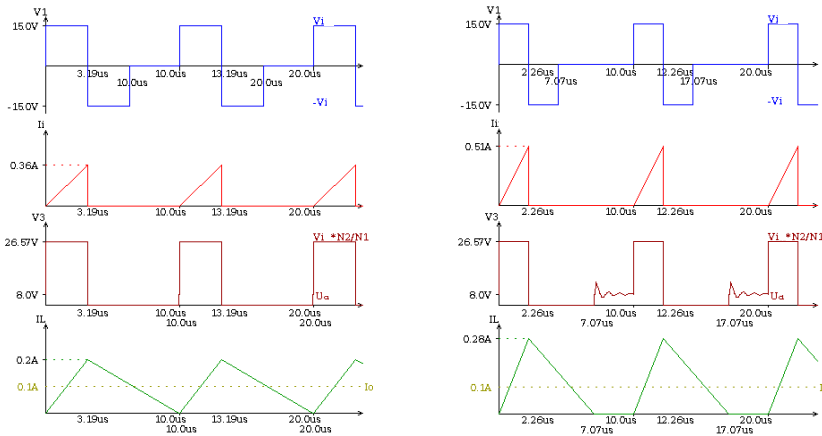
$V_i = 15V$	$V_o = 8V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100kHz$	$L_1 = 2.96mH$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i,max} = 40mA$	$N_1/N_2 = 0.55$
-------------	------------	--------------	--------------	----------------	--	------------------



Regimul de frontieră și de curent întrerupt

$V_i = 15V$	$V_o = 8V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100kHz$	$L_1 = 148.1\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i,max} = 280mA$	$N_1/N_2 = 0.55$
-------------	------------	--------------	--------------	--------------------	---	------------------

$V_i = 15V$	$V_o = 8V$	$I_o = 0.1A$	$f = 100kHz$	$L_1 = 296.1\mu H$	$\Delta I_L \text{ ptr } V_{i,max} = 200mA$	$N_1/N_2 = 0.55$
-------------	------------	--------------	--------------	--------------------	---	------------------



ANEXA 2

Proiectarea detaliată a unui sistem de reglare automată numeric pentru comanda unui MCC

A2.1. Proiectarea detaliată a unui SRA numeric

Valoarea periodică de eșantionare T_e este influențată de constantele de timp electrică T_a și mecanică T_m din modelul matematic al MCC. Motorul utilizat pentru teste este un servomotor de curent continuu cu rotor disc de tip SMU 750 realizat la I.C.P.E. București care are datele de catalog prezentate în tabelul A2.1.

Tabelul A2.1. Datele de catalog ale motorului SMU 750.

Mărimea	Notația	Valoarea
Tensiunea nominală	U_n	65V
Tensiunea electromotoare la 1000 rot/min	e	21V
Curentul nominal	I_n	11,9A
Puterea nominală	P_n	750W
Turația nominală	n_n	3000rot/min
Viteza unghiulară nominală	ω_n	314,16rad/s
Randamentul nominal	η	97%
Cuplul nominal	M_n	2.38
Momentul de inerție	J	11Kgcm ²
Rezistența nominală	R_a	0,5Ω
Inductivitatea indusului	L_a	0,1mH
Constanta de timp electromecanică	T_m	13ms

$$e = k_e \cdot \omega = k_e \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60} \Rightarrow k_e = e \cdot \frac{60}{2 \cdot \pi \cdot n} = 21 \cdot \frac{60}{2 \cdot \pi \cdot 1000} = 0,2 \frac{V}{rad/s}$$

$$\text{Constantele de proporționalitate: } k_e = k_m = K_e = 0,2 \frac{V}{rad/s}$$

Constanta de timp electrică a indusului T_a are valoarea:

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} = 0.2ms$$

Cu aceste valori, funcția de transfer a motorului este:

$$H(s) = \frac{1}{K_e \cdot (1 + s \cdot T_a) \cdot (1 + s \cdot T_m)} = \frac{5}{(1 + 0,0002 \cdot s) \cdot (1 + 0,013 \cdot s)}$$

Constanta de timp electromecanică T_m are valoarea cea mai semnificativă dintre toate constantele de timp, astfel încât, perioada de eșantionare T_e trebuie să satisfacă condiția:

$$T_e \leq 0,1 \cdot T_m = 1,3ms$$

Astfel pentru experimentări se adoptă: $T_e = 1ms$, iar timpul de măsură

$$T_M = \frac{T_e}{2} = 0,5ms.$$

Proiectarea SRA utilizând metoda caracteristicilor de frecvență ale sistemului în buclă deschisă se bazează pe relațiile între aceste caracteristici de frecvență și calitatea SRA. Acestea reflectă următoarele aspecte:

- un SRA este asimptotic stabil dacă rezerva de fază $\varphi_m \in (50^\circ, 70^\circ)$; în aceste condiții amortizarea este bună și procesele tranzitorii se caracterizează prin oscilații reduse cu suprareglaje mici;
- un SRA se prezintă în raport cu mărimea de intrare ca un sistem de ordinul I, cu constanta de timp $T_t = \frac{1}{\omega \cdot t}$, timpul de reglare fiind aproximat cu relațiile: $t_{r0,05} \cong 4 \cdot T_t$ și $t_{r0,02} \cong 5 \cdot T_t$.

Pentru a asigura o eroare nulă în regim staționar se va folosi un regulator de tip PI cu funcția de transfer:

$$H_{RV}(s) = K_V \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i}\right)$$

Constanta de timp a regulatorului T_i se alege egală cu cea mai mare constantă de timp a procesului: $T_i = T_m = 13ms$.

Funcția de transfer a sistemului deschis este:

$$H_L(s) = H_{RV}(s) \cdot H_{EER}(s) \cdot H_c(s) \cdot H_p(s) \cdot H_T(s)$$

Prin înlocuirea fiecărei funcții de transfer cu expresia sa, se obține:

$$H_L(s) = K_V \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i}\right) \cdot e^{-s \cdot \frac{T_e}{2}} \cdot \frac{U_1}{T_e} \cdot \frac{1}{K_e \cdot (1 + s \cdot T_m) \cdot (1 + s \cdot T_a)} \cdot \frac{N}{2 \cdot \pi} \cdot e^{-\frac{3 \cdot T_e}{4} \cdot s}$$

Înlocuind valorile numerice pentru aplicația concretă se obține:

$$H_L(s) = K_V \cdot \frac{49 \cdot 10^8}{s \cdot (1 + 0.0002 \cdot s)} \cdot e^{-0.00125 \cdot s}$$

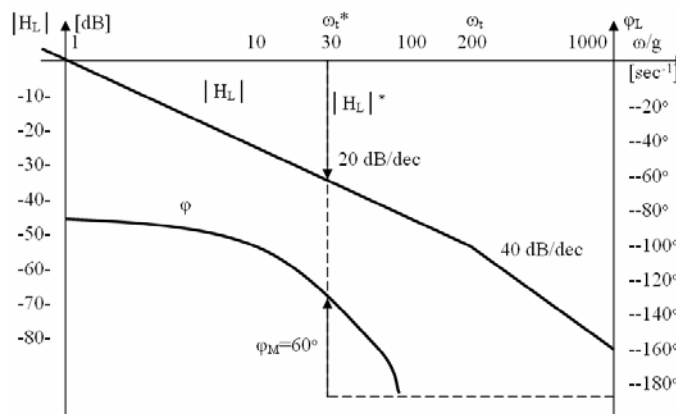


Figura A2.1. Caracteristica de fază și frecvență a sistemului deschis, pentru K_{V0} .

Determinarea coeficientului K_V prin metoda grafo-analitică presupune reprezentarea caracteristicilor de frecvență ale sistemului deschis (H_L) și faza φ pentru o valoare arbitrară K_{V0} a acestuia și determinarea sa pe baza relației:

$$K_V = K_{V0} \cdot 10^{-0.05|H_L|^*} \quad [\text{dB}]$$

în care $|H_L|^*$ [dB] este ordonata caracteristicii amplitudine-pulsatie la pulsația $\omega = \omega_t^*$ (figura A2.1) corespunzătoare unei rezerve de fază de 60° .

Reprezentarea caracteristicii de frecvență s-a făcut pentru:

$$K_{V0} = \frac{1}{49 \cdot 10^8} = 2.04 \cdot 10^{-10}$$

A2.2. Simularea în MATLAB a procesului condus

Pentru simularea procesului condus s-a folosit schema prezentată în figura A2.2. Aceasta s-a obținut prin adăugarea blocului $He(s)$, care reprezintă funcția de transfer a elementului de execuție.

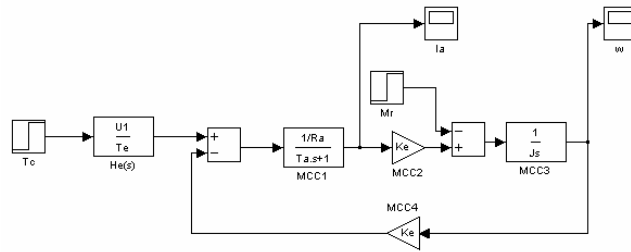


Figura A2.2. Schema de simulare a procesului condus

Valorile numerice ale mărimilor prezente în figura A2.2 au fost calculate anterior și sunt prezentate în tabelul A2.2.

Tabelul A2.2. Mărimile prezente în schema procesului condus.

Mărimea	Notația	Valoarea
Perioada de eșantionare	T_e	1ms
Tensiunea de alimentare	U_i	80V
Rezistența nominală	R_a	0,5Ω
Constanta de timp electrică a indusului	T_a	0,2ms
Constanta de proporționalitate	K_e	0,2V/(rad/s)
Momentul de inerție	J	11Kgcm ²
Cuplul rezistent	M_r	2,38Nm

Simularea s-a făcut pe durata a 600ms. După 300ms de la începerea simulării apare o perturbație a sarcinii (figura A2.3). Rezultatele simulării, adică curentul i_a și viteza unghiulară a motorului ω , sunt prezentate în figurile A2.4 și A2.5.

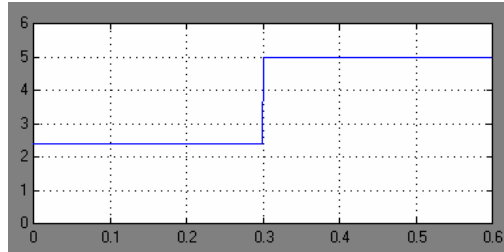
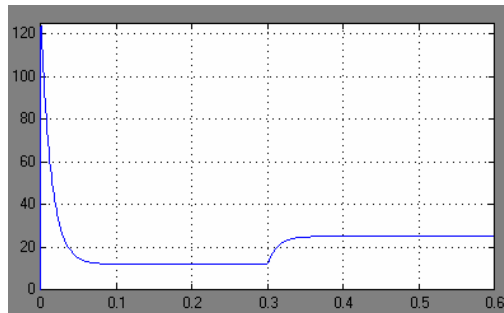
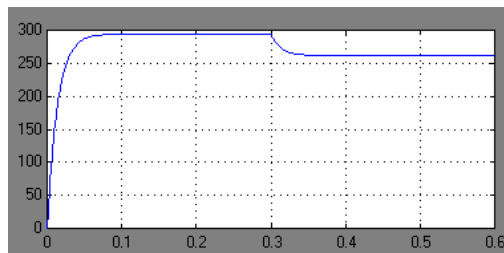


Figura A2.3. Forma de undă a cuplului de sarcină perturbat.

Figura A2.4. Forma de undă a curentului i_a .Figura A2.5. Forma de undă vitezei unghiulare a motorului ω .

A2.3. Simularea în MATLAB a SRA a vitezei

Pentru simularea SRA a vitezei (SRA-V) se folosește un element de execuție cu funcția de transfer:

$$H_E(s) = \frac{U_1}{T_e} \cdot e^{-\frac{s \cdot T_e}{2}}$$

Folosind aproximarea PADE se obține următoarea funcție de transfer:

$$H_E(s) = \frac{U_1}{T_e + s \cdot T_E^2 / 2}$$

Funcția de transfer a elementului de măsură, folosind aproximarea PADE, devine:

$$H_{M\omega} = \frac{N \cdot T_e}{2 \cdot \pi + s \cdot \frac{3 \cdot \pi \cdot T_E}{2}}$$

Valorile numerice ale mărimilor prezente în figura A2.6 au fost calculate anterior și sunt prezentate în tabelul A2.3.

Simularea s-a făcut pe durata a 0,6s, iar perturbația apare la 0,3s de la începerea simulării. Schema de simulare este prezentată în figura A2.6. Rezultatele simulării sunt prezentate în figurile A2.7 și A2.8.

Tabelul A2.3. Mărimile prezente în schema SRA-V.

Mărimia	Notația	Valoarea
Perioada de eșantionare	T_e	1ms
Numărul de impulsuri pe rotație	N	1000
Constanta de timp a regulatorului PI	T_i	13ms
Coefficientul regulatorului PI	K_v	0,000644

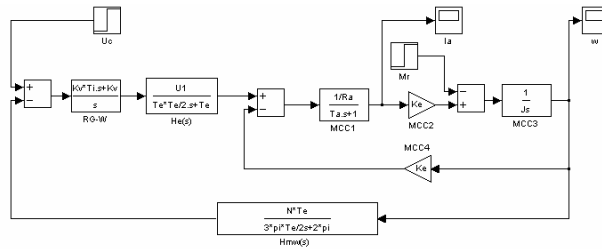


Figura A2.6. Schema de simulare a SRA-V.

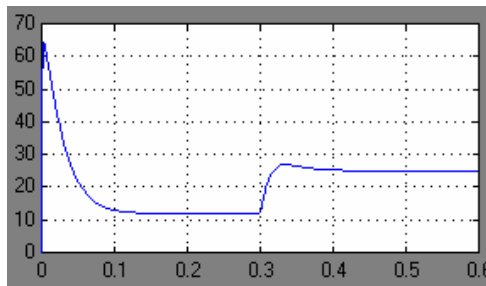


Figura A2.7. Forma de undă a curentului i_a cu sra-V.

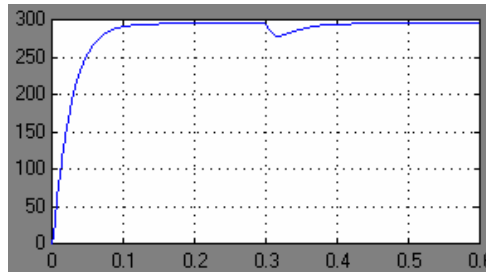


Figura A2.8. Forma de undă a vitezei unghiulare a motorului ω cu sra-V.

A2.4. Simularea în MATLAB a SRA în cascadă

Schema de simulare a SRA în cascadă (SRA-CSD) este prezentată în figura A2.9. Simularea se face pe durata a 0,6s, iar perturbația intervine la 0,3s de la începerea simulării.

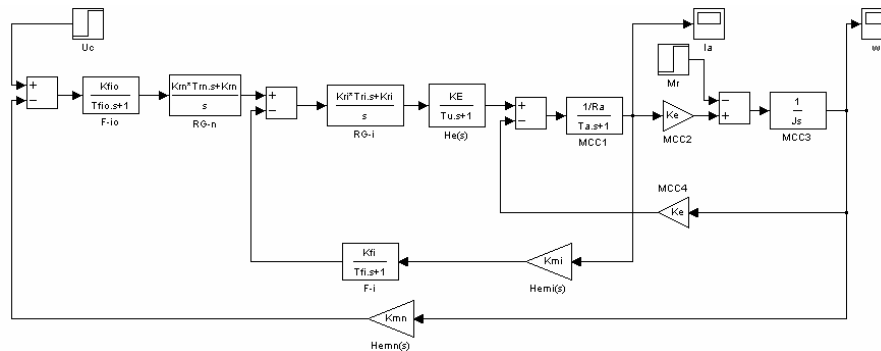


Figura A2.9. Schema de simulare a SRA-CSD

Valorile numerice ale mărimilor prezente în figura A2.9 au fost calculate anterior și sunt prezentate în tabelul A2.4. Pentru calcularea valorilor mărimilor care intervin în schema A2.9 se fac următoarele precizări:

- tensiunea de comandă este: $U_c = 3V$;
- elementul de execuție are parametrii:

$$K_E = 21,66;$$

$$T_u = 0,5ms.$$
- Filtrul de pe calea de curent are parametrii:

$$K_{fi} = 1 \text{ (ales)};$$

$$T_{fi} = 2,5ms.$$
- Filtrul de pe calea de comandă are parametrii:

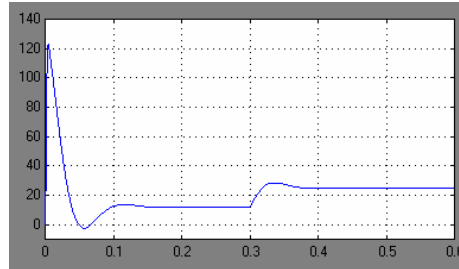
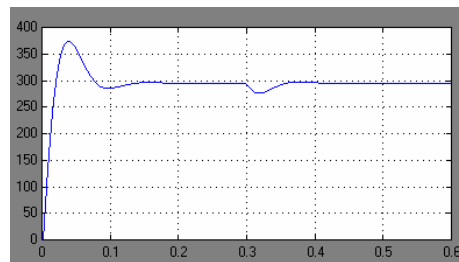
$$K_{io} = 0,3;$$

$$T_{io} = 0,5ms.$$

Tabelul A2.4. Mărimile prezente în schema SRA-CSD.

Mărimea	Notăția	Valoarea
Coeficientul regulatorului de turație	k_{rn}	2200
Constanta de timp a regulatorului de turație	T_{rn}	19ms
Coeficientul regulatorului de curent	k_{ri}	43,1
Constanta de timp a regulatorului de curent	T_{ri}	0,2ms
Coeficientul buclei de curent	k_{mi}	0,29
Coeficientul buclei de turație	k_{mn}	0,01

Rezultatele simulării sunt prezentate în figurile A2.10 și A2.11.

Figura A2.10. Forma de undă a curentului i_a cu sra-csd.Figura A2.11. Forma de undă vitezei unghiulare a motorului ω cu sra-csd.

Concluzii privitoare la alegerea unei structuri de reglare automată

Alegerea unui anumit tip de regulator depinde în primul rând de aplicația pentru care se va folosi sistemul de acționare. Mai exact, depinde de cât de des și de rapid variază comandă, precum și de modul de variație a perturbației de tip sarcină.

Dacă aplicația vizată presupune ca sistemul să lucreze în condiții de sarcină relativ constantă, cu variații lente, de amplitudine mică, dar cu comandă variabilă pe care să o urmărească cât mai fidel și un răspuns cât mai rapid, se recomandă alegerea unei structuri de reglare cu un singur regulator PI în bucla de turație (SRA-V).

Dacă sistemul funcționează în condiții de variație puternică a sarcinii, pe care să o compenseze cât mai rapid, cu variații rapide și de amplitudine mare ale turației prescrise, se recomandă structura de reglare a turației și curentului cu două regulatoare PI în cascadă (SRA-CSD). Această structură prezintă cele mai bune performanțe de conducere, în condițiile unei structuri de reglare destul de complexe și costisitoare.

Pentru motorul utilizat la teste se recomandă utilizarea structurii de reglare a turației și curentului cu două regulatoare PI în cascadă (SRA-CSD) care asigură eliminarea totală a influenței perturbațiilor de tip sarcină. S-au obținut următoarele caracteristici dinamice:

- timpul de răspuns la comandă: 124ms;
- timpul de răspuns la perturbație de tip sarcină: 51,1ms;
- curentul de pornire 123,25A;
- suprareglajul în turație la comandă este de 25%;
- variația turației datorită perturbației de tip sarcină este de maxim 8%.

ANEXA 3

Reprezentări grafice în MATLAB

A3.1. Reprezentarea grafică a impedanței de ieșire

Fișierul zo.m (în MATLAB)

```
close all; clear all;
R=640;
C=470e-6;
%in bucla deschisa
num0=[R];
den0=[R*C 1];
zo=tf(num0,den0);
f=logspace(-1,2,200); w=2*pi*f;
[MAG0,PHASE0]=bode(zo,w);
for i=1:length(f),
    ampl0(i)=20*log10(MAG0(1,1,i));
    faza0(i)=PHASE0(1,1,i);
    i=i+1;
end

%comanda ACC
num1=[16/3 640 0];
den1=[0.3008/120 0.3019 16.3408 51];
zoACC=tf(num1,den1);
[MAG1,PHASE1]=bode(zoACC,w);
for i=1:length(f),
    ampl1(i)=20*log10(MAG1(1,1,i));
    faza1(i)=PHASE1(1,1,i);
    i=i+1;
end

%comanda RMACC
num2=[2/45 32/3 640 0 0 ];
den2=[R*C/120/120 72.2/120/120 34.39/60 32.53 884.38 2601];
zoRMACC=tf(num2, den2);
[MAG2,PHASE2]=bode(zoRMACC,w);
for i=1:length(f),
    ampl2(i)=20*log10(MAG2(1,1,i));
    faza2(i)=PHASE2(1,1,i);
    i=i+1;
end
```

```
figure
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
subplot(1,1,1); semilogx(f,ampl0,'k',f,ampl1,'k',f,ampl2,'k'); grid
```

A3.2. Reprezentarea grafică a câștigului buclei de tensiune

Fișierul ctv.m (în MATLAB)

```
clear all; close all;
%ACC
num1=[60*0.85];
den1=[1/120 1 0];
ctvacc=tf(num1,den1);
f=logspace(-1,2,200); w=2*pi*f;
[MAG1,PHASE1]=bode(ctvacc,w);
for i=1:length(f),
    ampl1(i)=20*log10(MAG1(1,1,i));
    faza1(i)=PHASE1(1,1,i);
    i=i+1;
end

%RMACC
numRM=[0.85 102 25.5];
denRM=[1/120/120 1/60 1 0 0];
ctvrms=tf(numRM,denRM);
[MAG2,PHASE2]=bode(ctvrms,w);
for i=1:length(f),
    ampl2(i)=20*log10(MAG2(1,1,i));
    faza2(i)=PHASE2(1,1,i);
    i=i+1;
end

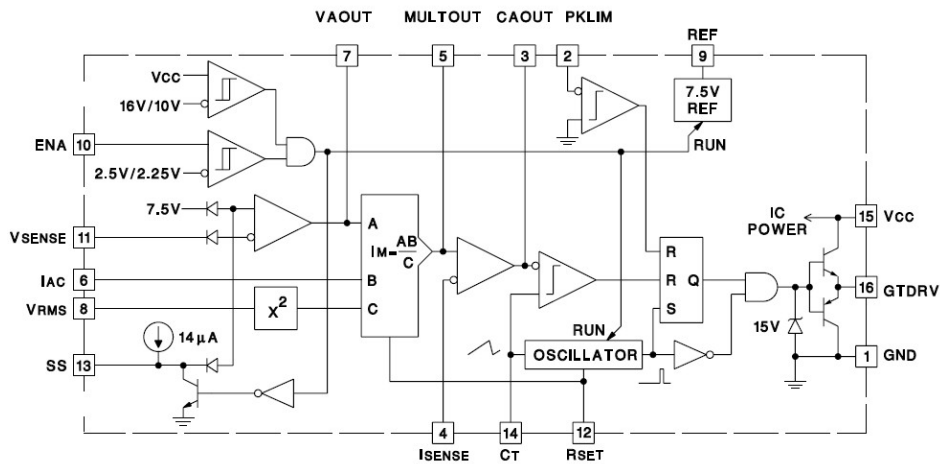
%reprezentare grafica
figure
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
subplot(2,1,1); semilogx(f,ampl1,'k'); grid; subplot(2,1,2); semilogx(f,faza1,'k');
grid
figure
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
subplot(2,1,1); semilogx(f,ampl2,'k'); grid; subplot(2,1,2); semilogx(f,faza2,'k');
grid
```

ANEXA 4

Circuitul integrat UC3854

Datasheet

A4.1. Structura internă



A4.2. Descrierea pinilor

Gnd (Pin 1) (ground): All voltages are measured with respect to Gnd. VCC and REF should be bypassed directly to Gnd with an 0.1mF or larger ceramic capacitor. The timing capacitor discharge current also returns to this pin, so the lead from the oscillator timing capacitor to Gnd should also be as short and as direct as possible.

PKLMT (Pin 2) (peak limit): The threshold for PKLMT is 0.0V. Connect this input to the negative voltage on the current sense resistor. Use a resistor to REF to offset the negative current sense signal up to Gnd.

CA Out (Pin 3) (current amplifier output): This is the output of a wide-bandwidth op amp that senses line current and commands the pulse width modulator (PWM) to force the correct current. This output can swing close to Gnd, allowing the PWM to force zero duty cycle when necessary. The current amplifier will remain active even if the IC is disabled. The current amplifier output stage is an NPN emitter follower pull-up and an 8k resistor to ground.

ISENSE (Pin 4) (current sense minus): This is the inverting input to the current amplifier. This input and the non-inverting input Mult Out remain functional down to and below Gnd. Care should be taken to avoid taking these inputs below -0.5V, because they are protected with diodes to Gnd.

Mult Out (Pin 5) (multiplier output and current sense plus): The output of the analog multiplier and the non-inverting input of the current amplifier are connected together at Mult Out. The cautions about taking ISENSE below $-0.5V$ also apply to Mult Out. As the multiplier output is a current, this is a high impedance input similar to ISENSE, so the current amplifier can be configured as a differential amplifier to reject Gnd noise.

IAC (Pin 6) (input AC current): This input to the analog multiplier is a current. The multiplier is tailored for very low distortion from this current input (IAC) to Mult Out, so this is the only multiplier input that should be used for sensing instantaneous line voltage. The nominal voltage on IAC is $6V$, so in addition to a resistor from IAC to rectified $60Hz$, connect a resistor from IAC to REF. If the resistor to REF is one fourth of the value of the resistor to the rectifier, then the $6V$ offset will be cancelled, and the line current will have minimal cross-over distortion.

VA Out (Pin 7) (voltage amplifier output): This is the output of the op amp that regulates output voltage. Like the current amplifier, the voltage amplifier will stay active even if the IC is disabled with either ENA or VCC. This means that large feedback capacitors across the amplifier will stay charged through momentary disable cycles. Voltage amplifier output levels below $1V$ will inhibit multiplier output. The voltage amplifier output is internally limited to approximately $5.8V$ to prevent overshoot. The voltage amplifier output stage is an NPN emitter follower pull-up and an $8k$ resistor to ground.

VRMS (Pin 8) (RMS line voltage): The output of a boost PWM is proportional to the input voltage, so when the line voltage into a low-bandwidth boost PWM voltage regulator changes, the output will change immediately and slowly recover to the regulated level. For these devices, the VRMS input compensates for line voltage changes if it is connected to a voltage proportional to the RMS input line voltage. For best control, the VRMS voltage should stay between $1.5V$ and $3.5V$.

REF (Pin 9) (voltage reference output): REF is the output of an accurate $7.5V$ voltage reference. This output is capable of delivering $10mA$ to peripheral circuitry and is internally short circuit current limited. REF is disabled and will remain at $0V$ when VCC is low or when ENA is low. Bypass REF to Gnd with an $0.1mF$ or larger ceramic capacitor for best stability.

ENA (Pin 10) (enable): ENA is a logic input that will enable the PWM output, voltage reference, and oscillator. ENA also will release the soft start clamp, allowing SS to rise. When unused, connect ENA to a $+5V$ supply or pull ENA high with a $22k$ resistor. The ENA pin is not intended to be used as a high speed shutdown to the PWM output.

VSENSE (Pin 11) (voltage amplifier inverting input): This is normally connected to a feedback network and to the boost converter output through a divider network.

RSET (Pin 12) (oscillator charging current and multiplier limit set): A resistor from RSET to ground will program oscillator charging current and maximum multiplier output. Multiplier output current will not exceed $3.75V$ divided by the resistor from RSET to ground.

SS (Pin 13) (soft start): SS will remain at Gnd as long as the IC is disabled or VCC is too low. SS will pull up to over $8V$ by an internal $14mA$ current source when both VCC becomes valid and the IC is enabled. SS will act as the reference input to the voltage amplifier if SS is below REF. With a large capacitor from SS to Gnd, the reference to the voltage regulating amplifier will rise slowly, and increase the PWM

duty cycle slowly. In the event of a disable command or a supply dropout, SS will quickly discharge to ground and disable the PWM.

CT (Pin 14) (oscillator timing capacitor): A capacitor from CT to Gnd will set the PWM oscillator frequency according to this relationship:

$$F = 1.25 / (RSET * CT).$$

VCC (Pin 15) (positive supply voltage): Connect VCC to a stable source of at least 20mA above 17V for normal operation. Also bypass VCC directly to Gnd to absorb supply current spikes required to charge external MOSFET gate capacitances. To prevent inadequate GT Drv signals, these devices will be inhibited unless VCC exceeds the upper under-voltage lockout threshold and remains above the lower threshold.

GT Drv (Pin 16) (gate drive): The output of the PWM is a totem pole MOSFET gate driver on GT Drv. This output is internally clamped to 15V so that the IC can be operated with VCC as high as 35V. Use a series gate resistor of at least 5 ohms to prevent interaction between the gate impedance and the GT Drv output driver that might cause the GT Drv output to overshoot excessively. Some overshoot of the GT Drv output is always expected when driving a capacitive load.