

COMENZI DIGITALE PREDICTIVE ÎN CURENT PENTRU CONVERTOARE DC-DC ÎN COMUTAȚIE

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

Ing. Vasile-Daniel Drăghici

Conducător științific:
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing. Dan Lascu
prof.univ.dr.ing. Dorin Petreuş
prof.univ.dr.ing. Daniel Trip
prof.univ.dr.ing. Viorel Popescu

Data susținerii tezei: 02 Iulie 2014.

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

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

Universitatea Politehnică 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 Politehnică – Timișoara, 2014

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 Politehnică Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

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

Cuvânt înainte

Prezenta teză de doctorat a fost elaborată în cadrul Departamentului de Electronică Aplicată al Facultății de Electronică și Telecomunicații din Universitatea Politehnică Timișoara. Lucrarea reunește rezultatele obținute pe baza studiilor și cercetărilor desfășurate pe durata a trei ani, fiind o continuare a preocupărilor avute atât în ciclul de licență cât și în cel masteral, sub îndrumarea d-lui prof. dr. ing. Dan Lascu, urmând același interes pentru electronica de putere în general și al convertoarelor dc-dc în special.

Mulțumesc tuturor profesorilor din cadrul Departamentului Electronică Aplicată, cu precădere colectivului de Electronică de Putere, din partea cărora am avut un permanent sprijin pentru finalizarea cu succes a tezei de doctorat.

Doresc să adresez mulțumiri comisiei de îndrumare formate din prof. dr. ing. Aurel Gontean, conf. dr. ing. Ioan Lie, conf. dr. ing. Dan Negoșescu, conf. dr. ing. Adrian Popovici, conf. dr. ing. Dan Andreiciuc.

Recunoștință adresez colegilor mei de doctorat, Aurel Cireșan și Mircea Gurbină, pentru spiritul de echipă de care au dat dovadă experiența în timpul petrecut împreună în sălile de lucru ale facultății.

Cu deosebită considerație și cele mai deosebite și alese mulțumiri le adresez conducătorului de doctorat, prof. dr. ing. Dan Lascu, pentru implicarea sa, sprijinul, sugestiile, ideile, îndrumarea neconținută, sfaturile care au dus la finalizarea acestei teze.

Nu în ultimul rând sunt adresate mulțumiri familiei, mamei Ileana, tatălui Vasile, fratelui Teodor Valentin, cumnatei Arabela pentru sprijinul acordat în momentele dificile ale acestei perioade precum și prietenei Claudia, pentru răbdarea, înțelegerea și suportul oferite în această perioadă în care nu a primit atenția și ajutorul binemeritat din partea mea. Pentru acest motiv le cer scuze atât lor, cât și tuturor acelor care au avut nevoie de sprijinul și afecțiunea mea și poate în mod justificat sunt nemulțumiți. Mulțumiri se cuvin și celor ale căror nume nu au fost explicit exprimate, deși ar fi meritat cu toții.

Timișoara,
IUNIE, 2014

Ing. Vasile Daniel Drăghici

ACKNOWLEDGMENT

This work was partially supported by the strategic grant POSDRU 107/1.5/S/77265 (2010) of the Ministry of Labour, Family and Social Protection, Romania, co-financed by the European Social Fund – Investing in people.

Pentru Claudia, Ileana și Vasile, familiei mele

Drăghici, Vasile-Daniel

COMENZI DIGITALE PREDICTIVE ÎN CURENT PENTRU CONVERTOARE DC-DC ÎN COMUTAȚIE

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 75 Editura Politehnica, 2014, 254 pagini, 217 figuri, 7 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-606-554-848-0

Cuvinte cheie: comenzi digitale predictive în curent, convertoare dc-dc, convertor boost, convertor buck, modulație PWM, modulație trailing, modulație leading, modulație trailing triangle, modulație leading triangle, conducție continuă.

Rezumat: Scopul lucrării este de a propune și analiza algoritmi și metode de implementare a comenzilor digitale predictive în curent pentru convertoare dc-dc în comutație de înaltă frecvență. Se cunoaște că, în general, comanda în curent este importantă pe de o parte în proiectarea controllerelor pentru convertoare ce prezintă un zero în semiplanul drept (boost, buck-boost), apoi pentru faptul că în anumite cazuri oferă o inerentă protecție la supracurenți, iar pe e altă parte aplicațiile de sudură, electroliză sau controlul LED-urilor fac uz de acest tip de comandă. Lucrarea are ca punct de plecare două articole și un brevet ale colectivului de la Universitatea Boulder Colorado, pe care autorul le analizează critic și le dezvoltă cu semnificative și originale contribuții. În primul capitol se face o prezentare a stadiului actual al comenzilor predictive în curent, autorul evidențiind unele inadvertențe în rezultatele colectivului de la Boulder Colorado. Astfel se stabilesc direcțiile de cercetare prin corecțiile rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado cât și prin găsirea unor noi legi pentru comenzile predictive în curent care să conducă la stabilitate necondiționată. În capitolele 2, 3, 4 și 5 sunt corectate rezultatele legate de domeniul de stabilitate a patru tipuri de comenzi, rezultate ce sunt diferite comparativ cu cele prognozate de colectivul de la Boulder Colorado. În capitolul 6 se propune o metodă exactă de determinare a factorului de umplere care marchează granița dintre stabilitate și instabilitate. În capitolul 7 autorul propune două noi tehnici de modulație denumite: „double trailing triangle” și „double leading triangle” a căror corelare cu metodele de comandă în curent are ca rezultat 6 noi tipuri de comenzi predictive în curent, care sunt necondiționat stabile. Capitolul 8 este destinat efectuării unei analize generalizate a tuturor comenzilor predictive în curent de tip liniar și a fost propusă o modalitate de sinteză de noi legi pentru comenzile predictive. Această abordare are ca rezultat găsirea unui număr infinit de relații de recurență pentru factorul de umplere care conduc la stabilite necondiționată pentru toate tipurile de comenzi predictive în curent. Capitolul 9 este destinat verificărilor experimentale, Toate considerațiile teoretice au fost verificate și validate prin simulare de sistem în Matlab folosind modele discrete în spațiul stărilor, apoi prin simulare de circuit în mediul Caspoc și în final prin experiment.

Cuprins

Lista cu notații, abrevieri, acronime și simboluri	8
Lista cu tabele.....	11
Lista cu figuri	12
Introducere.....	18
Obiectul tezei.....	18
Structura tezei.....	19
Capitolul 1. Stadiul actual al comenzilor predictive în curent	22
1.1. Considerații generale.....	22
1.2. Tehnici de modulație PWM.....	23
1.2.1. Modulația pe front coborâtor	23
1.2.2. Modulația pe front ridicător	24
1.2.3. Modulația triunghiulară pe front coborâtor	25
1.2.4. Modulația triunghiulară pe front ridicător	25
1.3. Comenzi digitale predictive în curent.....	26
1.3.1. Comanda trailing valley	26
1.3.2. Comanda trailing peak.....	27
1.3.3. Comanda trailing average	28
1.3.4. Comanda leading valley	28
1.3.5. Comanda leading peak	29
1.3.6. Comanda leading average.....	30
1.3.7. Comanda trailing triangle valley	30
1.3.8. Comanda trailing triangle peak	31
1.3.9. Comanda trailing triangle average	31
1.3.10. Comanda leading triangle valley.....	32
1.3.11. Comanda leading triangle peak	32
1.3.12. Comanda leading triangle average.....	33
1.4. Concluzii și contribuții personale.....	33
Capitolul 2. Comanda predictivă a curentului mediu cu modulație trailing-edge	35
2.1. Comanda curentului mediu utilizând modulația trailing-edge	35
2.2. Analiza stabilității comenzii TA	38
2.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda TA.....	41
2.4. Verificarea prin simularea circuitului.....	45
2.5. Concluzii și contribuții personale.....	53
Capitolul 3. Comanda predictivă a curentului mediu cu modulație leading-edge	55
3.1. Comanda curentului mediu utilizând modulația leading-edge	55
3.2. Analiza stabilității pentru comanda LA	58
3.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda LA.....	61
3.4. Verificarea prin simularea circuitului.....	65
3.5. Concluzii și contribuții personale.....	71
Capitolul 4. Comanda predictivă a curentului de vârf cu modulație trailing triangle.....	73
4.1. Comanda curentului de vârf utilizând modulația trailing triangle.....	73
4.2. Analiza stabilității pentru comanda TTP.....	76
4.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda TTP	79
4.4. Verificarea prin simularea circuitului.....	83
4.5. Concluzii și contribuții personale.....	89

Capitolul 5. Comanda predictivă a curentului de vale cu modulație leading triangle.....	91
5.1. Comanda curentului de vale utilizând modulația leading triangle	91
5.2. Analiza stabilității pentru comanda LTV.....	94
5.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda LTV	97
5.4. Verificare prin simularea circuitului	101
5.5. Concluzii și contribuții personale.....	107
Capitolul 6. Analiza stabilității cu modelul exact.....	109
6.1. Modele continue în spațiul stărilor	109
6.1.1. Soluția generală a modelelor LTI.....	110
6.2. Modele discrete în spațiul stărilor.....	111
6.2.1. Modelul discret în spațiul stărilor pentru convertoare DC-DC cu funcționare CCM	111
6.2.1.1. Ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip trailing	112
6.2.1.2. Ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip leading.....	113
6.2.1.3. Ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip trailing triangle.....	113
6.2.1.4. Ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip leading triangle	114
6.3. Analiza stabilității cu modelul exact.....	115
6.3.1. Soluția de stare staționară în condițiile unei modulații de tip trailing.....	119
6.3.2. Soluția de stare staționară în condițiile unei modulații de tip leading	120
6.3.3. Soluția de stare staționară în condițiile unei modulații de tip trailing triangle	121
6.3.4. Soluția de stare staționară în condițiile unei modulații de tip leading triangle	121
6.4. Determinarea punctului de bifurcație în cazul comenzilor predictive utilizând modelul exact	122
6.4.1. Organigrama programelor și rezultatele numerice	122
6.5. Concluzii și contribuții personale.....	124
Capitolul 7. Comenzi predictive în curent utilizând noi tehnici de modulație	126
7.1. Ideea modulației double triangle.....	126
7.1.1. Modulația double trailing triangle	126
7.1.2. Modulația double leading triangle	127
7.2. Comanda double trailing triangle valley	128
7.2.1. Legea comenzii DTTV	129
7.2.2. Analiza stabilității pentru comanda DTTV	129
7.2.3. Verificarea pe baza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DTTV	131
7.2.4. Verificarea prin simularea circuitului pentru comanda DTTV	135
7.3. Comanda double trailing triangle peak.....	140
7.3.1. Legea comenzii DTTP	140
7.3.2. Analiza stabilității pentru comanda DTTP	141
7.3.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DTTP..	141
7.3.4. Verificarea prin simularea circuitului pentru comanda DTTP.....	143
7.4. Comanda double trailing triangle average	145

7.4.1. Legea comenzii DTTA	145
7.4.2. Analiza stabilității pentru comanda DTTA	146
7.4.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DTTA..	147
7.4.4. Verificarea prin simularea circuitului pentru comanda DTTA	149
7.5. Comanda double leading triangle valley	153
7.5.1. Legea comenzii DLTV	153
7.5.2. Analiza stabilității pentru comanda DLTV	154
7.5.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DLTV..	154
7.5.4. Verificarea pentru comanda DLTV prin simularea circuitului	158
7.6. Comanda double leading triangle peak	162
7.6.1. Legea comenzii DLTP	162
7.6.2. Analiza stabilității pentru comanda DLTP	163
7.6.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DLTP..	163
7.6.4. Verificarea comenzii DLTP prin simularea circuitului.....	165
7.7. Comanda double leading triangle average	167
7.7.1. Legea comenzii DLTA	167
7.7.2. Analiza stabilității pentru comanda DLTA	168
7.7.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DLTA..	168
7.7.4. Verificarea comenzii DLTA prin simularea circuitului.....	171
7.8. Concluzii și contribuții personale.....	174
Capitolul 8. Comenzi predictive în curent liniare generalizate	175
8.1. Condiția de comandă corectă în stare staționară.....	175
8.2. Condiția de stabilitate.....	185
8.3. Noi legi pentru comenzile predictive în curent	191
8.3.1. Comenzi rezultate din condiția de stabilitate, cazul $\Delta > 0$	191
8.3.1.1. Modelul discret în spațiul stărilor pentru comenzile TP și LV, cazul $\Delta > 0$	193
8.3.1.2. Verificarea comenzilor TP și LV prin simularea circuitelor, cazul $\Delta > 0$	197
8.3.2. Comenzi rezultate din condiția de stabilitate, cazul $\Delta = 0$	201
8.3.2.1. Modelul discret în spațiul stărilor pentru comanda TTP, cazul $\Delta = 0$	202
8.3.2.2. Verificarea comenzii TTP prin simularea circuitului, cazul $\Delta = 0$	204
8.3.3. Comenzi rezultate din condiția de stabilitate, cazul $\Delta < 0$	206
8.3.3.1. Modelul discret în spațiul stărilor pentru comanda LTV, cazul $\Delta < 0$	207
8.3.3.2. Verificarea comenzii TTV prin simularea circuitului, cazul $\Delta < 0$	209
8.4. Concluzii și contribuții personale	211
Capitolul 9. Verificări experimentale.....	212
9.1. Concluzii și contribuții personale.....	218
Capitolul 10. Concluzii finale și contribuții personale.....	219
10.1. Concluzii finale	219
10.2. Contribuții personale.....	219
Bibliografie	225
Lista cu lucrările științifice publicate	233
Anexe.....	235

Lista cu notații, abrevieri, acronime sau simboluri

În scopul de a facilita înțelegerea și descrierea mai ușoară a diferitelor mărimi folosite în mod repetat în această lucrare, precum și pentru a limita dimensiunile acesteia, se definesc următoarele notații, abrevieri, acronime și simboluri: se definesc următoarele notații, abrevieri, acronime sau simboluri:

Notații

v_g, i_g	- valorile instantanee ale tensiunii de alimentare respectiv curentului de alimentare
f_s	- frecvența de comutație a unui convertor
T_0	- perioada de rezonanță, invers proporțională cu frecvența de rezonanță f_0 , definită ca $T_0 = \frac{1}{f_0}$
T_s	- perioada de comutație - $T_s = \frac{1}{f_s}$
i_L	- curentul inductiv
I_{ref}	- curentul de referință
$i[n]$	- eșantionul curentului inductiv de la începutul perioadei de comutație n
$i[n+1]$	- eșantionul curentului inductiv de la începutul perioadei de comutație $n+1$
$i[n+2]$	- eșantionul curentului inductiv de la începutul perioadei de comutație $n+2$
$v_c(t)$	- valoarea tensiunii de comandă
D	- factorul de umplere în stare staționară
d_n	- factorul de umplere corespunzător perioadei de comutație n
d_{n+1}	- factorul de umplere corespunzător perioadei de comutație $n+1$
m_1, M_1	- panta pozitivă a curentului inductiv
$-m_2, -M_2$	- panta negativă a curentului inductiv
$i_{ave\ n+1}$	- valoarea curentului mediu în perioada de comutație $n+1$
$i_{p\ n+1}$	- valoarea curentului de vârf în perioada de comutație $n+1$
$i_{v\ n+1}$	- valoarea curentului de vale în perioada de comutație $n+1$
I_0	- curentul de vale în stare staționară
AC	- curent alternativ
DC	- curent continuu
dc-dc, DC-DC	- conversie curent continuu – curent continuu;
x_n	- mărimea discretă "x", eșantionată la începutul perioadei n
X	- componenta continuă a unei mărimi periodice x. Literele mari vor desemna, dacă nu se specifică altceva, componentele continuei
Δx	- perturbațiile de semnal mic asociate variabilei x, analizate pe baza considerentelor geometrice
\hat{x}	- valoarea perturbației de semnal mic asociate variabilei x

Abrevieri, Acronime

<i>Buck</i>	- convertor coborâtor
<i>Boost</i>	- convertor ridicător
<i>CCM</i>	- Continuous Conduction Mode - regim de curent neîntrerupt
<i>DSP</i>	- Digital Signal Processor - procesor de semnal digital
<i>T</i>	- modulația Trailing edge
<i>T</i>	- modulația Leading edge
<i>TT</i>	- modulația Trailing Triangle
<i>LT</i>	- modulația Leading Triangle
<i>DTT</i>	- modulația Double Trailing Triangle
<i>DLT</i>	- modulația Double Leading Triangle
<i>TV</i>	- Trailing Valley - comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația trailing edge
<i>TP</i>	- Trailing Peak - comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația trailing edge
<i>TA</i>	- Trailing Average - comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația trailing edge
<i>LV</i>	- Leading Valley - comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația leading edge
<i>LP</i>	- Leading Peak - comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația leading edge
<i>LA</i>	- Leading Average - comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația leading edge
<i>TTV</i>	- Trailing Triangle Valley - comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația trailing triangle
<i>TTP</i>	- Trailing Triangle Peak - comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația trailing triangle
<i>TTA</i>	- Trailing Triangle Average - comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația trailing triangle
<i>LTV</i>	- Leading Triangle Valley - comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația leading triangle
<i>LTP</i>	- Leading Triangle Peak - comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația leading triangle
<i>LTA</i>	- Leading Triangle Average - comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația leading triangle
<i>DTTV</i>	- Double Trailing Triangle Valley - comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația double trailing triangle
<i>DTTP</i>	- Double Trailing Triangle Peak - comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația double trailing triangle
<i>DTTA</i>	- Double Trailing Triangle Average - comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația double trailing triangle
<i>DLTV</i>	- Double Leading Triangle Valley - comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația double leading triangle
<i>DLTP</i>	- Double Leading Triangle Peak - comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația double leading triangle
<i>DLTA</i>	- Double Leading Triangle Average - comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația double leading triangle

Simboluri

<i>I</i>	- Curent electric	[A]
<i>V</i>	- Tensiune electrică	[V]
<i>P</i>	- Putere electrică	[W]
<i>R</i>	- Rezistență electrică	[Ω]
<i>C</i>	- Capacitate electrică	[F]
<i>L</i>	- Inductanță electrică	[H]
<i>f</i>	- Frecvență electrică	[Hz]
<i>t</i>	- Timp	[s]

Lista cu tabele

Tabelul 1.1. Corelarea tehnicilor de modulație cu metodele de comandă.	33
Tabelul 1.2. Inadvertențele sesizate prin corelarea tehnicilor de modulație cu metodele de comandă	34
Tabelul 8.1. Valoarea diferenței $I_{ref} - I_0$ în funcție de tipul de comandă.	184
Tabelul 8.2. Constrângeri pentru condiția de comandă corectă în stare staționară.	185
Tabelul 8.3. Rezultatele actuale pentru comenzile predictive obținute prin corelarea tehnicilor de modulație cu metodele de comandă.....	193
Tabelul 8.4. Stările topologice ale convertorului în cazul modulațiilor trailing, leading, trailing triangle și leading triangle	194
Tabelul 8.5. Ecuațiile de stare ale modelului discret în condițiile modulațiilor trailing, leading, trailing triangle și leading triangle..	194

Lista cu figuri

Fig.1.1. Modulația de tip trailing-edge (T), în stare staționară.....	24
Fig.1.2. Modulația de tip leading-edge (L), în stare staționară.....	24
Fig.1.3. Modulația de tip trailing triangle (TT), în stare staționară.....	25
Fig.1.4. Modulația de tip leading triangle (LT), în stare staționară.....	26
Fig.1.5. Curentul inductiv în cazul comenzii TV. Sursa [19].	27
Fig.1.6. Curentul inductiv în cazul comenzii TP. Sursa [19].....	27
Fig.1.7. Curentul inductiv în cazul comenzii TA. Sursa [19].	28
Fig.1.8. Curentul inductiv în cazul comenzii LV. Sursa [19].....	29
Fig.1.9. Curentul inductiv în cazul comenzii LP. Sursa [19].....	29
Fig.1.10. Curentul inductiv în cazul comenzii LA. Sursa [19].	30
Fig.1.11. Curentul inductiv în cazul comenzii TTV. Sursa [19].	30
Fig.1.12. Curentul inductiv în cazul comenzii TTP. Sursa [19].	31
Fig.1.13. Curentul inductiv în cazul comenzii TTA. Sursa [19].	31
Fig.1.14. Curentul inductiv în cazul comenzii LTV. Sursa [19].	32
Fig.1.15. Curentul inductiv în cazul comenzii LTP. Sursa [19]	32
Fig.1.16. Curentul inductiv în cazul comenzii LTA. Sursa [19].	33
Fig.2.1. Modulația de tip trailing-edge (T), în stare staționară.....	35
Fig.2.2. Curentul inductiv în stare staționară, modulație trailing-edge.	36
Fig.2.3. Curentul inductiv în regim dinamic pentru comanda TA	37
Fig.2.4. Curentul inductiv sub comanda TA în prezența perturbației.	39
Fig.2.5. Convertorul boost investigat cu comanda TA	41
Fig.2.6. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).....	43
Fig.2.7. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).	43
Fig.2.8. Zece perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).	43
Fig.2.9. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).....	44
Fig.2.10. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).	44
Fig.2.11. Zece perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).	44
Fig.2.12. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda TA.....	45
Fig.2.13. Blocul de eșantionare și memorare implementat în CASPOC	46
Fig.2.14. Registrul de deplasare implementat în CASPOC.....	47
Fig.2.15. Schema de testare a blocurilor SPH_E și SHFT_REG.....	47
Fig.2.16. Blocul de calcul al pantelor convertorului boost, implementat în CASPOC.....	48
Fig.2.17. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda TA....	48
Fig.2.18. Modulatorul pe front coborâtor implementat în CASPOC.....	49
Fig.2.19. Formele de undă de la testarea modulatorului pe front coborâtor implementat în CASPOC..	49
Fig.2.20. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).....	50
Fig.2.21. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	50
Fig.2.22. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).....	51
Fig.2.23. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	51
Fig.2.24. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$) evidențiind o stare staționara stabila.	52

Fig.2.25. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).	52
Fig.2.26. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).....	53
Fig.2.27. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).	53
Fig.3.1. Modulația de tip leading-edge (L), în stare staționară.....	55
Fig.3.2. Curentul inductiv în stare staționară, modulație leading-edge.	56
Fig.3.3. Curentul inductiv în regim dinamic pentru comanda LA.	57
Fig.3.4. Curentul inductiv sub comandă LA în prezența perturbației	59
Fig.3.5. Convertorul boost investigat cu comanda LA.....	61
Fig.3.6. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).....	63
Fig.3.7. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).	63
Fig.3.8. Zece perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).	63
Fig.3.9. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).....	64
Fig.3.10. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).	64
Fig.3.11. Zece perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).	64
Fig.3.12. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda LA	65
Fig.3.13. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda LA	66
Fig.3.14. Modulatorul pe front ridicător implementat în CASPOC.....	67
Fig.3.15. Formele de unde de la testarea modulatorului pe front ridicător implementat în CASPOC	67
Fig.3.16. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$)......	68
Fig.3.17. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	68
Fig.3.18. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	69
Fig.3.19 Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	69
Fig.3.20. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D>0.5$)......	70
Fig.3.21. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).	70
Fig.3.22. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).....	71
Fig.3.23. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).	71
Fig.4.1. Modulația de tip trailing triangle(TT), în stare staționară.....	73
Fig.4.2. Curentul inductiv în stare staționară, modulație trailing triangle.....	74
Fig.4.3. Curentul inductiv în regim dinamic pentru comanda TTP.....	75
Fig.4.4. Curentul inductiv sub comandă TTP în stare staționară în prezența perturbației.....	77
Fig.4.5. Convertorul boost investigat cu comanda TTP.....	79
Fig.4.6. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).....	81
Fig.4.7. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).	81
Fig.4.8. Detaliu de zece perioade din curentul inductiv pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).81	
Fig.4.9. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).....	82
Fig.4.10. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).	82
Fig.4.11. Zece perioade din curentul inductiv pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).	82
Fig.4.12. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda TTP	83
Fig.4.13. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda TTP ..	84
Fig.4.14. Modulatorul trailing triangle implementat în CASPOC.....	85
Fig.4.15. Testarea modulatorului trailing triangle implementat în CASPOC	85

14 Lista cu figuri

Fig.4.16. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).....	86
Fig.4.17. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	86
Fig.4.18. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).....	87
Fig.4.19 Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	87
Fig.4.20. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).....	88
Fig.4.21. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).	88
Fig.4.22. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).....	89
Fig.4.23. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).	89
Fig.5.1. Modulația de tip leading triangle(LT), în stare staționară.....	91
Fig.5.2. Curentul inductiv în stare staționară, în modulație leading triangle.	92
Fig.5.3. Curentul inductiv în regim dinamic pentru comanda LTV.....	93
Fig.5.4. Curentul inductiv sub comanda LTV în stare staționară și în prezența perturbației.....	95
Fig.5.5. Convertorul boost investigat cu comanda LTV.....	97
Fig.5.6. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).....	99
Fig.5.7. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).	99
Fig.5.8. Zece perioade din curentul inductiv pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).....	99
Fig.5.9. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).....	100
Fig.5.10. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).	100
Fig.5.11. Zece perioade din curentul inductiv pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).	100
Fig.5.12. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda LTV	101
Fig.5.13. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda LTV	102
Fig.5.14. Modulatorul leading triangle implementat în CASPOC	103
Fig.5.15. Testarea modulatorului leading triangle implementat în CASPOC.	103
Fig.5.16. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).....	104
Fig.5.17. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	104
Fig.5.18. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).....	105
Fig.5.19 Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).	105
Fig.5.20. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).....	106
Fig.5.21. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).	106
Fig.5.22. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).....	107
Fig.5.23. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).	107
Fig.6.1. Stările topologice în cazul unei modulații de tip trailing.....	112
Fig.6.2. Stările topologice în cazul unei modulații de tip leading.	113
Fig.6.3. Stările topologice în cazul unei modulații de tip trailing triangle.	113
Fig.6.4. Stările topologice în cazul unei modulații de tip leading triangle..	114
Fig.6.5. Organigrama programului de determinare al punctului de bifurcației cu modelul exact.....	123
Fig.6.6. Blocul condițional pentru comenzile inițial instabile..	124
Fig.7.1. Modulația PWM de tip double trailing triangle (DTT), în stare staționară .	127
Fig.7.2. Modulația PWM de tip double trailing triangle (DLT), în stare staționară .	128
Fig.7.3. Curentul inductiv cu comanda DTTV în prezența perturbației.	129
Fig.7.4. Stările topologice și setul de matrici asociat în cazul unei modulații de tip DTT.....	131
Fig.7.5. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$) – comanda DTTV.....	133
Fig.7.6. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$) – comanda DTTV.....	134

Fig.7.7. Detaliu din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$) – comanda DTTV	134
Fig.7.8. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$) – comanda DTTV.	134
Fig.7.9. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$) – comanda DTTV.	135
Fig.7.10. Detaliu din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$) – comanda DTTV.	135
Fig.7.11. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda DTTV	136
Fig.7.12. Modulatorul double trailing triangle(DTT) implementat în CASPOC.	137
Fig.7.13. Testarea modulatorului double trailing triangle (DTT) implementat în CASPOC	137
Fig.7.14. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda DTTV	138
Fig.7.15. Rezultatele simulării comenzii DTTV, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	139
Fig.7.16. Curentul inductiv cu comanda DTTV în stare staționară și în prezența perturbației.....	140
Fig.7.17. Rezultatele simulării comenzii DTTV pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară	142
Fig.7.18. Rezultatele simulării comenzii DTTV pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	142
Fig.7.19. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda DTTV.	143
Fig.7.20. Rezultatele simulării comenzii DTTV, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.	144
Fig.7.21. Curentul inductiv cu comanda DTTA în prezența perturbației: a) DTTA1 - punctul controlat este pe panta descrescătoare; b) DTTA2 - punctul controlat este pe panta crescătoare.....	145
Fig.7.22. Rezultatele simulării comenzii DTTA1 pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	147
Fig.7.23. Rezultatele simulării comenzii DTTA2 pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	148
Fig.7.24. Rezultatele simulării comenzii DTTA1 pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	148
Fig.7.25. Rezultatele simulării comenzii DTTA2 pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	149
Fig.7.26. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda DTTA1	150
Fig.7.27. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda DTTA2.	150
Fig.7.28. Rezultatele simulării comenzii DTTA1, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	151
Fig.7.29. Rezultatele simulării comenzii DTTA2, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	152
Fig.7.30. Curentul inductiv sub comanda DLTV în prezența perturbației.....	153
Fig.7.31. Stările topologice și matricile de stare asociate în cazul unei modulații de tip DLT.....	154
Fig.7.32. Convertorul buck investigat cu comanda DLTV	156
Fig.7.33. Rezultatele simulării comenzii DLTV pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$):	

a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară	157
Fig.7.34. Rezultatele simulării comenzii DLTV pentru $I_{ref}=3A$, ($D>0.5$):	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	157
Fig.7.35. Schema CASPOC pentru simularea convertorului buck folosind comanda DLTV	158
Fig.7.36. Blocul de calcul al pantelor convertorului Buck, implementat în CASPOC.	158
Fig.7.37. Blocul de calcul al factorului de umplere pentru comanda DLTV.....	159
Fig.7.38. Modulatorul double leading triangle (DLT) implementat în CASPOC.....	160
Fig.7.39. Testarea modulatorului double leading triangle (DLT) implementat în CASPOC.	160
Fig.7.40. Rezultatele simulării comenzii DLTV, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară	161
Fig.7.41. Curentul inductiv cu comanda DLTP în prezența perturbației.....	162
Fig.7.42. Rezultatele simulării comenzii DLTP pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$):	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	164
Fig.7.43. Rezultatele simulării comenzii DLTP pentru $I_{ref}=3A$, ($D>0.5$):	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară	164
Fig.7.44. Blocul de calcul al factorului de umplere pentru comanda DLTP.....	165
Fig.7.45. Rezultatele simulării comenzii DLTP, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară	166
Fig.7.46. Curentul inductiv cu comanda DLTA în prezența perturbației:	
a) DLTA1 - punctul este controlat pe panta crescătoare; b) DLTA2 - punctul este controlat pe panta descrescătoare.	167
Fig.7.47. Rezultatele simulării comenzii DLTA1 pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$):	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	169
Fig.7.48. Rezultatele simulării comenzii DLTA2 pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$):	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	169
Fig.7.49. Rezultatele simulării comenzii DLTA1 pentru $I_{ref}=3A$, ($D>0.5$):	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	170
Fig.7.50. Rezultatele simulării comenzii DTTA2 pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$):	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară	170
Fig.7.51. Rezultatele simulării comenzii DLTA1, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	172
Fig.7.52. Rezultatele simulării comenzii DLTA2, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	173
Fig.8.1. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TV.....	176
Fig.8.2. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TP.....	176
Fig.8.3. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TA.....	177
Fig.8.4. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LV.....	177
Fig.8.5. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LP.....	178
Fig.8.6. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LV.....	178
Fig.8.7. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TTV.....	179
Fig.8.8. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TTP.....	179
Fig.8.9. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TTA.....	180
Fig.8.10. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LTV.....	180
Fig.8.11. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LTP.....	181
Fig.8.12. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LTV.....	181
Fig.8.13. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DTTV.....	182
Fig.8.14. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DTTP.....	182
Fig.8.15. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DTTA.....	183

Fig.8.16. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DLTV.	183
Fig.8.17. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DLTP.....	184
Fig.8.18. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DLTA	184
Fig.8.19. Situațiile posibile pentru orientarea rădăcinilor ecuației de ordinul 2.....	188
Fig.8.20. Schema bloc a comenzii predictive în curent.	189
Fig.8.21. Rezultatele simulării comenzii TP pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$), cazul $\Delta > 0$:	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	195
Fig.8.22. Rezultatele simulării comenzii LV pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$), cazul $\Delta > 0$:	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	196
Fig.8.23. Rezultatele simulării comenzii TP pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), cazul $\Delta > 0$:	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară	196
Fig.8.24. Rezultatele simulării comenzii LV pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), cazul $\Delta > 0$:	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	197
Fig.8.25. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda TP	198
Fig.8.26. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda TP	198
Fig.8.27. Rezultatele simulării comenzii TP, cazul $\Delta > 0$: a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	199
Fig.8.28. Rezultatele simulării comenzii LV, cazul $\Delta > 0$: a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	200
Fig.8.29. Rezultatele simulării comenzii TTP pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$), cazul $\Delta = 0$:	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară	203
Fig.8.30. Rezultatele simulării comenzii TTP pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), cazul $\Delta = 0$:	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	203
Fig.8.31. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda TTP.	204
Fig.8.32. Rezultatele simulării comenzii TTP, cazul $\Delta = 0$: a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	205
Fig.8.33. Rezultatele simulării comenzii LTV pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$), cazul $\Delta < 0$:	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.	208
Fig.8.34. Rezultatele simulării comenzii LTV pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), cazul $\Delta < 0$:	
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară	208
Fig.8.35. Blocul de calcul al factorului de umplere pentru comanda LTV.	209
Fig.8.36. Rezultatele simulării comenzii LTV, cazul $\Delta < 0$: a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.....	210
Fig.9.1. Convertorul boost investigat experimental	212
Fig.9.2. Diagrama bloc implementă în LabView pentru comanda TV.	213
Fig.9.3. Partea din diagrama bloc dedicată creării semnalului de tact.	214
Fig.9.4. Conectorul TBX 68, conectarea hardware a pinului 2 cu pinul 10.	214
Fig.9.5. Partea din diagrama bloc dedicată creării semnalului PWM pentru comanda tranzistorului.....	215
Fig.9.6. Circuitul driver din grila tranzistorului de putere MOSFET.....	215
Fig.9.7. Panoul frontal creat în LabView.	216
Fig.9.8. Formele de undă de pe osciloscop.....	216
Fig.9.9. Vederi ale standului experimental.	217

Introducere

Obiectul tezei

Importanța și actualitatea temei

Principalul scop al electronicii de putere este satisfacerea cerințelor de conversie a energiei și funcționarea corectă a sistemelor de alimentare dezvoltate pentru diverse aplicații. Convertoarele dc-dc în comutație care s-au utilizat în forme simple de mai bine de cincizeci de ani, începând cu tradiționalele choppers de putere. Literatura continuă să publice o serie de noi topologii, dar în ultima decadă accentul s-a mutat de pe variantele topologice pe tehnicile de comandă, arătând că domeniul convertoarelor în comutație dc-dc este departe de a fi epuizat.

Fișec, inițial tehnicile de comandă au apărut în versiune analogică [17], [30], [31], [38], [45], [65], [69], [84], [86], începând cu comanda în curent, cel controlat fiind curentul de vârf [84] și continuând apoi cu comanda prin sarcină și o serie de comenzi integrative (one-cycle control) propuse de Smedley și Cuk.

Odată cu creșterea vitezelor de achiziție și procesare a microcontrollerelor și DSP-urilor comenzile digitale [1], [3], [4-16], [19-25], [27-29], [47-60], [61-64], [66-68], [70-77], [79-82], [87-90], [92-94], [104-107], [109-119] au penetrat tot mai mult în electronica de putere. Comanda digitală oferă o serie de avantaje în ceea ce privește sensibilitatea mai scăzută la variația unor parametri, programabilitatea și posibilitatea de îmbunătățire a performanțelor folosind scheme de comandă sofisticate. Microprocesoarele și DSP-urile bazate pe comandă digitală [25], [119] sunt deja larg răspândite în comanda motoarelor [75] și în aplicațiile trifazate [93] de mare putere ce funcționează la frecvențe de comutație relativ scăzute. Datorită progreselor în tehnologia microprocesoarelor și DSP-urilor, mai ales privind creșterea capacității de procesare și scăderea costurilor, comanda digitală devine din ce în ce mai viabilă și pentru convertoarele de înaltă frecvență, de putere mică și medie.

Obiectivele științifice propuse

Scopul tezei este de a propune și analiza algoritmi și metode de implementare a comenzilor digitale predictive în curent pentru convertoare dc-dc în comutație de înaltă frecvență. Se cunoaște că în general comanda în curent este importantă pe de o parte în proiectarea controllerelor pentru convertoare ce prezintă un zero în semiplanul drept (boost, buck-boost), apoi pentru faptul că în anumite cazuri oferă o inerentă protecție la supracurenți, iar pe e altă parte aplicațiile de sudură, electroliză sau controlul LED-urilor [28] fac uz de acest tip de comandă.

Teza are ca punct de plecare două articole și un brevet ale colectivului de la Universitatea Boulder Colorado [19], [70], pe care autorul le analizează critic și le dezvoltă cu semnificative și originale contribuții.

Metodele de cercetare abordate sunt bazate pe identificarea problemei, modelarea matematică a conceptului teoretic, simularea acestuia, optimizarea conceptului și proiectarea lui, aceasta fiind în fapt **metodologia cercetării** pe care am folosit-o.

Toate tipurile de comenzi predictive analizate și propuse au parcurs etapele menționate mai sus, rezultatele finale obținute validând pe rând corectitudinea etapei anterioare, pornind de la conceptul teoretic și dezvoltarea de programe în

Matlab cât și dezvoltarea de noi blocuri bibliotecă și realizarea schemelor de simulare în mediul Caspoc [11].

Prin aceste rezultate și lucrările științifice publicate, lucrarea răspunde temei propuse, fiind valoroasă și mai ales originală.

Autorul reușește astfel, să aducă noi contribuții personale la vastul domeniu al comenzilor în curent pentru convertoarele dc-dc.

Structura tezei

Lucrarea este prezentată și redactată pe parcursul a 254 de pagini, fiind structurată în 10 capitole și 20 anexe, toate în legătură directă cu titlul ei. Sunt citate 119 referințe bibliografice.

În continuare vom expune în sinteză conținutul fiecărui capitol.

Capitolul 1, având titlul "Stadiul actual al comenzilor predictive în curent", face o prezentare a rezultatelor publicate privind comenzile digitale predictive în curent și stabilind zonele de interes investigate. Se realizează o trecere în revistă a principiului de funcționare comenzilor digitale predictive. Este cunoscut faptul că problema instabilității există și în cazul acestor tipuri de comenzi. Astfel autorul își propune ca obiectiv aducerea de noi contribuții pentru obținerea stabilității necondiționate indiferent de tehnica de modulație utilizată în corelație cu toate metodele de comandă.

Capitolul 2, denumit "Comanda predictivă a curentului mediu cu modulație trailing-edge", investighează în detaliu acest tip de comandă. A fost determinată legea de comandă și totodată au fost dezvoltate considerații teoretice privind stabilitatea acestui tip de comandă. Analiza s-a efectuată într-o manieră generală, prin urmare, concluziile legate de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor, ca de altfel și legea de comandă care este, de asemenea, generală. Numai valorile tipice pentru pantele curentului inductiv trebuie să fie introduse pentru a se obține legea de comandă pentru o anumită topologie.

Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul mediu utilizând modulația trailing-edge este în mod necondiționat stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere, prin urmare reprezintă o opțiune foarte atractivă în corecția factorului de putere sau în aplicații de sudură. Acest tip de comandă poate fi implementată relativ ușor, utilizând fie un microcontroler, fie un DSP sau utilizând programul LabVIEW, dezvoltând o aplicație pentru plăcile dedicate de achiziții de date oferite de National Instruments.

Un aspect foarte important este dezvoltarea de noi blocuri dedicate pentru simularea comenzilor predictive. În acest sens compania Simulation Research s-a arătat extrem de interesată și a fost inițiată o colaborare în acest sens, finalizată cu noi blocuri create de către doctorand și asimilate în programul de simulare Caspoc, produsul soft al companiei sus menționate.

Capitolul 3, intitulat "Comanda predictivă a curentului mediu cu modulație leading-edge" utilizează aceeași abordare ca cea din capitolul 2 pentru a deduce legea de comandă și pentru analiza stabilității acestui tip de comandă. Și de această dată analiza s-a efectuat într-o manieră generală, prin urmare, concluziile de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor, în timp ce legea de comandă se poate particulariza în funcție de valorile pantelor curentului inductiv ce trebuie să fie riguros cunoscute pentru a se obține legea de comandă pentru o anumită topologie de convertoare.

Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul mediu utilizând modulația leading-edge este necondiționat stabilă pentru orice valoare a

factorului de umplere, prin urmare și acest tip de comandă reprezintă o opțiune foarte atractivă.

Capitolul 4, având titlul "Comanda predictivă a curentului de vârf cu modulație trailing triangle", se ocupă cu investigarea în detaliu, a comenzii predictive de tip trailing triangle peak. A fost determinată legea de comandă și totodată au fost dezvoltate considerații teoretice privind stabilitatea acestui tip de comandă. Analiza s-a efectuat într-o manieră generală, prin urmare, concluziile de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor în timp ce legile de comandă sunt, de asemenea, generale.

Se demonstrează că comanda trailing triangle peak este instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere, prin urmare este infirmată stabilitatea restrictivă prognozată de colectivul de la Boulder, Colorado.

Capitolul 5, intitulat "Comanda predictivă a curentului de vale cu modulație leading triangle" are ca obiect de studiu comanda predictivă de tip trailing triangle peak. A fost determinată legea de comandă și totodată au fost dezvoltate considerații teoretice privind stabilitatea acestui tip de comandă. Analiza s-a efectuată într-o manieră generală, prin urmare, concluziile de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor în timp ce legile de comandă sunt, de asemenea, generale.

Spre deosebire de rezultatele colectivului de la Boulder, Colorado, se argumentează riguros că comanda trailing triangle peak este instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere, prin urmare este infirmată stabilitatea restrictivă prognozată de colectivul de la Boulder, Colorado.

Capitolul 6 denumit "Analiza stabilității comenzilor predictive utilizând un model exact", are ca obiectiv elaborarea unei metode mai exacte decât metoda geometrică pentru studiul stabilității convertoarelor dc-dc. Metoda ține cont de faptul că într-un convertor dc-dc forma curentului inductiv este în realitate nu una liniară ci una exponențial amortizată, cu constante de timp mari în raport cu perioada de comutație. Dezvoltarea acestei metode de studiu a stabilității are la bază descrierea convertoarelor dc-dc cu ajutorul modelului discret în spațiul stărilor, precum și faptul că determinarea factorului de umplere presupune rezolvarea unei ecuații transcendente. Metoda exactă are avantajul că se poate aplica oricărui tip de comandă. Astfel se determină cu mare acuratețe domeniul de stabilitate în cazul fiecărui tip de comandă predictivă, diferențele față de metoda aproximativă fiind uneori semnificative.

Capitolul 7 denumit "Comenzi predictive în curent utilizând noi tehnici de modulație" propune două noi tehnici de modulație, denumite „double trailing triangle” și „double leading triangle”, prin adăugarea unei comutații suplimentare într-o perioadă. Dezavantajul comutației suplimentare este contrabalansat de obținerea unui grad de libertate adițional care este utilizat pentru obținerea stabilității necondiționate. Trebuie subliniat că sub ambele tipuri de modulație comenzile predictive în curent sunt necondiționat stabile, indiferent de metoda de comandă, adică prin curentul de vârf de vale sau mediu. Un alt avantaj adus de aceste comenzi este faptul că pulsațiile vârf la vârf din tensiunea și curentul de ieșire sunt reduse semnificativ datorită dublării frecvenței de comutație. Mai mult, pentru fiecare din cele două noi tehnici de modulație asociate cu comanda prin curentul mediu autorul propune două versiuni de alegere a punctului țintă controlat, pentru fiecare furnizând legile recursive și demonstrându-le stabilitatea necondiționată. Autorul arată că există două posibilități de alegere a punctului țintă și în cazul comenzii TTA și LTA, dar în acest caz una dintre versiuni este la limita

stabilității. Aceasta subliniază cu atât mai mult superioritatea celor două noi metode de modulație propuse.

Capitolul 8 intitulat „Comenzi digitale predictive în curent liniare generalizate” este dedicat unei analize generalizate a tuturor comenzilor predictive în curent de tip liniar și are ca rezultat dezvoltarea și sinteza de noi comenzi predictive. În funcție de ținta dorită adică curentul de vale, de vârf sau mediu, s-a dedus condiția de stare staționară care se bazează pe diferența dintre curentul de referință impus și curentul țintă controlat. Au rezultat astfel șapte tipuri de condiții de stare staționară. Sunt deduse condițiile care conduc la stabilitate indiferent de tehnica de modulație (trailing edge, leading edge, trailing triangle, leading triangle, double trailing triangle, double leading triangle) și indiferent de metoda de comandă utilizată (curentul de vale, curentul de vârf, curentul mediu). În acest scop, aplicând teoria șirurilor recurente perturbațiilor apărute atât în curentul inductiv cât și în factorul de umplere, a rezultat o condiție generală de stabilitate. Această condiție generală de stabilitate are trei forme, în funcție de natura rădăcinilor ecuației de ordinul doi asociată șirului recurent rezultat. Corelând condiția generală de stabilitate cu cea de stare staționară se pot alege ușor parametrii relației de recurență pentru factorul de umplere astfel încât comanda predictivă rezultată să fie necondiționat stabilă. Se propune și o abordare elegantă pentru analiza generală a stabilității, care conduce la exact aceleași rezultate, abordare ce utilizează transformata Z. Concluzia este că practic se pot obține o infinitate de relații de recurență stabile pentru orice tip de comandă în curent în tandem cu orice metodă de modulație. Ca exemplificare, se deduc legi de comandă necondiționat stabile pentru comenzile trailing-peak, leading-valley, trailing triangle peak și leading triangle valley care în versiunile clasice erau necondiționat instabile sau aveau stabilitate condiționată.

Capitolul 9 este destinat verificărilor experimentale. Autorul prezintă arhitectura hardware utilizată, precum și programele LabView dezvoltate.

Capitolul 10 reunește concluziile finale și sinteza tuturor contribuțiilor personale ce au rezultat în cadrul tezei, fiind reluate aici contribuțiile precizate la sfârșitul fiecărui capitol. Totodată, sunt indicate și direcțiile de cercetare viitoare.

Anexele tezei cuprind numai programele MATLAB dezvoltate, deoarece schemele de simulare CASPOC au fost inserate în capitolele care au tratat problematica corespunzătoare.

În cadrul tezei s-au utilizat abrevieri și notații care sunt în deplină concordanță cu cele acceptate la nivel internațional, adoptându-se în mare măsură denumirile provenite din literatura anglo-saxonă.

Noțiunile teoretice elaborate pe parcursul capitolelor sunt susținute și validate prin simulări.

Mediile de proiectare/simulare au rulat pe un calculator personal cu sistem de operare Windows 7, recurgându-se la următoarele utilitare:

- pentru editare text: Microsoft Office Word 2010;
- pentru simulare: și CASPOC 2009;
- pentru calcule și grafice teoretice: Matlab 2010.

Pentru experimente au fost utilizate:

- sursă triplă de laborator "Hameg HM 7042-3";
- multimetru programabil "Hameg HM 8012";
- osciloscop "Tektronix DPO 4104B Digital Phosphor Oscilloscope" – cu accesorii;
- rezistență reglabilă.

1. Stadiul actual al comenzilor predictive în curent

1.1. Considerații generale

Capitolul de față își propune să realizeze trecerea în revistă a stadiului actual al comenzilor digitale predictive în curent și să stabilească zonele de interes pentru aducerea de noi contribuții de către autor.

Comenzile digitale [6], [7], [8], [39], [51], [78], [79], [80-82] oferă o serie de avantaje în ceea ce privește sensibilitatea mai scăzută la variația unor parametri, programabilitatea și posibilitatea de îmbunătățire a performanțelor folosind scheme de comandă mult mai sofisticate. Microprocesoarele și DSP-urile sunt deja larg răspândite în comanda motoarelor din aplicații mono sau trifazate. Datorită progreselor în tehnologia microprocesoarelor și DSP-urilor, mai ales privind creșterea capacității de procesare și scăderea costurilor, comanda digitală devine din ce în ce mai viabilă chiar și pentru convertoarele de înaltă frecvență, de putere mică și medie [25].

În anumite aplicații realizate utilizând comenzile digitale, eșantionarea și procesarea informațiilor duc la apariția unor întârzieri care pot compromite performanța comenzii. O modalitate de a îmbunătăți performanța comenzilor digitale constă în utilizarea tehnicilor predictive [5], [19], [70], [94], [96]. Acestea au la bază următorul principiu: într-o perioadă de comutație factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație este calculat ținând cont de factorul de umplere curent, de starea curentă și de mărimile de intrare/ieșire curente, astfel încât eroarea mărimii controlate să fie minimizată sau eliminată în următoarea perioadă de comutație sau în următoarele câteva perioade. Având la bază primele aplicații în comanda sistemelor trifazate de joasă frecvență, tehnicile predictive au început să fie folosite și la comanda convertoarelor dc-dc.

În prezent, există 3 metode de comenzi predictive în curent (valley, average, peak) care pot fi aplicate convertoarelor de bază (buck, boost, buck-boost) [19]. Este cunoscut faptul că problema instabilității există și în cazul comenzilor digitale predictive. Evitarea instabilității se poate realiza fie prin corelarea corespunzătoare a tehnicilor de modulație cu metoda de comandă predictivă utilizată, fie cu ajutorul unei rampe adiționale. Sunt cunoscute, [19], 4 tipuri de tehnici de modulație (trailing-edge, leading-edge, trailing triangle, leading triangle). Asociind fiecare tehnică de modulație cu fiecare metodă de comandă, rezultă 12 tipuri de comenzi digitale predictive în curent: trailing valley, trailing peak, trailing average, leading valley, leading peak, leading average, trailing triangle valley, trailing triangle peak, trailing triangle average, leading triangle valley, leading triangle peak și leading triangle average. În cele ce urmează se va face o scurtă trecere în revistă a tehnicilor de modulație cât și comenzile predictive rezultate în urma asocierii tehnicilor de modulație cu metodele de comandă, cu accent pe domeniul de stabilitate respectiv instabilitate ale acestora.

1.2. Tehnici de modulație PWM

Convertoarele dc-dc sunt echipamente electronice de putere ce includ dispozitive semiconductoare care funcționează în comutație. Procesul de comutație este un proces dinamic prin care dispozitivele semiconductoare sunt basculate între două stări stabile: starea de conducție totală și starea de blocare totală. Cu ajutorul semnalelor de comandă se fixează momentele în care trebuie să fie declanșate procesele de comutație.

Tehnica de modulație în durată a impulsurilor sau tehnica PWM este tehnica de bază pentru generarea semnalelor de comandă în electronica de putere. Timpul de creștere și de coborâre nul, în cazul unui PWM ideal, reprezintă un deziderat care asigură o modalitate perfectă de comandă a dispozitivelor semiconductoare. Prezența fronturilor ridicătoare și coborâtore foarte abrupte asigură intrarea, respectiv ieșirea, din conducție a dispozitivelor semiconductoare cât mai repede posibil, reducând timpul de comutație de tranziție și astfel pierderile de comutație asociate. Luând în calcul considerente legate de interferența electromagnetică (EMI), în aplicațiile practice se poate impune o limită superioară a vitezei de intrare/ieșire din conducție a dispozitivelor electromagnetice, rezultând un timp de ridicare și de coborâre diferit de zero care, în majoritatea cazurilor, poate fi ignorat în analiza proceselor și semnalelor PWM.

Modulația impulsurilor în durată se poate realiza în mai multe moduri. Frecvența impulsurilor este unul dintre cei mai importanți parametri atunci când se definește tipul de modulație PWM utilizat. Frecvența impulsurilor poate fi constantă sau variabilă. În aplicațiile analizate în continuare se admite că frecvența semnalului PWM este fixă, pentru ca frecvența de comutație a convertorului să fie fixă. Funcția de comutație $q(t)$, poate fi obținută prin compararea unui semnal de comandă, $v_c(t)$, cu un semnal purtător, $v_{carrier}(t)$ și poate fi descrisă matematic astfel:

$$q(t) = \text{sgn}(v_c(t) - v_{carrier}(t)) \quad (1.1)$$

unde $\text{sgn}(\cdot)$ reprezintă funcția semn (signum).

În funcție de tipul semnalului purtător folosit, se pot defini patru tipuri de modulație: modulația pe front coborâtor, modulația pe front crescător, modulația triunghiulară pe front coborâtor și modulația triunghiulară pe front crescător.

1.2.1. Modulația pe front coborâtor

Modulația pe front coborâtor (**Trailing edge modulation - T**), se realizează cu o purtătoare de tip dinte de fierăstrău crescător, după cum este prezentat în fig.1.1. Semnalul dreptunghiular $q(t)$ se obține comparând tensiunea de comandă $v_c(t)$ cu semnalul purtător, $v_{saw}(t)$. În tehnica de modulație pe front coborâtor, tranzistorul este adus în conducție la începutul fiecărei perioade de comutație T_s și este blocat după DT_s unități de timp. Valoarea factorului de umplere D poate fi modificată crescând sau descrescând valoarea tensiunii de referință $v_c(t)$. Tranzistorul rămâne în starea blocată pentru tot restul perioadei de comutație, adică $(1-D)T_s$ unități de timp. Este clar că fronturile ridicătoare ale funcției de comutație a tranzistorului sunt echidistante apărând după același interval de timp, pe când fronturile descrescătoare pot să apară mai devreme sau mai târziu într-o perioadă de comutație, depinzând de valoarea tensiunii de referință. Altfel spus, frontul ridicător al semnalului de comandă apare la multiplii perioadei de comutație T_s , în timp ce frontul coborâtor este modulat în ritmul semnalului de comandă. O perioadă de comutație conține două comutări, o aducere în conducție și o blocare.

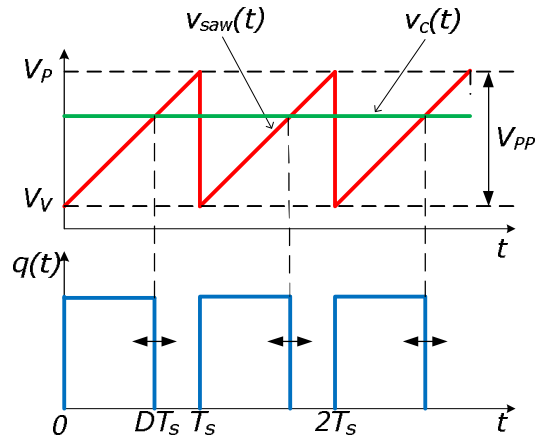


Fig.1.1. Modulația de tip trailing-edge (T) în stare staționară.

1.2.2. Modulația pe front ridicător

Modulația pe front ridicător (**Leading edge modulation - L**), se realizează cu o purtătoare de tip dinte de fierăstrău descrescător, (fig.1.2). Funcția de comutație $q(t)$ se obține comparând tensiunea de comandă $v_c(t)$ cu un semnal de tip dinte de fierăstrău descrescător, $v_{saw}(t)$. În tehnica de modulație pe front ridicător, tranzistorul este blocat la începutul fiecărei perioade de comutație T_s și este adus în conducție după $(1-D)T_s$ unități de timp. Tranzistorul rămâne apoi în conducție pentru tot restul perioadei de comutație, adică DT_s unități de timp. Fronturile coborâtoare ale funcției de comutație a tranzistorului sunt echidistante apărând după același interval de timp, pe când fronturile ridicătoare pot să apară mai devreme sau mai târziu într-o perioadă de comutație, depinzând de valoarea tensiunii de comandă. În concluzie, frontul ridicător al semnalului dreptunghiular este modulată în ritmul semnalului de comandă. O perioadă de comutație, ca și în cazul modulației T, și modulația L conține două comutații, o blocare și o aducere în conducție.

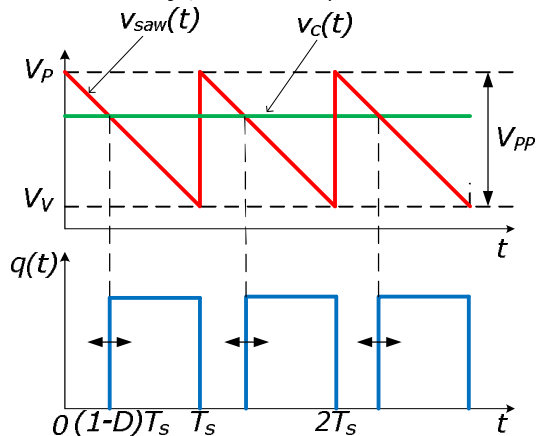


Fig.1.2. Modulația de tip leading-edge (L) în stare staționară.

1.2.3. Modulația triunghiulară pe front coborâtor

Modulația triunghiulară pe front coborâtor (**Trailing triangle modulation - TT**), se realizează cu o purtătoare triunghiulară ce pornește crescător. De remarcat la această tehnică de modulație este faptul că funcția de comutație $q(t)$ se obține comparând tensiunea de referință $v_c(t)$ cu un semnal purtător triunghiular $v_{tri}(t)$, (fig.1.3), astfel, fiind înlocuit semnalul purtător de tip dinte de fierăstrău. Caracteristic acestei tehnici de modulație, este faptul că, pe durata unei perioade de comutație T_s , tranzistorul are două intervale de conducție, la începutul perioadei respectiv la sfârșitul acesteia. Tranzistorul conduce de la începutul perioadei până la momentul $(D/2)T_s$ blocat și readus din nou în conducție la momentul $(1-D/2)T_s$. În concluzie, pe durata unei perioade, tranzistorul conduce $(D/2)T_s$ unități de timp, $(1-D)T_s$ unități de timp este blocat și din nou conduce $(D/2)T_s$ unități de timp. Cele două fronturi, ale funcției de comutație, din interiorul unei perioade au localizare variabilă în timp, în funcție de valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$. O perioadă conține două comutații, o blocare și o aducere în conducție.

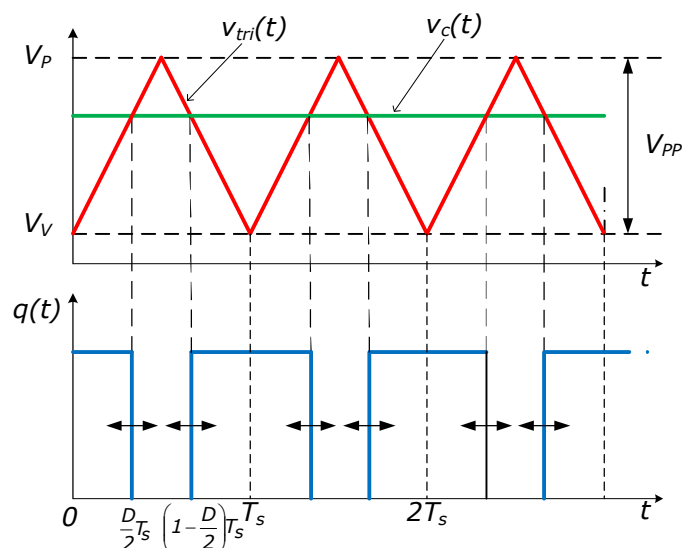


Fig.1.3. Modulația de tip trailing triangle (TT) în stare staționară.

1.2.4. Modulația triunghiulară pe front ridicător

Modulația triunghiulară pe front ridicător (**Leading triangle modulation - LT**), se realizează cu o purtătoare triunghiulară ce pornește descrescător, (fig.1.4). Pe durata unei perioade de comutație, T_s , tranzistorul este blocat de două ori. Tranzistorul intră în conducție la momentul $[(1-D)/2]T_s$ și este blocat la momentul $[(1+D)/2]T_s$. Altfel spus, pe durata unei perioade, tranzistorul este blocat $[(1-D)/2]T_s$ unități de timp, dT_s unități de timp conduce și este din nou blocat $[(1-D)/2]T_s$ unități de timp. Și de această dată, cele două fronturi ale funcției de comutație, din interiorul unei perioade pot avea localizări variabile în timp, în funcție de valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$. Ca și modulația TT, o perioadă conține două comutații, o aducere în conducție și o blocare, cu localizare variabilă în timp.

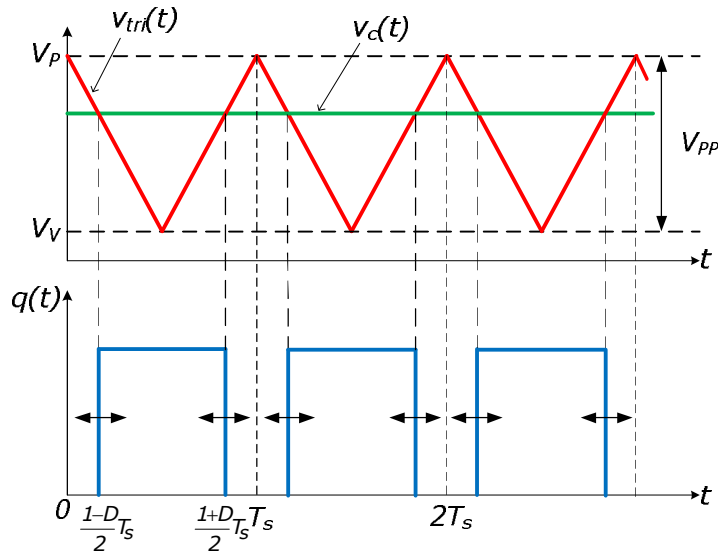


Fig.1.4. Modulația de tip leading triangle (LT) în stare staționară.

1.3. Comenzi digitale predictive în curent

Comenzile digitale predictive în curent sunt rezultatul asocierii tehnicilor de modulație PWM, cu metodele de comandă în curent. Sunt cunoscute, [19], următoarele metode de comandă digitală în curent:

- Comanda curentului de vârf (**Peak current control - P**);
- Comanda curentului de vale (**Valley current control - V**);
- Comanda curentului mediu (**Average current control - A**).

Este evident faptul că din asocierea celor 4 tehnici de modulație PWM cu cele 3 metode de comandă digitală în curent, vor rezulta 12 tipuri de comenzi digitale predictive în curent. Fiecare din cele 12 versiuni de comenzi predictive se bazează pe utilizarea eșantioanelor curentului inductiv și ale tensiunii de intrare respectiv de ieșire pentru a calcula factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât valoarea eșantionului (punctului) țintă controlat (curentul de vârf, de vale sau mediu) să fie egală cu valoarea curentului de referință. Eșantionarea se face la intervale echidistante de timp, egale cu perioada de comutație, T_s .

În continuare, se prezintă domeniul de stabilitate indicat de literatură [19], pentru fiecare tip de comandă digitală predictivă, evidențiind forma liniar variabilă cu două pante a curentului inductiv al unui convertor generic cu funcționare în CCM. Mărimile corespunzătoare unei perioade de comutație vor fi indexate cu indicele perioadei. Prin notații de tipul $i[n]$, $i[n+1]$, $i[n+2]$ se va înțelege valoarea curentului eșantionat la începutul perioadei de comutație n , $n+1$ respectiv $n+2$.

1.3.1. Comanda trailing valley

Comanda trailing valley (**TV**), reprezintă rezultatul corelării tehnicii de modulație trailing edge (**T**) cu metoda de comandă a curentului de vale (**V**). Scopul

acestui tip de comandă este de a prognoza factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât să asigure în perioada următoare un curent de **vale** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.5. Comanda TV este prognozată [19] ca fiind necondiționat stabilă pentru orice factor de umplere.

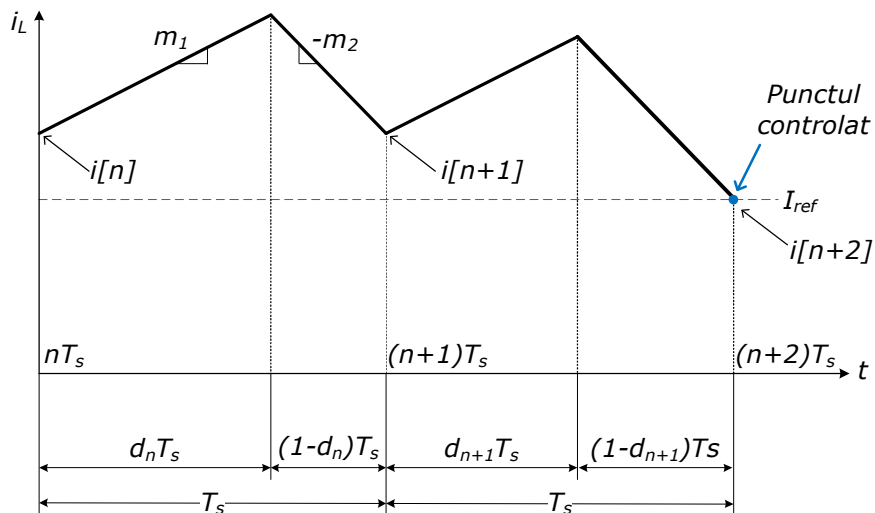


Fig.1.5. Curentul inductiv în cazul comenzii TV. Sursa [19].

1.3.2. Comanda trailing peak

Comanda trailing peak (**TP**), se obține corelând modulația trailing edge (**T**) cu comanda curentului de vârf (**P**). Factorul de umplere prognozată pentru perioada de comutație următoare trebuie să asigure un curent de **vârf** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.6.

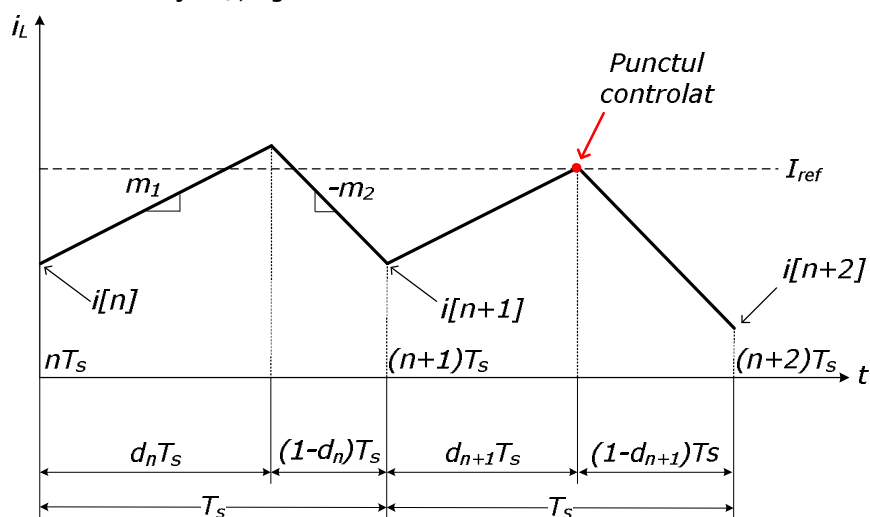


Fig.1.6. Curentul inductiv în cazul comenzii TP. Sursa [19].

Comanda TP este prognozată ca fiind stabilă [19] doar pentru o valoare a factorului de umplere mai mică decât 0.5 . Pentru o valoare mai mare decât 0.5 a factorului de umplere, comanda este prognozată ca instabilă.

1.3.3. Comanda trailing average

Comanda trailing average (**TA**), reprezintă rezultatul corelării modulație trailing edge (**T**) cu metoda de comandă a curentului mediu (**A**). Scopul acestui tip de comandă este de a prognoza factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât să asigure în perioada următoare un curent **mediu** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.7. Comanda TA este prognozată [19] ca fiind stabilă pentru o valoare a factorului de umplere mai mică decât 0.5 , în timp ce pentru funcționarea cu o valoare mai mare decât 0.5 comanda este prognozată ca instabilă.

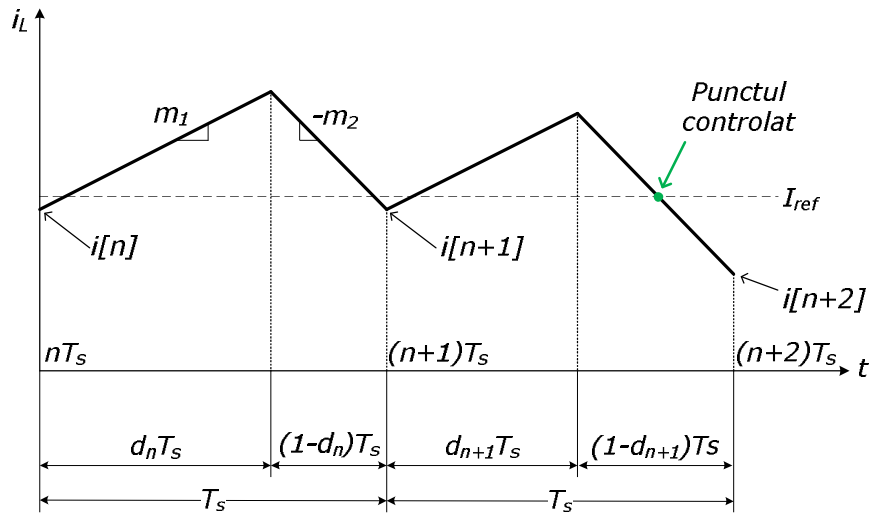


Fig.1.7. Curentul inductiv în cazul comenzii TA. Sursa [19].

1.3.4. Comanda leading valley

Comanda leading valley (**LV**), rezultă prin corelarea modulație leading edge (**L**) cu metoda de comandă a curentului de vale (**V**). Scopul acestui tip de comandă este de a prognoza factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât să asigure în perioada următoare un curent de **vale** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.8.

Comanda LV este prognozată [19] ca fiind instabilă pentru o valoare a factorului de umplere mai mică decât 0.5 , în timp ce pentru funcționarea cu o valoare mai mare decât 0.5 comanda este prognozată ca stabilă.

De remarcat faptul că, schimbând tehnica de modulație din trailing edge în leading edge, se schimbă de asemenea și domeniul de stabilitate. Astfel, în acest caz, oscilațiile își fac prezența în curentul inductiv pentru o valoare a factorului de umplere mai mică decât 0.5 .

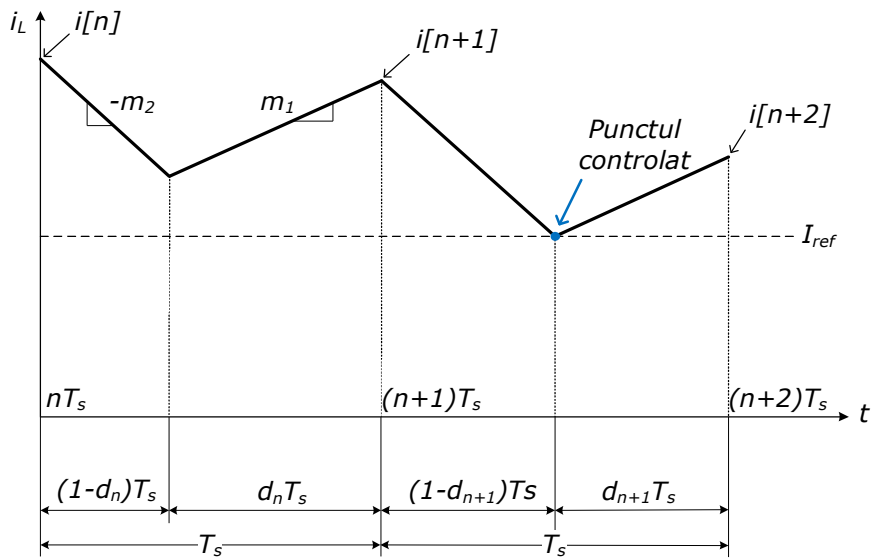


Fig.1.8. Curentul inductiv în cazul comenzii LV. Sursa [19].

1.3.5. Comanda leading peak

Comanda leading peak (**LP**), se obține prin corelarea modulație leading edge (**L**) cu metoda de comandă a curentului de vârf (**P**). Factorul de umplere prognozat pentru următoarea perioadă de comutație trebuie să asigure în perioada următoare un curent de **vârf** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.9. Comanda **LP** este prognoată [19] ca fiind necondiționat stabilă pentru orice factor de umplere.

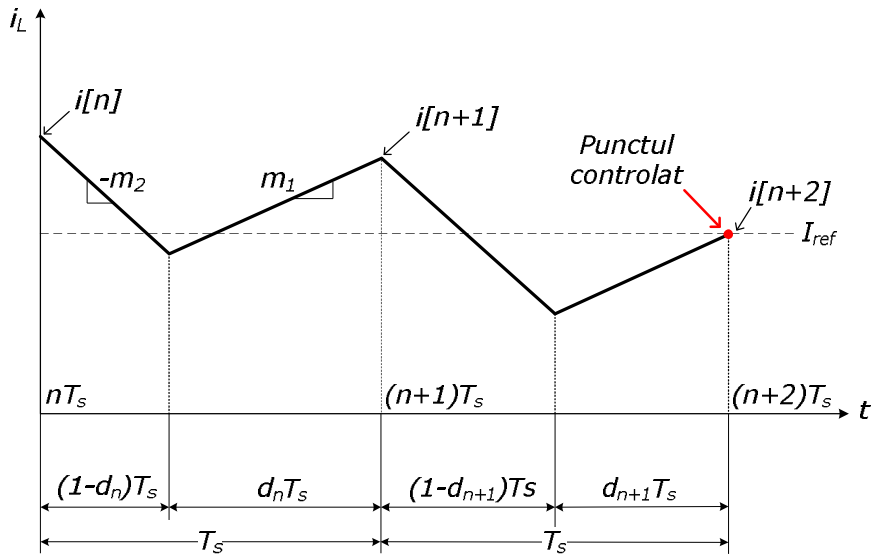


Fig.1.9. Curentul inductiv în cazul comenzii LP. Sursa [19].

1.3.6. Comanda leading average

Comanda leading average (**LA**), rezultă prin corelarea modulație leading edge (**L**) cu metoda de comandă a curentului mediu (**A**). Factorul de umplere prognozat pentru următoarea perioadă de comutație, trebuie să asigure în perioada următoare un curent **mediu** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.10. Comanda LA este prognozată [19] ca fiind instabilă pentru o valoare a factorului de umplere mai mică decât 0.5, în timp ce pentru funcționarea cu o valoare mai mare decât 0.5 comanda este prognozată ca stabilă.

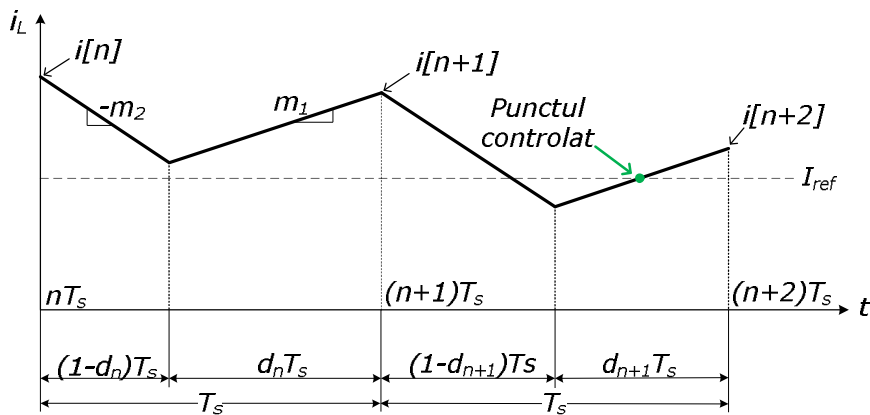


Fig.1.10. Curentul inductiv în cazul comenzii LA. Sursa [19].

1.3.7. Comanda trailing triangle valley

Comanda trailing triangle valley (**TTV**), reprezintă rezultatul corelării tehnicii de modulație trailing triangle (**TT**) cu metoda de comandă a curentului de vale (**V**). Scopul acestui tip de comandă este de a prognoza factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație astfel încât să asigure în perioada următoare un curent de **vale** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.11. Comanda TTV este prognozată [19] ca fiind necondiționat stabilă pentru orice factor de umplere.

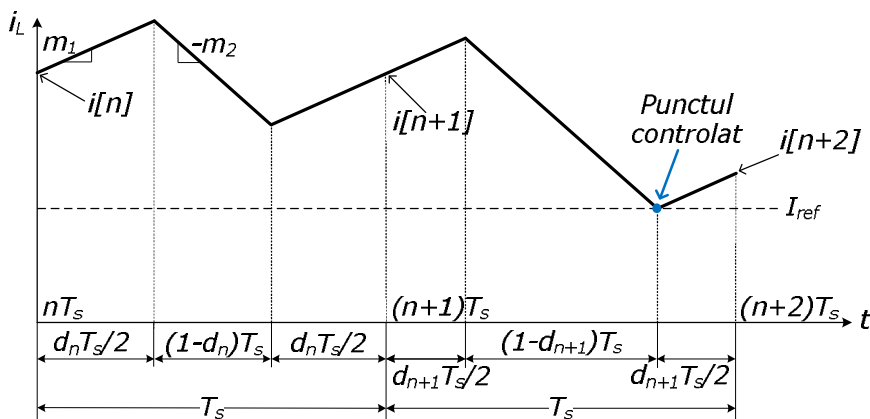


Fig.1.11. Curentul inductiv în cazul comenzii TTV. Sursa [19].

1.3.8. Comanda trailing triangle peak

Comanda trailing triangle peak (**TTP**), se obține corelând tehnica de modulație trailing triangle (**TT**) cu metoda de comandă a curentului de vârf (**P**). Scopul acestui tip de comandă este de a prognoza factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât să asigure în perioada următoare un curent de **vârf** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.12. Comanda TTP este prognozată [19] ca fiind stabilă pentru valori ale factorului de umplere mai mici decât 0.5 respectiv pentru valori mai mari de 0.5, comanda este prognozată ca instabilă.

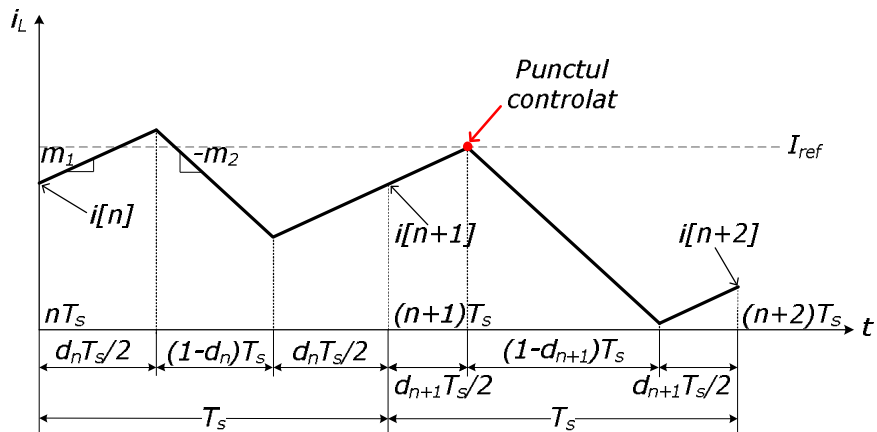


Fig.1.12. Curentul inductiv în cazul comenzii TTP. Sursa [19].

1.3.9. Comanda trailing triangle average

Comanda trailing triangle average (**TTA**) rezultă asociind tehnica de modulație trailing triangle (**TT**) cu metoda de comandă a curentului mediu (**A**). Scopul este ca factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație să asigure un curent **mediu** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.13. Comanda TTA este prognozată [19] ca fiind necondiționat stabilă.

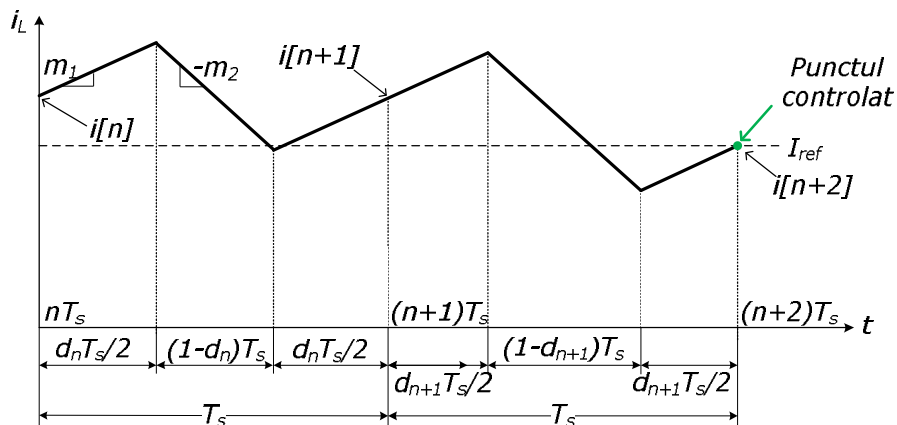


Fig.1.13. Curentul inductiv în cazul comenzii TTA. Sursa [19].

1.3.10. Comanda leading triangle valley

Comanda leading triangle valley (**LTV**) rezultă prin corelarea tehnicii de modulație leading triangle (**LT**) cu metoda de comandă a curentului de vale (**V**). Acest tip de comandă are ca scop determinarea factorului de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât să asigure în perioada următoare un curent de **vale** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.14. Comanda LTP este prognozată [19] ca fiind instabilă pentru valori ale factorului de umplere mai mici decât 0.5, pentru valori mai mari de 0.5, comanda este prognozată ca stabilă.

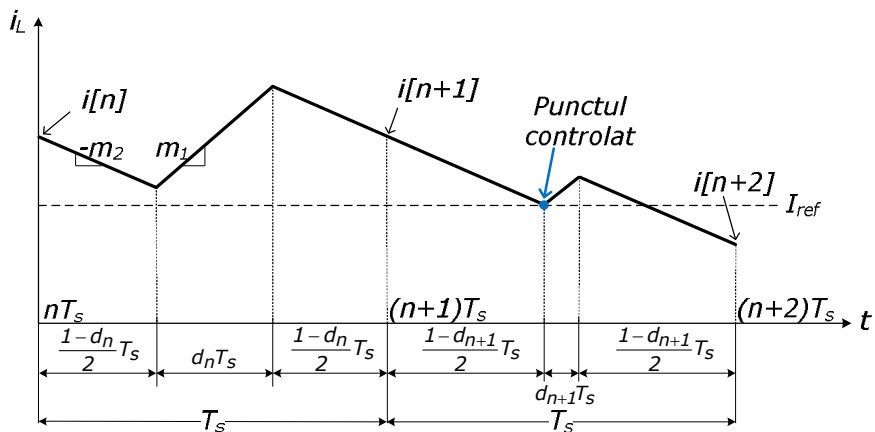


Fig.1.14. Curentul inductiv în cazul comenzii LTV. Sursa [19].

1.3.11. Comanda leading triangle peak

Comanda leading triangle peak (**LTP**), se obține corelând tehnica de modulație leading triangle (**LT**) cu metoda de comandă a curentului de vârf (**P**). Scopul acestui tip de comandă este de a prognoza factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât să asigure în perioada următoare un curent de **vârf** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.15. Comanda este prognozată [19] ca necondiționat stabilă.

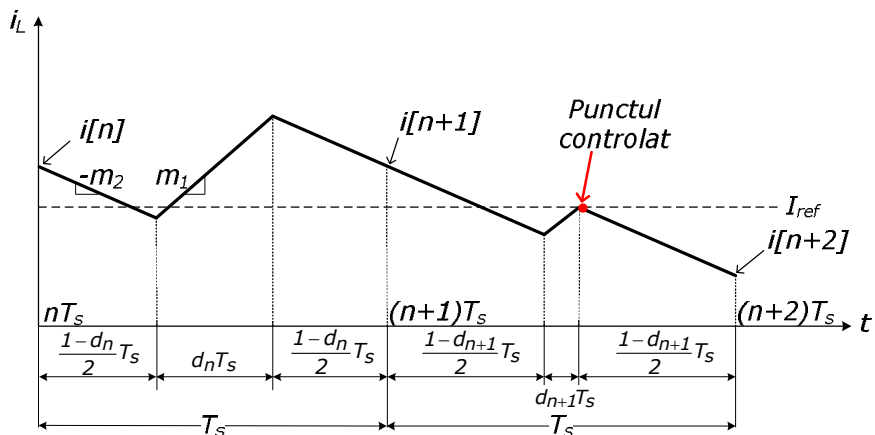


Fig.1.15. Curentul inductiv în cazul comenzii LTP. Sursa [19].

1.3.12. Comanda leading triangle average

Comanda leading triangle average (**LTA**), rezultă asociind tehnica de modulație leading triangle (**LT**) cu metoda de comandă a curentului mediu (**A**). Scopul este ca factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, să asigure un curent **mediu** egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} , fig.1.16. Comanda LTA este prognozată [19] ca fiind necondiționat stabilă.

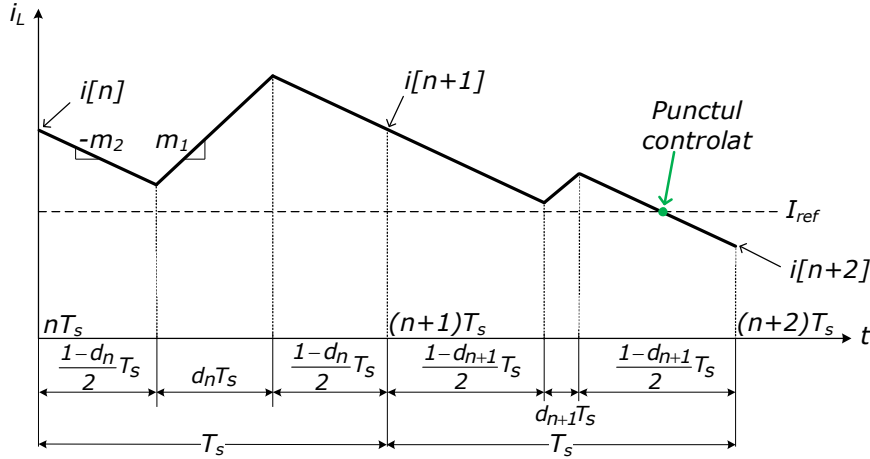


Fig.1.16. Curentul inductiv în cazul comenzii LTA. Sursa [19].

1.4. Concluzii și contribuții personale

Pe baza celor expuse anterior tabelul 1.1 prezintă concluziile colectivului de la Boulder Colorado [19], [70] privind corelarea dintre diferitele tehnici de modulație PWM și metodele de comandă în curent. Domeniile factorului de umplere precizate indică regiunile de instabilitate.

	Valley	Peak	Average
Trailing	<i>necondiționat stabil</i>	$D > 0.5$	$D > 0.5$
Leading	$D < 0.5$	<i>necondiționat stabil</i>	$D < 0.5$
Trailing Triangle	<i>necondiționat stabil</i>	$D > 0.5$	<i>necondiționat stabil</i>
Leading Triangle	$D < 0.5$	<i>necondiționat stabil</i>	<i>necondiționat stabil</i>

Tabelul 1.1. Corelarea tehnicilor de modulație cu metodele de comandă. Sursa [19].

Tot [19], [70] se afirmă că legea de comandă ce guvernează comenzile predictive TV, LP, TTA și LTA este dată de următoarea relație de recurență pentru factorul de umplere:

$$d_{n+1} = -d_n - \frac{1}{(m_1 + m_2)T_s} (i[n] - I_{ref}) + 2 \frac{m_2}{m_1 + m_2} \quad (1.2)$$

Ca și concluzie, se afirmă [19] că pentru orice metoda de comandă în curent există cel puțin o tehnică de modulație astfel încât comanda digitală predictivă rezultată să fie stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

Autorul și-a însușit tehnicile ce asociază metodele de comandă în curent cu tehnicile de modulație PWM și a încercat să verifice validitatea rezultatelor din tabelul 1.1 pentru toate cele 12 combinații și în cadrul unei combinații pentru diferite valori ale factorului de umplere. Surprinzător, au fost situații în care rezultatele au fost în contradicție cu cele din tabelul 1.1. De exemplu, pentru comanda TTP se obține instabilitate și pentru un factor de umplere sub 0.5. Tabelul 1.2 conține marcate cu roșu inadvertențele sesizate.

	Valley	Peak	Average
Trailing	<i>necon condiționat stabil</i>	<i>D > 0.5</i>	?
Leading	<i>D < 0.5</i>	<i>necon condiționat stabil</i>	?
Trailing Triangle	<i>necon condiționat stabil</i>	?	<i>necon condiționat stabil</i>
Leading Triangle	?	<i>necon condiționat stabil</i>	<i>necon condiționat stabil</i>

Tabelul 1.2. Inadvertențele sesizate prin corelarea tehnicilor de modulație cu metodele de comandă.

În plus apare firesc întrebarea dacă nu există legi de comandă care să furnizeze stabilitate necon condiționată pentru orice asociere dintre tehnica de modulație și metoda de comandă în curent.

Teza de doctorat a examinat în detaliu toate cele 12 tipuri de comenzi predictive rezultate în urma corelării tehnicilor de modulație cu metodele de comandă în curent din punct de vedere al legilor de comandă recurente, al stabilității, extinzând și generalizând comenzile predictive liniare, furnizând totodată o analiză cantitativă exactă privind granița de stabilitate și propunând în final noi comenzi necon condiționat stabile.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

- realizarea unei sinteze bibliografice și întocmirea unei prezentări sintetice a stadiului actual al comenzilor predictive în curent;
- însușirea cunoștințelor despre asocierea tehnicilor de modulație cu metodele de comandă în curent utilizate în comenzile;
- verificare validității rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado pentru toate cele 12 variante de comenzi predictive în curent;
- descoperirea unor inadvertențe în rezultatele colectivului de la Boulder Colorado;
- stabilirea direcțiilor de cercetare prin corecțiile rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado cât și prin găsirea unor noi legi pentru comenzile predictive în curent care să conducă la stabilitate necon condiționată.

2. Comanda predictivă a curentului mediu cu modulație trailing-edge

Acest capitol investighează comanda digitală predictivă a curentului mediu denumită comanda trailing average (TA) în convertoare dc-dc. Această comandă utilizează tehnica de modulație trailing-edge (T) în corelație cu metoda de comandă a curentului mediu (average - A). Studiul se focalizează pe găsirea relației de recurență a factorului de umplere după care se efectuează analiza stabilității. Se demonstrează astfel că comanda TA este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere, simplificându-se astfel problemele de proiectare. Analiza se efectuează într-o manieră generală, independent de topologia convertoarelor, urmând ca rezultatele obținute să se poată aplica cu ușurință anumitor convertoare (buck, boost, buck-boost, etc.). Utilizând un convertor boost, rezultatele teoretice sunt confirmate atât pe baza modelului în spațiul stărilor utilizând programul Matlab, cât și prin dezvoltarea și simularea întregului circuit în programul simulator de circuite Caspoc.

2.1. Comanda curentului mediu utilizând modulația trailing-edge

1. Principiul comenzii

În fig.2.1 se prezintă modulația impulsurilor în durată (PWM) de tip trailing-edge. Funcția de comutație $q(t)$ se obține comparând tensiunea de comandă $v_c(t)$ cu un semnal purtător, $v_{saw}(t)$.

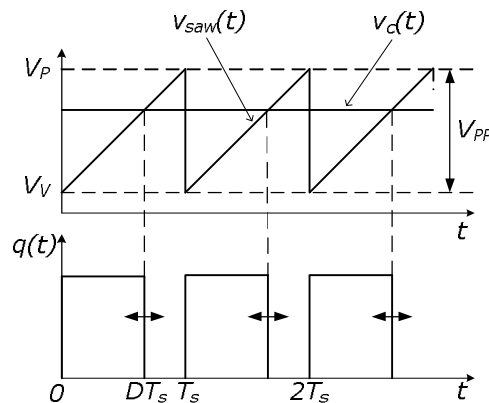


Fig.2.1. Modulația de tip trailing-edge (T) în stare staționară.

În T tranzistorul este adus în conducție la începutul fiecărei perioade de comutație de durată T_s și este blocat după DT_s unități de timp. Valoarea factorului de umplere D poate fi modificată crescând sau descrescând valoarea tensiunii de

comandă $v_c(t)$. Tranzistorul rămâne în starea blocată pentru tot restul perioadei de comutație, adică $(1-D)T_s$ unități de timp. Este clar că fronturile crescătoare ale funcției de comutație sunt fixe și apar după același interval de timp, pe când fronturile descrescătoare pot să apară mai devreme sau mai târziu într-o perioadă de comutație, depinzând de valoarea tensiunii de comandă.

În comanda TA este necesară eșantionarea unor variabile în perioada de comutație curentă. Aceste eșantioane vor fi utilizate în calcularea factorului de umplere corespunzător perioadei de comutație viitoare. Astfel se urmărește să se reducă eroarea dintre curentul de referință I_{ref} și curentul mediu prin bobină. În fig.2.2 se prezintă forma curentului prin bobină în stare staționară iar în fig.2.3 este reprezentat curentul prin bobină în regim tranzitoriu. În cele ce urmează, se vor utiliza majuscule pentru variabilele în stare staționară (de exemplu D), pe când variabilele discrete dinamice se vor nota cu litere/caractere mici (exemplu: $i[n]$, d_n). Cu simbolul Δ așezat în fața variabilelor, (exemplu: $\Delta i[n]$, Δd_n), se va face referire la perturbațiile de semnal mic asociate variabilelor respective. Panta pozitivă a curentului prin bobină se va nota cu m_1 în regim dinamic iar în stare staționară se va utiliza notația M_1 . În mod similar, notațiile $-m_2$, $-M_2$ vor face referire la pantele negative ale curentului prin bobină. Este evident faptul că așa cum au fost definite, m_1 și m_2 respectiv M_1 și M_2 sunt mărimi pozitive.

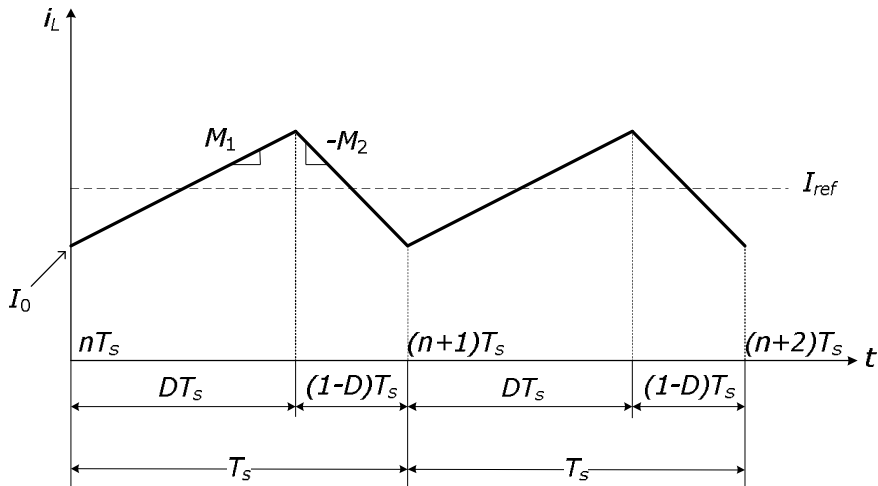


Fig.2.2. Curentul inductiv în stare staționară, modulație trailing-edge.

2. Legea de comandă

Deoarece curentul prin bobină este eșantionat la începutul fiecărei perioade de comutație, notația $i[n]$ va indica valoarea eșantionului la începutul perioadei n . Scopul este de a obține o relație pentru factorul de umplere din perioada $n+1$, d_{n+1} , în funcție de factorul de umplere d_n , din perioada de comutație n , astfel încât curentul mediu în perioada $n+1$ să fie egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} . Acesta, de asemenea, justifică natura predictivă a comenzii. Punctul țintă din curentul mediu la sfârșitul perioadei $n+1$, notat în fig.2.3 cu $i_{ave, n+1}$, se va evalua în funcție de $i[n]$. În final se va impune ca acest punct mediu să fie egal cu valoarea curentului de referință, I_{ref} .

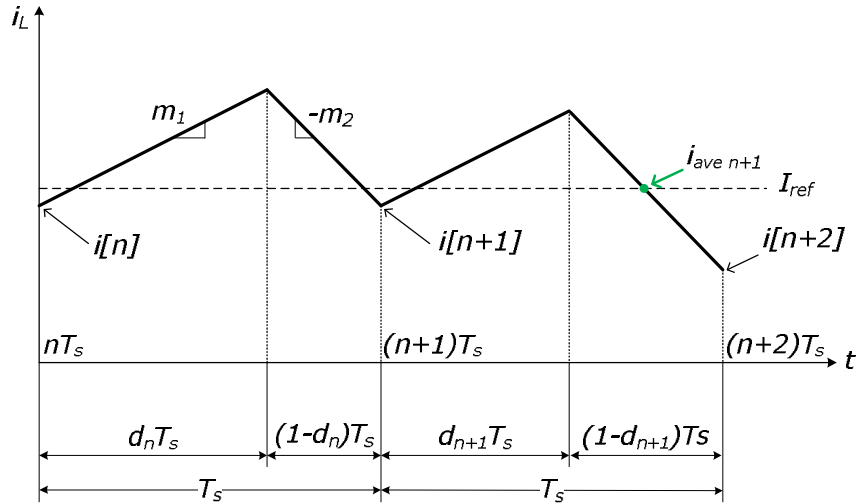


Fig.2.3. Curentul inductiv în regim dinamic pentru comanda TA.

De asemenea se știe că în stare staționară factorul de umplere D este dat de relația:

$$D = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \quad (2.1)$$

De unde raportul dintre pante este dat de:

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{1-D} \quad (2.2)$$

Cele două relații pot fi ușor demonstrate exprimând variațiile curentului inductiv în fiecare stare topologică și egalând rezultatele. De cele mai multe ori, pantele m_1 și m_2 depind de tensiunea de intrare respectiv tensiunea de ieșire. Prin urmare, atât tensiunea de intrare cât și tensiunea de ieșire trebuie să fie eșantionate. De exemplu, într-un convertor boost pantele curentului inductiv au următoarele valori:

$$m_1 = \frac{v_g}{L} \quad (2.3)$$

$$m_2 = \frac{v_o - v_g}{L} \quad (2.4)$$

Pentru a realiza acest lucru, în primă fază se va calcula valoarea eșantionată, $i[n+1]$, din curentul inductiv în funcție de valoarea $i[n]$ din perioada de comutație anterioară și factorul de umplere aferent d_n , determinat de pantele m_1 și m_2 ce sunt cunoscute

Pe baza celor expuse în fig.1.3, admitând forma curentului inductiv fiind una liniară pe porțiuni, se poate scrie că:

$$i[n+1] = i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1-d_n) T_s \quad (2.5)$$

Relația (2.5) se poate extinde la următoarea perioadă de comutație, făcând $n \rightarrow n+1$:

$$i[n+2] = i[n+1] + m_1 d_{n+1} T_s - m_2 (1-d_{n+1}) T_s \quad (2.6)$$

Punctul țintă mediu al curentului prin bobină la sfârșitul perioadei $n+1$ este

egal cu:

$$i_{ave\ n+1} = \frac{1}{2} [i_L((n+1)T_s + d_{n+1}T_s) + i_L((n+2)T_s)] \quad (2.7)$$

Utilizând relațiile (2.5) și (2.6), punctul mediu al curentului inductiv se poate exprima în forma:

$$i_{ave\ n+1} = i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 d_{n+1} T_s - \frac{1}{2} m_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (2.8)$$

Impunând $i_{ave\ n+1} = I_{ref}$, rezultă că:

$$i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 d_{n+1} T_s - \frac{1}{2} m_2 (1 - d_{n+1}) T_s = I_{ref} \quad (2.9)$$

Din ecuația (2.9), rezultă valoarea factorului de umplere prognozat în forma:

$$d_{n+1} = -2 \frac{m_1 + m_2}{2m_1 + m_2} d_n - \frac{2}{(2m_1 + m_2)T_s} (i[n] - I_{ref}) + 3 \frac{m_2}{2m_1 + m_2} \quad (2.10)$$

Aceasta reprezintă relația generală de recurență a factorului de umplere în cazul comenzii TA. Relația se poate aplica la orice convertor înlocuind pantele m_1 și m_2 corespunzătoare topologiei convertorului. De exemplu, utilizând expresiile (2.3) și (2.4), după câteva calcule simple, se obține factorul de umplere prognozat pentru convertorul boost:

$$d_{n+1} = -2 \frac{v_o}{v_o + v_g} d_n - 2 \frac{L}{(v_o + v_g)T_s} (i[n] - I_{ref}) + 3 \frac{v_o - v_g}{v_o + v_g} \quad (2.11)$$

O modalitate simplă de a verifica relația (2.10) este aceea de a obține factorul de umplere în stare staționară în funcție de pantele M_1 și M_2 . În mod evident, în stare staționară se pot scrie următoarele relații:

$$i[n] = I_0 \quad (2.12)$$

$$d_{n+1} = d_n = D \quad (2.13)$$

$$I_{ref} = I_0 + \frac{1}{2} M_1 D T \quad (2.14)$$

unde: I_0 – curentul de vale în stare staționară; D – factorul de umplere în stare staționară.

Substituind valorile $i[n]$, d_{n+1} , d_n și I_{ref} din relațiile (2.12), (2.13) și respectiv (2.14) în relația (2.10) și efectuând calculele rezultă: $D = \frac{M_2}{M_1 + M_2}$. Această expresie reprezintă chiar relația (2.1), ceea ce confirmă veridicitatea relației (2.10).

2.2. Analiza stabilității comenzii TA

Acest paragraf are drept obiectiv studiul stabilității comenzii TA utilizând modelul „geometric” aproximativ, similar cu [37], capitolul 12. Se cunoaște că în mod exact variația curentului inductiv într-un convertor DC-DC este una exponențial amortizată, cu constante mari de timp în raport cu perioada de comutație. În abordarea cu modelul geometric aproximarea care se face este aceea de a admite exponențialele ca fiind liniare. Mai mult, pantele curentului inductiv se consideră aceleași atât în stare staționară cât și în prezența unei perturbații mici.

În fig.2.4, se prezintă forma de undă a curentului inductiv în două situații: cu linie continuă este descrisă variația curentului atunci când convertorul este în stare staționară, iar cu linie întreruptă se evidențiază modul în care se propagă o mică perturbație în curent apărută la începutul perioade de comutație n , luând în

considerație constrângerea impusă de acest tip de comandă cu privire la valoarea medie a curentului. Până la $t=nT_s$, convertorul a funcționat în stare staționară și la $t=nT_s$ apare perturbația. Prin urmare, pe baza principiului comenzii predictive se poate afirma că factorul de umplere din perioada n va fi egal cu factorul de umplere D , din stare staționară pentru că anterior perioadei n nu au existat perturbații.

$$d_n = D \quad (2.15)$$

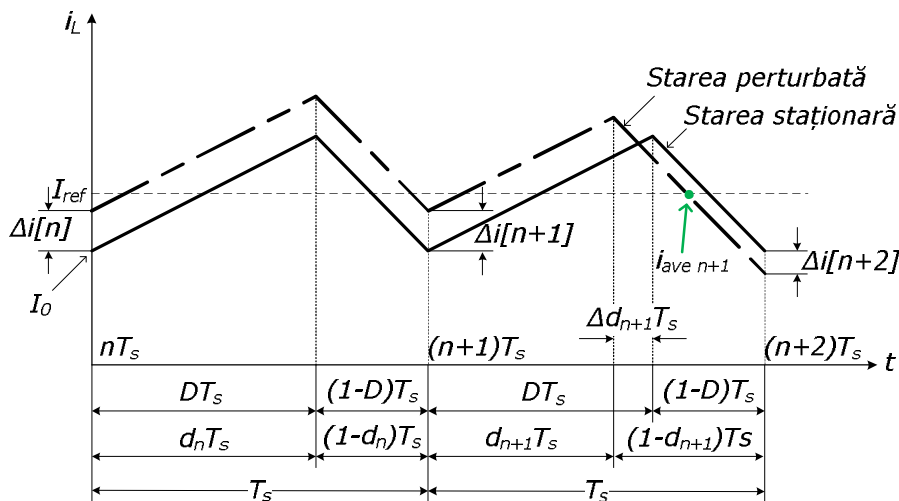


Fig.2.4. Curentul inductiv sub comanda TA în prezența perturbației.

Perturbațiile sunt egale cu diferența dintre semnalul perturbat și valoarea semnalului în stare staționară. O primă observație este că începând cu perioada $n+1$ factorul de umplere este perturbat. Pentru claritatea expunerii, mărimea acestei perturbații este exagerată în reprezentare. Notațiile $\Delta i[n]$, $\Delta i[n+1]$ și $\Delta i[n+2]$, denotă perturbațiile la începutul perioadelor de comutație n , $n+1$ respectiv $n+2$. Din faptul că s-a presupus o perturbație mică, convertorul va funcționa aproape de starea de staționară, astfel încât pantele m_1 și m_2 pot fi considerate neschimbate și egale cu valorile lor din starea staționară, M_1 respectiv M_2 . Scopul acestei analize de stabilitate îl reprezintă găsirea unei relații între perturbația $\Delta i[n+2]$ de la începutul perioadei de comutație $n+2$, și perturbația $\Delta i[n]$ de la începutul perioadei de comutație n . Bazat pe această relație de recurență stabilitatea poate fi ușor determinată analizând dacă și în ce condiții perturbația $\Delta i[n+2]$ converge la zero când $n \rightarrow \infty$. Evident, din Fig.4 perturbația $\Delta i[n]$ este definită ca:

$$\Delta i[n] = i[n] - I_0 \quad (2.16)$$

Deoarece în perioada de comutație n pantele curentului în stare staționară și în stare perturbată sunt aceleași și factorul de umplere este egal cu factorul de umplere din stare staționară, rezultă că valoarea perturbației la începutul perioadei $n+1$, apare nemodificată, deci:

$$\Delta i[n+1] = \Delta i[n] \quad (2.17)$$

Conform relației (2.9), d_{n+1} reprezintă primul factor de umplere după perioada n care ia în considerare faptul că forma curentului este perturbată. Rezultă că perturbația la începutul perioadei $n+2$ va fi diferită față de perturbația de la începutul perioadei n . Din relația (2.16) avem:

$$i[n] = I_0 + \Delta i[n] \quad (2.18)$$

Conform celor enunțate anterior și luând în calcul relația (2.18), rezultă că:

$$i[n+1] = I_0 + \Delta i[n] \quad (2.19)$$

Bazat pe relația (2.18), relația de recurență (2.10), devine:

$$d_{n+1} = -2 \frac{M_1 + M_2}{2M_1 + M_2} d_n - \frac{2}{(2M_1 + M_2)T_s} (I_0 + \Delta i[n] - I_{ref}) + 3 \frac{M_2}{2M_1 + M_2} \quad (2.20)$$

Notând perturbația factorului de umplere din perioada $n+1$, ca fiind Δd_{n+1} , este evident că:

$$d_{n+1} = D + \Delta d_{n+1} \quad (2.21)$$

Substituind astfel: d_n din relația (2.15), d_{n+1} din (2.21), I_{ref} din (2.14), D din (2.1) și $i[n]$ din (2.18), în relația (2.20), după efectuarea calculelor rezultă:

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{2}{(2M_1 + M_2)T_s} \Delta i[n] \quad (2.22)$$

Curentul inductiv eșantionat la începutul perioadei $n+2$ este:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n+2] \quad (2.23)$$

Pe de altă parte, utilizând considerații geometrice simple, împreună cu relațiile (2.15) și (2.16), valoarea curentului $i[n+2]$ se obține ca fiind:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n] + M_1 d_{n+1} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (2.24)$$

Egalând membrii dreți ai relațiilor (2.23) și (2.24), se obține:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + M_1 d_{n+1} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (2.25)$$

În continuare, înlocuind d_{n+1} din relația (2.21) în (2.25), rezultă:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2) T_s \Delta d_{n+1} + M_1 D T_s - M_2 (1 - D) T_s \quad (2.26)$$

Substituind în relația (2.26) pe Δd_{n+1} din (2.22) și D din (2.1), se găsește:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{\frac{M_2}{M_1}}{2 + \frac{M_2}{M_1}} \Delta i[n] \quad (2.27)$$

Utilizând valoarea raportului M_2/M_1 dat de relația (2.2), termenul din membrul drept al relației (2.27) se poate rescrie în funcție de factorul de umplere din starea staționară, astfel:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{D}{2-D} \Delta i[n] \quad (2.28)$$

Relația de mai sus reprezintă relația de recurență căutată, pe baza căreia, considerentele de stabilitate pot fi acum deduse ușor. Efectuând în relația (2.28), schimbarea $n \rightarrow n+2$, rezultă că:

$$\Delta i[n+4] = -\frac{D}{2-D} \Delta i[n+2] \quad (2.29)$$

Substituind $\Delta i[n+2]$ din (2.28) în (2.29), valoarea lui $\Delta i[n+4]$ este:

$$\Delta i[n+4] = \left(-\frac{D}{2-D}\right)^2 \Delta i[n] \quad (2.30)$$

Prin inducție se arată simplu că, după $2k$ perioade de comutație, perturbația devine:

$$\Delta i[n+2k] = \left(-\frac{D}{2-D}\right)^k \Delta i[n] \quad (2.31)$$

Când $k \rightarrow \infty$, perturbația $\Delta i[n+2k]$ converge la 0, dacă și numai dacă valoarea absolută a termenului $-D/2-D$, este strict mai mică ca 1. Astfel condiția de stabilitate este:

$$\left| -\frac{D}{2-D} \right| < 1 \quad (2.32)$$

Cum $0 < D < 1$ este ușor de observat că:

$$\left| -\frac{D}{2-D} \right| = \frac{D}{2-D} \quad (2.33)$$

Prin urmare condiția de stabilitate este echivalentă cu:

$$\frac{D}{2-D} < 1 \quad (2.34)$$

Rezolvând inecuația de mai sus se obține că $D < 1$, ceea ce este întotdeauna adevărat. În concluzie, comanda TA este necondiționat stabilă (fără oscilații) pentru întreg domeniul factorului de umplere, sistemul fiind așadar necondiționat stabil.

2.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda TA

Cu scopul de a valida considerațiile teoretice anterioare privind comanda TA, se va efectua, în primă fază o verificare utilizând modelul în spațiul stărilor. Ca subiect de studiu s-a ales un convertor boost reprezentat în fig.2.5.

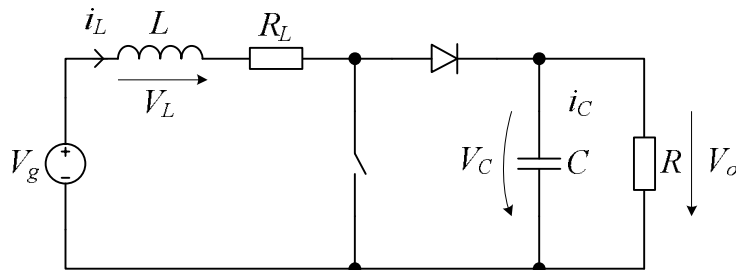


Fig.2.5. Convertorul boost investigat cu comanda TA.

Parametrii convertorului au următoarele valori:

$$V_g = 10V; L = 500\mu H; C = 100\mu F; R_L = 1m\Omega; f_s = 40kHz \quad (2.35)$$

Vectorul de stare este ales ca fiind:

$$x = [i_L \quad v_C]^T \quad (2.36)$$

În funcționarea CCM, convertorul poate fi modelat pe baza următoarelor ecuații:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_1 x + B_1 V_g & \text{– când tranzistorul conduce} \\ \frac{dx}{dt} = A_2 x + B_2 V_g & \text{– când tranzistorul este blocat} \end{cases} \quad (2.37)$$

unde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Se cunoaște [2] că modelul discret al convertorului, în condițiile unei modulații de tip trailing edge, este descris prin ecuația:

$$x[n+1] = \varphi_2 \varphi_1 x[n] + (\varphi_2 \psi_1 + \psi_2) V_g \quad (2.41)$$

unde:

$$\varphi_1 = e^{A_1 d_n T_s} \quad (2.42)$$

$$\psi_1 = A_1^{-1}(\varphi_1 - I)B_1 \quad (2.43)$$

$$\varphi_2 = e^{A_2(1-d_n)T_s} \quad (2.44)$$

$$\psi_2 = A_2^{-1}(\varphi_2 - I)B_2 \quad (2.45)$$

Convertorul va fi simulat prin utilizarea ecuației (2.41), cu factorul de umplere, calculat conform comenzii predictive, dat de relația (2.11). Se va alege, inițial, un factor de umplere arbitrar și simularea va rula suficient de mult timp, pentru a depăși regimul tranzitoriu inițial. Dacă funcționarea este stabilă, rezultatele în stare staționară vor fi o secvență de valori discrete constante. Cum funcționarea instabilă apare la $D < 0.5$ ori la $D > 0.5$, sunt alese două valori pentru curentul de referință: o valoare care impune funcționarea sistemului la $D < 0.5$, respectiv o altă valoare care să forțeze funcționarea la $D > 0.5$.

Rezultatele simulării pentru un curent de referință $I_{ref} = 2.5A$, ($D < 0.5$) sunt prezentate în fig.2.6 respectiv fig.2.7 în timp ce în fig.2.8 sunt detaliate ultimele zece perioade de comutație ale curentului inductiv pentru aceeași valoare a curentului de referință. Se poate observa că funcționarea este stabilă, factorul de umplere devenind constant după regimul inițial tranzitoriu și curentul inductiv atinge o formă tipică periodică cu o perioadă egală cu perioada de comutație.

Rezultatele simulării pentru prescrierea curentului de referință $I_{ref} = 11A$, ($D > 0.5$) sunt prezentate în fig.2.9 și fig.2.10 pentru factorul de umplere respectiv pentru curentul inductiv. Ultimele zece perioade de comutație ale curentului inductiv pentru aceeași valoare a curentului de referință, sunt detaliate în fig.2.11. Și de această dată se poate observa funcționarea stabilă: factorul de umplere devine constant după regimul tranzitoriu, forma curentului inductiv este una periodică cu o perioadă egală cu perioada de comutație.

Simularea a fost realizată în programul Matlab, codul sursă și detaliile aferente găsindu-se în Anexa 1_C2. În fig.2.7 respectiv fig.2.10 sunt reprezentate eșantioanele curentului inductiv, adică punctele de vale ale acestuia, constanța valorilor confirmând funcționarea stabilă.

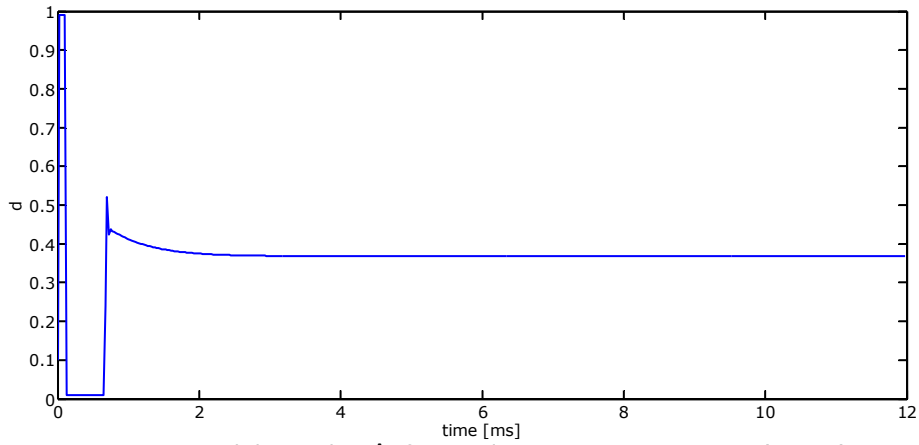


Fig.2.6. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

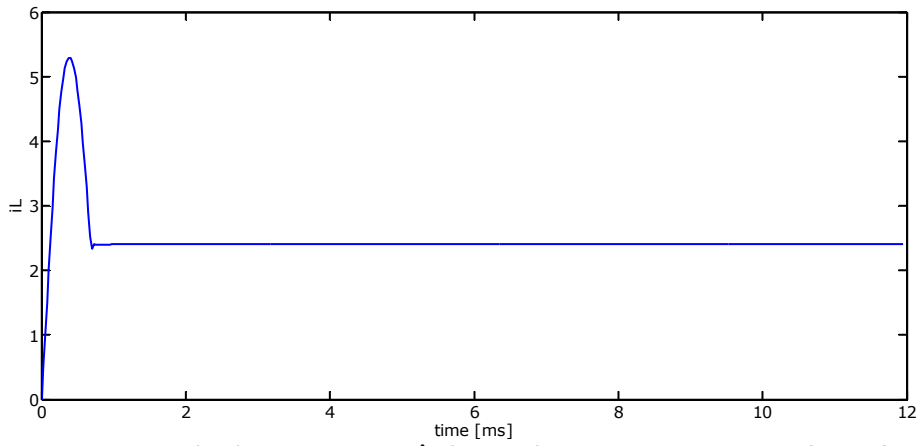


Fig.2.7. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

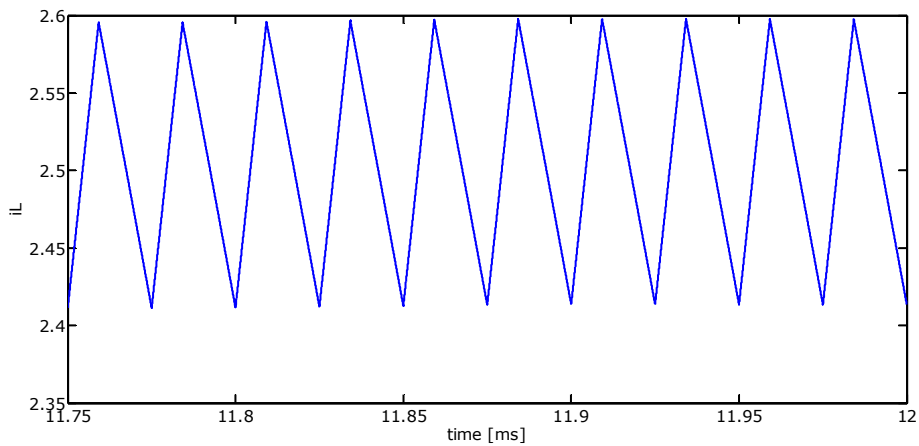


Fig.2.8. Zece perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

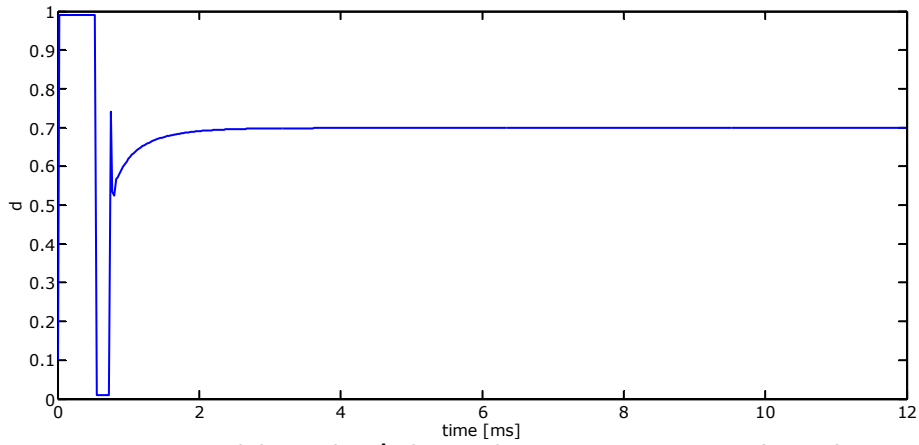


Fig.2.9. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

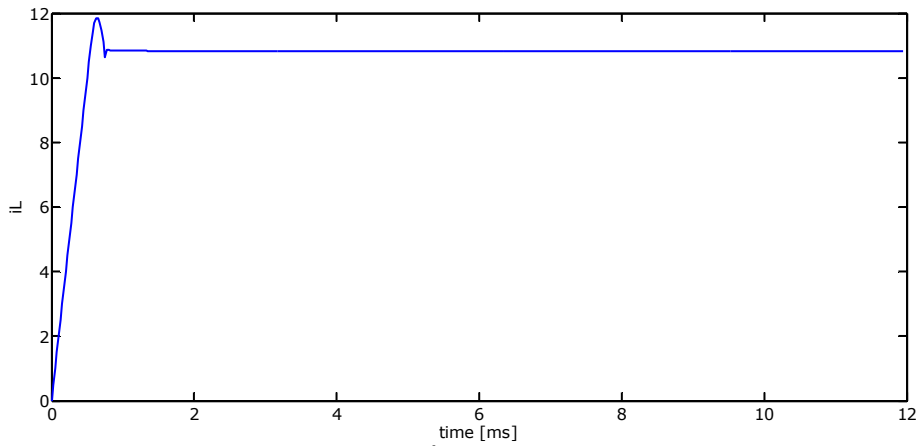


Fig.2.10. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

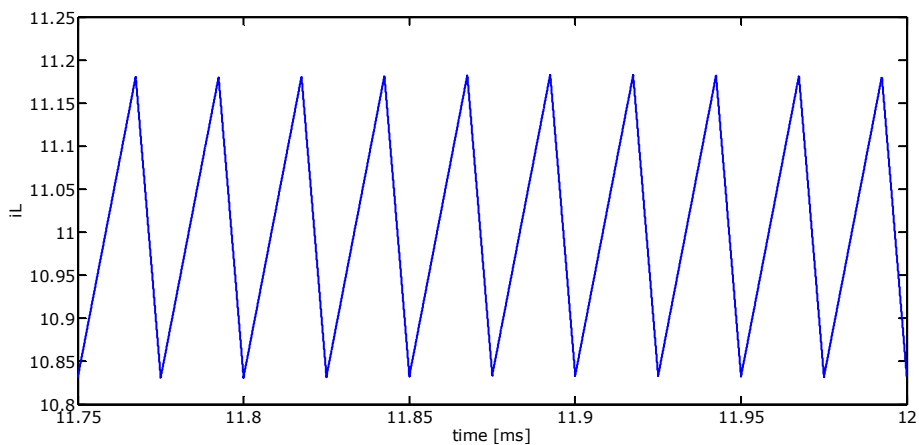


Fig.2.11. Zece perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

În concluzie, rezultatele obținute prin simularea matematică a modelului discret în spațiul stărilor confirmă faptul că comanda predictivă a curentului mediu (TA) utilizând modulația trailing-edge (T) este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

2.4. Verificarea prin simularea circuitului

Pentru simularea convertorului boost cu comandă TA, s-a utilizat pachetul CASPOC [11]. Schema generală de simulare este prezentată în fig.2.12.

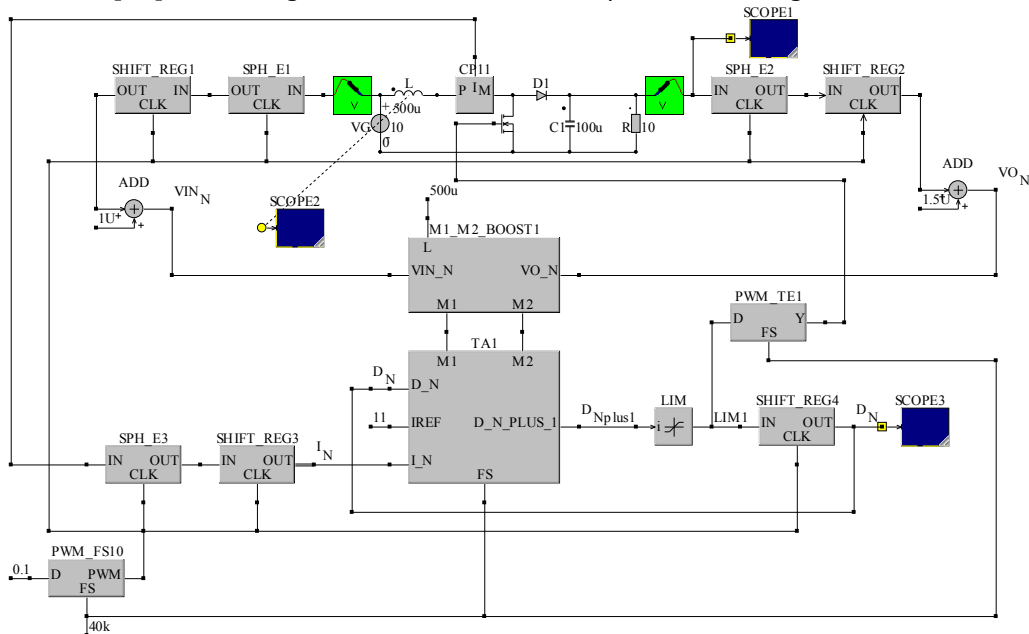


Fig.2.12. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda TA.

Curentul mediu inductiv trebuie să urmărească referința I_{ref} . Factorul de umplere necesar pentru următoarea perioadă de comutație este calculat pe baza eșantioanelor curentului inductiv, tensiunii de intrare și tensiunii de ieșire din perioada de comutație curentă, în conformitate cu relația de recurență (2.10).

Pentru realizarea schemei de simulare a fost necesar implementarea următoarelor blocuri: blocul de eșantionare și memorare pe front ("edge" - E) (**SPH_E**), registrul de deplasare (**SHIFT_REG**), blocul de calcul al pantelor (**M1_M2_BOOST**), blocul de calcul al relației de recurență a factorului de umplere (**TA**), modulatorul PWM pe front coborât (**PWM_TE**). S-au utilizat de asemenea și blocuri dedicate din bibliotecile interne ale programului CASPOC cum ar fi: modulatorul PWM (**PWM_FS**) utilizat pentru realizarea tactului întregului circuit, blocul limitator (**LIM**) ce limitează valoarea factorului de umplere în intervalul $[0.1, 0.9]$, sonda pentru citirea curentului inductiv, două sonde pentru citirea tensiunii de intrare respectiv tensiunii de ieșire (**VP**).

Logica de funcționare a schemei de simulare este următoarea:

- se eșantionează pe frontul ridicător la frecvența de 40KHz, tensiunea de intrare, tensiunea de ieșire și curentul inductiv; valoarea fiecărui eșantion este memorată în același bloc *SPH_E*;
- valorile eșantioanelor sunt introduse în registre de deplasare pentru a putea fi utilizate în calculul pantelor M_1 , M_2 , cat și în calculul relației de recurență a factorului de umplere;
- eșantioanele din tensiunea de intrare respectiv din tensiunea de ieșire deserveșc pentru calculul pantelor în blocul *M1_M2_BOOST* conform relațiilor (2.3) respectiv (2.4);
- relația de recurență a factorului de umplere este implementată conform relației (2.10) cu ajutorul blocului *TA*. La ieșirea acestui bloc se regăsește valoarea factorului de umplere d_{n+1} .
- factorul de umplere d_{n+1} este limitat cu ajutorul blocului *LIM* între valorile 0.1 respectiv 0.9.
- tranzistorul este comandat cu frecvența de 40KHz cu ajutorul blocului *PWM_TE*, având la intrarea sa valoarea factorului de umplere d_{n+1} rezultat din relația de recurență.
- pentru implementarea relației de recurență, d_{n+1} va fi întârziat cu ajutorul unui bloc *SHIFT_REG* devenind astfel d_n , valoare utilă pentru blocul *TA*, adică pentru calcularea factorului de umplere d_{n+1} .

În continuare se încearcă descrierea fiecărui bloc implementat. Trebuie reamintit faptul că aceste blocuri au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program.

SPH_E - blocul de eșantionare și memorare – Blocul built-in SPL menține la ieșirea sa o valoare egală cu valoarea semnalului de la intrare atât timp cât semnalul de eșantionare este pe 1 logic. Se dorește să se eșantioneze exact la începutul fiecărei perioade de comutație cu un semnal de eșantionare cât mai îngust posibil. Deoarece semnalul de tact poate avea teoretic orice lățime, un nou bloc de eșantionare și memorare a fost implementat cu scopul de a asigura că semnalul de eșantionare efectiv este un puls foarte îngust, egal cu pasul de simulare dat de program. Practic eșantionarea se face pe frontul ridicător. Structura acestui nou bloc este prezentată în figura fig.2.13.

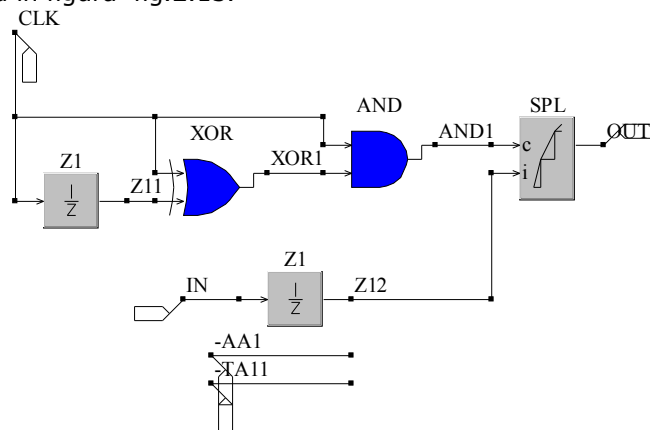


Fig.2.13. Blocul de eșantionare și memorare implementat în CASPOC.

Semnalul de tact este întârziat un pas de simulare, și după aceea se efectuează o operație SAU exclusiv (XOR) între semnalul de tact neîntârziat și cel întârziat. Se obțin astfel două pulsuri înguste de lățime egală cu lățimea unui pas de simulare ce corespund fronturilor ridicătoare și coborâtoare ale semnalului de tact. Poarta AND (ȘI logic), este utilizată pentru eliminarea pulsului corespunzător frontului coborâtor. În final, se obține un singur puls de lățime egală cu lățimea pasului de simulare ce apare la frontul ridicător al semnalului de tact.

SHIFT_REG - registru de deplasare - reprezintă elementul de bază pentru orice procesor digital. Pentru implementarea, în CASPOC, a registrului de deplasare s-a ales arhitectura reprezentată în fig.2.14.

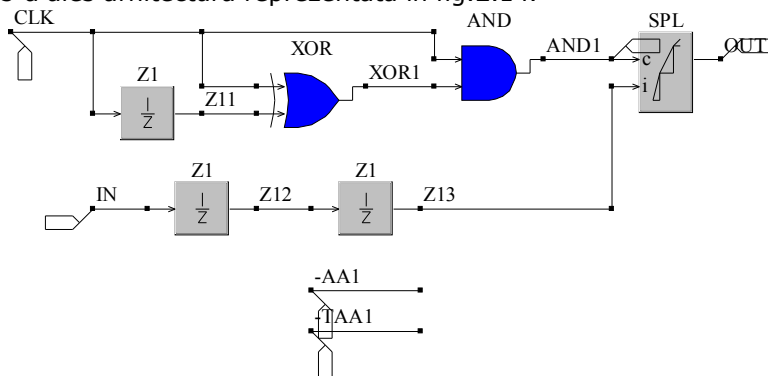


Fig.2.14. Registru de deplasare implementat în CASPOC.

Semnalul utilizat la intrarea „c” a blocului dedicat (built-in) de eșantionare și memorare (SPL) este obținut într-un mod similar cu cel al blocului de eșantionare și memorare ce a fost descris anterior. Blocul Z1 efectuează o întârziere de un pas de simulare. Este evident faptul că acest bloc este absolut necesar în implementarea unui registru de deplasare, fiind un element de întârziere a timpului. Astfel această întârziere de un pas de simulare este suficientă deoarece, utilizând același semnal de tact, eșantionarea ține cont de valoarea eșantionului anterior al semnalului eșantionat actual și prin urmare, se obține comportamentul dorit al registrului de deplasare. Pentru a exemplifica cele spuse, se va alege un semnal de formă sinusoidală pentru intrarea registrului de deplasare. Schema de simulare pentru testarea blocului de eșantionare și memorare, a registrului de deplasare și principalele forme de undă pentru un semnal sinusoidal sunt prezentate în fig.2.15. Scope-ul 1 este edificator pentru a valida corectitudinea funcționării.

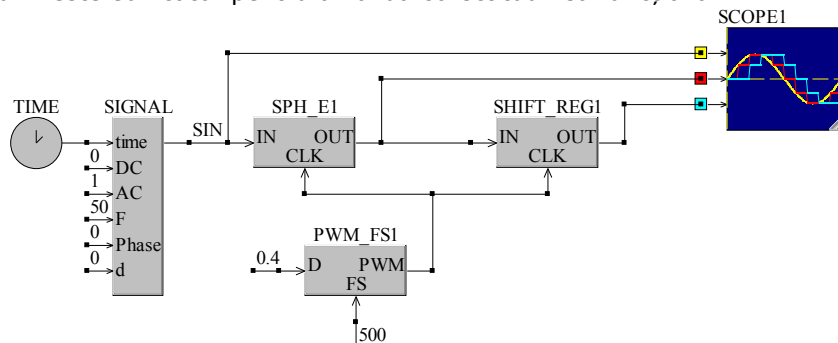


Fig.2.15. Schema de testare a blocurilor SPH_E și SHFT_REG.

M1_M2_BOOST - blocul de calcul al pantelor – are ca intrări tensiunea de intrare eșantionată, tensiunea de ieșire și valoarea bobinei convertorului. La ieșirea blocului se regășesc valorile pantelor, m_1 respectiv m_2 , calculate conform relațiilor (2.3) și (2.4). Schema detaliată a acestui bloc, implementată în CASPOC, este reprezentată în fig.2.16.

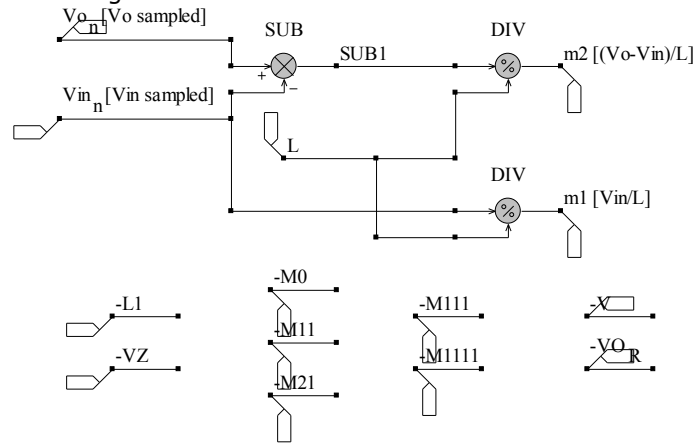


Fig.2.16. Blocul de calcul al pantelor convertorului boost, implementat în CASPOC.

TA - blocul de calcul al relației de recurență a factorului de umplere în cazul comenzii curentului mediu – fig.2.17, are ca scop implementarea relației de recurență a factorului de umplere predictiv, dată relația (2.10). Pentru implementare s-au utilizat blocuri matematice dedicate ale programului CASPOC.

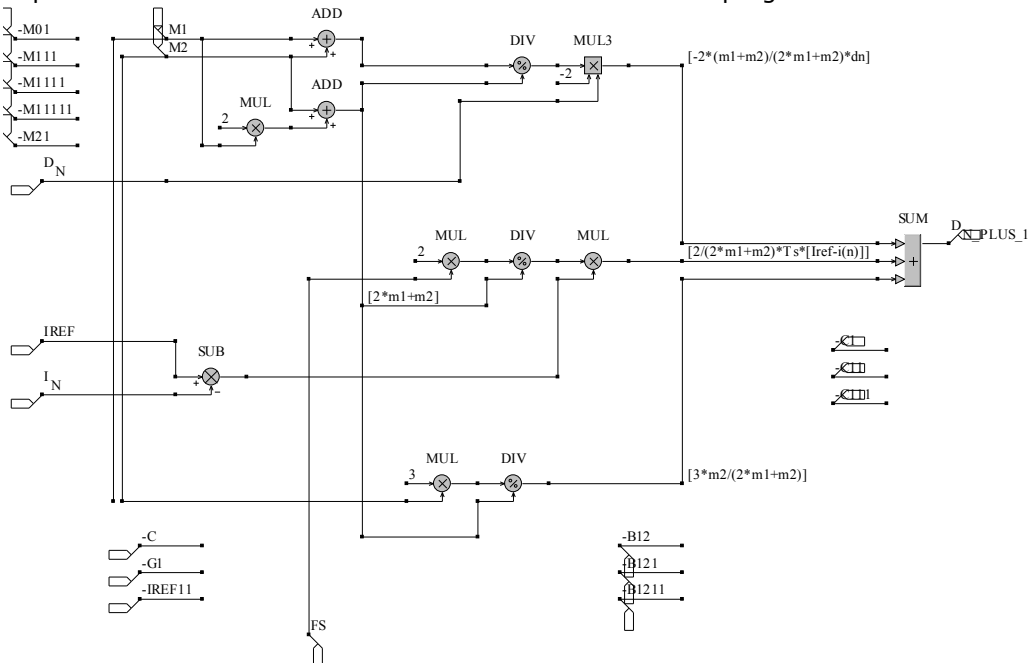


Fig.2.17. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda TA.

PWM_TE - modulatorul PWM pe front coborător – fiind cel mai uzitat bloc de modulație PWM, implementarea acestuia s-a simplificat utilizându-se blocul *PWM_FS* dedicat din bibliotecile programului CASPOC, după cum se poate observa în fig.2.18. Schema de test a acestui bloc cât și rezultatul simulării pentru două perioade de $25\mu\text{s}$ ($f_s=40\text{kHz}$) sunt prezentate în fig.2.19.

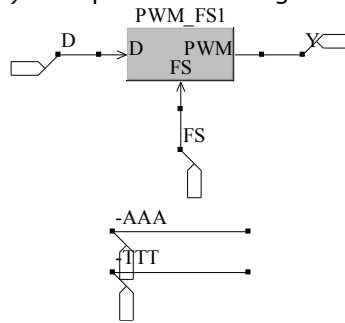


Fig.2.18. Modulatorul pe front coborător implementat în CASPOC.

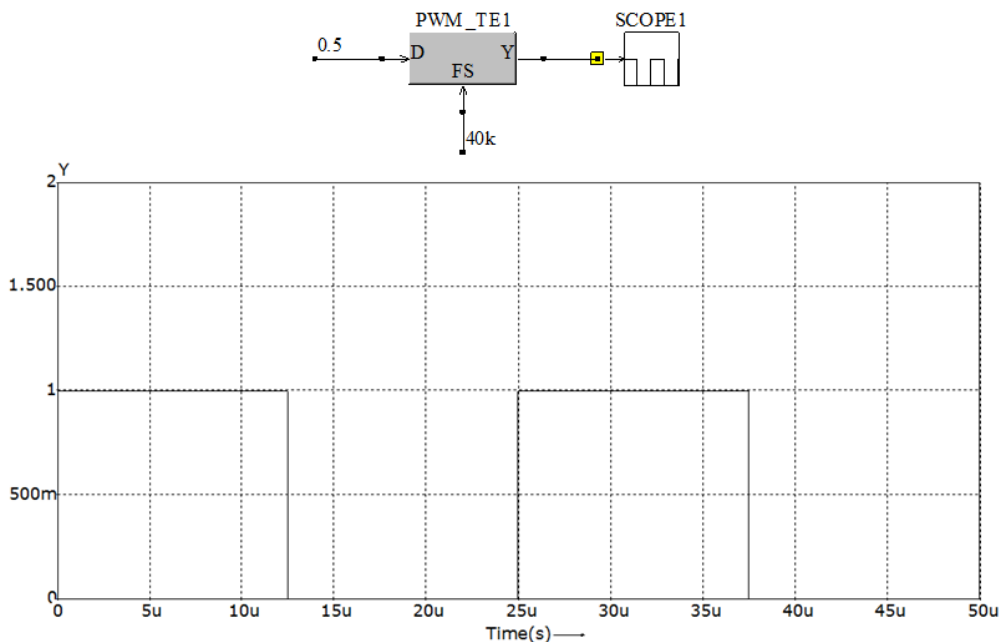
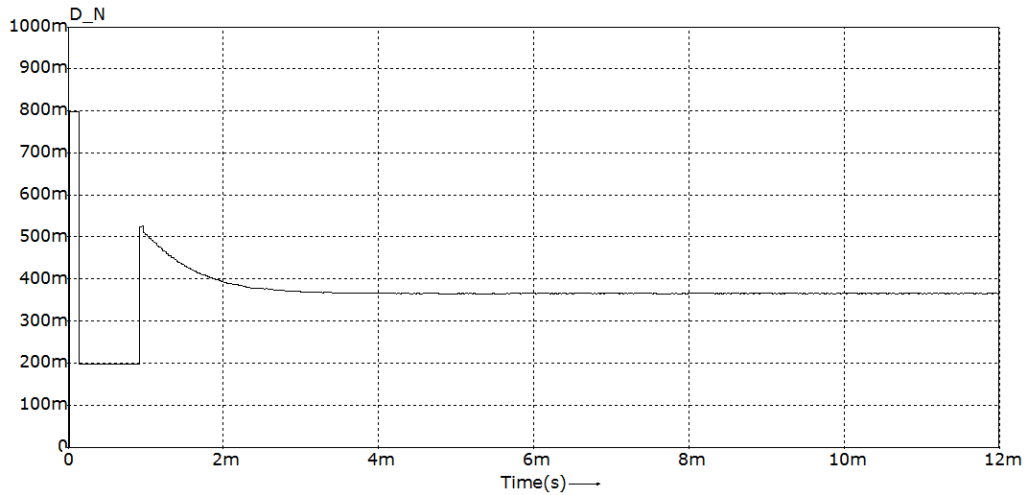


Fig.2.19. Formele de undă de la testarea modulatorului pe front coborător implementat în CASPOC.

Ca și concluzie, utilizând toate aceste blocuri a fost realizată schema de simulare în care curentul mediu inductiv trebuie să urmărească referința I_{ref} . Scopul este de a simula convertorul boost comandat TA, atât în cazul funcționării cu un factor de umplere de valoare mai mică de 0.5, cât și în cazul funcționării cu un factor de umplere de valoare mai mare de 0.5. Primele rezultate ale simulării pentru factorul de umplere, curentul inductiv și respectiv tensiunea de ieșire sunt prezentate în fig.2.20, fig.2.21, fig.2.22 și fig.2.23.

Fig.2.20. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

Simularea s-a efectuat impunând o valoare de $2.5A$ pentru curentul de referință, ceea ce forțează funcționarea cu un factor de umplere mai mic de 0.5 . Se poate observa cu ușurință că se obține o funcționare stabilă.

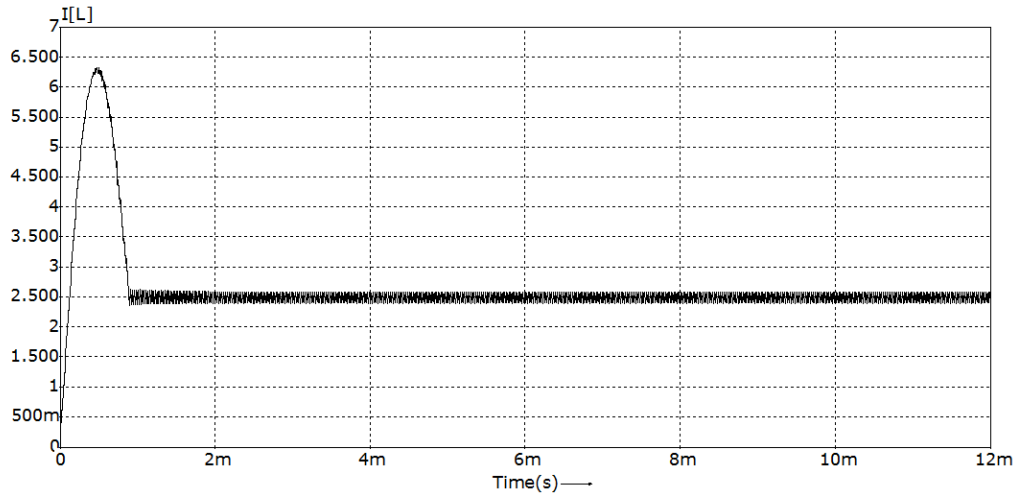
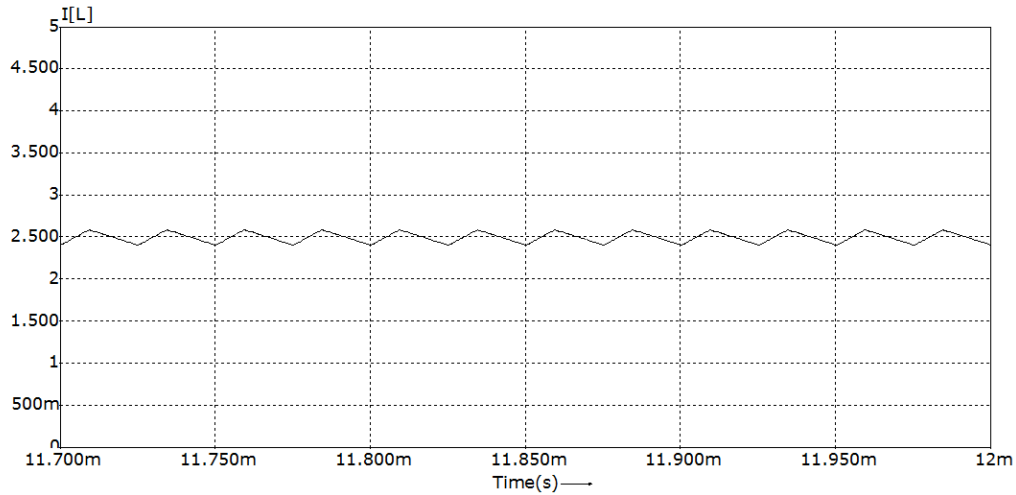
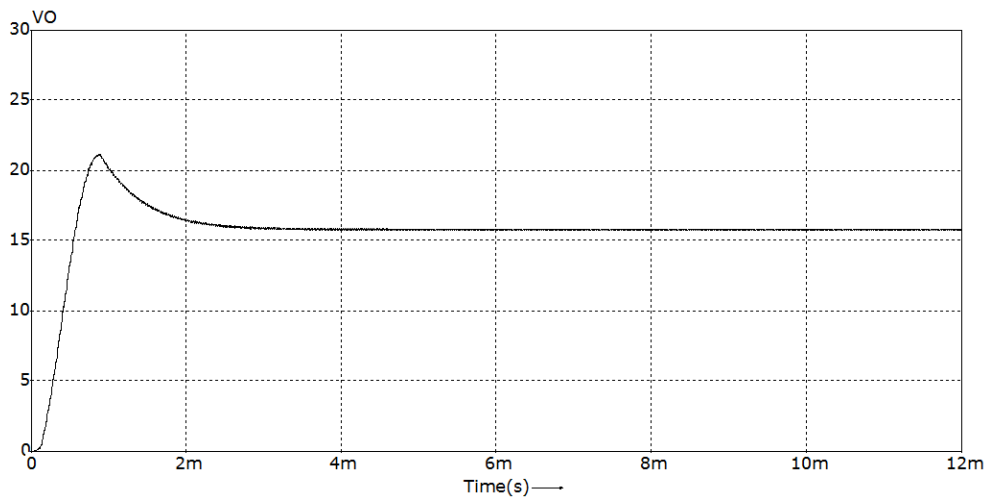
Fig.2.21. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

Fig.2.22 prezintă un detaliu de 12 perioade în curentul inductiv, dorindu-se evidențierea tipului de comandă prin curentul mediu utilizând modulație pe front coborător. Astfel, la fiecare $25\mu s$ ($f_s=40KHz$), tranzistorul intră în conducție, curentul inductiv crește cu panta m_1 timp de dT_s , după care tranzistorul se blochează, curentul descrește cu panta $-m_2$ până la sfârșitul perioadei de comutație. Valoare de $2.5A$ prescrisă pentru curentul de referință se situează într-adevăr „pe mijlocul” formei de undă i_L , fapt confirmat și de măsurătorile din simulare.

Fig.2.22. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).Fig.2.23. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

Fixarea curentului de referință la valoarea de $11A$, implică funcționarea cu un factor de umplere mai mare decât 0.5 . În aceste condiții, rezultatele simulării sunt prezentate în fig.2.24, fig.2.25, fig.2.26 și fig.2.27. Și de această dată, se obține funcționarea stabilă a convertorului. Mai mult, în ambele situații ($D<0.5$ și $D>0.5$), se poate observa că valoarea medie a curentului inductiv urmărește cu precizie curentul de referință.

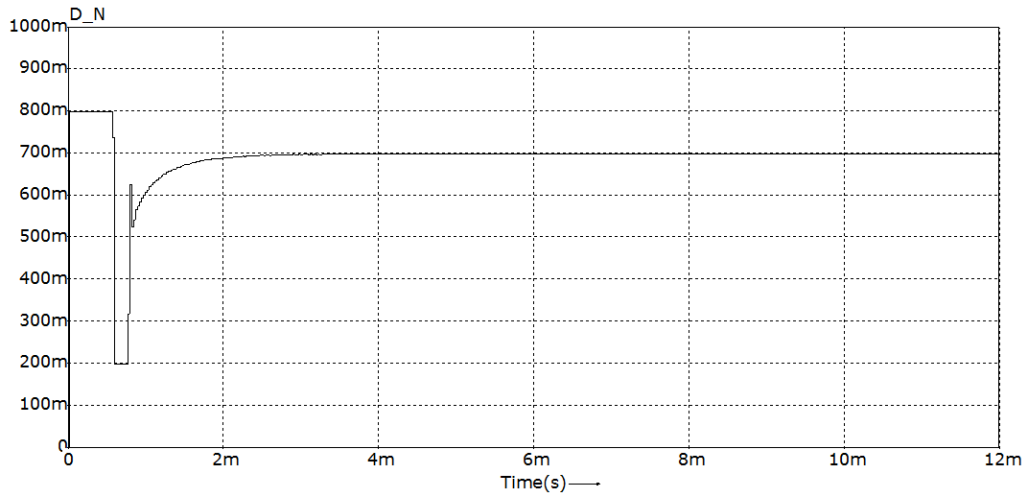


Fig.2.24. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$) evidențiind o stare staționară stabilă.

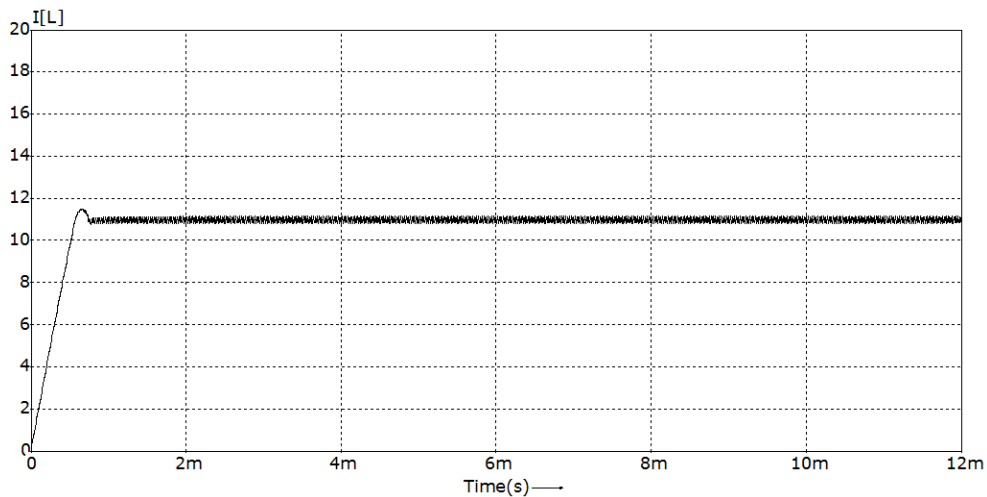
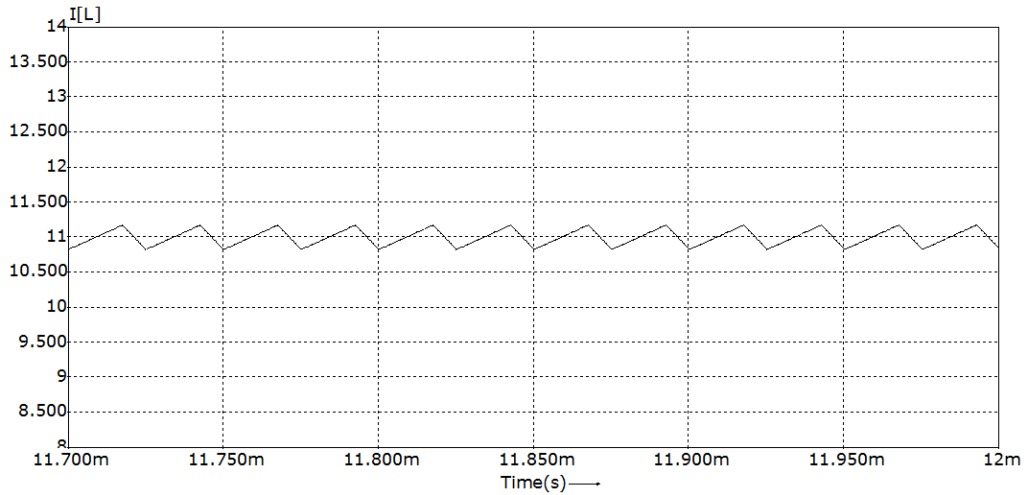
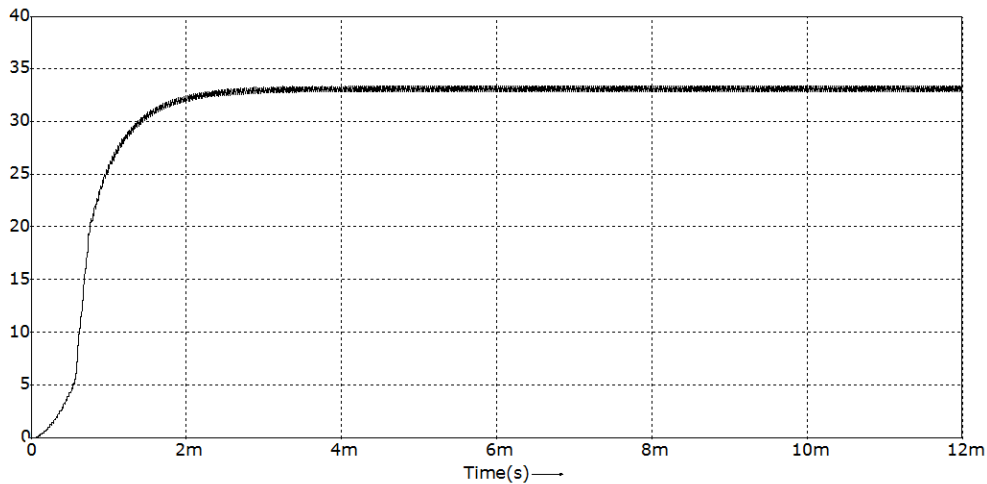


Fig.2.25. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

Similar cazului precedent, pentru $I_{ref}=2.5A$, se dorește să se evidențieze, rezultatele teoretice, printr-un detaliu de 12 perioade din curentul inductiv prezentat în fig.2.26. Și în acest caz, se poate observa că la fiecare $25\mu s$ ($f_s=40KHz$), tranzistorul intră în conducție, curentul inductiv crește cu panta m_1 timp de dT_s , după care tranzistorul se blochează, curentul descrește cu panta $-m_2$ până la sfârșitul perioadei de comutație. Valoarea de $11A$ prescrisă pentru curentul de referință este exact valoarea medie a lui i_L .

Fig.2.26. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).Fig.2.27. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

2.5. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol s-a realizat o investigație detaliată a comenzii digitale predictive prin curentul mediu utilizând modulația pe front coborât (trailing-edge). A fost determinată legea de comandă și totodată au fost dezvoltate considerații teoretice privind stabilitatea acestui tip de comandă. Analiza s-a efectuată într-o manieră generală, prin urmare, concluziile legate de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor în timp ce legea de comandă este, de asemenea, generală și numai valorile pantelor m_1 respectiv m_2 trebuie să fie particularizate în funcție de topologie pentru a se obține legea de comandă.

Contribuțiile autorului sunt legate de:

- principala contribuție este infirmarea rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado, care prognozează funcționarea instabilă a comenzii TA pentru un factor de umplere mai mare decât 0,5. Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul mediu utilizând modulația trailing-edge este în mod inerent stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere, prin urmare reprezintă o opțiune foarte atractivă în corecția factorului de putere sau în dezvoltarea echipamentelor de sudură. Acest tip de comandă poate fi implementată relativ ușor utilizând fie un microcontroler, fie un DSP sau fie utilizând programul LabVIEW dezvoltând o aplicație pentru plăcile dedicate pentru achiziție de date oferite de National Instruments.
- determinarea legii corecte pentru comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația trailing-edge (TA);
- realizarea analizei stabilității comenzi TA pe baza considerentelor geometrice referitor la forma de undă a curentului inductiv;
- realizarea unui program Matlab pentru verificarea comenzii TA prin simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării comenzii TA utilizând programul Matlab;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legea comenzii TA, cât și tehnica de modulație PWM de tip trailing-triangle. De asemenea au fost dezvoltate noi blocuri de tip memorare și eșantionare și registru de deplasare necesare simulării tuturor comenzilor predictive. Aceste blocuri au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program;
- realizarea schemei de circuit în programul Caspoc pentru simularea comenzii TA;
- verificarea comenzii TA prin simularea circuitului utilizând un convertor boost;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitului utilizând comanda TA, rezultatele simulării circuitului fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab;
- Confirmarea noilor rezultate prin publicarea lor într-o lucrare științifică [36] indexată **ISI** - Web of Science - Thomson Reuters și IEEE Explore 2013 la "*Advances in Electrical and Computer Engineering, (AECE)*".

3. Comanda predictivă a curentului mediu cu modulație leading-edge

Capitolul de față investighează comanda digitală predictivă a curentului mediu în convertoare DC-DC utilizând modulația de tip leading-edge. Această comandă denumită comanda leading average (LA) este rezultatul corelării tehnici de modulație leading-edge (L) cu metoda de comandă a curentului mediu (average - A). Ca și în capitolul precedent, obiectivul îl reprezintă găsirea relației de recurență a factorului de umplere, reprezentând de fapt chiar legea pentru acest tip de comandă. Analizând stabilitatea se demonstrează, că și acest tip de comandă este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere. Analiza se efectuează într-o manieră generală, independent de topologia convertoarelor, urmând ca rezultatele obținute să se poată aplica, oricărui convertor (buck, boost, buck-boost, etc.). Utilizând același convertor boost, rezultatele teoretice sunt confirmate atât pe baza modelului în spațiul stărilor utilizând programul Matlab, cât și prin dezvoltarea și simularea întregului circuit în programul Caspoc.

3.1. Comanda curentului mediu utilizând modulația leading-edge

1. Principiul comenzii

În fig.3.1 se prezintă modulația impulsurilor în durată (PWM) de tip leading-edge. Analogic, funcția de comutație $q(t)$ se obține comparând tensiunea de comandă $v_c(t)$ cu un semnal purtător, $v_{saw}(t)$ de tip rampă coborâtoare.

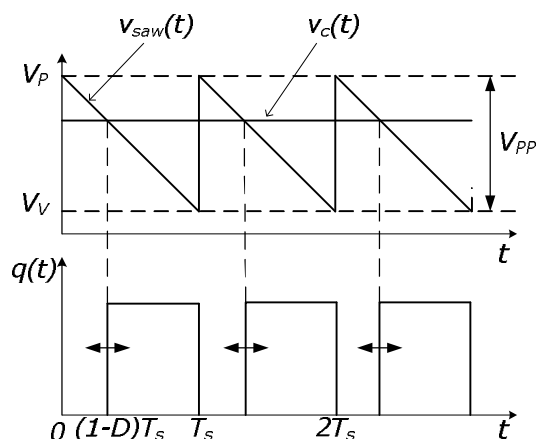


Fig.3.1. Modulația de tip leading-edge (L) în stare staționară.

În L tranzistorul este blocat la începutul fiecărei perioade de comutație T_s și este adus în conducție după $(1-D)T_s$ unități de timp. Tranzistorul rămâne în conducție pentru tot restul perioadei de comutație, adică DT_s unități de timp. Valoarea factorului de umplere d poate fi modificată crescând sau scăzând valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$. Este clar că fronturile coborâtoare ale funcției de comutație apar echidistant în timp, pe când fronturile ridicătoare pot să apară mai devreme sau mai târziu într-o perioadă de comutație, depinzând de valoarea tensiunii de comandă.

După cum s-a arătat în capitolul precedent, este necesară eșantionarea unor variabile în perioada de comutație curentă, eșantioane ce vor fi utilizate în calcularea factorului de umplere corespunzător perioadei de comutație viitoare. Scopul este anularea erorii dintre curentul de referință I_{ref} și curentul mediu inductiv. În fig.3.2 se prezintă forma curentului inductiv în stare staționară iar în fig.3.3 este reprezentat curentul inductiv în regim tranzitoriu aplicând comanda prin curentul mediu [19].

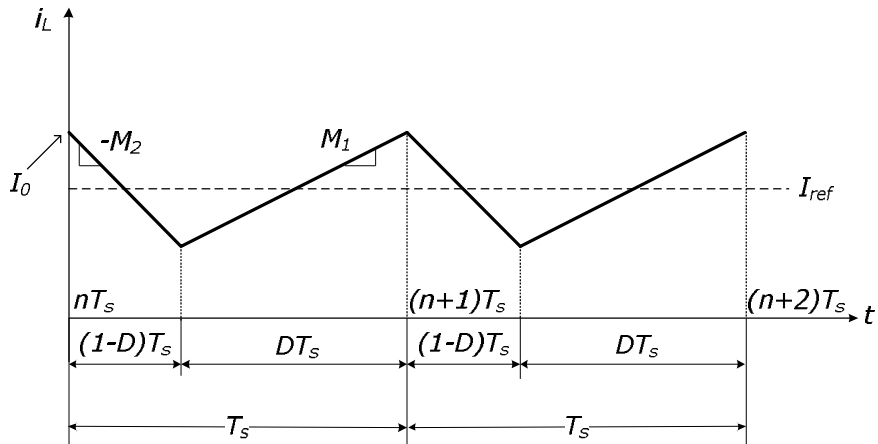


Fig.3.2. Curentul inductiv în stare staționară, modulație leading-edge.

2. Ecuațiile comenzii

Obiectivul propus este de a obține o relație de recurență pentru factorul de umplere din perioada $n+1$ în funcție de factorul de umplere d_n , din perioada de comutație n , astfel încât curentul mediu în perioada $n+1$ să fie egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} . Raționamentul precedent justifică natura predictivă a comenzii. Pentru a obține legea de comandă cu privire la factorul de umplere, punctul median din curentul inductiv la sfârșitul perioadei $n+1$, notat în fig.3.3 cu $i_{ave\ n+1}$, se va evalua în funcție de $i[n]$. În final se va impune ca acest punct „mediu” să fie egal cu valoarea curentului de referință, I_{ref} . Pentru a realiza acest lucru, în primă fază, se va calcula valoarea eșantionului, $i[n+1]$, din curentul inductiv în funcție de valoarea eșantionului $i[n]$ din perioada de comutație anterioară și factorul de umplere aferent d_n , determinat de pantele m_1 și m_2 ale căror valori pot fi ușor exprimate ca și combinații liniare dintre tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire.

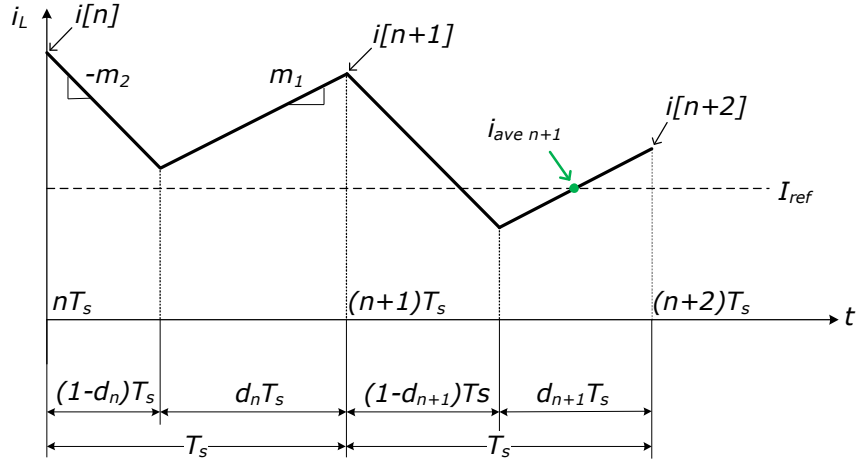


Fig.3.3. Curentul inductiv în regim dinamic pentru comanda LA.

Egalând din fiecare stare topologică, variațiile curentului inductiv se obține relația factorului de umplere D din stare staționară:

$$D = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \quad (3.1)$$

respectiv raportul dintre pante este dat de:

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{1-D} \quad (3.2)$$

În general, pantele m_1 și m_2 sunt în funcție de tensiunea de intrare respectiv tensiunea de ieșire. De exemplu, într-un convertor boost pantele curentului inductiv au următoarele valori:

$$m_1 = \frac{v_g}{L} \quad (3.3)$$

$$m_2 = \frac{v_o - v_g}{L} \quad (3.4)$$

Drept urmare se impune ca atât tensiunea de intrare cât și tensiunea de ieșire trebuie să fie eșantionate. Pe baza celor expuse în fig.3.3, forma curentului inductiv fiind una liniară pe porțiuni, se poate scrie că:

$$i[n+1] = i[n] - m_2(1-d_n)T_s + m_1d_nT_s \quad (3.5)$$

Pentru următoarea perioadă de comutație, făcând $n \rightarrow n+1$, relația (3.5) devine:

$$i[n+2] = i[n+1] + m_1d_{n+1}T_s - m_2(1-d_{n+1})T_s \quad (3.6)$$

La sfârșitul perioadei $n+1$, punctul median din curentul inductiv este egal cu:

$$i_{ave\ n+1} = \frac{1}{2} [i_L((n+1)T_s + (1-d_{n+1})T_s) + i_L((n+2)T_s)] \quad (3.7)$$

Utilizând relațiile (3.5) și (3.6), $i_{ave\ n+1}$ se poate exprima în forma:

$$i_{ave\ n+1} = i[n] - m_2(1-d_n)T_s + m_1d_nT_s - m_2(1-d_{n+1})T_s + \frac{1}{2}m_1d_{n+1}T_s \quad (3.8)$$

Impunând $i_{ave\ n+1} = I_{ref}$, rezultă că:

$$i[n] - m_2(1 - d_n)T_s + m_1d_nT_s - m_2(1 - d_{n+1})T_s + \frac{1}{2}m_1d_{n+1}T_s = I_{ref} \quad (3.9)$$

Rezolvând ecuația (3.9), se obține valoarea factorului de umplere predictiv în forma:

$$d_{n+1} = -2 \frac{m_1 + m_2}{m_1 + 2m_2} d_n - \frac{2}{(m_1 + 2m_2)T_s} (i[n] - I_{ref}) + 4 \frac{m_2}{m_1 + 2m_2} \quad (3.10)$$

Relația (3.10) reprezintă legea de comandă a factorului de umplere predictiv în cazul comenzii LA. Relația de recurență a factorului de umplere predictiv se poate aplica la orice convertor înlocuind pantele m_1 și m_2 corespunzătoare topologiei convertorului. Înlocuind valorile pantelor din (3.3) și (3.4) în (3.10), se obține factorul de umplere predictiv pentru convertorul boost:

$$d_{n+1} = -2 \frac{v_o}{2v_o + v_g} d_n - 2 \frac{L}{(2v_o + v_g)T_s} (i[n] - I_{ref}) + 4 \frac{v_o - v_g}{2v_o + v_g} \quad (3.11)$$

Este ușor de verificat relația (3.10) obținând forma factorului de umplere din stare staționară în funcție de pantele M_1 și M_2 . Astfel, în stare staționară se pot scrie următoarele relații:

$$i[n] = I_0 \quad (3.12)$$

$$d_{n+1} = d_n = D \quad (3.13)$$

$$I_{ref} = I_0 - \frac{1}{2} M_2 (1 - D) T_s \quad (3.14)$$

Unde I_0 reprezintă curentul de vale în stare staționară. Substituind valorile $i[n]$, d_{n+1} , d_n și I_{ref} din relațiile (3.12), (3.13) și respectiv (3.14) în relația (3.10) și efectuând calculele rezultă: $D = \frac{M_2}{M_1 + M_2}$. Această expresie reprezintă chiar relația factorului de umplere din stare staționară, ceea ce confirmă corectitudinea relației (3.10).

3.2. Analiza stabilității pentru comanda LA

Analiza stabilității se efectuează utilizând modelul „geometric” aproximativ, similar cu [37], capitolul 12. În realitate, într-un convertor DC-DC, variația curentului inductiv este una exponențial amortizată, cu constante de timp mari în raport cu perioada de comutație. În abordarea modelului geometric se aproximează forma exponențială a variației curentului inductiv cu una liniară și pantele curentului inductiv se consideră aceleași, atât în stare staționară cât și în prezența unei perturbații mici.

În fig.3.4, cu linie continuă se prezintă forma curentului inductiv în stare staționară iar cu linie întreruptă se evidențiază modul în care se propagă o mică perturbație în curent apărută la începutul perioade de comutație n . Pentru a simplifica raționamentul, mărimea perturbației este exagerată. Se consideră că până la $t=nT_s$, convertorul a funcționat în stare staționară și la $t=nT_s$ a apărut perturbația. Prin urmare, pe baza principiului comenzii predictive se poate afirma că factorul de umplere din perioada n va fi egal cu factorul de umplere D , din stare staționară.

$$d_n = D \quad (3.15)$$

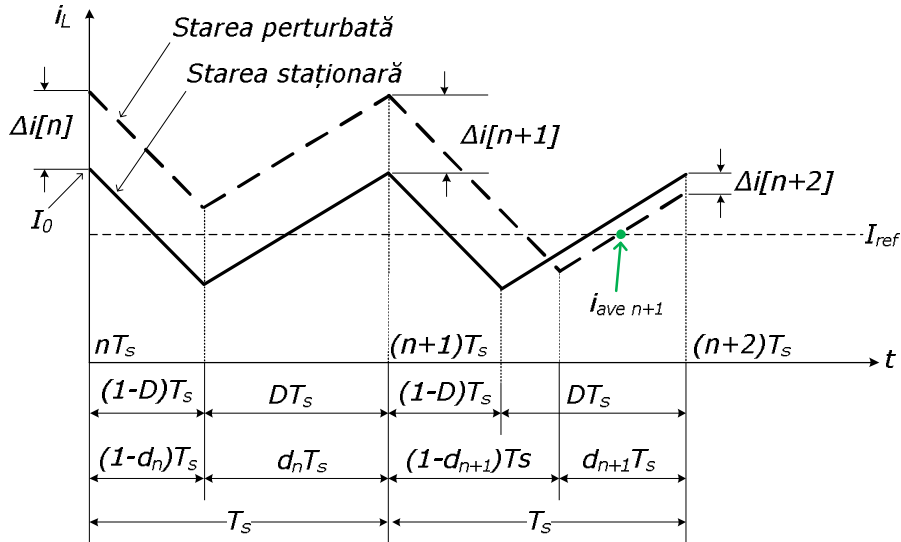


Fig.3.4. Curentul inductiv sub comandă LA în prezența perturbației.

Din faptul că s-a presupus o perturbație mică, convertorul va funcționa aproape de starea de staționară, astfel încât pantele $m1$ și $m2$ pot fi considerate neschimbate și egale cu valorile lor din starea staționară, $M1$ respectiv $M2$. Scopul acestei analize îl reprezintă deducerea unei relații între perturbația $\Delta i[n+2]$ de la începutul perioadei de comutație $n+2$, și perturbația $\Delta i[n]$ de la începutul perioadei de comutație n . Astfel stabilitatea poate fi ușor determinată analizând dacă perturbația $\Delta i[n+2]$ converge la zero când $n \rightarrow \infty$. Din Fig. 3.4, perturbația $\Delta i[n]$ este de forma:

$$\Delta i[n] = i[n] - I_0 \quad (3.16)$$

Deoarece în perioada de comutație n pantele curentului în stare staționară și în stare perturbată sunt aceleași și factorul de umplere este egal cu factorul de umplere din stare staționară, rezultă că valoarea perturbației la începutul perioadei n , apare nemodificată la începutul perioadei următoare, $n+1$, deci:

$$\Delta i[n+1] = \Delta i[n] \quad (3.17)$$

Perturbația de la începutul perioade de comutație $n+2$ va fi diferită față de perturbația de la începutul perioadei n .

Relația (3.16) este echivalentă cu:

$$i[n] = I_0 + \Delta i[n] \quad (3.18)$$

Pe baza relație (3.17), relația (3.18) devine:

$$i[n+1] = I_0 + \Delta i[n] \quad (3.19)$$

Înlocuind pe $i[n]$ din (3.18), relația de recurență (3.10), devine:

$$d_{n+1} = -2 \frac{M_1 + M_2}{M_1 + 2M_2} d_n - \frac{2}{(M_1 + 2M_2)T_s} (I_0 + \Delta i[n] - I_{ref}) + 4 \frac{M_2}{M_1 + 2M_2} \quad (3.20)$$

Notând cu Δd_{n+1} perturbația factorului de umplere din perioada $n+1$, în continuare se poate scrie următoarea relație:

$$d_{n+1} = D + \Delta d_{n+1} \quad (3.21)$$

Substituind pe rând: d_n din relația (3.15), d_{n+1} din (3.21), I_{ref} din (3.14), D

din (3.1) și $i[n]$ din (3.18), în relația (3.20), după efectuarea calculelor rezultă:

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{2}{(M_1 + 2M_2)T_s} \Delta i[n] \quad (3.22)$$

Curentul inductiv instantaneu la începutul perioadei $n+2$ este:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n+2] \quad (3.23)$$

Pe de altă parte, din simple considerații geometrice, împreună cu relațiile (3.15) și (3.16), valoarea curentului $i[n+2]$ se obține ca fiind:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n] - M_2(1-d_{n+1})T_s + M_1 d_{n+1} T_s \quad (3.24)$$

Egalând termenii din partea dreaptă a relațiilor (1.23) și (1.24), se obține:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] - M_2(1-d_{n+1})T_s + M_1 d_{n+1} T_s \quad (3.25)$$

Înlocuind d_{n+1} din relația (3.21) în (3.25), rezultă:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2)T_s \Delta d_{n+1} + M_1 D T_s - M_2(1-D)T_s \quad (3.26)$$

Înlocuind în relația (3.26) pe Δd_{n+1} din (3.22) și D din (3.1), se poate scrie următoarea relație:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{1}{1 + 2\frac{M_2}{M_1}} \Delta i[n] \quad (3.27)$$

Substituind valoarea raportului M_2/M_1 dat de relația (3.2), în relația (3.27), perturbația la începutul perioadei $n+2$ se poate rescrie în funcție de factorul de umplere din stare staționară astfel:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{1-D}{1+D} \Delta i[n] \quad (3.28)$$

Relația (3.28) reprezintă relația de recurență pe baza căreia se pot deduce considerentele de stabilitate. Efectuând în relația (3.28) schimbarea $n \rightarrow n+2$, rezultă că:

$$\Delta i[n+4] = -\frac{1-D}{1+D} \Delta i[n+2] \quad (3.29)$$

Înlocuind $\Delta i[n+2]$ din (3.28) în (3.29), valoarea lui $\Delta i[n+4]$ va fi:

$$\Delta i[n+4] = \left(-\frac{1-D}{1+D}\right)^2 \Delta i[n] \quad (3.30)$$

După $2k$ perioade de comutație, se poate demonstra prin inducție că perturbația devine:

$$\Delta i[n+2k] = \left(-\frac{1-D}{1+D}\right)^k \Delta i[n] \quad (3.31)$$

Când $k \rightarrow \infty$, perturbația $\Delta i[n+2k]$ converge la 0, dacă și numai dacă valoarea absolută a termenului $-(1-D)/(1+D)$, este mai mică ca 1. Astfel condiția de stabilitate va fi:

$$\left|-\frac{1-D}{1+D}\right| < 1 \quad (3.32)$$

Deoarece $0 < D < 1$ valoarea modulului se poate estima ca fiind:

$$\left|-\frac{1-D}{1+D}\right| = \frac{1-D}{1+D} \quad (3.33)$$

Astfel condiția de stabilitate este echivalentă cu:

$$\frac{1-D}{1+D} < 1 \quad (3.34)$$

Rezolvând inecuația de mai sus se obține că $D > 0$, ceea ce este întotdeauna adevărat. În concluzie, comanda LA este necondiționat stabilă (fără oscilații) pentru întreg domeniul factorului de umplere, sistemul fiind așadar stabil oricare ar fi valoarea lui D .

3.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda LA

Validitatea comenzii LA, va fi evaluată în MATLAB utilizând analiza în spațiul stărilor. Convertorul boost descris în fig.3.5 reprezintă subiectul studiului.

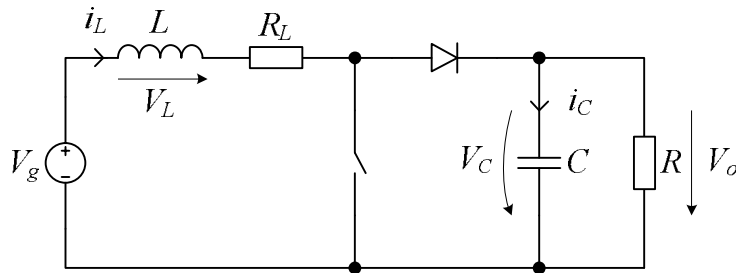


Fig.3.5. Convertorul boost investigat cu comanda LA.

Parametrii circuitului sunt:

$$V_g = 10V; L = 500\mu H; C = 100\mu F; R_L = 1m\Omega; f_s = 40kHz \quad (3.35)$$

Vectorul de stare este definit ca:

$$x = [i_L \quad v_C]^T \quad (3.36)$$

Când funcționarea este în modul de conducție continuu (CCM), convertorul poate fi modelat pe baza următoarelor ecuații de stare:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_2x + B_2V_g & \text{– când tranzistorul este blocat} \\ \frac{dx}{dt} = A_1x + B_1V_g & \text{– când tranzistorul conduce} \end{cases} \quad (3.37)$$

unde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Modelul discret al unui convertor, în condițiile unei modulații de tip leading, este descris de următoarea ecuație:

$$x[n+1] = \varphi_1 \varphi_2 x[n] + (\varphi_1 \psi_2 + \psi_1) V_g \quad (3.41)$$

unde:

$$\varphi_1 = e^{A_1 d_n T_s} \quad (3.42)$$

$$\psi_1 = A_1^{-1} (\varphi_1 - I) B_1 \quad (3.43)$$

și

$$\varphi_2 = e^{A_2 (1-d_n) T_s} \quad (3.44)$$

$$\psi_2 = A_2^{-1} (\varphi_2 - I) B_2 \quad (3.45)$$

Simularea va fi efectuată pe baza ecuației diferențiale (3.41), cu factorul de umplere, calculat conform legii de comandă dată de relația (3.11). Inițial va fi ales un factor de umplere arbitrar și simularea va fi efectuată suficient de mult, pentru a depăși regimul tranzitoriu inițial. Dacă sistemul este stabil, rezultatele în stare staționară vor fi o secvență de valori discrete constante. Cum funcționarea instabilă apare de obicei la $D < 0.5$ ori la $D > 0.5$, sunt alese două valori pentru curentul de referință: o valoare care impune funcționarea sistemului la $D < 0.5$, respectiv o altă valoare care să forțeze funcționarea la $D > 0.5$.

Rezultatele simulării primului set corespund unui curent de referință $I_{ref} = 2.5A$ ($D < 0.5$) sunt prezentate în fig.3.6 respectiv fig.3.7, în timp ce în fig.3.8 sunt detaliate ultimele zece perioade de comutație ale curentului inductiv pentru aceeași valoare a curentului de referință. Se poate observa că este realizată funcționarea stabilă a sistemului, factorul de umplere devenind constant după regimul inițial tranzitoriu și curentul inductiv atinge o formă tipică periodică cu o perioadă egală cu perioada de comutație.

Cel de-al doilea set de rezultate sunt obținute fixând curentul de referință la valoarea $I_{ref} = 11A$. Această valoare impune funcționarea convertorului în stare staționară cu un factor de umplere $D > 0.5$. Rezultatele simulării sunt prezentate în fig.3.9 și fig.3.10 pentru factorul de umplere respectiv pentru curentul inductiv. Detaliul, reprezentând ultimele zece perioade de comutație ale curentului inductiv, pentru aceeași valoare a curentului de referință, sunt detaliate în fig.3.11. Și de această dată se obține funcționare stabilă. Se poate observa că factorul de umplere devine constant după regimul tranzitoriu, iar forma curentului inductiv este una periodică, cu o perioadă egală cu perioada de comutație.

În fig.3.7 și fig.3.10 sunt reprezentate punctele de vale adică eșantioanele curentului inductiv, constanța valorilor confirmând funcționarea stabilă.

Pe baza rezultatelor găsite prin simularea modelului discret în spațiul stărilor, se poate concluziona că comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația leading-edge este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

Simularea a fost realizată în programul MATLAB, codul sursă cât și detaliile aferente se găsesc în Anexa 1_C3.

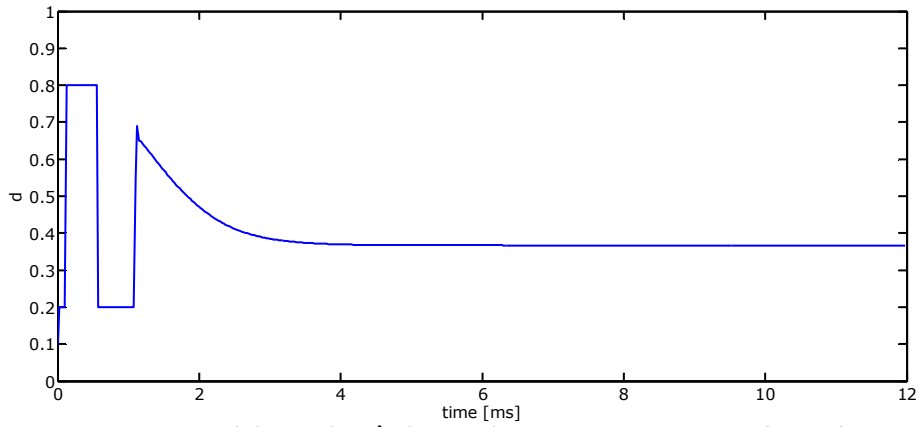


Fig.3.6. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

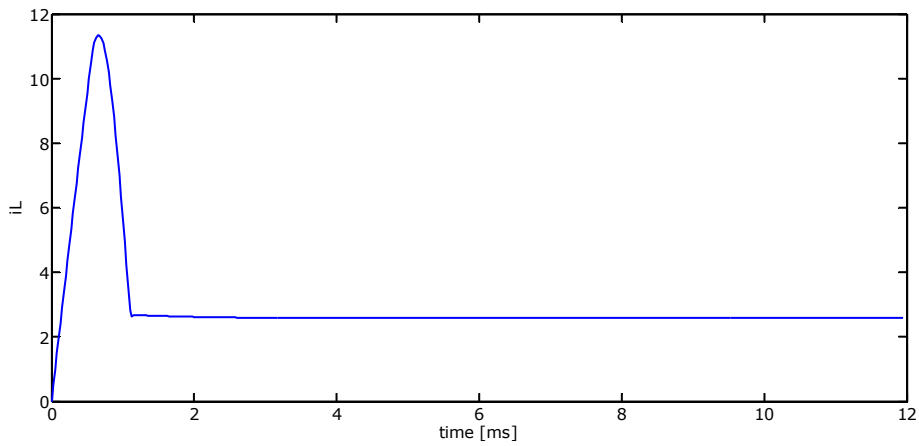


Fig.3.7. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

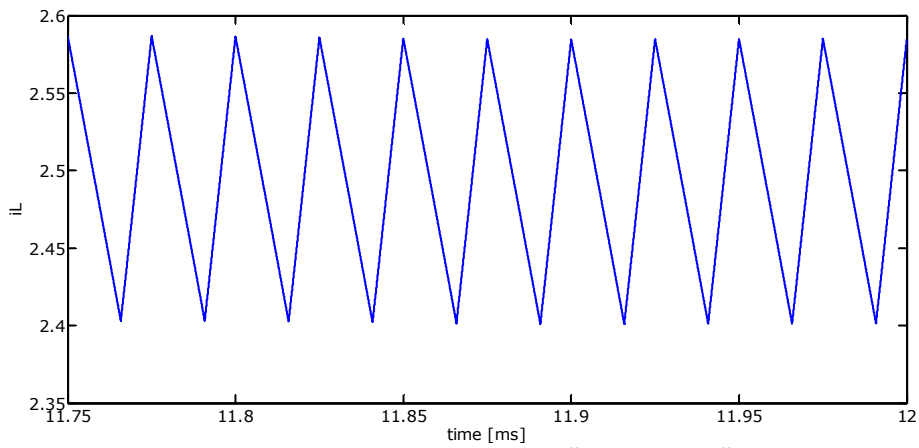


Fig.3.8. Zece perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

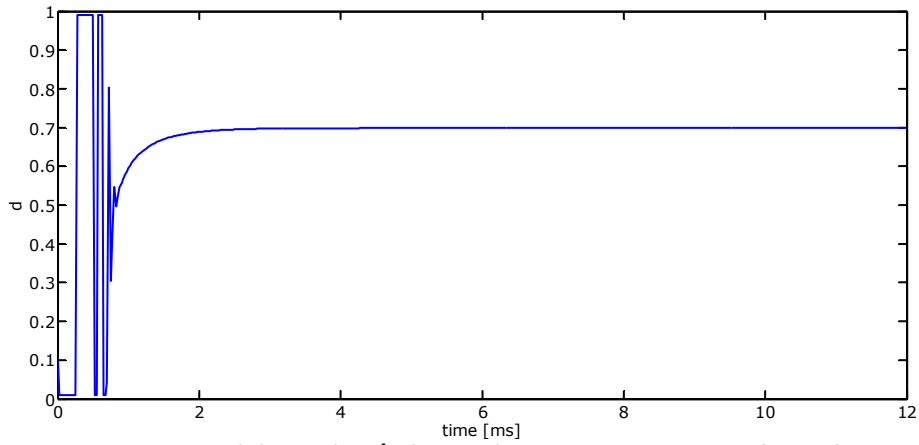


Fig.3.9. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

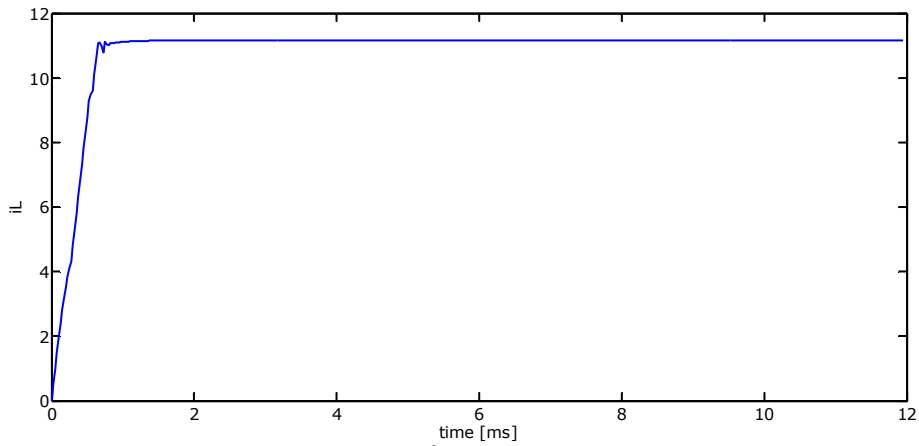


Fig.3.10. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

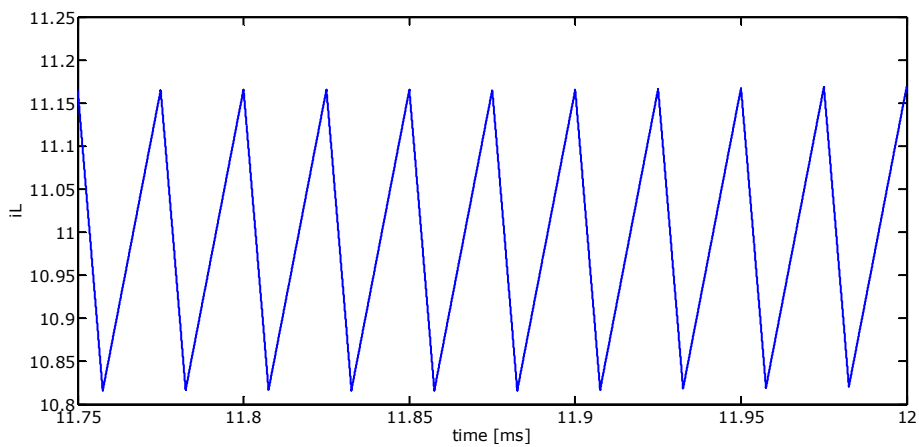


Fig.3.11. Zece perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

3.4. Verificarea prin simularea circuitului

Verificarea finală este efectuată prin simularea circuitului utilizând programul CASPOC [11]. Schema generală de simulare a convertorului boost folosind comanda predictivă a curentului mediu cu modulație leading-edge este prezentată în fig.3.12.

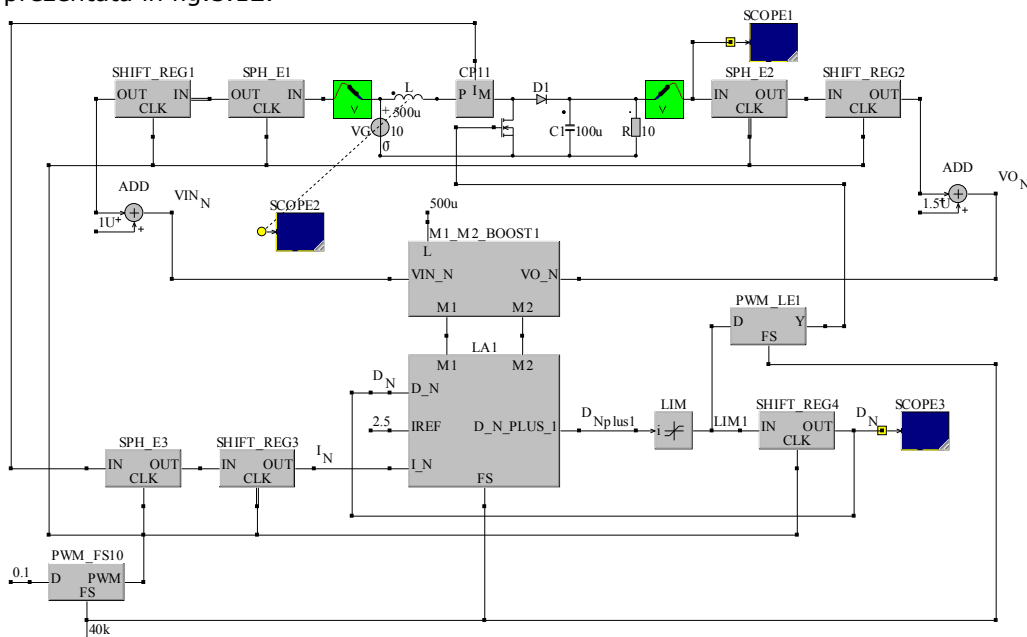


Fig.3.12. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda LA

Curentul mediu inductiv trebuie să urmărească referința I_{ref} . Factorul de umplere necesar pentru următoarea perioadă de comutație este prognozat pe baza eșantioanelor curentului inductiv, tensiunii de intrare și tensiunii de ieșire din perioada de comutație curentă, în conformitate cu relația de recurență (3.10).

Pentru dezvoltarea schemei de simulare a fost necesar implementarea următoarelor blocuri: blocul de eșantionare și memorare (**SPH_E**), registrul de deplasare (**SHIFT_REG**), blocul de calcul al pantelă (**M1_M2_BOOST**), blocul de calcul al relației de recurență a factorului de umplere (**LA**), modulatorul PWM pe front ridicător (**PWM_LE**). Au fost utilizate de asemenea și blocuri dedicate din bibliotecile interne ale programului CASPOC cum ar fi: modulatorul PWM (**PWM_FS**) utilizat pentru realizarea tactului întregului circuit, blocul limitator (**LIM**) ce limitează valoarea factorului de umplere în intervalul $[0.1, 0.9]$, sonda pentru citirea curentului inductiv (**CP**), două sonde pentru citirea tensiunii de intrare respectiv tensiunii de ieșire (**V**).

Schema de simulare funcționează astfel:

- se eșantionează, la frecvența de 40KHz , tensiunea de intrare, tensiunea de ieșire și curentul inductiv; valoarea fiecărui eșantion este memorată în câte un bloc **SPH_E**;
- valorile eșantioanelor sunt introduse în registre de deplasare pentru a putea fi utilizate în calculul pantelă M_1, M_2 , cat și în calculul relației de recurență a factorului de umplere;

- eșantioanele din tensiunea de intrare respectiv din tensiunea de ieșire servesc pentru calculul pantelor în blocul *M1_M2_BOOST* conform relațiilor (3.3) respectiv (3.4);
- relația de recurență a factorului de umplere este implementată conform relației (3.10) cu ajutorul blocului *LA*. La ieșirea acestui bloc se regăsește valoarea factorului de umplere d_{n+1} ;
- factorul de umplere d_{n+1} este limitat cu ajutorul blocului *LIM* între valorile 0.2 respectiv 0.8;
- tranzistorul este comandat cu frecvența de 40KHz cu ajutorul blocului *PWM_TE*, având la intrarea sa valoarea factorului de umplere d_{n+1} rezultat din relația de recurență;
- pentru furnizarea unei noi valori pentru factorul de umplere, d_{n+1} va fi întârziat cu ajutorul unui bloc *SHIFT_REG* devenind astfel d_n , valoare utilă pentru blocul *LA*, adică pentru calcularea viitorului factor de umplere d_{n+1} .

În capitolul precedent s-a făcut descrierea fiecărui bloc implementat. În cele ce urmează se vor descrie doar blocurile noi ce deservește implementării acestui tip de comandă. Astfel următoarele blocuri implementate sunt comune pentru implementarea tuturor comenzilor prezentate în această lucrare: blocul de eșantionare și memorare (**SPH_E**), registrul de deplasare (**SHIFT_REG**), blocul de calcul al pantelor (**M1_M2_BOOST**), modulatorul PWM (**PWM_FS**). Trebuie reamintit faptul că aceste blocuri au fost asimilate de către compania Simulation Research, fondatoarea programului Caspoc, fiind astfel și validate de către aceasta.

LA - Blocul de calcul al relației de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzii LA – fig.3.13, are ca funcționalitate implementarea relației de recurență a factorului de umplere predictiv dată relația (3.10). Au fost utilizate blocuri matematice dedicate din CASPOC.

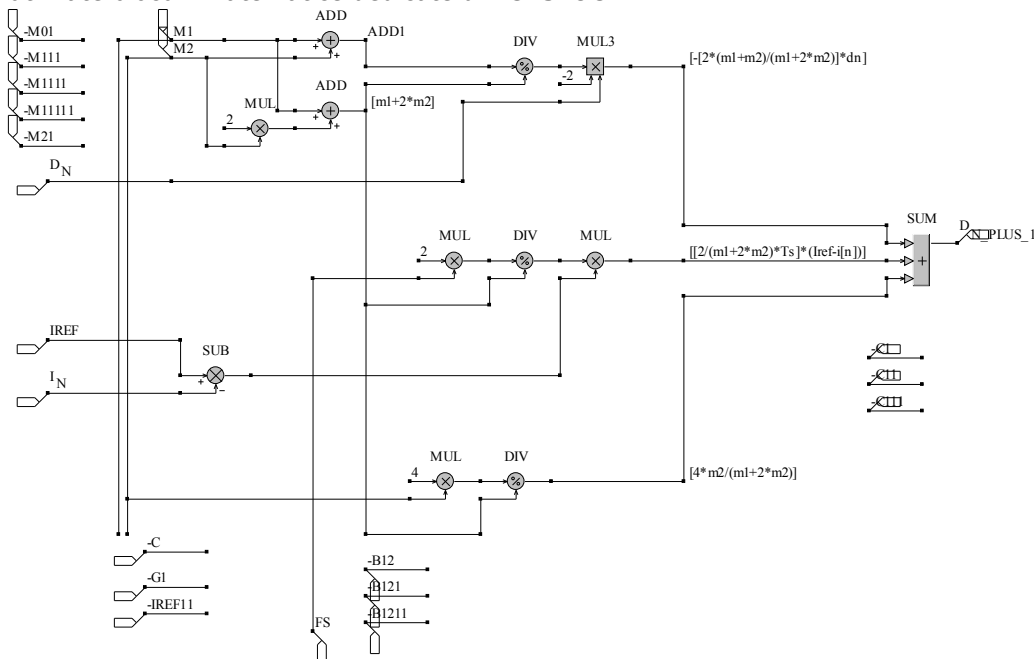


Fig.3.13. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda LA.

PWM_LE - modulatorul PWM pe front ridicător – este implementat utilizându-se blocul *PWM_FS* din bibliotecile programului CASPOC. Se poate observa în fig.3.14 că la intrarea *D* a blocului *PWM_FS* este impusă valoarea $1-D$ și ieșire *PWM* este negată. Astfel tranzistorul va comuta la frecvența *FS* la fiecare $(1-D)T_s$ unități de timp, altfel spus tranzistorul este blocat timp de $(1-D)T_s$ după care va intra în conducție până la sfârșitul perioadei de comutație. Schema de test a acestui bloc cât și rezultatul simulării pentru două perioade de $25\mu s$ ($f_s=40kHz$) sunt prezentate în fig.3.15.

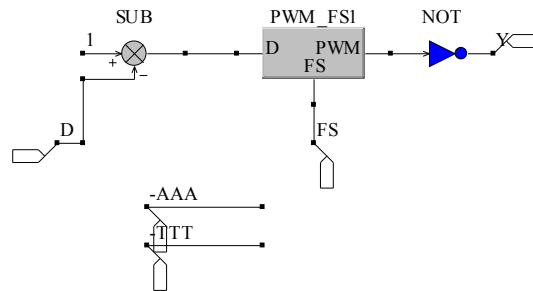


Fig.3.14. Modulatorul pe front ridicător implementat în CASPOC.

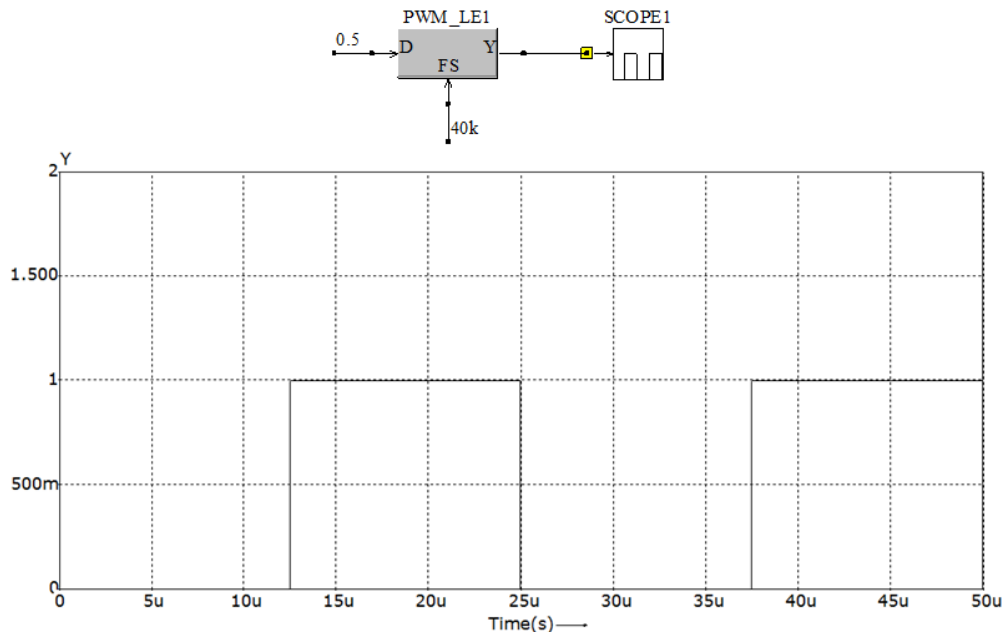


Fig.3.15. Formele de undă de la testarea modulatorului pe front ridicător implementat în CASPOC.

Utilizând toate aceste blocuri a fost realizată schema de simulare în care curentul mediu inductiv trebuie să urmărească referința I_{ref} . Ținând cont că funcționarea instabilă apare de obicei fie la $D < 0.5$ fie la $D > 0.5$, obiectivul propus este de a simula convertorul Boost comandat cu LA atât în cazul funcționării cu un factor de umplere de valoare mai mică decât 0.5 , cât și în cazul funcționării cu un

factor de umplere de valoare mai mare decât 0.5 . Astfel se impune $I_{ref}=2.5A$ pentru a funcționa cu $D<0.5$ și $I_{ref}=11A$ pentru a funcționa cu $D>0.5$.

Primele rezultate ale simulării constând în forma factorului de umplere, curentului inductiv și respectiv tensiunii de ieșire sunt prezentate în fig.3.16, fig.3.17, fig.3.18 și fig.3.19. Simularea s-a efectuat impunând o valoare de $2.5A$ pentru curentul de referință, ceea ce forțează funcționarea cu un factor de umplere mai mic de 0.5 . Se poate observa cu ușurință că se obține o funcționare stabilă.

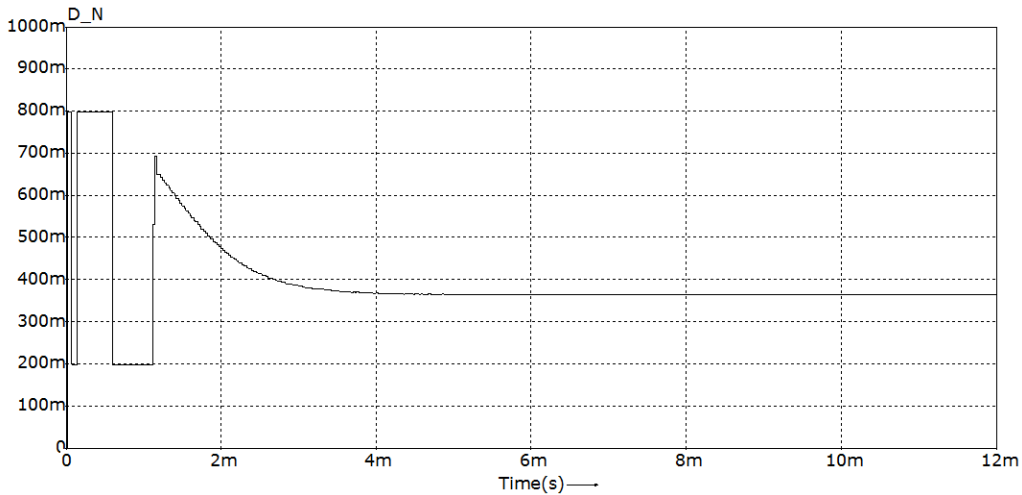


Fig.3.16. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

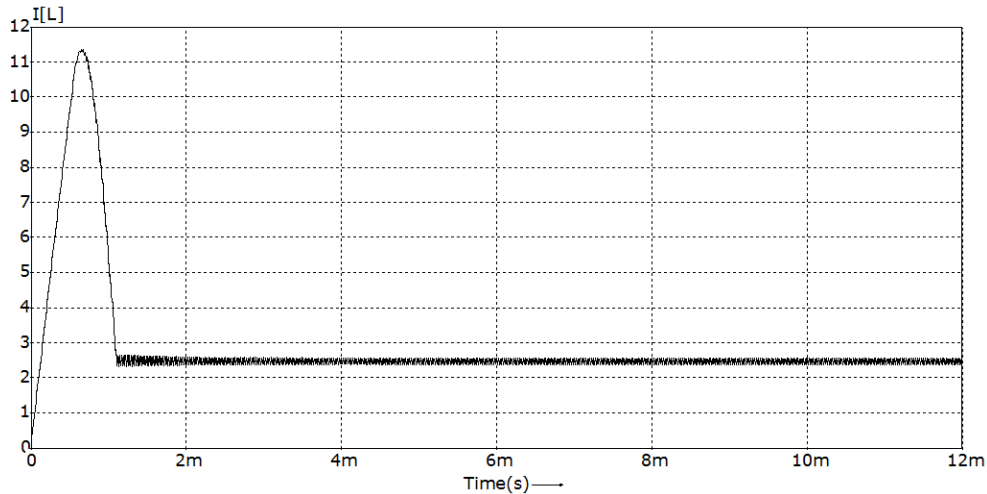


Fig.3.17. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

În fig.3.18 se prezintă un detaliu de 12 perioade din curentul inductiv după instalarea stării staționare. Se poate observa că la începutul fiecărei perioade de comutație egală cu $25\mu s$ ($f_s=40KHz$), tranzistorul este blocat, curentul descrește cu panta $-m_2$ până la momentul $(1-d)T_s$ când intră în conducție. Odată ce tranzistorul

intră în conducție curentul inductiv crește cu panta m_1 până la sfârșitul perioadei de comutație T_s . Se observă axarea formei de undă a curentului inductiv pe valoarea de $2.5A$ prescrisă prin curentul de referință. Prin facilitatea programului Caspoc de măsurare a valorii medii acest lucru a confirmat și din punct de vedere cantitativ cu foarte bună precizie.

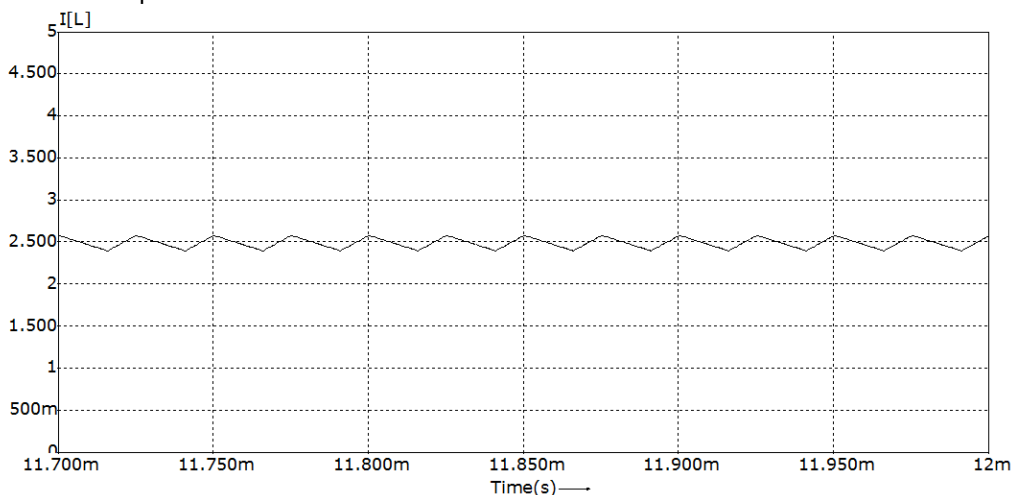


Fig.3.18. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

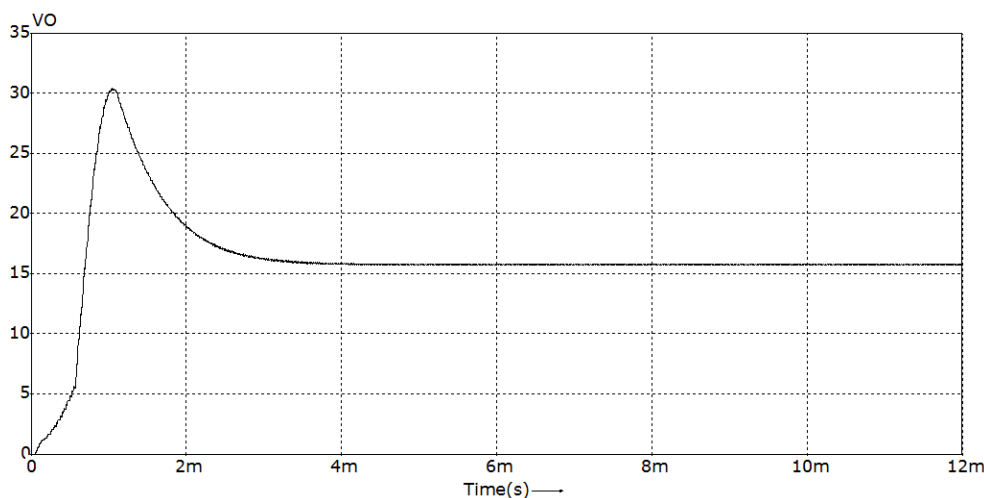
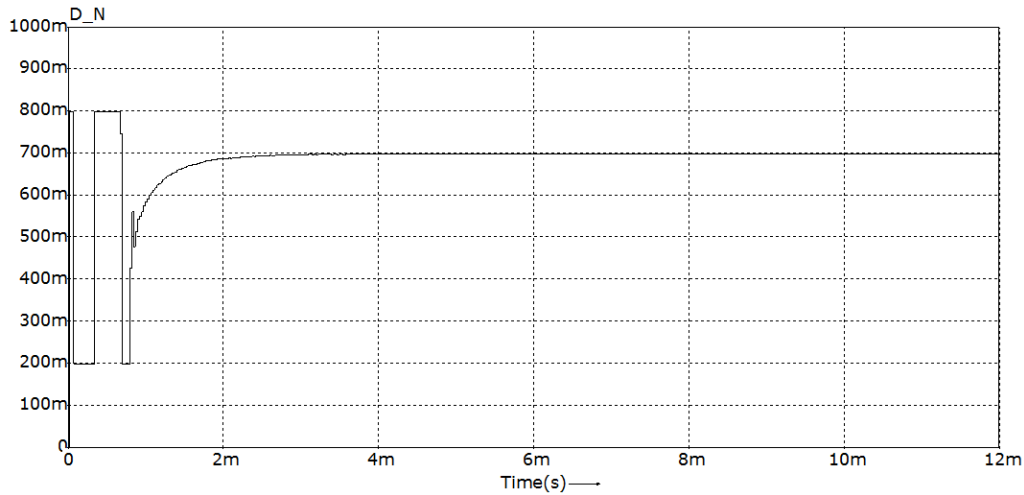
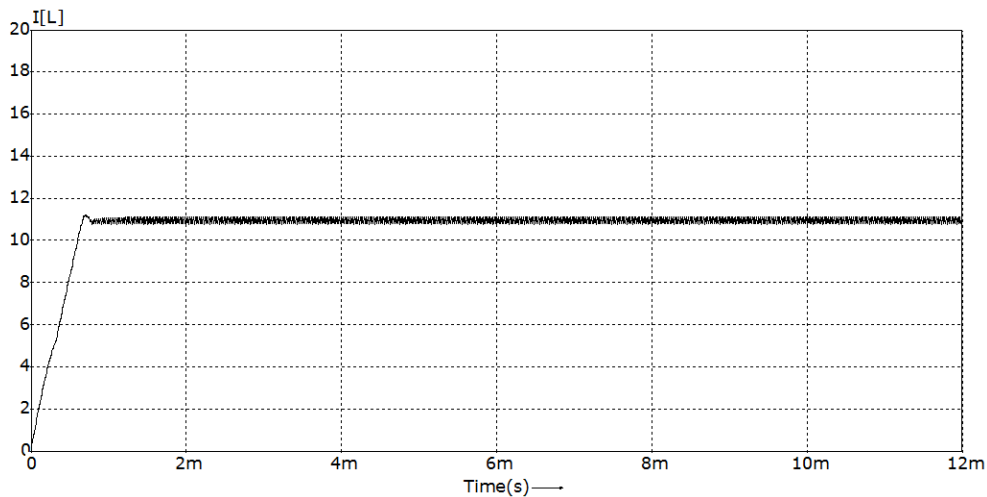
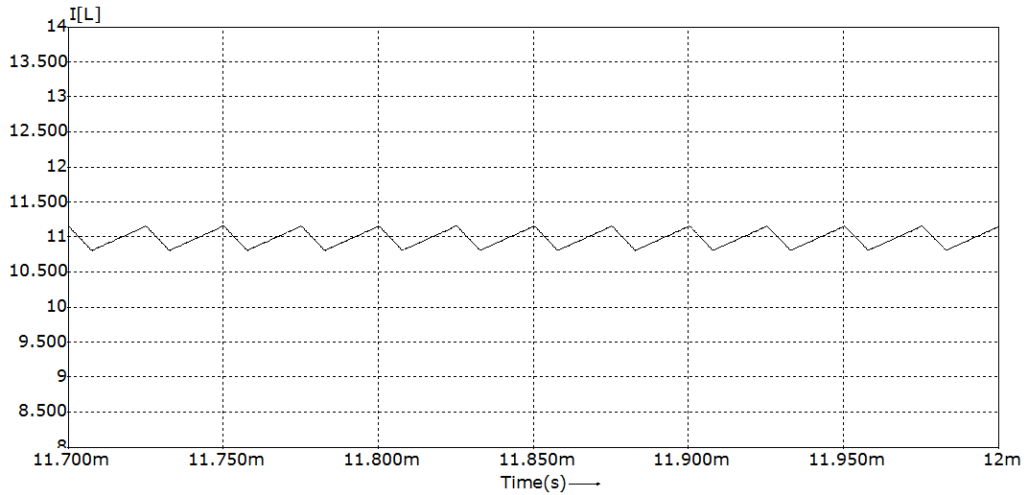
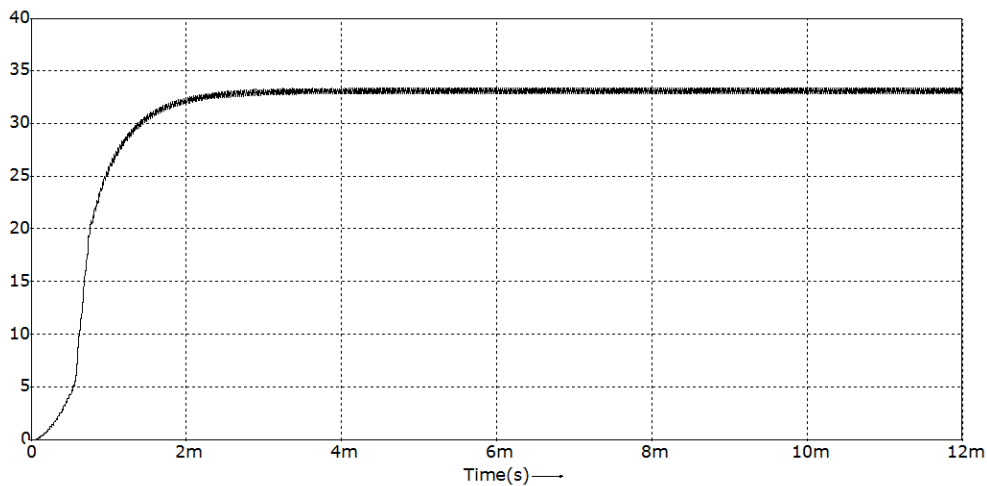


Fig.3.19 Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

Impunerea curentului de referință la valoarea de $11A$, implică funcționarea cu un factor de umplere mai mare decât 0.5 . În aceste condiții, rezultatele simulării sunt prezentate în fig.3.20, fig.3.21, fig.3.22 și fig.3.23. Astfel, se confirmă funcționarea stabilă a convertorului. Mai mult, în ambele situații ($D<0.5$ și $D>0.5$), se poate observa calitativ și cantitativ că valoarea medie a curentului inductiv urmărește cu precizie curentul de referință.

Fig.3.20. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D>0.5$).Fig.3.21. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

Și de această dată se evidențiază afirmațiile teoretice printr-un detaliu de 12 perioade din curentul inductiv prezentate în fig.3.2.2. Se poate observa că la începutul fiecărei perioade de comutație egală cu $25\mu s$ ($f_s=40KHz$), tranzistorul este blocat, curentul descrește cu panta $-m_2$ până la momentul $(1-d)T_s$ când intră în conducție. Odată ce tranzistorul intră în conducție curentul inductiv crește cu panta m_1 până la sfârșitul perioadei de comutație T_s . Totodată se poate remarca faptul că valoarea de $11A$ setată pentru curentul de referință este valoarea de axare a curentului inductiv. Toate aceste detalii evidențiază tipul de comandă LA.

Fig.3.22. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).Fig.3.23. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

3.5. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol s-a realizat o investigație detaliată a comenzii digitale predictive prin curentul mediu utilizând modulația pe front ridicător (leading-edge). A fost determinată legea de comandă și totodată au fost dezvoltate considerații teoretice privind stabilitatea acestui tip de comandă. Analiza s-a efectuat într-o manieră generală, prin urmare, legea de comandă și concluziile de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor, numai valorile tipice de conversie pentru pantele m_1 respectiv m_2 trebuie să fie modificate pentru a se obține legea de comandă relativ la o anumită topologie.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

- principala contribuție este infirmarea rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado, care prognozează funcționarea instabilă a comenzii LA pentru un factor de umplere mai mic decât 0,5. Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul mediu utilizând modulația trailing-edge este în mod inerent stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere, prin urmare reprezintă o opțiune foarte atractivă în corecția factorului de putere sau în dezvoltarea echipamentelor de sudură. Acest tip de comandă poate fi implementată relativ ușor utilizând fie un microcontroler, fie un DSP sau fie utilizând programul LabVIEW dezvoltând o aplicație pentru plăcile dedicate pentru achiziție de date oferite de National Instruments.
- determinarea legii corecte pentru comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația leading edge (LA);
- realizarea analizei stabilității comenzi LA pe baza considerentelor geometrice referitor la forma de undă a curentului inductiv;
- realizarea unui program Matlab pentru verificarea comenzii LA prin simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării comenzii LA utilizând programul Matlab;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legea comenzii LA cât și tehnica de modulație PWM de tip leading-triangle. Blocurile au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program;
- realizarea schemei de circuit în programul Caspoc pentru simularea comenzii LA;
- verificarea comenzii LA prin simularea circuitului utilizând un convertor boost;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitului utilizând comanda LA, rezultatele simulării circuitului fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab;
- Confirmarea noilor rezultate prin publicarea lor într-o lucrare științifică [34] indexată **ISI** - Web of Science - Thomson Reuters și IEEE Explore 2014 la "*14th International Conference on OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT OPTIM 2014*".

4. Comanda predictivă a curentului de vârf cu modulație trailing triangle

Acest capitolul investighează comanda digitală predictivă a curentului de vârf în convertoare DC-DC utilizând modulația de tip trailing triangle (TT). Această comandă, denumită și comanda trailing triangle peak (TTP) este rezultatul corelării tehnici de modulație trailing triangle (TT) cu metoda de comandă a curentului de vârf (peak - P). Deducerea relației de recurență a factorului de umplere, reprezintă principalul obiectiv. Această relație reprezintă de fapt chiar legea de comandă. Analiza stabilității efectuate va demonstra că comanda TTP este instabilă pentru întregul domeniu al factorului de umplere. Analiza se efectuează într-o manieră generală, independent de topologia convertoarelor, urmând ca rezultatele obținute să se poată aplica, de asemenea diferitelor topologii de conversoare. Utilizând același convertor boost, rezultatele teoretice sunt confirmate atât pe baza modelului în spațiul stărilor utilizând programul MATLAB, cât și prin simularea întregului circuit utilizând programul CASPOC, program dedicat simulării circuitelor de putere.

4.1. Comanda curentului de vârf utilizând modulația trailing triangle

1. Principiul comenzii

Funcția de comutație utilizând modulația impulsurilor în durată (PWM) de tip trailing triangle (TT) este prezentată în fig.4.1. Analogic aceasta se obține comparând tensiunea de comandă $v_c(t)$ cu un semnal purtător de tip triunghiular, $v_{tri}(t)$ ce pornește crescător.

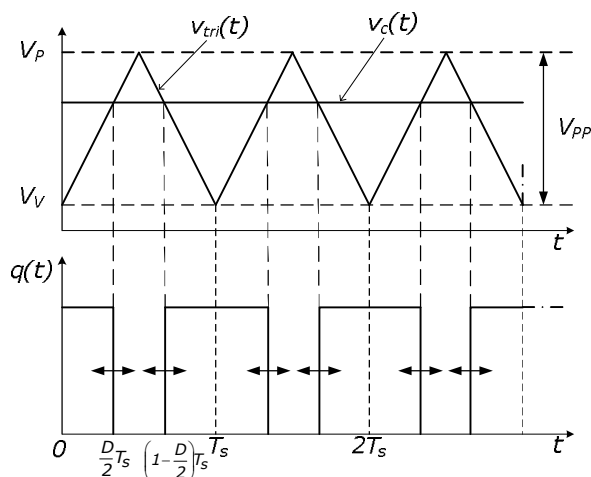


Fig.4.1. Modulația de tip trailing triangle (TT) în stare staționară.

În TT, pe durata unei perioade de comutație, tranzistorul conduce de două ori: prima dată la începutul perioadei și la sfârșitul acesteia. Tranzistorul este adus în conducție la $(D/2)T_s$ unități de timp la începutul perioadei, după aceea este blocat și din nou adus în conducție după $(1-D/2)T_s$ unități de timp de la începutul perioadei curente. Tranzistorul rămâne în conducție pentru tot restul perioadei de comutație, adică $(D/2)T_s$ unități de timp. O caracteristică importantă a acestei tehnici de modulație este faptul că atât frontul ridicător cât și frontul coborâtor pot avea locații variabile în timp, în funcție de valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$. Astfel valoarea factorului de umplere d poate fi modificată crescând sau descrescând valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$.

În comanda curentului de vârf, obiectivul este de a forța ca valoarea de vârf a curentului inductiv să urmărească cu exactitate curentul de referință I_{ref} prescris. În fig.4.2 se prezintă forma curentului inductiv în stare staționară iar în fig.4.3 se detaliază forma curentului inductiv în regim tranzitoriu aplicând comanda curentului de vârf [19]. Ca în orice tip de comandă digitală predictivă, și în TTP este necesară eșantionarea unor variabile în perioada de comutație curentă, eșantioane ce vor fi utilizate în calcularea factorului de umplere corespunzător perioadei de comutație viitoare.

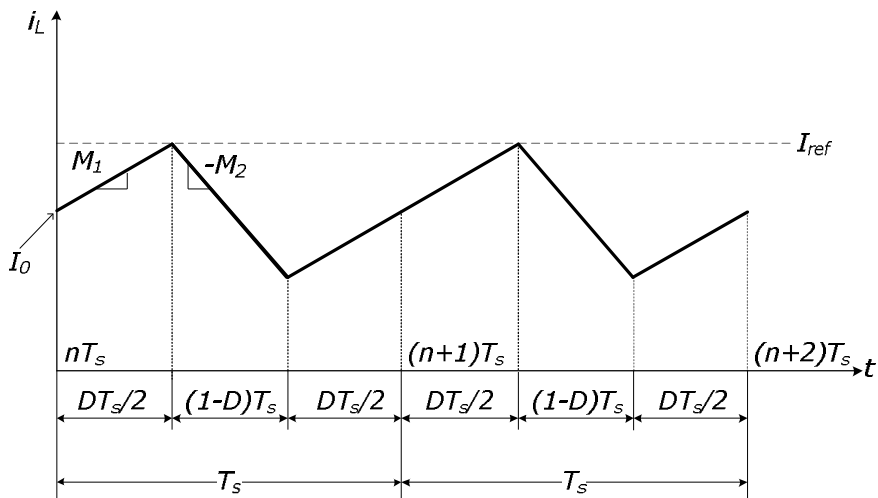


Fig.4.2. Curentul inductiv în stare staționară, modulație trailing triangle.

2. Ecuațiile comenzii

Curentul inductiv este eșantionat la începutul fiecărei perioade de comutație, și se va nota cu $i[n]$ eșantionul de la începutul perioadei n . Scopul principal este de a obține o relație de recurență între factorul de umplere din perioada $n+1$ în funcție de factorul de umplere d_n , din perioada de comutație n , astfel încât curentul de vârf în perioada $n+1$ să fie egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} . Fig.4.3 prezintă acest principiu de comandă care justifică, de altfel, natura predictivă a comenzii. Referitor la fig.4.3, cu scopul de a obține legea de comandă, curentul de vârf din perioada $n+1$, $i_{p, n+1}$, va fi evaluat în funcție de $i[n]$ iar în final se va impune ca această valoare de vârf a curentului inductiv să fie egală cu valoarea curentului de referință, I_{ref} .

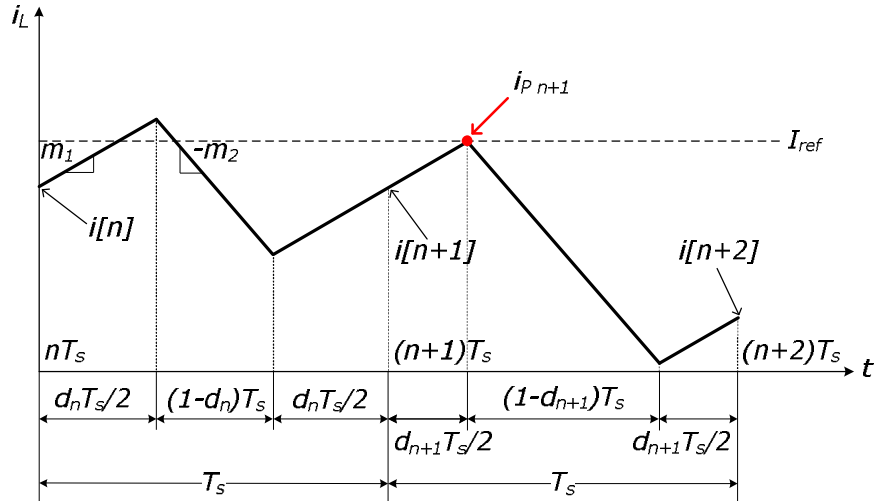


Fig.4.3. Curentul inductiv în regim dinamic pentru comanda TTP.

Ținând cont de variațiile curentului inductiv din fiecare stare topologică, se obține cunoscuta relație a factorului de umplere D din stare staționară:

$$D = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \quad (4.1)$$

în timp ce raportul dintre pante este dat de:

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{1-D} \quad (4.2)$$

Relațiile de mai sus pot fi ușor demonstrate exprimând variațiile curentului inductiv din fiecare stare topologică și egalând rezultatele. Pentru un regim dinamic general se va calcula valoarea eșantionului, $i[n+1]$, din curentul inductiv în funcție de valoarea eșantionului $i[n]$ din perioada de comutație anterioară și factorul de umplere aferent d_n , determinat de pantele m_1 și m_2 ale căror valori pot fi ușor exprimate ca și combinații liniare dintre tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire. Ca urmare, atât tensiunea de intrare cât și tensiunea de ieșire trebuie să fie de asemenea eșantionate. De exemplu, într-un convertor boost pantele curentului inductiv au următoarele valori:

$$m_1 = \frac{v_g}{L} \quad (4.3)$$

$$m_2 = \frac{v_o - v_g}{L} \quad (4.4)$$

Admițând variația liniară pe porțiuni a curentului inductiv, este ușor de a arătat că:

$$i[n+1] = i[n] + \frac{1}{2} m_1 d_n T_s - m_2 (1-d_n) T_s + \frac{1}{2} m_1 d_n T_s \quad (4.5)$$

Substituind $n \rightarrow n+1$ în relația (4.5), se obține :

$$i[n+2] = i[n+1] + m_1 d_{n+1} T_s - m_2 (1-d_{n+1}) T_s \quad (4.6)$$

Punctul de vârf din curentul inductiv în perioada de comutație $n+1$, este egal cu:

$$i_{p_{n+1}} = i[n+1] + \frac{1}{2} m_1 d_{n+1} T_s \quad (4.7)$$

Înlocuind $i[n+1]$ din (4.5) în (4.7), curentul de vârf în perioada $n+1$ se poate rescrie în forma:

$$i_{p_{n+1}} = i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + \frac{1}{2} m_1 d_{n+1} T_s \quad (4.8)$$

Impunând $i_{p_{n+1}} = I_{ref}$, rezultă că:

$$i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + \frac{1}{2} m_1 d_{n+1} T_s = I_{ref} \quad (4.9)$$

Din ecuația (4.9), se obține valoarea factorului de umplere prognozat în forma:

$$d_{n+1} = -2 \frac{m_1 + m_2}{m_1} d_n - \frac{2}{m_1 T_s} (i[n] - I_{ref}) + 2 \frac{m_2}{m_1} \quad (4.10)$$

Relația (4.10) reprezintă legea generală de comandă a factorului de umplere în cazul comenzii TTP. Această lege de comandă se poate aplica la orice convertor înlocuind pantele m_1 și m_2 în conformitate cu topologia convertorului. De exemplu, utilizând relațiile (4.3) și (4.4), după efectuarea unor calcule simple, se obține legea factorului de umplere pentru convertorul boost:

$$d_{n+1} = -2 \frac{v_o}{2v_o + v_g} d_n - 2 \frac{L}{(2v_o + v_g) T_s} (i[n] - I_{ref}) + 4 \frac{v_o - v_g}{2v_o + v_g} \quad (4.11)$$

Pentru a verifica validitatea relației (4.10) se va exprima valoarea factorului de umplere din stare staționară în funcție de pantele M_1 și M_2 . Astfel, în stare staționară se pot scrie următoarele relații:

$$i[n] = I_0 \quad (4.12)$$

$$d_{n+1} = d_n = D \quad (4.13)$$

$$I_{ref} = I_0 + \frac{1}{2} M_1 D T_s \quad (4.14)$$

unde I_0 reprezintă curentul mediu în stare staționară. Substituind valorile $i[n]$, d_{n+1} , d_n și I_{ref} din relațiile (4.12), (4.13) și respectiv (4.14) în relația (4.10) și efectuând calculele rezultă: $D = \frac{M_2}{M_1 + M_2}$. Această expresie reprezintă cunoscuta relație a factorului de umplere din stare staționară, ceea ce confirmă justetea relației (4.10).

4.2. Analiza stabilității pentru comanda TTP

Pentru analiza stabilității se utilizează modelul „geometric” aproximativ, similar cu [37], capitolul 12. Formele curentului inductiv în stare staționară, cât și în stare perturbată, presupunând o mică perturbație, sunt reprezentate în fig.4.4. Cu linie continuă s-a reprezentat forma curentului inductiv în stare staționară iar cu linie întreruptă forma curentului în stare perturbată. Din motive de claritate a expunerii, mărimea perturbației este exagerată.

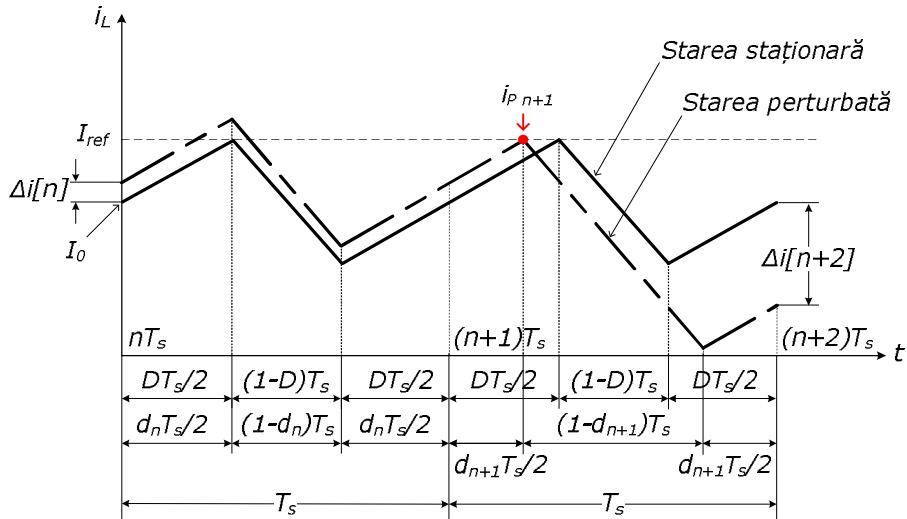


Fig.4.4. Curentul inductiv sub comandă TTP în stare staționară și în prezența perturbației.

Se presupune că până la $t=nT_s$, convertorul a funcționat în stare staționară fără perturbații. La $t=nT_s$ în curentul inductiv apare perturbația $\Delta i[n]$. Pe baza principiului comenzii predictive, factorul de umplere din perioada n va fi egal cu factorul de umplere D , din stare staționară. Deci:

$$d_n = D \quad (4.15)$$

Deoarece s-a presupus o perturbație mică, convertorul va funcționa aproape de starea de staționară, astfel încât pantele m_1 și m_2 pot fi considerate constante și egale cu valorile lor din starea staționară, M_1 respectiv M_2 . Scopul acestei analize îl reprezintă găsirea unei relații între perturbația $\Delta i[n+2]$ de la începutul perioadei de comutație $n+2$, și perturbația $\Delta i[n]$ de la începutul perioadei de comutație n . Dacă există o astfel de relație de recurență, stabilitatea fi ușor studiată analizând în ce condiții perturbația $\Delta i[n+2]$ converge la zero când $n \rightarrow \infty$. Din definiția perturbației, se poate scrie că:

$$\Delta i[n] = i[n] - I_0 \quad (4.16)$$

Cum în perioada de comutație n pantele curentului în stare staționară și în stare perturbată sunt aceleași și factorul de umplere este egal cu factorul de umplere din stare staționară, rezultă că valoarea perturbației la începutul perioadei n , apare nemodificată la începutul perioadei următoare, $n+1$, deci:

$$\Delta i[n+1] = \Delta i[n] \quad (4.17)$$

Pe baza relației (4.9), cum d_{n+1} este prima valoare a factorului de umplere după perioada n care ține cont de perturbația curentului inductiv, rezultă că perturbația de la începutul perioade de comutație $n+2$ va fi diferită față de perturbația de la începutul perioadei n .

Din (4.16) rezultă:

$$i[n] = I_0 + \Delta i[n] \quad (4.18)$$

Ținând cont de (4.16) și (4.17), rezultă că:

$$i[n+1] = I_0 + \Delta i[n] \quad (4.19)$$

Înlocuind $i[n]$ din (4.18), în (4.10), se obține:

$$d_{n+1} = -2 \frac{M_1 + M_2}{M_1} d_n - \frac{2}{M_1 T_s} (I_0 + \Delta i[n] - I_{ref}) + 2 \frac{M_2}{M_1} \quad (4.20)$$

Notând cu Δd_{n+1} perturbația factorului de umplere din perioada $n+1$, se poate scrie:

$$d_{n+1} = \Delta d_{n+1} + D \quad (4.21)$$

Substituind pe rând: d_n din relația (4.15), d_{n+1} din (4.21), I_{ref} din (4.14), D din (4.1) și $i[n]$ din (4.18), în relația (4.20), după efectuarea calculelor rezultă:

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{2}{M_1 T_s} \Delta i[n] \quad (4.22)$$

La începutul perioadei $n+2$, curentul instantaneu este:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n+2] \quad (4.23)$$

Pe de altă parte, utilizând considerații geometrice, împreună cu relațiile (4.6) și (4.19), valoarea curentului $i[n+2]$ se obține ca fiind:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n] + M_1 d_{n+1} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (4.24)$$

Din egalitatea termenilor din membrii dreپți ai relațiilor (4.23) și (4.24), se obține:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + M_1 d_{n+1} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (4.25)$$

Substituind d_{n+1} din relația (4.21) în (4.25), rezultă că:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2) T_s \Delta d_{n+1} + M_1 D T_s - M_2 (1 - D) T_s \quad (4.26)$$

Pe de alta parte, substituind în relația (4.26) pe Δd_{n+1} din (4.22) și pe D din (4.1), se obține:

$$\Delta i[n+2] = -\left(1 + 2 \frac{M_2}{M_1}\right) \Delta i[n] \quad (4.27)$$

Înlocuind valoarea raportului M_2/M_1 dat de relația (4.2), în membrul drept al relației (4.27), perturbația la începutul perioadei $n+2$ se poate rescrie, în funcție de factorul de umplere din stare staționară, astfel:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{1+D}{1-D} \Delta i[n] \quad (4.28)$$

Relația (4.28) reprezintă relația de recurență căutată, pe baza căreia se pot deduce ușor condițiile de stabilitate. Efectuând, în relația (4.28), schimbarea: $n \rightarrow n+2$, rezultă că:

$$\Delta i[n+4] = -\frac{1+D}{1-D} \Delta i[n+2] \quad (4.29)$$

Înlocuind $\Delta i[n+2]$ din (4.28) în (4.29), se obține:

$$\Delta i[n+4] = \left(-\frac{1+D}{1-D}\right)^2 \Delta i[n] \quad (4.30)$$

După $2k$ perioade de comutație, se poate observa că perturbația devine:

$$\Delta i[n+2k] = \left(-\frac{1+D}{1-D}\right)^k \Delta i[n] \quad (4.31)$$

Cum $k \rightarrow \infty$, perturbația $\Delta i[n+2k]$ converge la 0, dacă și numai dacă valoarea absolută a termenului $-(1+D)/(1-D)$, ar trebui să fie mai mică ca 1. Astfel condiția de stabilitate va fi:

$$\left|-\frac{1+D}{1-D}\right| < 1 \quad (4.32)$$

Deoarece $0 < D < 1$ valoarea modului se poate estima ca fiind:

$$\left| -\frac{1+D}{1-D} \right| = \frac{1+D}{1-D} \quad (4.33)$$

Prin urmare condiția de stabilitate este echivalentă cu:

$$\frac{1+D}{1-D} < 1 \quad (4.34)$$

Rezolvând inecuația (4.34) se obține că $D < 0$, ceea ce este întotdeauna fals. În concluzie, comanda TTP este necondiționat instabilă, pentru orice valoare factorului de umplere.

4.3. Modelul discret în spațiul stărilor pentru comanda TTP

Pentru a fi evaluată validitatea comenzii TTP, se va utiliza modelul discret în spațiul stărilor. Convertorul boost prezentat în fig.4.5 reprezintă subiectul studiului.

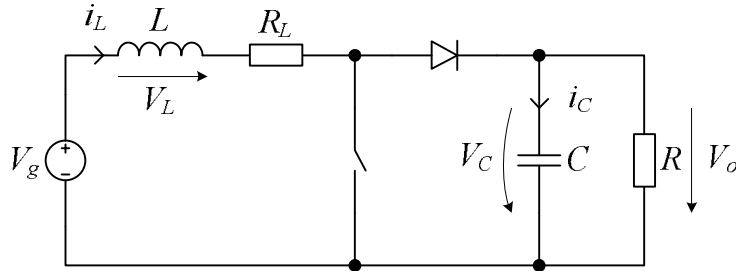


Fig.4.5. Convertorul boost investigat cu comanda TTP.

Parametrii circuitului sunt:

$$V_g = 10V; L = 500\mu H; C = 100\mu F; R_L = 1m\Omega; f_s = 40kHz \quad (4.35)$$

Vectorul de stare este definit ca:

$$x = [i_L \quad v_C]^T \quad (4.36)$$

Când funcționarea este în modul de conducție continuu (CCM), convertorul poate fi modelat pe baza următoarelor ecuații [2]:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_1 x + B_1 V_g & \text{— când tranzistorul conduce} \\ \frac{dx}{dt} = A_2 x + B_2 V_g & \text{— când tranzistorul este blocat} \end{cases} \quad (4.37)$$

unde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Modelul discret al convertorului în condițiile unei modulații de tip trailing triangle, este descris de următoarea ecuație:

$$x[n+1] = \varphi_1 \varphi_2 \varphi_1 x[n] + (\varphi_1 \varphi_2 \psi_1 + \varphi_1 \psi_2 + \psi_1) V_G \quad (4.41)$$

unde:

$$\varphi_1 = e^{A_1 \frac{1}{2} d_n T_S} \quad (4.42)$$

$$\psi_1 = A_1^{-1} (\varphi_1 - I) B_1 \quad (4.43)$$

și

$$\varphi_2 = e^{A_2 (1-d_n) T_S} \quad (4.44)$$

$$\psi_2 = A_2^{-1} (\varphi_2 - I) B_2 \quad (4.45)$$

Convertorul va fi simulat pe baza ecuației diferențiale (4.41), cu factorul de umplere calculat conform legii de comandă dată de relația (4.11). Mai întâi, se va alege un factor de umplere arbitrar și simularea va fi efectuată un timp suficient de lung, pentru a depăși regimul tranzitoriu inițial. Dacă sistemul se dovedește a fi stabil, rezultatele în stare staționară vor fi o secvență de valori discrete neegale. Cum funcționarea instabilă apare în general când $D < 0.5$ ori când $D > 0.5$, sunt alese două valori pentru curentul de referință: o valoare care impune funcționarea sistemului la $D < 0.5$, respectiv o altă valoare care să realizeze funcționarea la $D > 0.5$.

Rezultatele simulării primului set corespund unui curent de referință $I_{ref} = 2.5A$, ($D < 0.5$) și sunt prezentate în fig.4.6 respectiv fig.4.7, în timp ce în fig.4.8 sunt detaliate ultimele zece perioade de comutație ale curentului inductiv pentru aceeași valoare a curentului de referință. Se poate observa funcționarea instabilă a sistemului, factorul de umplere variază aleator și curentul inductiv nu atinge o formă tipică periodică.

Cel de-al doilea set de rezultate pentru simulare corespunde setării curentului de referință la valoare $I_{ref} = 11A$, ($D > 0.5$). Rezultatele simulării sunt prezentate în fig.4.9 și fig.4.10 pentru factorul de umplere, respectiv pentru curentul inductiv. Detaliul, reprezentând ultimele zece perioade de comutație ale curentului inductiv pentru aceeași valoare a curentului de referință, este prezentat în fig.4.11. Și de această dată este atinsă funcționarea instabilă. În fig.4.7 sunt reprezentate doar valorile curentului inductiv eșantionate, deci valorile „de mijloc”. Se poate observa că factorul de umplere modificându-se aleator, forma curentului inductiv este una neperiodică.

Pe baza rezultatelor prezentate, se poate concluziona că comanda TTP este instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

Simularea a fost realizată în programul MATLAB, codul sursă cât și detaliile aferente se găsesc în Anexa 1_C4.

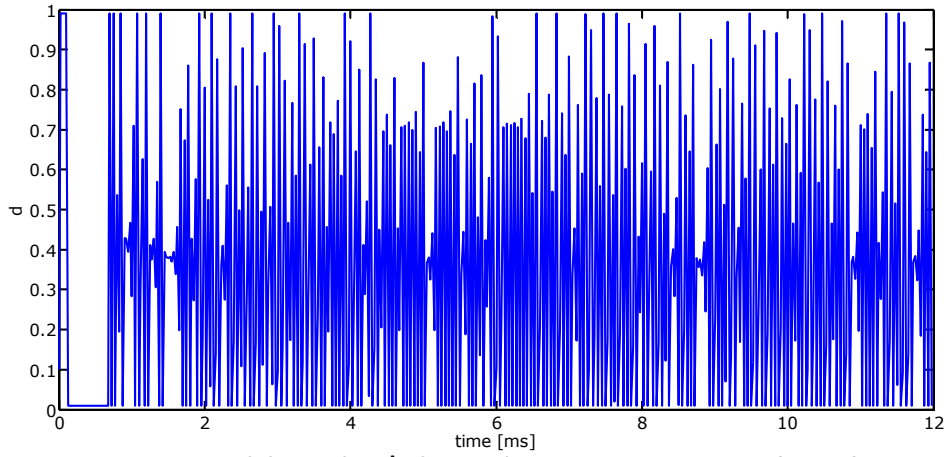


Fig.4.6. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

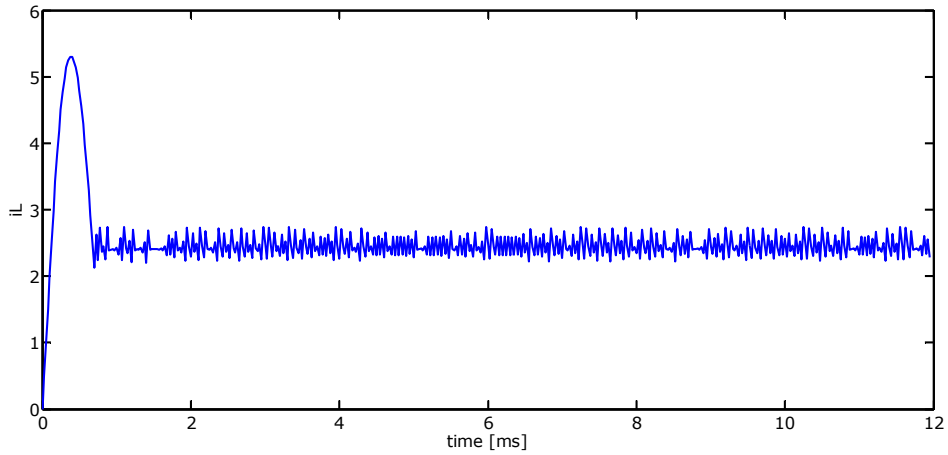


Fig.4.7. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

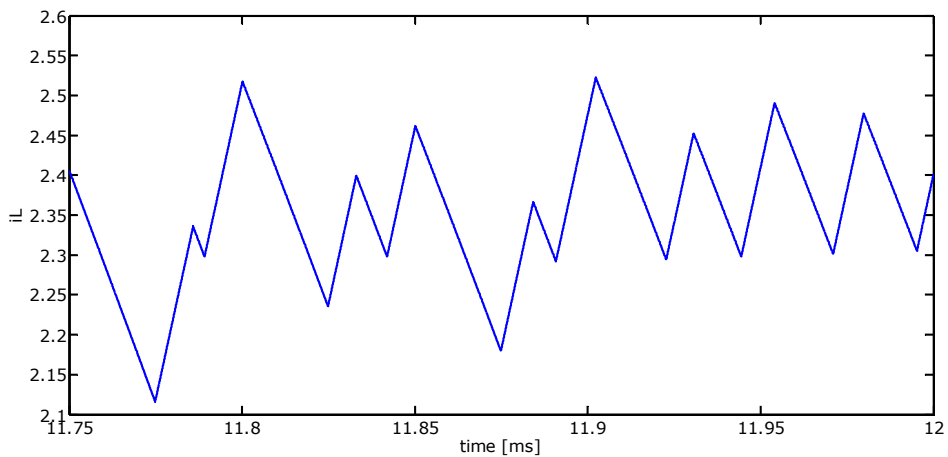


Fig.4.8. Detaliu de zece perioade din curentul inductiv pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

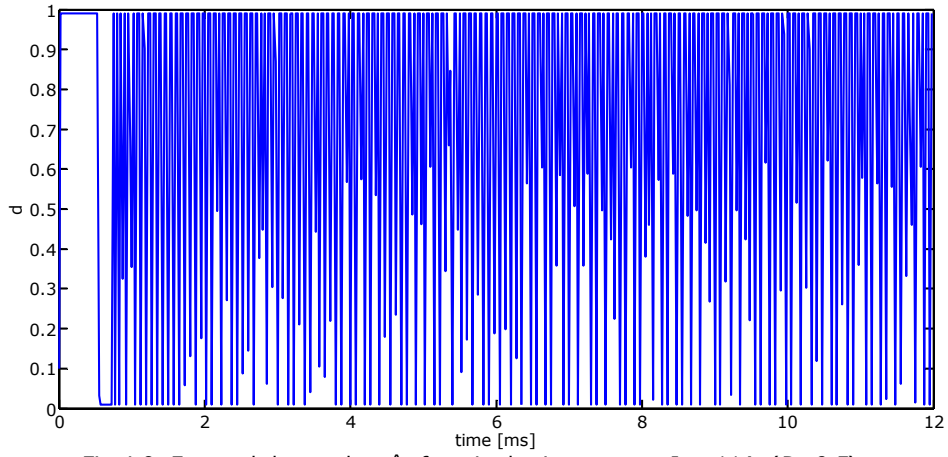


Fig.4.9. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

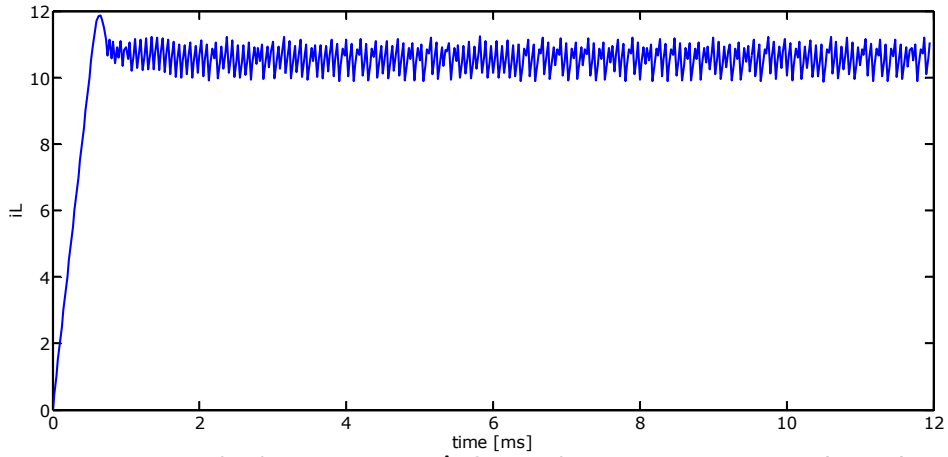


Fig.4.10. Curentul inductiv eşantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

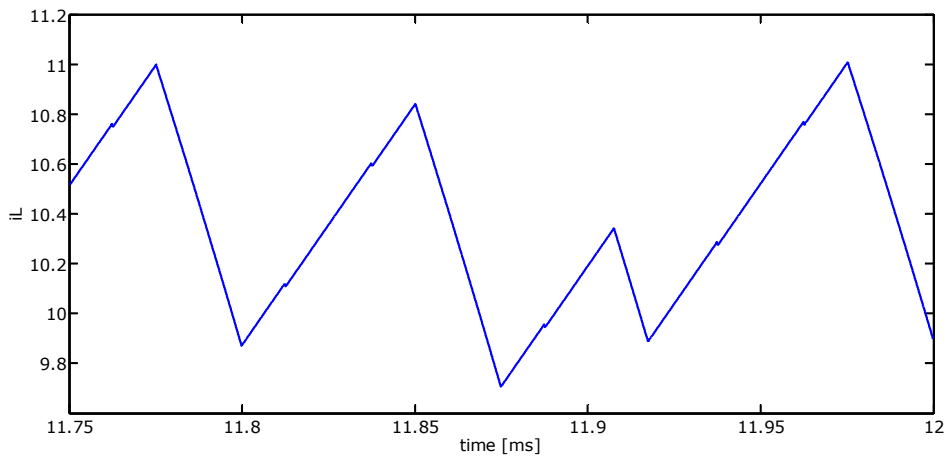


Fig.4.11. Zece perioade din curentul inductiv pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

4.4. Verificarea prin simularea circuitului

Pentru verificarea finală a comenzii TTP s-a efectuat prin simularea circuitului utilizând programul CASPOC [11], program specializat pentru simularea circuitelor de putere. Schema generală de simulare a convertorului boost folosind comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația trailing triangle este prezentată în fig.4.12.

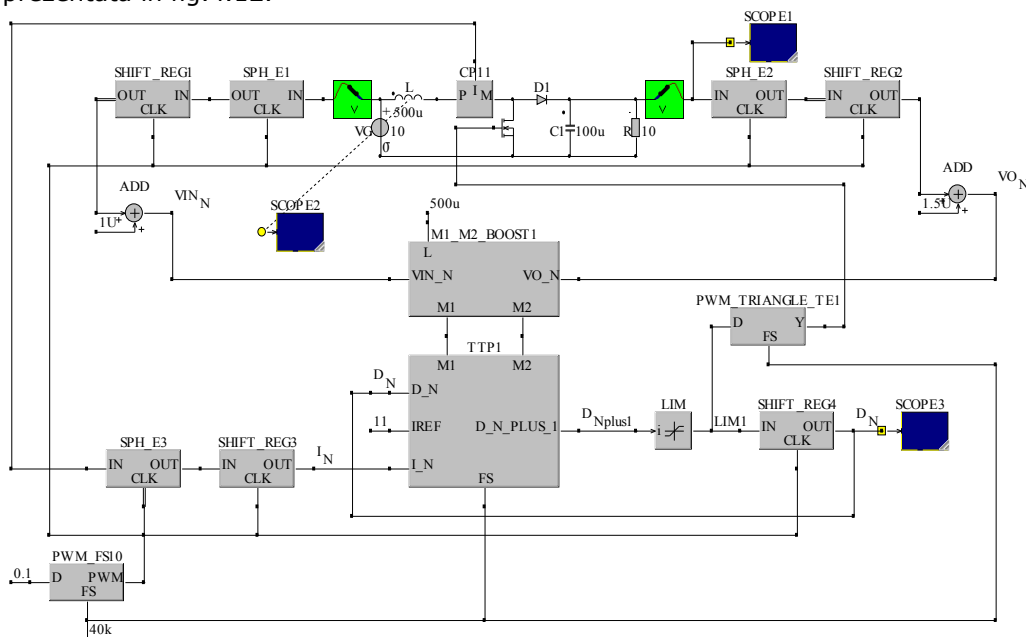


Fig.4.12. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda TTP

Scopul verificării este stabilitatea sistemului la funcționarea cu factori de umplere mai mici sau mai mari de 0.5 . Curentul de vârf ar trebui să urmărească referința I_{ref} . Factorul de umplere necesar pentru următoarea perioadă de comutație este prognozat pe baza eșantioanelor curentului inductiv, tensiunii de intrare și tensiunii de ieșire din perioada de comutație curentă, în conformitate cu relația de recurență (4.10). A fost necesară implementarea următoarelor blocuri: blocul de eșantionare și memorare (**SPH_E**), registrul de deplasare (**SHIFT_REG**), blocul de calcul al pantelor (**M1_M2_BOOST**), blocul de calcul al factorului de umplere (**TTP**), modulatorul PWM trailing triangle (**PWM_TRIANGLE_TE**). S-au utilizat de asemenea și blocuri dedicate din bibliotecile interne ale programului CASPOC cum ar fi: modulatorul PWM (**PWM_FS**) utilizat pentru realizarea tactului întregului circuit, blocul limitator (**LIM**) ce limitează valoarea factorului de umplere în intervalul $[0.2, 0.8]$, sonda pentru citirea curentului inductiv (**CP**), două sonde pentru citirea tensiunii de intrare respectiv tensiunii de ieșire (**V**). Schema de simulare funcționează astfel:

- se eșantionează, la frecvența de 40KHz , tensiunea de intrare, tensiunea de ieșire și curentul inductiv; valoarea fiecărui eșantion este memorată în același bloc **SPH_E**;
- valorile eșantioanelor sunt introduse în registre de deplasare pentru a putea

fi utilizate în calculul pantelor M_1 , M_2 , cât și în calculul relației de recurență a factorului de umplere;

- eșantioanele din tensiunea de intrare respectiv din tensiunea de ieșire servesc pentru calculul pantelor în blocul $M1_M2_BOOST$, conform relațiilor (4.3) respectiv (4.4);
- relația de recurență a factorului de umplere este implementată conform relației (4.10) cu ajutorul blocului TTP . La ieșirea acestui bloc se regăsește valoarea factorului de umplere d_{n+1} ;
- factorul de umplere d_{n+1} este limitat cu ajutorul blocului LIM între valorile 0.2 respectiv 0.8, așa cum au loc și în practică, în circuite integrate dedicate;
- tranzistorul este comandat cu frecvența de 40KHz cu ajutorul blocului $PWM_TRIANGLE_TE$, având la intrarea sa valoarea factorului de umplere d_{n+1} rezultat din relația de recurență;
- pentru o nouă valoare a factorului de umplere, d_{n+1} va fi întârziat cu ajutorul unui bloc $SHIFT_REG$ devenind astfel d_n , valoare utilă pentru blocul TTP , adică pentru calcularea unui nou factor de umplere d_{n+1} .

În continuare se va descrie blocurile noi ce deservește implementării acestui tip de comandă. Următoarele blocuri sunt comune pentru implementarea tuturor comenzilor prezentate în această lucrare: blocul de eșantionare și memorare (**SPH_E**), registrul de deplasare (**SHIFT_REG**), blocul de calcul al pantelor (**M1_M2_BOOST**), modulatorul PWM (**PWM_FS**). Aceste blocuri au fost prezentate în capitolele precedente.

TTP - Blocul de calcul al relației de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzii TTP – fig.4.13, realizează implementarea relației de recurență a factorului de umplere predictiv dată relația (4.10). Pentru implementare s-au utilizat blocuri matematice dedicate din CASPOC.

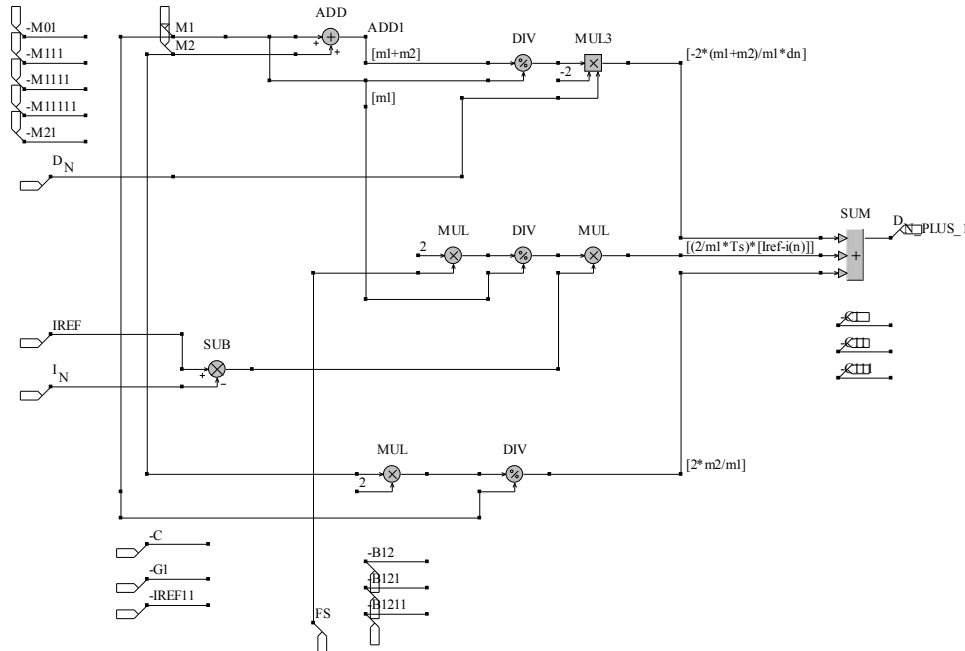


Fig.4.13. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda TTP

PWM_TRIANGLE_TE - modulatorul PWM pe ambele fronturi de tip **trailing** – fig.4.14, este implementat utilizându-se două blocuri *PWM_FS*. Blocul *PWM_FS1* realizează impulsuri dreptunghiulare de lățime $(D/2)T_s$ la începutul fiecărei perioade. La intrarea *D* a blocului *PWM_FS2* se găsește valoarea $(1-D/2)$. Ieșirea fiind negată, rezultă că acest bloc realizează impulsuri dreptunghiulare de lățime $(D/2)T_s$ la sfârșitul fiecărei perioade. În continuare se realizează operația de SAU logic între cele două ieșiri ale blocurilor *PWM_FS1* respectiv *PWM_FS2*. Astfel tranzistorul conduce $(D/2)T_s$ unități de timp, atât la începutul cât și la sfârșitul fiecărei perioade de comutație. Schema de test a acestui bloc cât și rezultatul simulării pentru două perioade de $25\mu s$ ($f_s=40kHz$) sunt prezentate în fig.4.15.

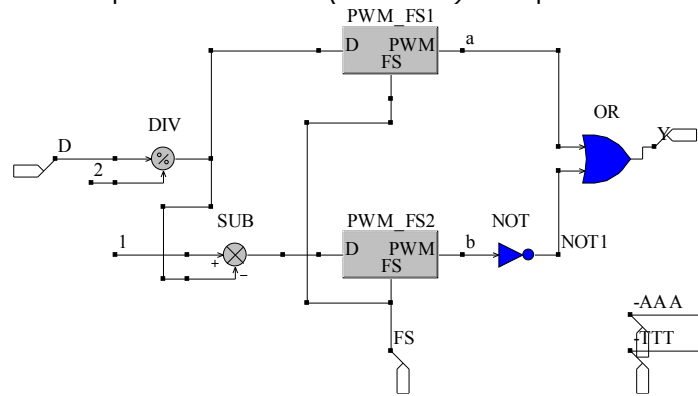


Fig.4.14. Modulatorul trailing triangle implementat în CASPOC.

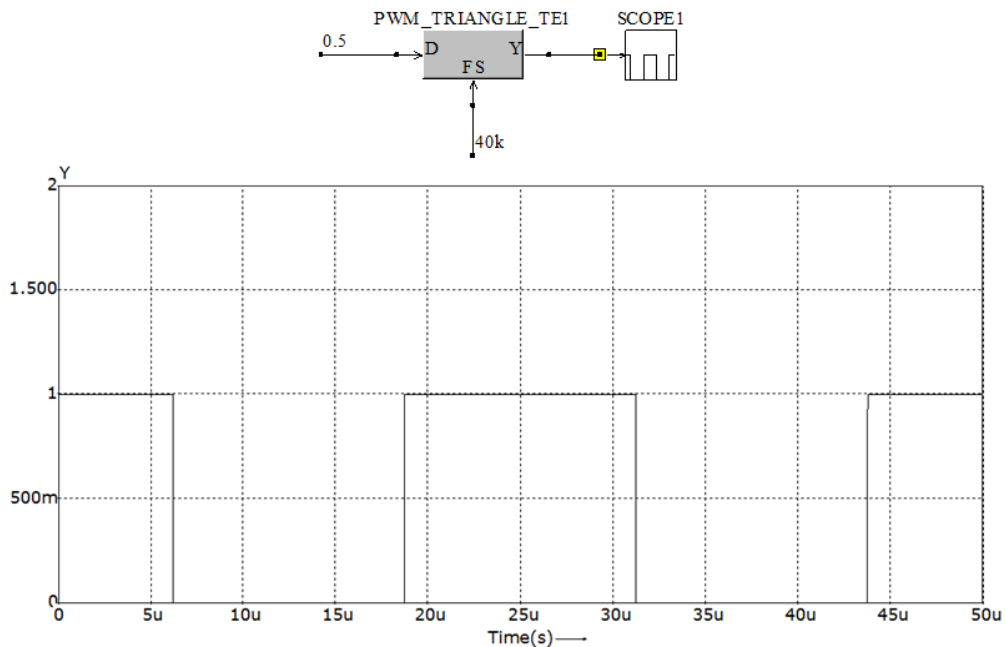


Fig.4.15. Testarea modulatorului trailing triangle implementat în CASPOC.

Cu ajutorul acestor blocuri a fost realizată schema de simulare în care curentul de vârf ar trebui să urmărească referința I_{ref} . Simularea s-a efectuat impunând $I_{ref}=2.5A$, ce are ca rezultat funcționarea convertorului cu $D<0.5$ respectiv $I_{ref}=11A$ pentru funcționarea cu $D>0.5$.

Primele rezultate ale simulării constând în forma factorului de umplere, curentul inductiv și respectiv tensiunea de ieșire sunt prezentate în fig.4.16, fig.4.17, fig.4.18 și fig.4.19.

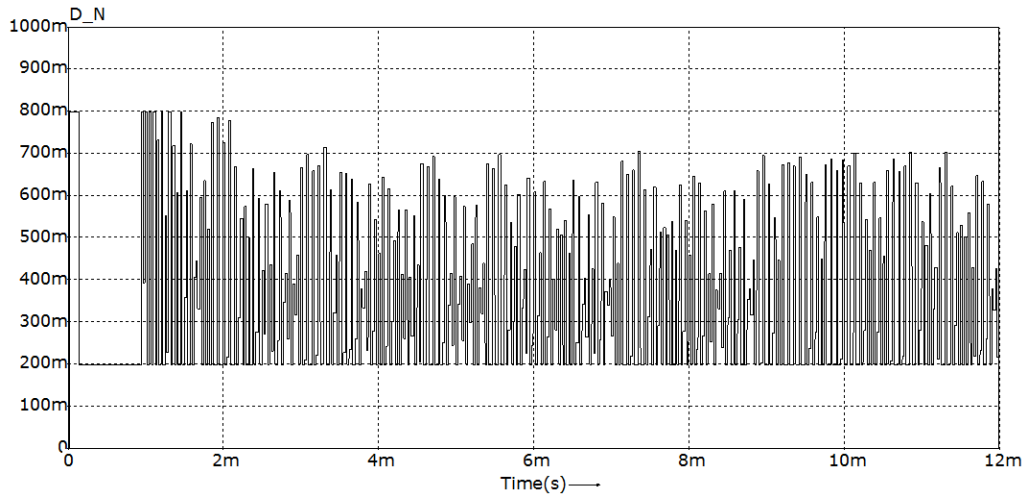


Fig.4.16. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

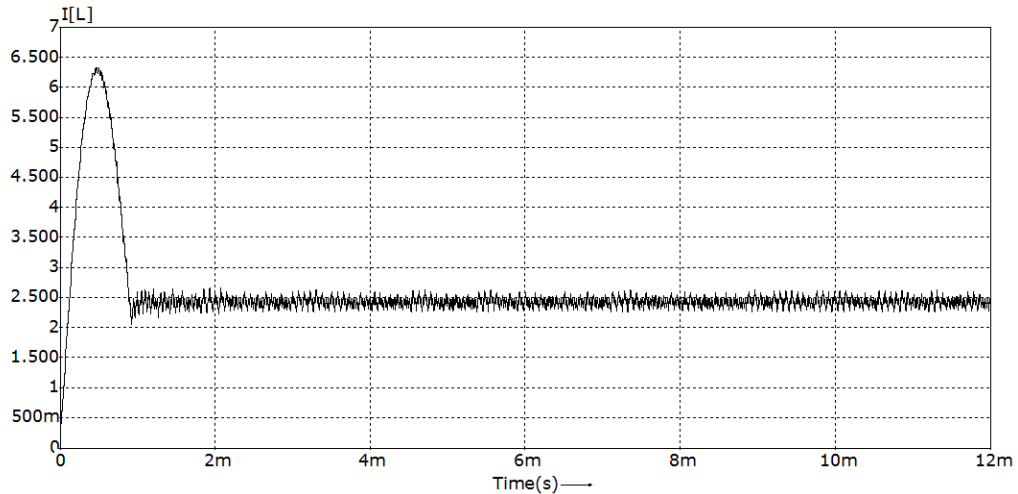


Fig.4.17. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

Simularea s-a efectuat impunând o valoare de 2.5A pentru curentul de referință, ceea ce forțează funcționarea cu un factor de umplere mai mic de 0.5. Se poate observa că se obține o funcționare instabilă.

În fig.4.17 se prezintă un detaliu de 12 perioade din curentul inductiv. Se poate observa că forma curentului inductiv este una neperiodică cu variații aleatoare. Totodată se poate observa că valoarea de $2.5A$ prescrisă pentru curentul de vârf nu este atinsă în fiecare perioadă. Pe baza acestui detaliu se poate trage concluzia că, comanda TTP este necondiționat instabilă pentru valori ale factorului de umplere mai mici decât 0.5 .

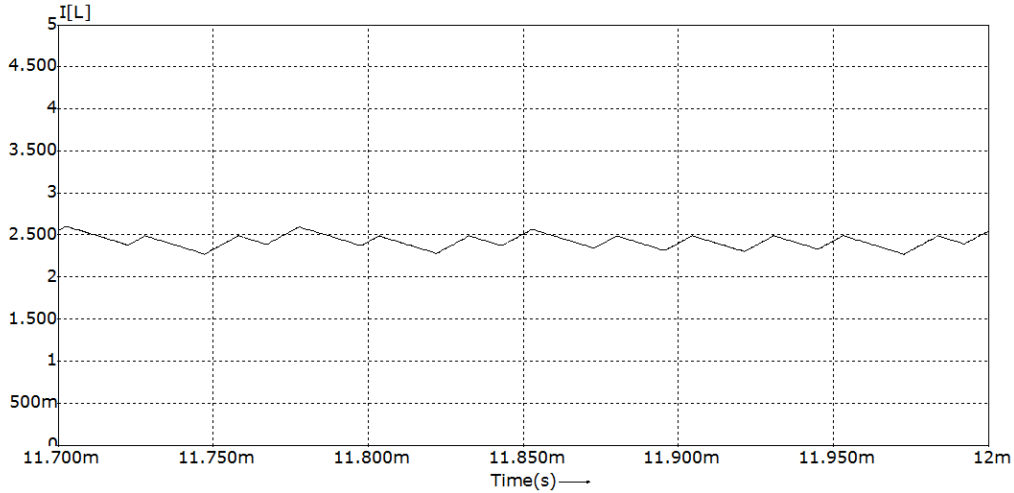


Fig.4.18. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

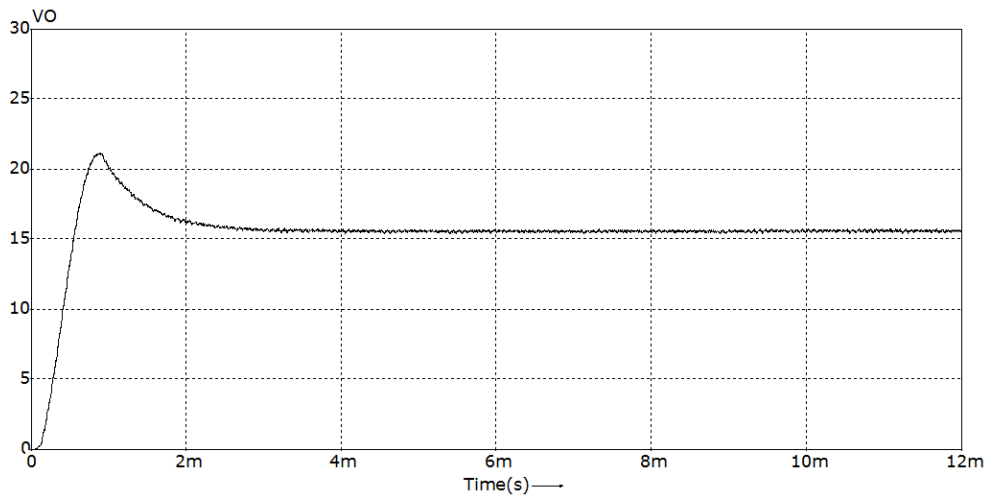


Fig.4.19. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

Pentru impunerea funcționării convertorului cu un factor de umplere mai mare decât 0.5 curentul de referință este fixat la valoarea de $11A$. Fig.4.20, fig.4.21, fig.4.22 și fig.4.23 prezintă rezultatele simulării factorului de umplere, curentului inductiv și tensiunii de ieșire. Se poate observa ușor că funcționarea convertorului este instabilă. În ambele situații ($D<0.5$ și $D>0.5$), se poate observa

că valoarea de vârf a curentului inductiv nu urmărește curentul de referință.

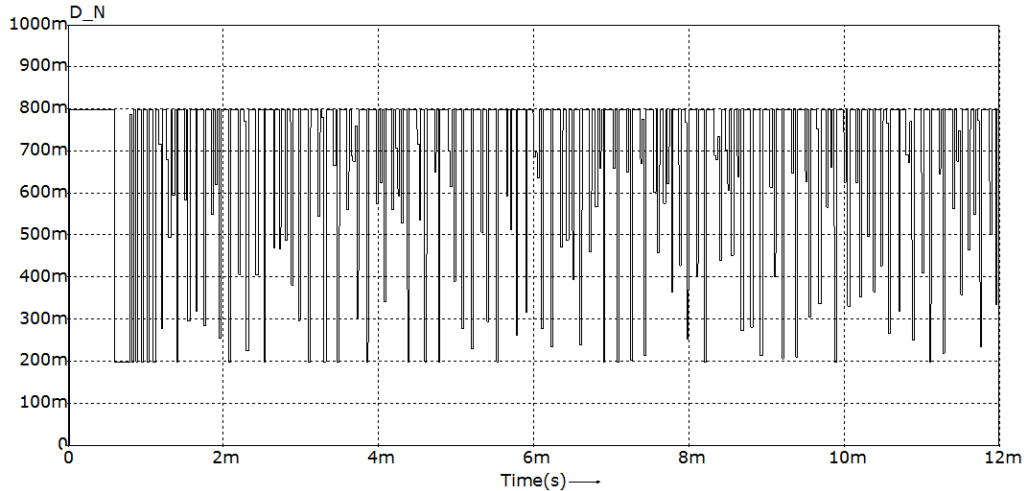


Fig.4.20. Factorul de umplere în funcție de timp, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

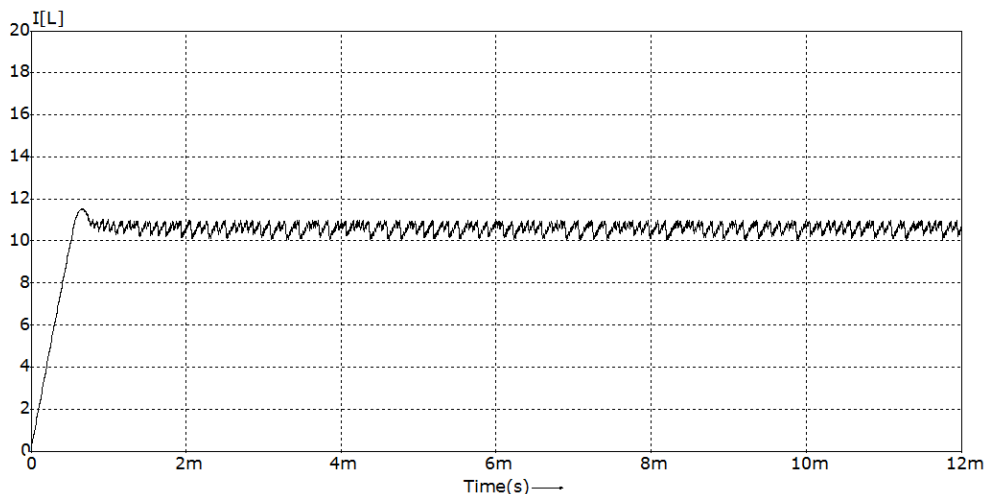
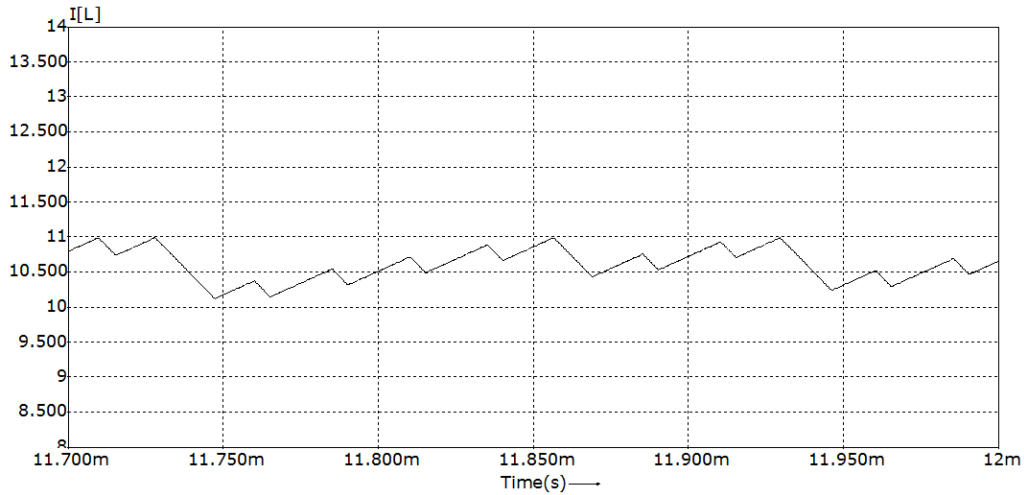
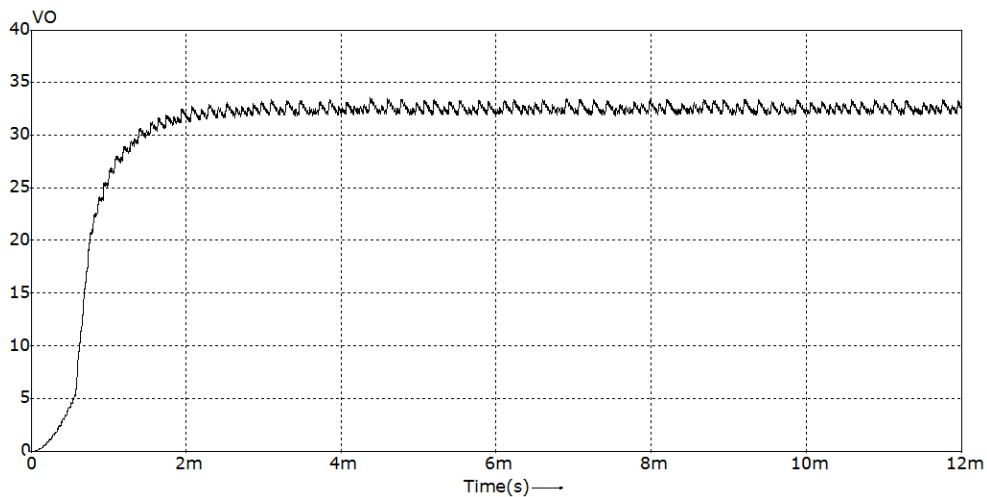


Fig.4.21. Curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

Și de această dată se dorește să se evidențieze afirmațiile teoretice printr-un detaliu de 12 perioade din curentul inductiv. Astfel se poate observa fig.4.22 că forma curentului inductiv este una neperiodică cu variații aleatoare. Totodată se poate observa că valoare de 11A prescrisă pentru curentul de referință nu este atinsă de valorile de vârf ale curentului inductiv în fiecare perioadă. Pe baza acestui detaliu se poate trage concluzia că, comanda TTP este necondiționat instabilă pentru valori ale factorului de umplere mai mari de 0.5. În concluzie comanda predictivă a TTP este instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

Fig.4.22. Detaliu din curentul inductiv, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).Fig.4.23. Tensiunea de ieșire, pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

4.5. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol s-a realizat o investigație detaliată a comenzii digitale predictive prin curentul de vârf utilizând modulația triunghiulară de tip trailing edge. A fost determinată legea de comandă și totodată au fost dezvoltate considerente teoretice privind stabilitatea acestui tip de comandă. Analiza s-a efectuată într-o manieră generală, prin urmare, concluziile de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor în timp ce legea de comandă este, de asemenea, generală și numai valorile tipice pentru pantele m_1 respectiv m_2 trebuie să fie introduse pentru a se obține legea de comandă pentru o anumită topologie.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

- principala contribuție este infirmarea rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado, care prognozează funcționarea stabilă a comenzii TTP pentru un factor de umplere mai mic decât 0,5. Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul de vârf utilizând modulația trailing triangle este în mod inerent instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.
- determinarea legii corecte pentru comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația trailing triangle (TTP);
- realizarea unui program Matlab pentru verificarea comenzii TTP prin simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării comenzii TTP utilizând programul Matlab;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legea comenzii TTP cât și tehnica de modulație PWM de tip trailing triangle. Blocurile au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program;
- realizarea schemei de circuit în programul Caspoc pentru simularea comenzii TTP;
- verificarea comenzii TTP prin simularea circuitului utilizând un convertor boost;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitului utilizând comanda TTP, rezultatele simulării circuitului fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab;
- confirmarea în plan științific a cercetării prin publicarea rezultatelor într-o lucrare științifică [33] indexată **BDI** - Scopus, CSA și Copernicus la "*International Review of Automatic Control (I.R.E.A.CO.)*".

5. Comanda predictivă a curentului de vale cu modulație leading triangle

În acest capitol se investighează comanda digitală predictivă a curentului de vale în convertoare DC-DC utilizând modulația de tip leading triangle (LT). Denumită și comanda leading triangle valley (LTV) este rezultatul corelării tehnici de modulație leading triangle (LT) cu metoda de comandă a curentului de vale (valley - V). Studiul este orientat pe deducerea legii de comandă a factorului de umplere și pe efectuarea analizei stabilității acestui tip de comandă. Se va demonstra, că comanda TTV este instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere. Analiza se va efectua într-o manieră generală, independent de topologia convertoarelor, urmând ca rezultatele obținute să se poată aplica, de asemenea diferitelor topologii de convertoare (buck, boost, buck-boost, etc.). Considerațiile teoretice sunt confirmate pentru un convertor boost, pe baza ecuațiilor în spațiul stărilor utilizând programul MATLAB, cât și prin dezvoltarea și simularea întregului circuit utilizând programul CASPOC, program dedicat simulării circuitelor de putere.

5.1. Comanda curentului de vale utilizând modulația leading triangle

1. Principiul comenzii

În fig.5.1 se prezintă modulația impulsurilor în durată (PWM) de tip leading triangle (LT). Analogic, funcția de comutație $q(t)$ se obține prin compararea tensiunii de comandă $v_c(t)$ cu un semnal purtător de tip triunghiular inversat, $v_{tri}(t)$.

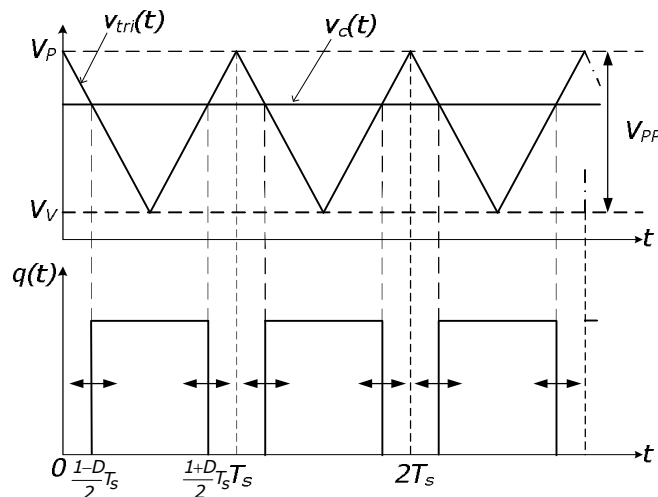


Fig.5.1. Modulația de tip leading triangle (LT) în stare staționară.

În LT, tranzistorul este blocat atât la începutul fiecărei perioade de comutație T_s , cât și la sfârșitul acesteia. Tranzistorul este adus în conducție la momentul $[(1-D)/2]T_s$ de la începutul perioadei, după care este din nou blocat la $[(1+D)/2]T_s$ unități de timp de la începutul perioadei. Tranzistorul rămâne apoi blocat pentru tot restul perioadei de comutație. Astfel, pe durata unei perioade de comutație, tranzistorul este blocat timp de $[(1-D)/2]T_s$ unități de timp atât la începutul cât și la sfârșitul perioadei. Este evident faptul că ambele fronturi ale funcției de comutație pot să apară mai devreme sau mai târziu pe durata unei perioade de comutație, depinzând de valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$. Astfel valoarea factorului de umplere d poate fi modificată crescând sau scăzând valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$.

În comanda curentului de vale, scopul este ca valoarea de vale a curentului inductiv să urmărească cu precizie curentul de referință I_{ref} prescrist, altfel spus scopul este de a reduce eroarea dintre valoarea de vale a curentului inductiv și valoarea curentului de referință. Ca și în alte tipuri de comenzi digitale predictive, și în PDVCC este necesară eșantionarea unor variabile în perioada de comutație curentă, eșantioane pe baza cărora se va calcula factorul de umplere corespunzător perioadei de comutație viitoare. În fig.5.2 se prezintă forma curentului inductiv în stare staționară iar în fig.5.3 forma curentului inductiv în regim tranzitoriu aplicând comanda curentului de vale [19], [70].

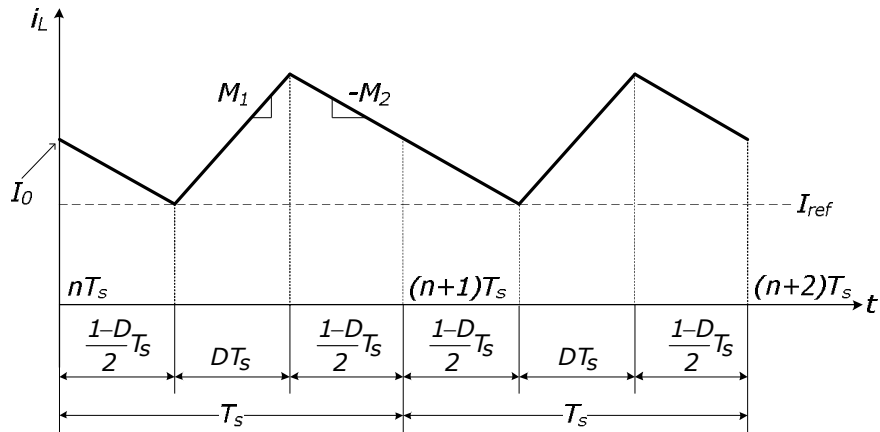


Fig.5.2. Curentul inductiv în stare staționară, modulație leading triangle.

2. Ecuțiile comenzii

Eșantionarea curentului inductiv se realizează la începutul fiecărei perioade de comutație, astfel, se va nota cu $i[n]$ eșantionul de la începutul perioadei n . Obiectivul principal îl reprezintă determinarea unei relații de recurență pentru factorul de umplere din perioada $n+1$ în funcție de factorul de umplere d_n , din perioada de comutație n , astfel încât punctul de vale din curentul inductiv în perioada $n+1$, prezentat în fig.5.3, să fie egal cu valoarea curentului de referință I_{ref} . Această abordare justifică, de altfel, natura predictivă a comenzii. Pentru a obține legea de comandă a factorului de umplere, curentul de vale din perioada $n+1$, $i_{V_{n+1}}$, va fi determinat în funcție de $i[n]$ iar în final se va impune ca această valoare de vale a curentului inductiv să fie egală cu valoarea curentului de referință, I_{ref} . În primă fază se va calcula valoarea eșantionului, $i[n+1]$, din curentul inductiv în

funcție de valoarea eșantionului precedent $i[n]$ din perioada de comutație anterioară și factorul de umplere aferent d_n , determinat de pantele m_1 și m_2 ale căror valori pot fi ușor exprimate ca și combinații liniare dintre tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire.

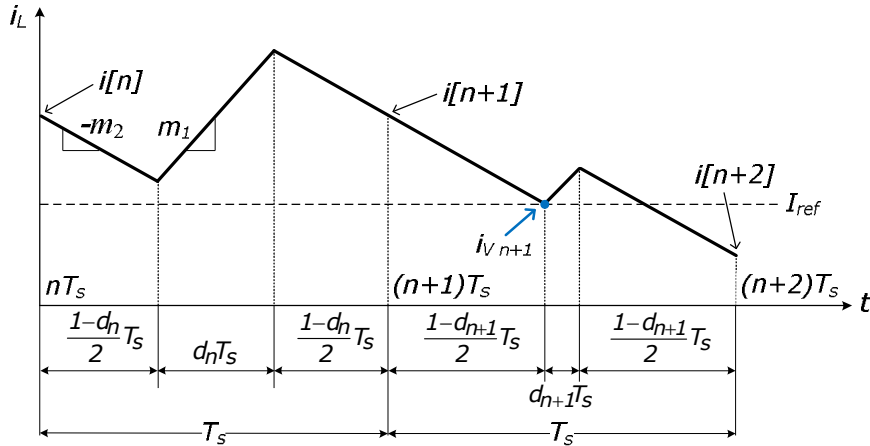


Fig.5.3. Curentul inductiv în regim dinamic pentru comanda LTV.

Este de asemenea cunoscut faptul că factorul de umplere în stare staționară este dat de relația:

$$D = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \quad (5.1)$$

în timp ce raportul dintre pantele curentului inductiv este:

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{1-D} \quad (5.2)$$

Cele două relații pot fi ușor demonstrate exprimând variațiile curentului inductiv din fiecare stare topologică și egalând rezultatele. În general, pantele m_1 și m_2 depind de tensiunea de intrare respectiv tensiunea de ieșire. Astfel, e necesar să se eșantioneze atât tensiunea de intrare cât și tensiunea de ieșire. Într-un convertor boost pantele curentului inductiv au următoarele valori:

$$m_1 = \frac{v_g}{L} \quad (5.3)$$

$$m_2 = \frac{v_o - v_g}{L} \quad (5.4)$$

Admițând forma liniară pe porțiuni a curentului inductiv, este ușor de arătat că:

$$i[n+1] = i[n] - \frac{1}{2} m_2 (1-d_n) T_s + m_1 d_n T_s - \frac{1}{2} m_2 (1-d_n) T_s \quad (5.5)$$

Relația (5.5) poate fi extinsă pentru următoarea perioadă de comutație, înlocuind n cu $n+1$. Se obține astfel:

$$i[n+2] = i[n+1] - m_2 (1-d_{n+1}) T_s + m_1 d_{n+1} T_s \quad (5.6)$$

Punctul de vale al curentului inductiv în perioada de comutație $n+1$, este egal cu:

$$i_{V_{n+1}} = i[n+1] - \frac{1}{2} m_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (5.7)$$

Substituind membrul drept al relației (5.5) în (5.7), curentul de vale în perioada $n+1$ se poate rescrie în forma:

$$i_{V_{n+1}} = i[n] - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 d_n T_s - \frac{1}{2} m_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (5.8)$$

Impunând $i_{V_{n+1}} = I_{ref}$, rezultă că:

$$i[n] - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 d_n T_s - \frac{1}{2} m_2 (1 - d_{n+1}) T_s = I_{ref} \quad (5.9)$$

Rezolvând ecuația (5.9), rezultă valoarea factorului de umplere prognozat în forma:

$$d_{n+1} = -2 \frac{m_1 + m_2}{m_2} d_n - \frac{2}{m_2 T_s} (i[n] - I_{ref}) + 3 \quad (5.10)$$

Relația (5.10) reprezintă legea generală de comandă a factorului de umplere predictiv în cazul comenzii LTV. Această lege de comandă se poate aplica la orice convertor înlocuind pantele m_1 și m_2 corespunzătoare topologiei convertorului. Astfel, utilizând relațiile (5.3) și (5.4), după efectuarea unor calcule simple, factorul de umplere pentru convertorul boost este dat de:

$$d_{n+1} = -2 \frac{v_o}{v_o - v_g} d_n - 2 \frac{L}{(v_o - v_g) T_s} (i[n] - I_{ref}) + 3 \quad (5.11)$$

Exprimând factorul de umplere din stare staționară în funcție de pantele M_1 și M_2 , este ușor de verificat validitatea relației (5.10). Astfel, în stare staționară se pot scrie următoarele relații:

$$i[n] = I_0 \quad (5.12)$$

$$d_{n+1} = d_n = D \quad (5.13)$$

$$I_{ref} = I_0 - \frac{1}{2} M_2 (1 - D) T_s \quad (5.14)$$

unde I_0 reprezintă curentul mediu în stare staționară și D este factorul de umplere. Substituind valorile $i[n]$, d_{n+1} , d_n și I_{ref} din relațiile (5.12), (5.13) și (5.14) în relația (5.10), după efectuarea calculelor se obține: $D = \frac{M_2}{M_1 + M_2}$, adică cunoscuta relație (5.1), confirmându-se astfel validitatea relației (5.10).

5.2. Analiza stabilității pentru comanda LTV

Analiza stabilității se poate efectua utilizând modelul „geometric” aproximativ, similar cu [37], capitolul 12. În fig.5.4 sunt reprezentate forma curentului inductiv în stare staționară cât și în stare perturbată, presupunând o mică perturbație. Cu linie continuă este reprezentată forma curentului inductiv în stare staționară iar cu linie întreruptă forma curentului în stare perturbată.

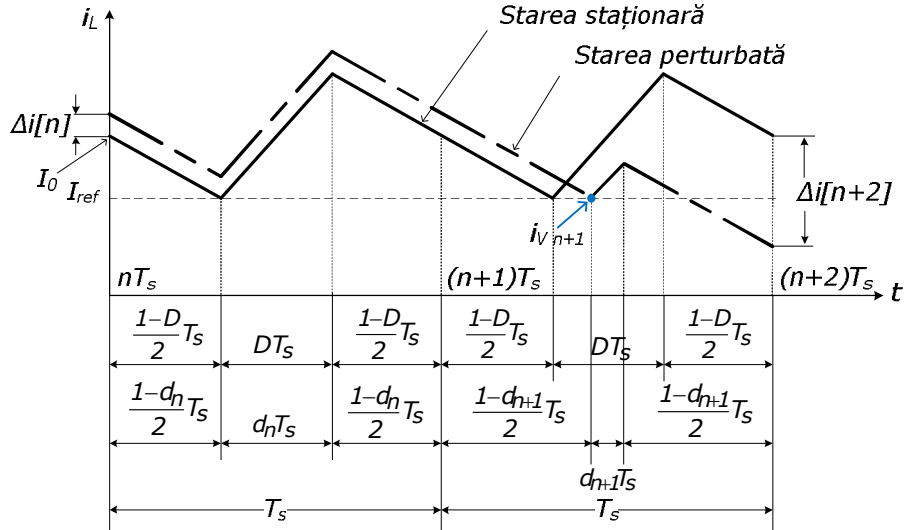


Fig.5.4. Curentul inductiv sub comanda LTV în stare staționară și în prezența perturbației.

Se admite că până la $t=nT_s$, convertorul a funcționat în stare staționară și la $t=nT_s$ apare perturbația $\Delta i[n]$. Astfel, bazat pe principiul comenzii predictive este clar că factorul de umplere din perioada n va fi egal cu factorul de umplere D , din stare staționară,

$$d_n = D \quad (5.15)$$

Deoarece s-a presupus o perturbație de valoare mică, convertorul va funcționa aproape de starea de staționară, astfel încât pantele m_1 și m_2 pot fi considerate constante și egale cu valorile din starea staționară, M_1 respectiv M_2 . Această analiză își propune determinarea unei relații de recurență între perturbația $\Delta i[n+2]$ de la începutul perioadei de comutație $n+2$, și perturbația $\Delta i[n]$ de la începutul perioadei de comutație n . Pe baza acestei relații de recurență, stabilitatea poate fi ușor stabilită, analizând în ce condiții perturbația $\Delta i[n+2]$ converge la zero când n tinde la infinit. Din fig.5.4 se poate observa că perturbația de la începutul perioadei n este:

$$\Delta i[n] = i[n] - I_0 \quad (5.16)$$

Deoarece în perioada de comutație n pantele celor două forme ale curentului inductiv sunt aceleași și factorul de umplere este egal cu factorul de umplere din stare staționară, rezultă că valoarea perturbației la începutul perioadei de comutație $n+1$, va fi egală cu perturbația de la începutul perioadei n :

$$\Delta i[n+1] = \Delta i[n] \quad (5.17)$$

Cum d_{n+1} reprezintă prima valoare a factorului de umplere care ia în considerare perturbația din curentul inductiv, rezultă că perturbația de la începutul perioadei de comutație $n+2$ va fi diferită față de perturbația de la începutul perioadei n . Relația (5.16) este echivalentă cu:

$$i[n] = I_0 + \Delta i[n] \quad (5.18)$$

Din (5.16) și (5.17), rezultă că:

$$i[n+1] = I_0 + \Delta i[n] \quad (5.19)$$

Bazat pe (5.18), relația de recurență (5.10) devine:

$$d_{n+1} = -2 \frac{M_1 + M_2}{M_2} d_n - \frac{2}{M_2 T_s} (I_0 + \Delta i[n] - I_{ref}) + 3 \quad (5.20)$$

Fie Δd_{n+1} perturbația factorului de umplere din perioada $n+1$. Conform acestei definiții, se poate scrie:

$$d_{n+1} = \Delta d_{n+1} + D \quad (5.21)$$

Substituind pe rând: d_n din relația (5.15), d_{n+1} din (5.21), I_{ref} din (5.14), D din (5.1) și $i[n]$ din (5.18), în relația (5.20), după efectuarea calculelor rezultă:

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{2}{M_2 T_s} \Delta i[n] \quad (5.22)$$

Curentul inductiv instantaneu la începutul perioadei $n+2$, este:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n+2] \quad (5.23)$$

Cu ajutorul considerațiilor geometrice, împreună cu relațiile (5.6) și (5.19), valoarea curentului $i[n+2]$ se obține ca fiind:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n] - M_2(1 - d_{n+1})T_s + M_1 d_{n+1} T_s \quad (5.24)$$

Egalând membrii dreپți din relațiile (5.23) și (5.24), se obține:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] - M_2(1 - d_{n+1})T_s + M_1 d_{n+1} T_s \quad (5.25)$$

Substituind d_{n+1} din relația (5.21) în (5.25), rezultă că:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2)T_s \Delta d_{n+1} + M_1 D T_s - M_2(1 - D)T_s \quad (5.26)$$

Înlocuind pe Δd_{n+1} din (5.22) în relația (5.26) și D din (5.1), se obține:

$$\Delta i[n+2] = -\left(1 + 2 \frac{M_1}{M_2}\right) \Delta i[n] \quad (5.27)$$

Ținând cont de valoarea raportului M_2/M_1 dat de relația (5.2), membrul drept al relației (5.27) se poate rescrie, în funcție de factorul de umplere din stare staționară, astfel:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{2-D}{D} \Delta i[n] \quad (5.28)$$

Relația (5.28) reprezintă relația de recurență căutată, pe baza căreia se pot face ușor considerente de stabilitate. Înlocuind $n \rightarrow n+2$, în relația (5.28), rezultă că:

$$\Delta i[n+4] = -\frac{2-D}{D} \Delta i[n+2] \quad (5.29)$$

Substituind $\Delta i[n+2]$ din (5.28) în (5.29), se obține:

$$\Delta i[n+4] = \left(-\frac{2-D}{D}\right)^2 \Delta i[n] \quad (5.30)$$

După $2k$ perioade de comutație, perturbația devine:

$$\Delta i[n+2k] = \left(-\frac{2-D}{D}\right)^k \Delta i[n] \quad (5.31)$$

Când $k \rightarrow \infty$, perturbația $\Delta i[n+2k]$ converge la 0, dacă și numai dacă valoarea absolută a termenului $-(2-D)/D$, este strict mai mică decât unitatea. Astfel condiția de stabilitate este:

$$\left|-\frac{2-D}{D}\right| < 1 \quad (5.32)$$

Cum $0 < D < 1$ valoarea modului este:

$$\left|-\frac{2-D}{D}\right| = \frac{2-D}{D} \quad (5.33)$$

Prin urmare condiția de stabilitate este echivalentă cu:

$$\frac{2-D}{D} < 1 \quad (5.34)$$

Rezolvând inecuația (5.34) se obține că $D > 1$, ceea ce este întotdeauna fals. În concluzie, comanda LTV este necondiționat instabilă, pentru orice valoare a factorului de umplere.

5.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda LTV

Pentru a confirma instabilitatea comenzii LTV, se va efectua o simulare în MATLAB utilizând modelul discret în spațiul stărilor. Convertorul boost prezentat în fig.5.5 reprezintă subiectul studiului.

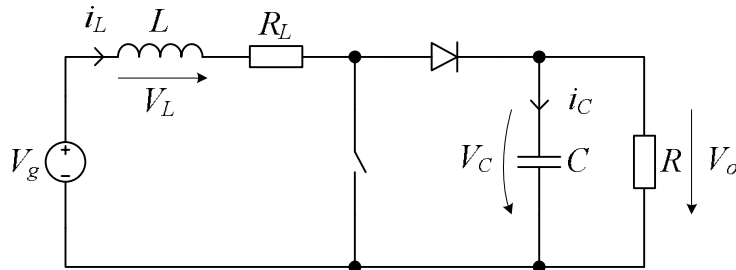


Fig.5.5. Convertorul boost investigat cu comanda LTV.

Parametrii circuitului sunt:

$$V_g = 10V; L = 500\mu H; C = 100\mu F; R_L = 1m\Omega; f_s = 40kHz \quad (5.35)$$

Vectorul de stare este ales ca fiind:

$$x = [i_L \quad v_C]^T \quad (5.36)$$

Când funcționarea este în modul de conducție continuu (CCM), convertorul poate fi modelat pe baza următoarelor ecuații [2]:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_2x + B_2V_g & \text{– când tranzistorul este blocat} \\ \frac{dx}{dt} = A_1x + B_1V_g & \text{– când tranzistorul conduce} \end{cases} \quad (5.37)$$

unde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

Ecuția de stare discretă a unui convertor, în condițiile unei modulații de tip leading triangle este:

$$x[n+1] = \varphi_2 \varphi_1 \varphi_2 x[n] + (\varphi_2 \varphi_1 \psi_2 + \varphi_2 \psi_1 + \psi_2) V_G \quad (5.41)$$

unde:

$$\varphi_1 = e^{A_1 d_n T_S} \quad (5.42)$$

$$\psi_1 = A_1^{-1}(\varphi_1 - I)B_1 \quad (5.43)$$

și

$$\varphi_2 = e^{A_2 \frac{1}{2}(1-d_n)T_S} \quad (5.44)$$

$$\psi_2 = A_2^{-1}(\varphi_2 - I)B_2 \quad (5.45)$$

Convertorul va fi simulat pe baza ecuației (5.41), cu factorul de umplere, calculat conform legii de comandă dată de relația (5.11). Se va alege un factor de umplere arbitrar și simularea va fi efectuată suficient de mult, pentru a depăși regimul tranzitoriu inițial. Dacă sistemul este stabil, rezultatele în stare staționară vor fi o secvență de valori discrete constante. În cazul în care funcționarea este instabilă, valorile discrete nu vor avea valori egale. Cum funcționarea instabilă apare în general la $D < 0.5$ ori la $D > 0.5$, în simulare se vor alege două valori pentru curentul de referință: o valoare care impune funcționarea sistemului la $D < 0.5$, respectiv o altă valoare care să realizeze funcționarea la $D > 0.5$.

Rezultatele simulării primului set corespund unui curent de referință $I_{ref} = 2.5A$, ($D < 0.5$) și sunt prezentate în fig.5.6 respectiv fig.5.7 în timp ce, în fig.5.8 sunt detaliate ultimele zece perioade de comutație ale curentului inductiv pentru aceeași valoare a curentului de referință. Se poate observa funcționarea instabilă a sistemului, factorul de umplere variază aleator și curentul inductiv nu are o formă tipică periodică.

Cel de-al doilea set de rezultate obținute prin simulare corespund setării curentului de referință la valoare $I_{ref} = 11A$, ($D > 0.5$). Rezultatele sunt prezentate în fig.5.9 și fig.5.10 pentru factorul de umplere, respectiv pentru curentul inductiv. Detaliul, reprezentând ultimele zece perioade de comutație ale curentului inductiv pentru aceeași valoare a curentului de referință, sunt prezentate în fig.5.11. Și de această dată funcționarea este instabilă. Se poate observa că factorul de umplere variază aleator, forma curentului inductiv este una neperiodică.

În concluzie, bazat pe rezultatele obținute, se poate afirma că, comanda LTV este instabilă pentru întreg domeniul factorului de umplere.

Simularea a fost realizată în programul MATLAB, codul sursă cât și detaliile aferente se găsesc deasemenea în Anexa 1_C5.

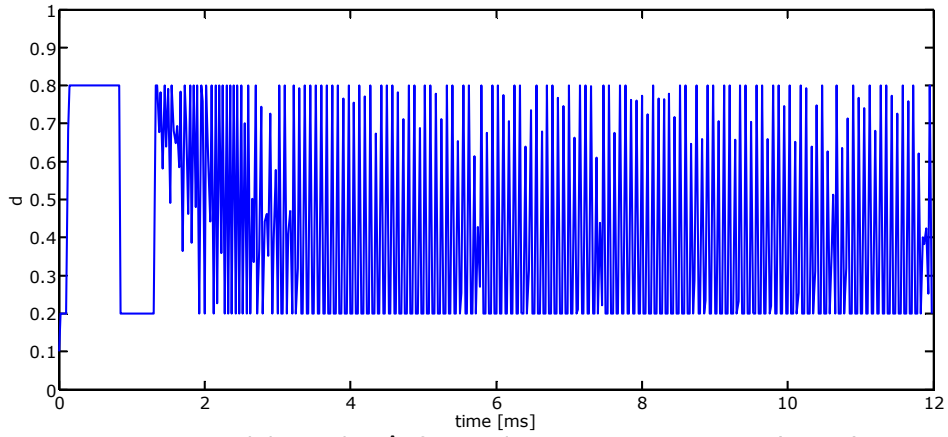


Fig.5.6. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

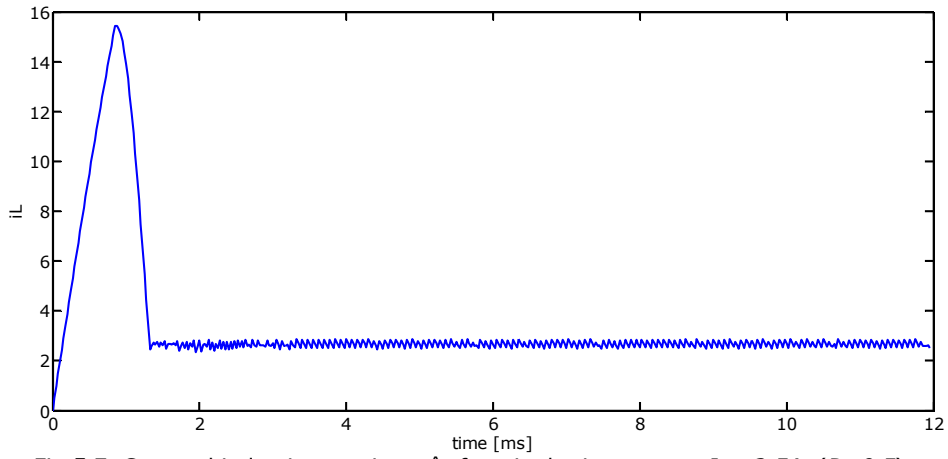


Fig.5.7. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

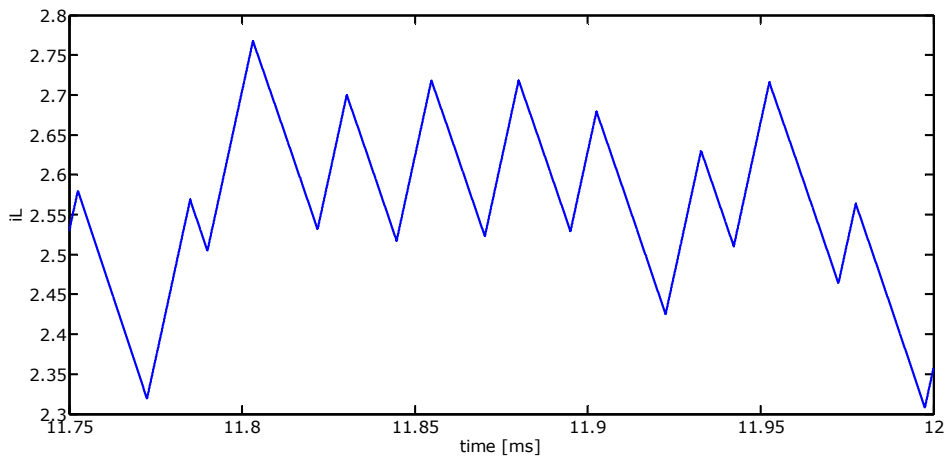


Fig.5.8. Zece perioade din curentul inductiv pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$).

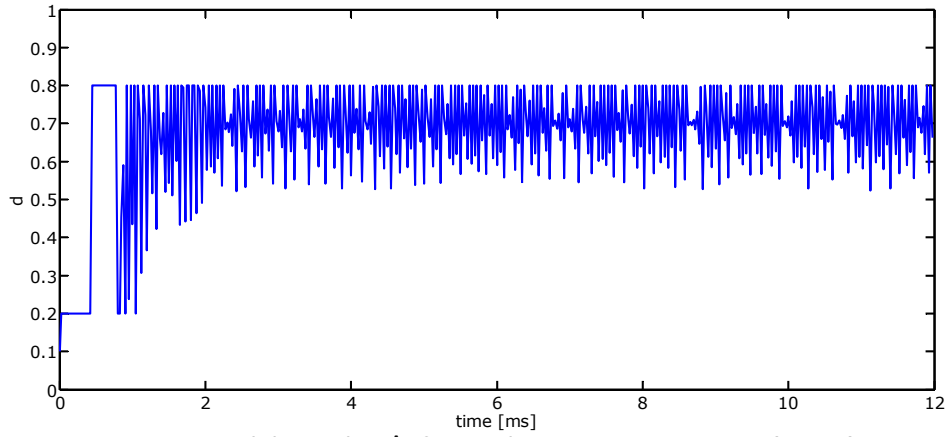


Fig.5.9. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

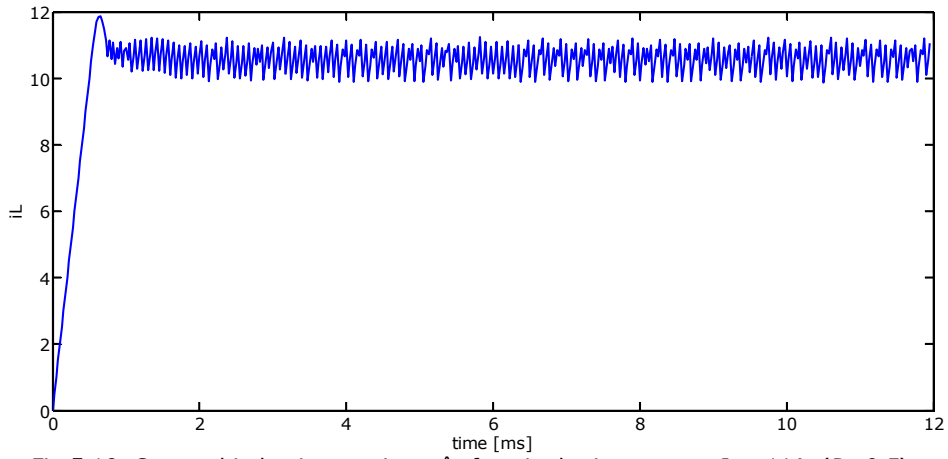


Fig.5.10. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

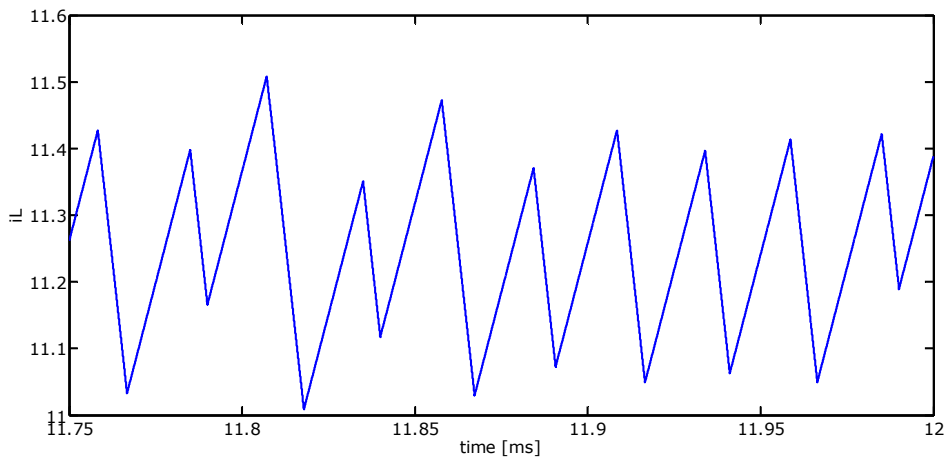


Fig.5.11. Zece perioade din curentul inductiv pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$).

5.4. Verificarea prin simularea circuitului

Pentru simularea convertorului boost comandat LTV s-a utilizat programul CASPOC [11], program specializat pentru simularea circuitelor de putere. Schema generală de simulare a convertorului boost folosind comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația leading triangle este prezentată în fig.5.12.

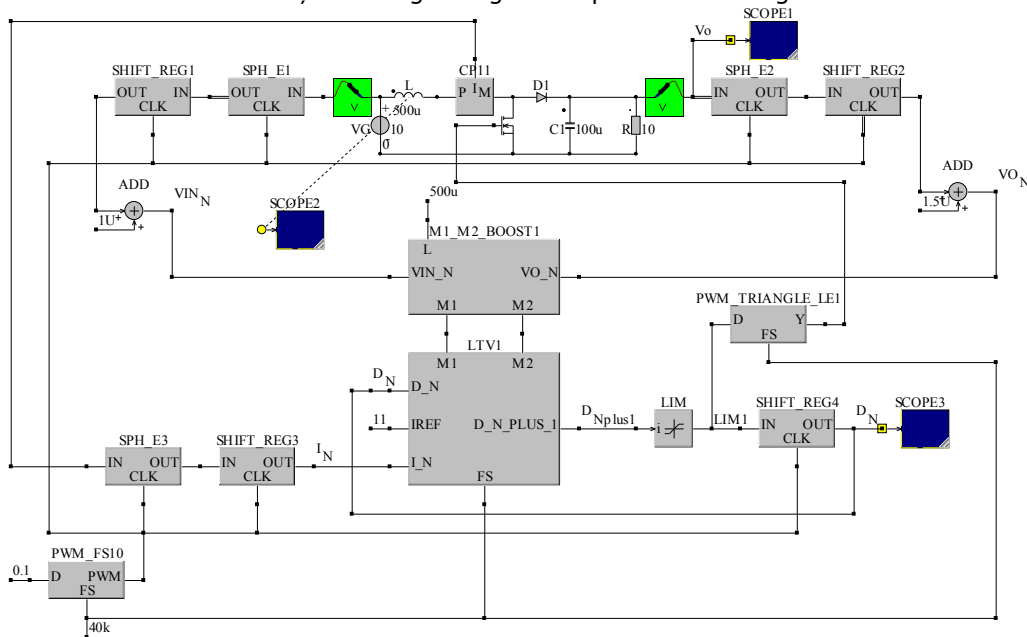


Fig.5.12. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda LTV

Simularea circuitului are ca scop verificarea stabilității comenzii la funcționarea cu factori de umplere mai mici sau mai mari decât 0.5 . Curentul inductiv de vale trebuie să urmărească referința I_{ref} . Factorul de umplere necesar pentru următoarea perioadă de comutație este prognozat pe baza eșantioanelor curentului inductiv, tensiunii de intrare și tensiunii de ieșire din perioada de comutație curentă, în conformitate cu relația de recurență (5.10). În acest scop, au fost implementate următoarele blocuri: blocul de eșantionare și memorare (**SPH_E**), registrul de deplasare (**SHIFT_REG**), blocul de calcul al pantelor (**M1_M2_BOOST**), blocul de calcul al relației de recurență a factorului de umplere (**LTV**), modulatorul PWM leading triangle (**PWM_TRIANGLE_LE**). S-au utilizat de asemenea și blocuri dedicate din bibliotecile interne ale programului CASPOC cum ar fi: modulatorul PWM (**PWM_FS**) cu ajutorul căruia s-a generat tactul întregului circuit, blocul limitator (**LIM**) ce limitează valoarea factorului de umplere în intervalul $[0.2, 0.8]$, sonda pentru citirea curentului inductiv (**CP**), două sonde pentru citirea tensiunii de intrare respectiv tensiunii de ieșire (**V**). Schema de simulare funcționează astfel:

- se eșantionează, la frecvența de 40KHz , tensiunea de intrare, tensiunea de ieșire și curentul inductiv; valoarea fiecărui eșantion este memorată în același bloc **SPH_E**;
- valorile eșantioanelor sunt introduse în registre de deplasare pentru a putea fi utilizate în calculul pantelor M_1, M_2 , cât și în calculul relației de recurență a

- factorului de umplere;
- eșantioanele din tensiunea de intrare respectiv din tensiunea de ieșire servesc pentru calculul pantelor în blocul *M1_M2_BOOST* conform relațiilor (5.3) respectiv (5.4);
- relația de recurență a factorului de umplere este implementată conform relației (5.10) cu ajutorul blocului *LTV*. La ieșirea acestui bloc se regăsește valoarea factorului de umplere d_{n+1} .
- factorul de umplere d_{n+1} este limitat cu ajutorul blocului *LIM* între valorile 0.2 respectiv 0.8.
- tranzistorul este comandat cu frecvența de 40KHz cu ajutorul blocului *PWM_TRIANGLE_LE*, având la intrarea sa valoarea factorului de umplere d_{n+1} rezultat din relația de recurență.
- pentru o nouă valoare a factorului de umplere, d_{n+1} va fi întârziat cu ajutorul unui bloc *SHIFT_REG* devenind astfel d_n , valoare utilă pentru blocul *LTV*, adică pentru calcularea unui nou factor de umplere d_{n+1} .

În cele ce urmează vor fi descrise blocurile noi ce deservește implementării acestui tip de comandă. Următoarele blocuri sunt comune pentru implementarea tuturor comenzilor prezentate în această lucrare: blocul de eșantionare și memorare (**SPH_E**), registrul de deplasare (**SHIFT_REG**), blocul de calcul al pantelor (**M1_M2_BOOST**), modulatorul PWM (**PWM_FS**). Aceste blocuri au fost prezentate în capitolele precedente.

LTV - Blocul de calcul al relației de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzii LTV – fig.5.13, realizează implementarea relației de recurență a factorului de umplere predictiv dată relația (5.10). Pentru implementare s-au utilizat blocuri matematice dedicate din CASPOC.

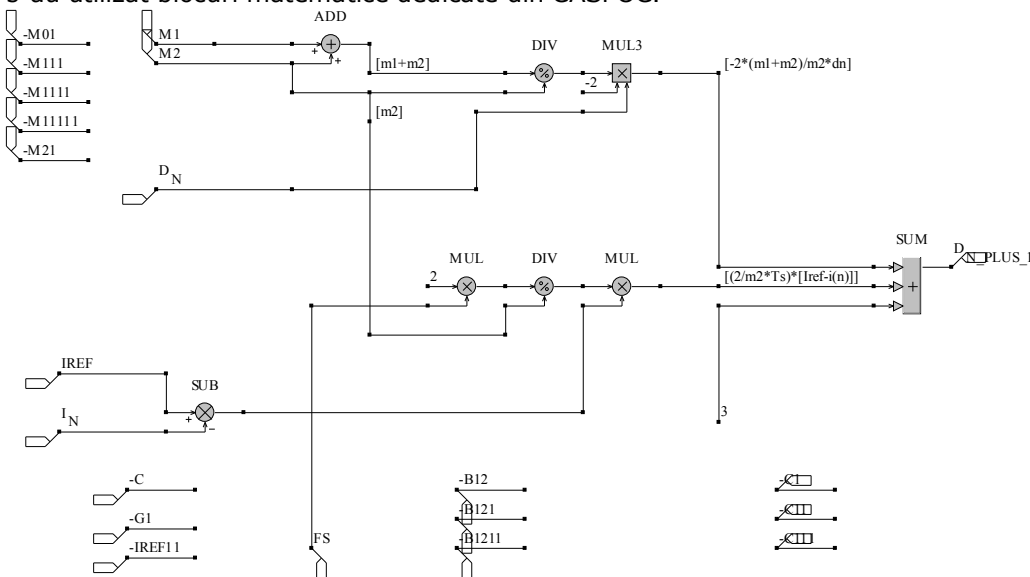


Fig.5.13. Blocul de calcul al factorului de umplere pentru comanda LTV.

PWM_TRIANGLE_LE - modulatorul PWM pe ambele fronturi de tip leading – fig.5.14, este implementat utilizându-se două blocuri *PWM_FS*. Blocul *PWM_FS1* realizează impulsuri dreptunghiulare de lățime $[(1-d)/2]T_s$. La intrarea *D* a blocului *PWM_FS2* se găsește valoarea $[(1+d)/2]T_s$. Ieșirea fiind negativă, rezultă

că acest bloc furnizează impulsuri dreptunghiulare de lăţime $[(1-d)/2]T_s$ la sfârşitul fiecărei perioade. În continuare se realizează operaţia de SAU negat logic (NOR) între cele două ieşiri ale blocurilor *PWM_FS1* respectiv *PWM_FS2*. Astfel tranzistorul este blocat $[(1-d)/2]T_s$ unităţi de timp atât la începutul cât şi la sfârşitul fiecărei perioade de comutaţie. Schema de test a acestui bloc cât şi rezultatul simulării pentru două perioade de $25\mu s$ ($f_s=40kHz$) sunt prezentate în fig.5.15.

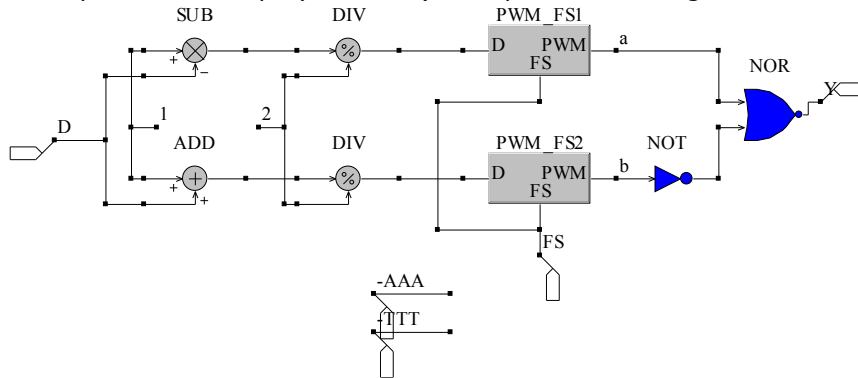


Fig.5.14. Modulorul leading triangle implementat în CASPOC.

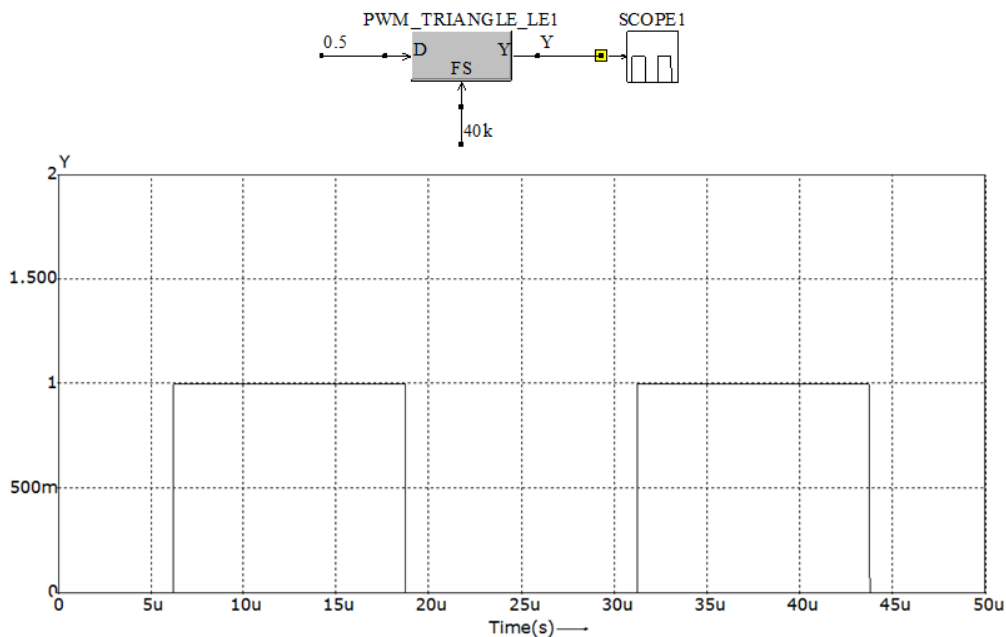


Fig.5.15. Testarea modulatorului leading triangle implementat în CASPOC.

Cu ajutorul acestor blocuri a fost realizată schema de simulare în care curentul de vale trebuie să urmărească referinţa I_{ref} . Simularea s-a efectuat impunând $I_{ref}=2.5A$ ce are ca rezultat funcţionarea convertorului cu $D<0.5$ respectiv $I_{ref}=11A$ pentru funcţionarea cu $D>0.5$.

Primele rezultate ale simulării constând în forma factorului de umplere, curentului inductiv și respectiv tensiunii de ieșire sunt prezentate în fig.5.16, fig.5.17, fig.5.18 și fig.5.19.

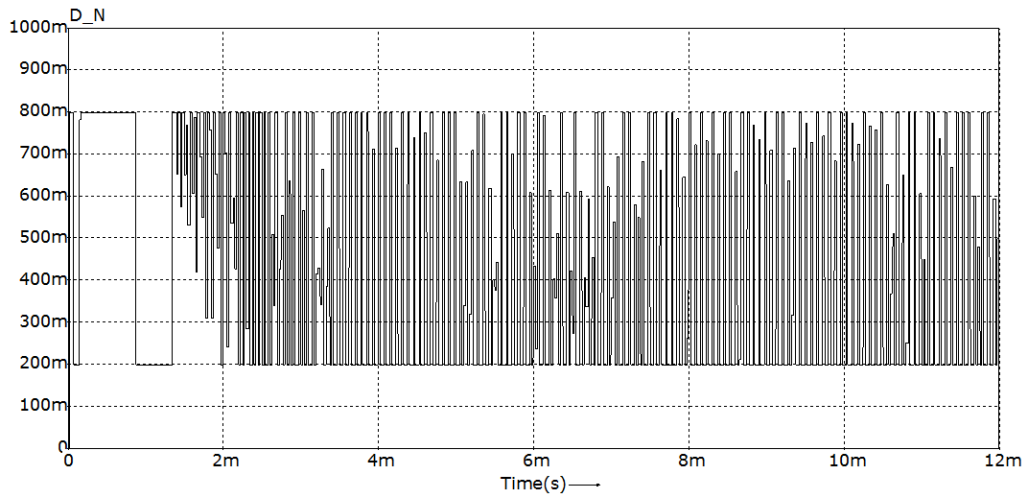


Fig.5.16. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

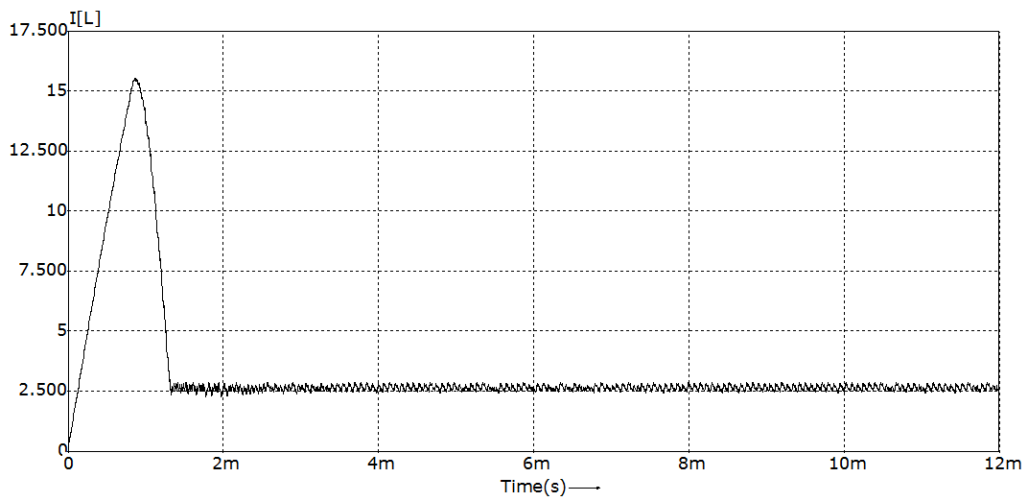


Fig.5.17. Curentul inductiv pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

Simularea s-a efectuat impunând o valoare de 2.5A pentru curentul de referință, ceea ce forțează funcționarea cu un factor de umplere mai mic de 0.5. Se poate observa că se obține o funcționare instabilă.

În fig.5.18 se prezintă un detaliu de 12 perioade din curentul inductiv. Se poate observa că forma curentului inductiv este una neperiodică cu variații aleatoare. Totodată se poate observa că valoarea de 2.5A prescrisă pentru curentul de referință nu este atinsă de către curentul inductiv de vale în fiecare perioadă. Pe

baza acestui detaliu se poate trage concluzia că, comanda LTV este necondiționat instabilă pentru valori ale factorului de umplere mai mici decât 0.5 .

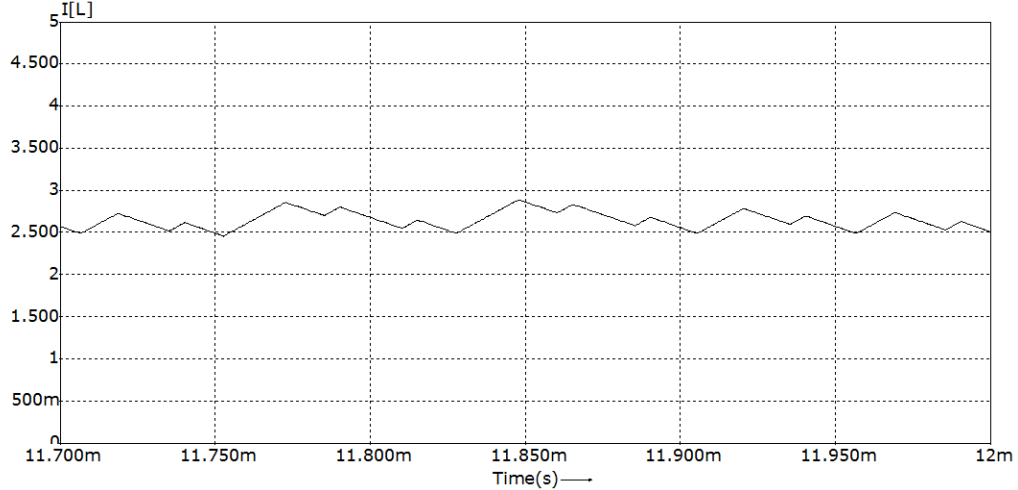


Fig.5.18. Detaliu din curentul inductiv pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

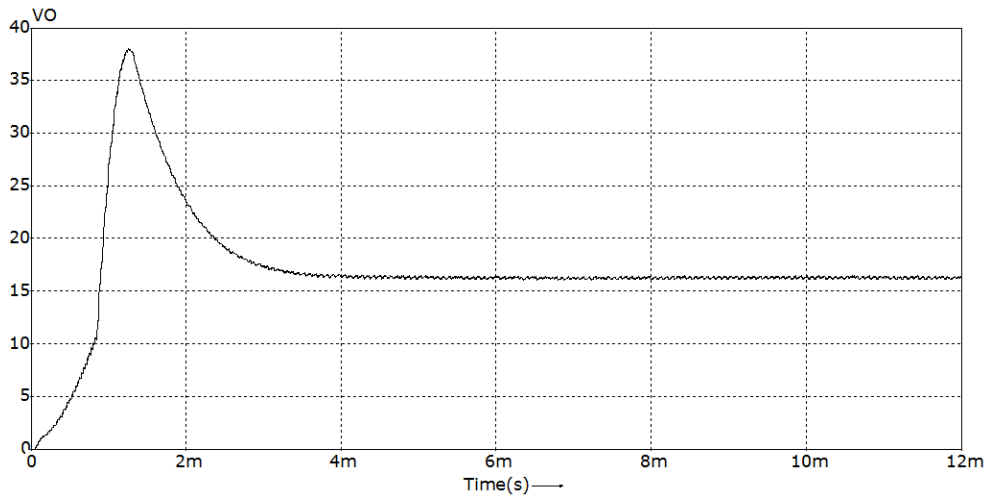
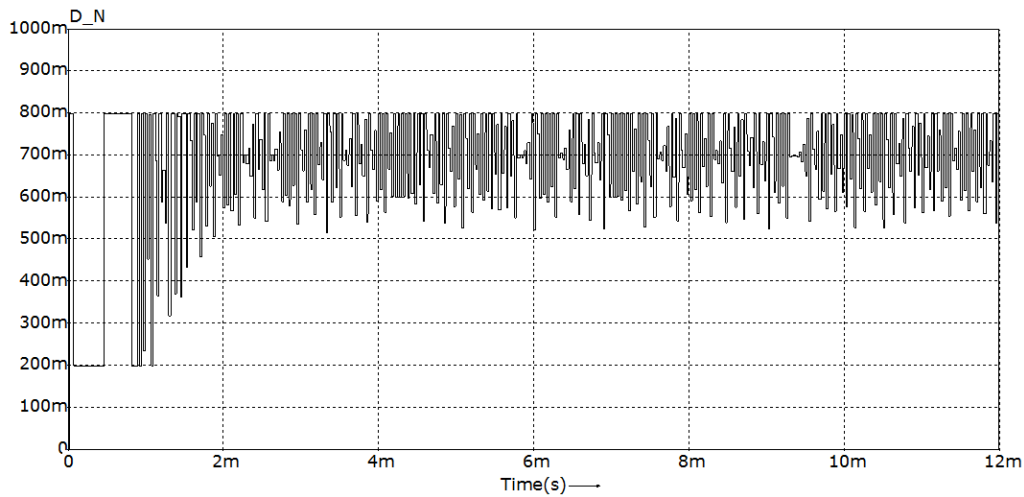
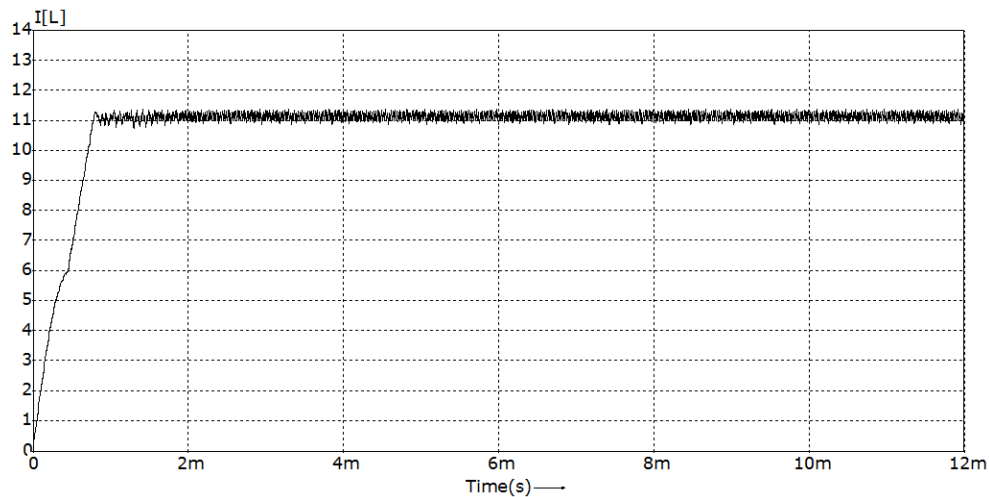
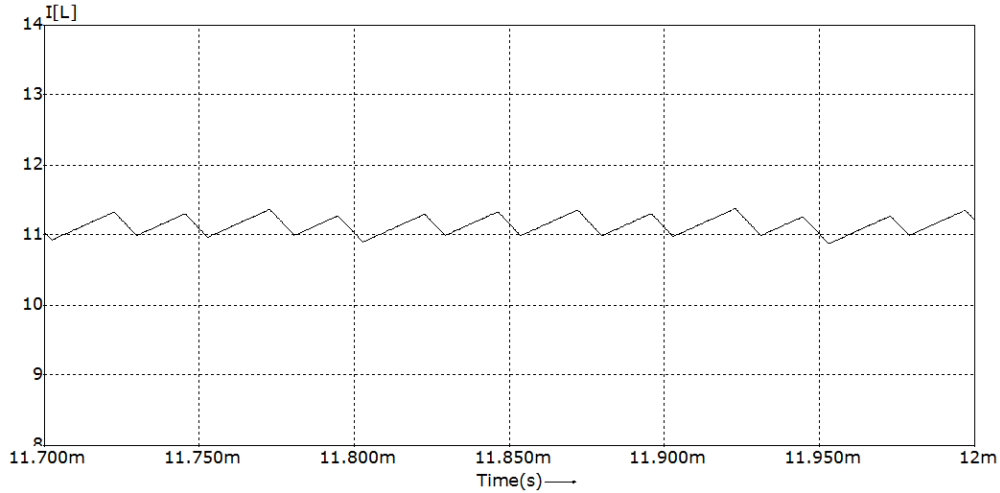
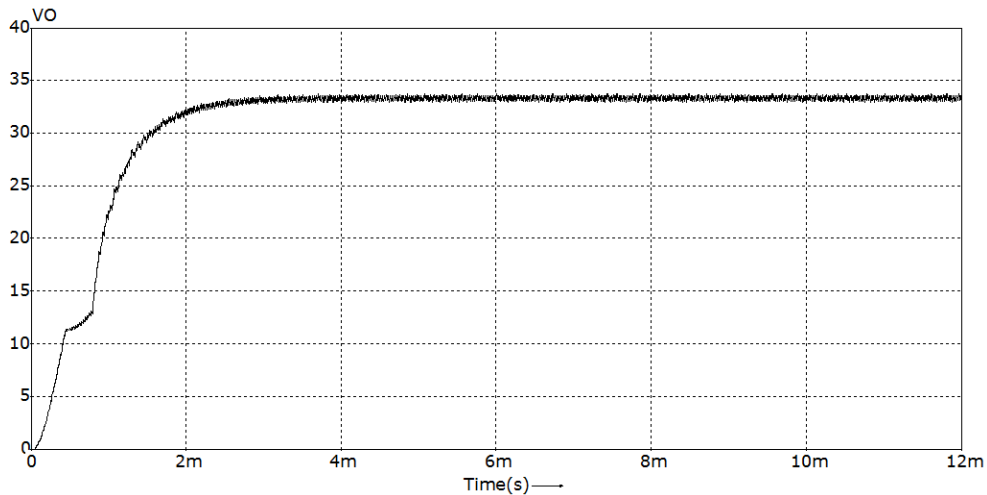


Fig.5.19 Tensiunea de ieșire pentru $I_{ref}=2.5A$ ($D<0.5$).

Pentru impunerea funcționării convertorului cu un factor de umplere mai mare decât 0.5 este necesară setarea curentului de referință la valoarea de $11A$. Fig.5.20, fig.5.21 și fig.5.22 prezintă rezultatele simulării: factorul de umplere, curentul inductiv și tensiunea de ieșire. Se poate observa ușor că funcționarea convertorului este instabilă. În ambele situații ($D<0.5$ și $D>0.5$), se poate observa că valoarea de valoare a curentului inductiv nu urmărește curentul de referință.

Fig.5.20. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).Fig.5.21. Curentul inductiv pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

Și de această dată se dorește să se evidențieze afirmațiile teoretice printr-un detaliu de 12 perioade din curentul inductiv pentru. Se observă că forma curentului inductiv este una neperiodică, cu variații aleatoare. Totodată se poate observa că valoarea de 11A prescrisă pentru curentul de referință nu este atinsă curentul inductiv de vale în fiecare perioadă. Se poate trage astfel concluzia că comanda LTV este necondiționat instabilă pentru valori ale factorului de umplere mai mari de 0.5. În concluzie comanda LTV este instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

Fig.5.22. Detaliu din curentul inductiv pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).Fig.5.23. Tensiunea de ieșire pentru $I_{ref}=11A$ ($D>0.5$).

5.5. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol s-a realizat o investigație detaliată a comenzii digitale predictive prin curentul de vâle utilizând modulația triunghiulară de tip leading edge. A fost determinată legea de comandă și totodată au fost dezvoltate considerente teoretice privind stabilitatea acestui tip de comandă. Analiza s-a efectuată într-o manieră generală, prin urmare, concluziile de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor în timp ce legea de comandă este, de asemenea, generală și numai valorile tipice de conversie pentru pantele m_1 respectiv m_2 trebuie să fie introduse pentru a se obține legea de comandă pentru o anumită topologie.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

- principala contribuție este infirmarea rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado, care prognozează funcționarea stabilă a comenzii LTV pentru un factor de umplere mai mare decât 0,5. Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul de vârf utilizând modulația trailing triangle este în mod inerent instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.
- determinarea legii corecte pentru comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația leading triangle (LTV);
- realizarea analizei stabilității comenzi LTV pe baza considerentelor geometrice referitor la forma de undă a curentului inductiv;
- realizarea unui program Matlab pentru verificarea comenzii LTV prin simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării comenzii LTV utilizând programul Matlab;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legea comenzii LTV cât și tehnica de modulație PWM de tip leading triangle. Blocurile au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program;
- realizarea schemei de circuit în programul Caspoc pentru simularea comenzii LTV;
- verificarea comenzii LTV prin simularea circuitului utilizând un convertor boost;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitului utilizând comanda LTV, rezultatele simulării circuitului fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab;
- Confirmarea noilor rezultate prin publicarea lor într-o lucrare științifică [35] indexată **ISI** - Web of Knowledge - Thomson Reuters și IEEE Explore 2014 la "*37th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*". Lucrarea a fost susținută la conferință și este în curs de publicare și indexare.

6. Analiza stabilității cu modelul exact

6.1. Modele continue în spațiul stărilor

Modelarea sistemelor dinamice presupune descrierea lor prin intermediul unor ecuații matematice pe baza cărora se poate determina evoluția acestor sisteme la orice moment de timp atunci când se cunosc intrările. Aceste ecuații matematice poartă numele de modele în spațiul stărilor. Un model în spațiul stărilor manipulează trei categorii de vectori:

- vectorul de stare, notat x , ce conține toate mărimile ce se obțin prin integrare; în cazul circuitelor analogice în x se includ curenții inductivi și tensiunile capacitive; se va nota cu k dimensiunea vectorului de stare;
- vectorul de intrare, notat u , ce conține toate perturbațiile și semnalele de comandă dintr-un sistem; în u se plasează toate sursele de curent sau tensiune independente indiferent dacă sunt alimentări sau provin din modelarea dispozitivelor; se va nota cu m dimensiunea vectorului de stare;
- vectorul de ieșire, notat y , ce conține toate mărimile de interes; se va nota cu p dimensiunea vectorului de stare;

În forma cea mai generală, un model continuu în spațiul stărilor este descris de relațiile:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x, u, t) \\ y = g(x, u, t) \end{cases} \quad (6.1)$$

Prima ecuație din (6.1) se numește *ecuația de stare*, iar cea de-a doua ecuație se numește *ecuație de ieșire*. Dacă t nu apare în mod explicit în expresiile lui f și g sistemul se numește *invariant în timp* sau *autonom*, în caz contrar sistemul este *variant în timp* sau *neautonom*. În convertoarele DC-DC, distincția dintre autonom și neautonom este dată de absența sau prezența/absența unui semnal de tact.

Dacă funcțiile f și g se pot exprima ca o combinație liniară între intrări și variabilele de stare atunci ecuațiile sistemului (6.1) se numesc *liniare*. Coeficienții combinațiilor liniare sunt în general funcții de timp. În consecință, în cazul sistemelor liniare ecuațiile sistemului (6.1) se pot exprima matricial astfel:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A(t) \cdot x(t) + B(t) \cdot u(t) \\ y = E(t) \cdot x(t) + F(t) \cdot u(t) \end{cases} \quad (6.2)$$

unde $A(t)$ este o matrice de dimensiune $k \times k$, $B(t)$ este o matrice de dimensiune $k \times m$, $E(t)$ este o matrice de dimensiune $p \times k$, iar $F(t)$ este o matrice de dimensiunea $p \times m$.

Dacă matricele $A(t)$, $B(t)$, $E(t)$, $F(t)$ sunt toate cu coeficienți constanți în timp, atunci modelul devine unul liniar și invariant în timp (LTI), adică:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = E \cdot x + F \cdot u \end{cases} \quad (6.3)$$

6.1.1. Soluția generală a modelelor LTI

Este suficient să fie rezolvată ecuația diferențială de ordinul I, descrisă de prima ecuație a sistemului (6.3) și astfel putându-se afla vectorul de stare x . Pentru a afla y se va substitui x în ecuația de ieșire. Rezolvarea ecuației de stare având coeficienți constanți presupune într-o primă etapă aplicarea transformatei Laplace.

$$sX(s) - x(0) = AX(s) + BU(s) \quad (6.4)$$

În această ecuație se aduc toți termenii care îl conțin pe $X(s)$ în membrul stâng și toți ceilalți termeni în membrul drept. Se determină apoi $X(s)$ înmulțind la stânga cu $(sI - A)^{-1}$, unde I reprezintă matricea unitate care are aceeași dimensiune cu matricea A . Astfel obținem:

$$X(s) = (sI - A)^{-1}x(0) + (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (6.5)$$

Scopul fiind determinarea evoluției lui x în domeniul timp, se va aplica transformata Laplace inversă, astfel:

$$x(t) = L^{-1}\left\{(sI - A)^{-1}\right\} \cdot x(0) + L^{-1}\left\{(sI - A)^{-1}BU(s)\right\} \quad (6.6)$$

Prin similitudine cu, cazul scalar unde:

$$L^{-1}\left\{(s - a)^{-1}\right\} = L^{-1}\left\{\frac{1}{s - a}\right\} \quad (6.7)$$

se definește *funcția exponențială de matrice*, notată cu e^{At} , care are proprietăți asemănătoare cu cele ale exponențialei scalare, astfel:

$$L^{-1}\left\{(sI - A)^{-1}\right\} \stackrel{\text{def}}{=} e^{At}, \quad (\forall) A \in M_k \quad (6.8)$$

Al doilea termen al ecuației (6.6) se regăsește în timp prin integrala de convoluție și astfel ecuația (6.6) se transformă în:

$$x(t) = e^{At}x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (6.9)$$

Relația (6.9) se poate generaliza și mai mult, translatând axa timpului astfel încât să avem un moment inițial arbitrar, notat t_0 . Relația (6.9) devine:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (6.10)$$

Relația (6.10) reprezintă soluția generală a unui model LTI în timp în spațiul stărilor.

Un caz particular al relației (6.10) cu aplicații importante este cel în care vectorul de intrare, $u(t)$, este constant. În acest caz vectorul de intrare va fi notat cu U și calculul integralei din formula (6.10) se reduce la:

$$\int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}BUd\tau = e^{At} \left[\int_{t_0}^t e^{-A\tau}d\tau \right] BU = A^{-1}e^{At} \left[e^{-At_0} - e^{-At} \right] \quad (6.11)$$

Folosind rezultatul furnizat de (6.11), relația (6.10) devine:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(0) + A^{-1} \left[e^{A(t-t_0)} - I \right] BU \quad (6.12)$$

cu observația că relația se aplică doar dacă matricea A este nesingulară.

6.2. Modele discrete în spațiul stărilor

Modelele discrete în spațiul stărilor pot apărea pe două căi: prin eșantionarea cu perioadă constantă a unor sisteme periodice, eșantionare chiar cu perioada sistemului sau datorită naturii ciclice, nu neapărat periodice, a unor sisteme. Ele provin în general din modele continue având în vedere două proprietăți ale acestora: proprietatea de continuitate și proprietatea de stare.

Proprietatea de continuitate afirmă că într-un sistem, variabilele de stare sunt funcții continue de timp dacă intrările nu conțin impulsuri Dirac.

Proprietatea de stare se formulează astfel: dacă într-un model continuu în spațiul stărilor se cunoaște valoarea vectorului de stare la un moment inițial t_i și modul de evoluție al intrărilor pe intervalul $[t_i, t_f]$, atunci se poate prognoza evoluția vectorului de stare pe intervalul $[t_i, t_f]$.

În forma cea mai generală, un model discret în spațiul stărilor este descris de relațiile:

$$\begin{cases} x_{n+1} = a(x_n, u_n, n) \\ y_n = \gamma(x_n, u_n, n) \end{cases} \quad (6.13)$$

În cele mai multe situații, indexul n reprezintă indexul perioadei de eșantionare. În cazul eșantionării uniforme este de dorit ca variabilele de intrare să poată fi admise constante într-o perioadă de eșantionare, cu posibilitatea de a se modifica de la o perioadă la alta.

În general nu există nici o legătură între funcțiile a și γ din model discret și funcțiile f și g din modelul de bază. Totuși în situația în care sistemul de bază este liniar pe porțiuni (piecewise linear), funcțiile a și γ se pot obține rapid dacă se știe f și g .

6.2.1. Modelul discret în spațiul stărilor pentru convertoare DC-DC cu funcționare CCM

Convertoarele DC-DC sunt sisteme hibride, în sensul că din punct de vedere al circuitului de putere sunt modele continue, dar din punct de vedere al comenzii sunt modele discrete pentru că factorul de umplere este în esență o mărime discretă.

După cum s-a arătat în capitolele precedente, în cazul comenzilor predictive în curent apare necesitatea de a determina o relație de recurență pentru vectorul de stare, deoarece se dorește să fie studiată stabilitatea unui model discret, model care permite cea mai exactă determinare a soluției de stare staționară întrucât nu se face nici o ipoteză simplificatoare. În continuare, se prezintă modul în care se determină funcția a , adică ecuația de stare a modelului discret, în raport cu tipul de modulație folosit.

Convertoarele de putere se încadrează în clasa sistemelor liniare pe porțiuni. În toate considerațiile următoare se va nota cu A_1, B_1, E_1, F_1 setul de matrici de stare care descriu starea topologică a convertoarelor atunci când tranzistorul este în conducție și cu A_2, B_2, E_2, F_2 setul de matrici corespunzător stării topologice cu tranzistorul blocat. De asemenea, în cazul modelului discret, prin x_n se va înțelege valoarea vectorului x la momentul nT_s , deci:

$$\stackrel{def}{x_n} = x(nT_s) \quad (6.14)$$

Ecuația de stare a modelului discret se va obține invocând proprietatea de continuitate a vectorului de stare în punctul de comutație, care diferă în funcție de

tipul de modulație utilizat. Admitem că valorile vectorului de intrare nu se modifică semnificativ într-o perioadă de comutație, putând fi considerate constante, ceea ce este adevărat pentru că tensiunea de alimentare este constantă. Aceasta presupune eșantionarea și memorarea vectorului u cu un circuit de memorare de ordinul 0. În cadrul fiecărei stări topologice, circuitul fiind LTI cu intrare constantă în fiecare perioadă de comutație, pentru determinarea ecuației de stare a modelului discret se va putea utiliza relația (6.12).

Pentru fiecare tip de modulație ecuația de stare a modelului discret va fi distinctă, deoarece punctul de comutație diferă de la un tip de modulație la altul. Un lucru de remarcat este acela că, indiferent de tipul de modulație utilizat, ecuația de stare a modelului discret va fi sau *neliniară și invariantă în timp* sau *liniară și variantă în timp*, după cum d_n este inclus sau nu în vectorul de intrare.

6.2.1.1. Ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip trailing

Reamintim [2] faptul că, în cazul acestui tip de modulație, trecerea dintr-o stare topologică în alta în cadrul perioadei n de comutație se realizează la momentul $nT_s + d_n T_s$. Figura 6.1. ilustrează acest lucru precizând și setul de matrici care descriu starea topologică în care se află convertorul înainte și după momentul de comutație.

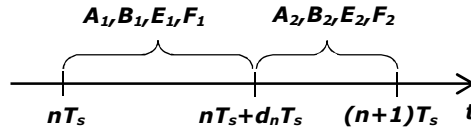


Fig.6.1. Stările topologice în cazul unei modulații de tip trailing.

Pentru a determina ecuația de stare, se va utiliza relația (6.12) pentru diferite valori ale lui t și t_0 , considerând intrarea constantă, $U = u(nT_s) \stackrel{def}{=} u_n$, pentru fiecare perioadă de comutație.

Prima relație rezultă din relația (6.12) cu $t = nT_s + d_n T_s$ și $t_0 = nT_s$. Astfel se obține:

$$x(nT_s + d_n T_s) = e^{A_1 d_n T_s} x(nT_s) + A_1^{-1} \left[e^{A_1 d_n T_s} - I \right] B_1 u(nT_s) \quad (6.15)$$

A doua relație se scrie considerând $t = (n+1)T_s$ și $t_0 = nT_s + d_n T_s$ în (6.12).

$$x((n+1)T_s) = e^{A_2 (1-d_n) T_s} x(nT_s + d_n T_s) + A_2^{-1} \left[e^{A_2 (1-d_n) T_s} - I \right] B_2 u(nT_s) \quad (6.16)$$

Substituind $x(nT_s + d_n T_s)$ din relația (6.16) în relația (6.15), ținând cont de (6.14) și cu următoarele notații:

$$\varphi_1(d_n) = e^{A_1 d_n T_s} \quad (6.17)$$

$$\varphi_2(d_n) = e^{A_2 (1-d_n) T_s} \quad (6.18)$$

$$\psi_1(d_n) = A_1^{-1} [\varphi_1(d_n) - I] B_1 \quad (6.19)$$

$$\psi_2(d_n) = A_2^{-1} [\varphi_2(d_n) - I] B_2 \quad (6.20)$$

se obține ecuația de stare în forma:

$$x_{n+1} = \varphi_2(d_n) \cdot \varphi_1(d_n) x_n + [\varphi_2(d_n) \cdot \psi_1(d_n) + \psi_2(d_n)] u_n \quad (6.21)$$

6.2.1.2. Ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip leading

Pentru a determina ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip leading, se va urma un raționament asemănător cu cel anterior, ținând cont de faptul că de această dată punctul de comutație este la momentul $nT_s + (1 - d_n)T_s$ așa cum ilustrează fig.6.2.

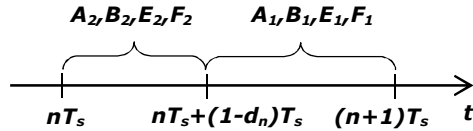


Fig.6.2. Stările topologice în cazul unei modulații de tip leading.

$$x(nT_s + (1 - d_n)T_s) = e^{A_2(1-d_n)T_s}x(nT_s) + A_2^{-1} \left[e^{A_2(1-d_n)T_s} - I \right] B_2 u(nT_s) \quad (6.22)$$

$$x((n + 1)T_s) = e^{A_1 d_n T_s} x(nT_s + (1 - d_n)T_s) + A_1^{-1} \left[e^{A_1 d_n T_s} - I \right] B_1 u(nT_s) \quad (6.23)$$

Relația (6.22) rezultă din relația (6.12) considerând $t = nT_s + (1 - d_n)T_s$ și $t_0 = nT_s$, iar relația (6.23) va rezulta făcând substituțiile $t = (n + 1)T_s$ și $t_0 = nT_s + (1 - d_n)T_s$. Substituind relația (6.22) în (6.23) și ținând cont de notațiile (6.17), (6.18), (6.19) și (6.20), se obține următoarea ecuație de stare a modelului discret:

$$x_{n+1} = \varphi_1(d_n) \cdot \varphi_2(d_n) x_n + [\varphi_1(d_n) \cdot \psi_2(d_n) + \psi_1(d_n)] u_n \quad (6.24)$$

6.2.1.3. Ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip trailing triangle

În condițiile unei modulații de tip trailing triangle, pentru determinarea ecuației de stare a modelului discret trebuie să se țină cont de faptul că există două puncte de comutație, la momentele $nT_s + \frac{1}{2}d_n T_s$ și $nT_s + (1 - \frac{1}{2}d_n)T_s$, așa cum se ilustrează în fig.6.3.

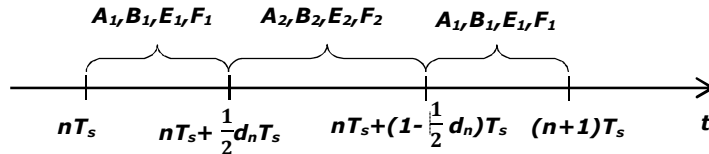


Fig.6.3. Stările topologice în cazul unei modulații de tip trailing triangle.

$$x(nT_s + \frac{1}{2}d_n T_s) = e^{A_1 \frac{1}{2}d_n T_s} x(nT_s) + A_1^{-1} \left[e^{A_1 \frac{1}{2}d_n T_s} - I \right] B_1 u(nT_s) \quad (6.25)$$

$$x(nT_s + (1 - \frac{1}{2}d_n)T_s) = e^{A_2(1-d_n)T_s}x(nT_s + \frac{1}{2}d_nT_s) + A_2^{-1} \left[e^{A_2(1-d_n)T_s} - I \right] B_2 u(nT_s) \quad (6.26)$$

$$x((n+1)T_s) = e^{A_1 \frac{1}{2}d_n T_s} x(nT_s + (1 - \frac{1}{2}d_n)T_s) + A_1^{-1} \left[e^{A_1 \frac{1}{2}d_n T_s} - I \right] B_1 u(nT_s) \quad (6.27)$$

unde relațiile (6.25), (6.26) și (6.27) s-au obținut din relația (6.12) înlocuind succesiv perechea (t, t_0) cu $(nT_s + \frac{1}{2}d_n T_s, nT_s)$, $(nT_s + (1 - \frac{1}{2}d_n)T_s, nT_s + \frac{1}{2}d_n T_s)$ și respectiv cu $((n+1)T_s, nT_s + (1 - \frac{1}{2}d_n)T_s)$. În continuare, prin substituții succesive, ținând cont de relațiile (6.18), (6.19) și (6.20), cu mențiunea că în acest caz expresia lui φ_1 este diferită de cazul anterior și anume:

$$\varphi_1(d_n) \stackrel{def}{=} e^{A_1 \frac{1}{2}d_n T_s} \quad (6.28)$$

se obține astfel următoarea ecuație de stare a modelului discret:

$$x_{n+1} = \varphi_1(d_n)\varphi_2(d_n)\varphi_1(d_n)x_n + [\varphi_1(d_n)\varphi_2(d_n)\psi_1(d_n) + \varphi_1(d_n)\psi_2(d_n) + \psi_1(d_n)]u_n \quad (6.29)$$

6.2.1.4. Ecuația de stare a modelului discret în condițiile unei modulații de tip leading triangle

Pentru determinarea ecuației de stare se va ține cont de faptul că există două puncte de comutație. Aceste puncte sunt menționate în fig.6.4, alături de stările topologice în care se află convertorul pe parcursul unei perioade de comutație.

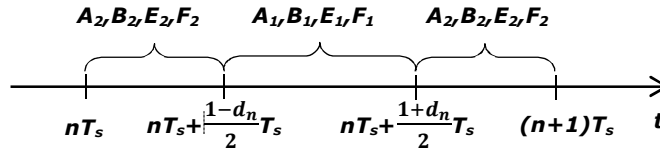


Fig.6.4. Stările topologice în cazul unei modulații de tip leading triangle.

La fel ca și în cazurile precedente, în relația (3.12) se înlocuiește succesiv perechea (t, t_0) cu $(nT_s + \frac{1-d_n}{2}T_s, nT_s)$, $(nT_s + \frac{1+d_n}{2}T_s, nT_s + \frac{1-d_n}{2}T_s)$ și $((n+1)T_s, nT_s + \frac{1+d_n}{2}T_s)$, obținându-se următoarele relații:

$$x(nT_s + \frac{1-d_n}{2}T_s) = e^{A_2 \frac{1-d_n}{2}T_s} x(nT_s) + A_2^{-1} \left[e^{A_2 \frac{1-d_n}{2}T_s} - I \right] B_2 u(nT_s) \quad (6.30)$$

$$x(nT_s + \frac{1+d_n}{2}T_s) = e^{A_1 d_n T_s} x(nT_s + \frac{1-d_n}{2}T_s) + A_1^{-1} \left[e^{A_1 d_n T_s} - I \right] B_1 u(nT_s) \quad (6.31)$$

$$x((n+1)T_s) = e^{A_2 \frac{1-d_n T_s}{2}} x(nT_s + \frac{1+d_n T_s}{2}) + A_2^{-1} \left[e^{A_2 \frac{1-d_n T_s}{2}} - I \right] B_2 u(nT_s) \quad (6.32)$$

Prin substituții succesive, ținând cont de (6.18), (6.19) și (6.20), și cu mențiunea că în acest caz φ_2 are expresia:

$$\varphi_2(d_n) \stackrel{\text{def}}{=} e^{A_2 \frac{1-d_n T_s}{2}} \quad (6.33)$$

se obține:

$$x_{n+1} = \varphi_2(d_n) \varphi_1(d_n) \varphi_2(d_n) x_n + [\varphi_2(d_n) \varphi_1(d_n) \psi_2(d_n) + \varphi_2(d_n) \psi_1(d_n) + \psi_2(d_n)] u_n \quad (6.34)$$

6.3. Analiza stabilității cu modelul exact

Acest paragraf are ca obiectiv elaborarea unei metode mai exacte decât metoda modelului geometric prezentată în capitolele precedente pentru studiul stabilității convertoarelor dc-dc, metodă care ține cont de faptul că într-un convertor dc-dc variația curentului inductiv este în realitate nu una liniară ci una exponențial amortizată, cu constante mari de timp în raport cu perioada de comutație. Dezvoltarea acestei metode de studiu a stabilității are la bază descrierea convertoarelor dc-dc cu ajutorul modelului discret, precum și relația de calcul a factorului de umplere. În principiu ea se poate aplica oricărui tip de comandă, cu mențiunea că în această lucrare se va utiliza comanda digitală predictivă în curent.

În general, indiferent de tipul de modulație și de tipul comenzii, se poate deduce o relație de calcul a factorului de umplere pentru perioada curentă sau viitoare. De obicei această relație este o ecuație transcendentă. După cum s-a arătat în capitolele precedente, la comanda predictivă în curent, pentru fiecare pereche comandă-modulație există o relație prin care se prognozează factorul de umplere pentru perioada viitoare de comutație pe baza factorului de umplere curent, a variabilelor de stare curente și a unui parametru, notat generic *par*. În cazul comenzii digitale în curent acest parametru este curentul de referință I_{ref} , la care trebuie să ajungă valoarea țintă controlată. Acest lucru poate fi exprimat matematic prin relația (6.35). Pe de altă parte însă, așa cum s-a arătat în paragraful 6.2.1, orice convertor dc-dc poate fi descris prin ecuația de stare a modelului discret, ecuație care diferă în funcție de tipul de modulație utilizat. Generic această ecuație de stare este dată de relația (6.36). În concluzie, comportamentul unui convertor dc-dc care se comandă cu ajutorul comenzii digitale predictive este descris complet de următorul model:

$$\begin{cases} d_{n+1} = f(d_n, x_n, par) \end{cases} \quad (6.35)$$

$$\begin{cases} x_{n+1} = g(d_n, x_n) \end{cases} \quad (6.36)$$

Deoarece în toate ecuațiile de stare deduse în paragraful 6.2.1. d_n apare la exponent, ecuația (6.36) este una neliniară, deci întreg modelul este unul neliniar. În consecință, acesta va trebui liniarizat. Restricția impusă prin liniarizare este aceea că perturbațiile admise a exista în jurul unui punct static de funcționare (PSF) sunt mici în raport cu valorile aceluiași variabile din punctul de funcționare. Trebuie ținut cont de faptul că modelul liniarizat depinde puternic de punctul static de funcționare în jurul căruia se liniarizează, deoarece coeficienții modelului sunt

evaluați în PSF. Așadar, pentru a obține un model liniarizat cât mai precis este necesară calcularea cât mai exactă a valorilor de stare staționară a variabilelor în jurul cărora se liniarizează. În continuare, se prezintă succint etapele liniarizării modelului descris de ecuațiile (6.35) și (6.36) în jurul punctului static de funcționare. În toate considerațiile următoare, perturbațiile vor fi notate având deasupra numelui variabilei simbolul $\hat{\cdot}$. Evident ele sunt egale cu diferența dintre semnalul perturbat și semnalul din punctul static de funcționare.

Fie (D, X) punctul de funcționare în jurul căruia se liniarizează. Atunci ecuațiile (6.35) și (6.36) sunt evident adevărate și în PSF, deci:

$$\begin{cases} D = f(D, X, par) \\ X = g(D, X) \end{cases} \quad (6.37)$$

Dezvoltând funcțiile f și g din (6.35) și (6.36) în serie Taylor în jurul PFS-ului și în ipoteza că perturbațiile sunt mici neglijând din dezvoltare termenii de ordin mai mare sau egal cu 2, se obține:

$$\begin{cases} d_{n+1} = f(D, X, par) + \left. \frac{\partial f}{\partial d_n} \right|_{PFS} (d_n - D) + \left. \frac{\partial f}{\partial x_n} \right|_{PFS} (x_n - X) \\ x_{n+1} = g(D, X) + \left. \frac{\partial g}{\partial d_n} \right|_{PFS} (d_n - D) + \left. \frac{\partial g}{\partial x_n} \right|_{PFS} (x_n - X) \end{cases} \quad (6.38)$$

Ținând cont de (6.37) și de faptul că $\hat{d}_n = d_n - D$ și $\hat{x}_n = x_n - X$, obținem următorul model liniarizat:

$$\begin{cases} \hat{d}_{n+1} = \left. \frac{\partial f}{\partial d_n} \right|_{PFS} \hat{d}_n + \left. \frac{\partial f}{\partial x_n} \right|_{PFS} \hat{x}_n \\ \hat{x}_{n+1} = \left. \frac{\partial g}{\partial d_n} \right|_{PFS} \hat{d}_n + \left. \frac{\partial g}{\partial x_n} \right|_{PFS} \hat{x}_n \end{cases} \quad (6.39)$$

Evident coeficienții modelului descris de (6.39) sunt constanți deoarece soluția de stare staționară pentru modelul discret este una constantă. Matricial, modelul liniarizat se scrie astfel:

$$\begin{cases} \hat{d}_{n+1} = a \cdot \hat{d}_n + B \cdot \hat{x}_n \\ \hat{x}_{n+1} = C \cdot \hat{d}_n + D \cdot \hat{x}_n \end{cases} \quad (6.40)$$

unde a este scalar, B este un vector $[1 \times k]$, C este un vector $[k \times 1]$, D este o matrice de dimensiune $[k \times k]$, k fiind ordinul convertorului.

În cazul particular al convertoarelor dc-dc elementare de ordinul 2 (buck, boost, buck-boost), vectorul de stare este de forma $x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$, iar sistemul matricial

(6.40) poate fi rescris scalar, cu notații generice, astfel:

$$\begin{cases} a_{n+1} = a_{11} \cdot a_n + a_{12} \cdot b_n + a_{13} \cdot c_n \\ b_{n+1} = a_{21} \cdot a_n + a_{22} \cdot b_n + a_{23} \cdot c_n \\ c_{n+1} = a_{31} \cdot a_n + a_{32} \cdot b_n + a_{33} \cdot c_n \end{cases} \quad (6.41)$$

unde șirul $(a_n)_{n \geq 0}$ se identifică cu șirul perturbațiilor factorului de umplere $(\hat{d}_n)_n$, iar șirurile $(b_n)_{n \geq 0}$ și $(c_n)_{n \geq 0}$ reprezintă prima și a doua componentă din șirul vectorial al perturbațiilor vectorului de stare, notat $(x_n)_n = \begin{bmatrix} (i_{L_n})_n \\ (v_{C_n})_n \end{bmatrix}$. În cazul

coeficienților se face următoarea identificare: din prima ecuație a sistemului (6.39) a_{11} este $\left. \frac{\partial f}{\partial d_n} \right|_{PFS}$, a_{12} este $\left. \frac{\partial f}{\partial i_{Ln}} \right|_{PFS}$, iar a_{13} este $\left. \frac{\partial f}{\partial v_{Cn}} \right|_{PFS}$. Din a doua ecuație a sistemului (6.39) și din ultimele două ecuații ale sistemului (6.41) se deduce că a_{21} și a_{31} sunt prima componentă și respectiv a doua componentă din $\left. \frac{\partial g}{\partial d_n} \right|_{PFS}$, iar matricea $\begin{bmatrix} a_{22} & a_{23} \\ a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}$ este chiar Jacobianul funcției g , în raport cu x_n , calculat în PSF, adică $\left. \frac{\partial g}{\partial x_n} \right|_{PFS}$. Matricea sistemului (6.41) se notează cu M , deci:

$$M = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \quad (6.42)$$

Pentru determinarea celor trei șiruri recurente vom aplica *transformata Z* sistemului de ecuații (6.41). Ținând cont de faptul că aceasta este convergentă pe tot domeniul de definiție al celor trei șiruri, obținem sistemul:

$$\begin{cases} z \cdot A(z) - z \cdot a_0 = a_{11} \cdot A(z) + a_{12} \cdot B(z) + a_{13} \cdot C(z) \\ z \cdot B(z) - z \cdot b_0 = a_{21} \cdot A(z) + a_{22} \cdot B(z) + a_{23} \cdot C(z) \\ z \cdot C(z) - z \cdot c_0 = a_{31} \cdot A(z) + a_{32} \cdot B(z) + a_{33} \cdot C(z) \end{cases} \quad (6.43)$$

unde prin $A(z)$, $B(z)$, $C(z)$ se înțelege transformata Z a lui a_n , b_n și respectiv c_n . Prin rearanjarea în mod convenabil a ecuațiilor anterioare, se obține:

$$\begin{cases} (a_{11} - z) \cdot A(z) + a_{12} \cdot B(z) + a_{13} \cdot C(z) = -z \cdot a_0 \\ a_{21} \cdot A(z) + (a_{22} - z) \cdot B(z) + a_{23} \cdot C(z) = -z \cdot b_0 \\ a_{31} \cdot A(z) + a_{32} \cdot B(z) + (a_{33} - z) \cdot C(z) = -z \cdot c_0 \end{cases} \quad (6.44)$$

Conform regulii lui *Cramer*, funcțiile $A(z)$, $B(z)$, $C(z)$ se scriu ca un raport de doi determinanți: la numitor apare determinatul matricei sistemului (6.44), iar la numărător se scrie determinatul obținut prin înlocuirea în determinantul sistemului, a coloanei corespunzătoare necunoscutei cu, coloana termenilor liberi. Astfel $A(z)$ va fi de forma:

$$A(z) = -z \cdot \frac{\begin{vmatrix} a_0 & a_{12} & a_{13} \\ b_0 & a_{22} - z & a_{23} \\ c_0 & a_{32} & a_{33} - z \end{vmatrix}}{\det(M - zI)} \quad (6.45)$$

Având formula (6.45) corespunzătoare lui $A(z)$, pentru a determina șirul $(a_n)_{n \geq 0}$ este necesar să se facă trecerea înapoi în timp discret. Trecerea de la transformata Z la reprezentarea în timp discret este bazată pe *teorema lui Laurent*. Aceasta afirmă că:

$$x_n = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma} X(z) \cdot z^{n-1} dz \quad (6.46)$$

unde Γ este un contur închis parcurs în sens invers acelor de ceasornic, care include toate singularitățile funcției $X(z) \cdot z^{n-1}$. La prima vedere, integrarea pe un astfel de contur poate părea extrem de complicată. Cu toate acestea, în majoritatea aplicațiilor, transformata Z se dovedește a fi o funcție rațională, iar pentru astfel de funcții integrala pe un contur închis poate fi evaluată cu ajutorul *teoremei reziduurilor*. Această teoremă afirmă că:

$$x_n = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma} X(z) \cdot z^{n-1} dz = \sum_{i=1}^P \text{Res}_{z \rightarrow p_i} [X(z) \cdot z^{n-1}] \quad (6.47)$$

unde P reprezintă numărul de poli ai lui $X(z) \cdot z^{n-1}$, iar prin $\text{Res}_{z \rightarrow p_i} [X(z) \cdot z^{n-1}]$ se înțelege reziduul polului p_i . Pentru un pol de ordinul m_i , reziduul polului se calculează cu următoarea formulă:

$$\text{Res}_{z \rightarrow p_i} [X(z) \cdot z^{n-1}] = \frac{1}{(m_i - 1)!} \cdot \lim_{z \rightarrow p_i} \frac{d^{m_i-1}}{dz^{m_i-1}} [(z - p_i)^{m_i} X(z) z^{n-1}] \quad (6.48)$$

În particular, pentru un pol simplu ($m_i = 1$) se aplică următoarea formulă:

$$\text{Res}_{z \rightarrow p_i} [X(z) \cdot z^{n-1}] = \lim_{z \rightarrow p_i} [(z - p_i) X(z) \cdot z^{n-1}] \quad (6.49)$$

În cazul studiat anterior, în care $A(z)$ este dat de relația (6.45), polii lui sunt soluțiile ecuației:

$$\det(M - zI) = 0 \quad (6.50)$$

Se știe că în literatura de specialitate, soluțiile ecuației (6.50) se numesc valorile proprii ale matricei M . Matricea M fiind o matrice pătratică de ordinul 3, ecuația (6.50) va avea trei soluții, notate $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$. Așadar $A(z) \cdot z^{n-1}$ are trei poli. Pe baza relației (6.49) se calculează reziduul fiecărui pol în parte, astfel reziduul polului va fi:

$$\text{Res}_{z \rightarrow \lambda_1} [A(z) \cdot z^{n-1}] = \lim_{z \rightarrow \lambda_1} (z - \lambda_1) \frac{\begin{vmatrix} a_0 & a_{12} & a_{13} \\ b_0 & a_{22} - z & a_{23} \\ c_0 & a_{32} & a_{33} - z \end{vmatrix}}{(z - \lambda_1)(z - \lambda_2)(z - \lambda_3)} z^n \quad (6.51)$$

trecând la limită se obține:

$$\text{Res}_{z \rightarrow \lambda_1} [A(z) \cdot z^{n-1}] = \frac{r_a(\lambda_1)}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_1 - \lambda_3)} \lambda_1^n \quad (6.52)$$

unde $r_a : \{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\} \rightarrow R$ este dată de relația:

$$r_a(q) = \begin{vmatrix} a_0 & a_{12} & a_{13} \\ b_0 & a_{22} - q & a_{23} \\ c_0 & a_{32} & a_{33} - q \end{vmatrix} \quad (6.53)$$

Reziduurile polilor λ_2, λ_3 se obțin printr-un calcul similar, considerând în relația (6.51) pentru λ_2 limita când $z \rightarrow \lambda_2$, iar pentru λ_3 limita când $z \rightarrow \lambda_3$.

Astfel, cu ajutorul teoremei reziduurilor dată de relația (6.47) se ajunge la concluzia că soluția sistemului pentru șirul $(a_n)_{n \geq 0}$ este de forma:

$$a_n = \frac{r_a(\lambda_1)}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_1 - \lambda_3)} \lambda_1^n + \frac{r_a(\lambda_2)}{(\lambda_2 - \lambda_1)(\lambda_2 - \lambda_3)} \lambda_2^n + \frac{r_a(\lambda_3)}{(\lambda_3 - \lambda_1)(\lambda_3 - \lambda_2)} \lambda_3^n \quad (6.54)$$

În cazul șirurilor $(b_n)_{n \geq 0}$ și $(c_n)_{n \geq 0}$ soluțiile au o formă similară cu relația (6.54), cu mențiunea că funcția $r_a : \{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\} \rightarrow R$ este înlocuită cu funcțiile $r_b, r_c : \{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\} \rightarrow R$ date de:

$$r_b(q) = \begin{vmatrix} a_{11} - q & a_0 & a_{13} \\ a_{21} & b_0 & a_{23} \\ a_{31} & c_0 & a_{33} - q \end{vmatrix}, \quad (6.55)$$

$$r_c(q) = \begin{vmatrix} a_{11} - q & a_{12} & a_0 \\ a_{21} & a_{22} - q & b_0 \\ a_{31} & a_{32} & c_0 \end{vmatrix}, \quad (6.56)$$

Deoarece se știe că λ^n converge la 0, când $n \rightarrow \infty$, dacă și numai dacă $|\lambda|$ este strict mai mic decât 1, atunci stabilitatea soluțiilor de forma (6.54), este asigurată dacă și numai dacă toate valorile proprii ale matricii M sunt localizate în interiorul cercului unitate, adică:

$$|\lambda_i| < 1, \quad i = \overline{1,3} \quad (6.57)$$

Pe baza acestui model, baleind curentul de referință într-un anumit interval, se va determina exact valoarea curentului de referință și valoarea factorului de umplere pentru care sistemul devine instabil, valoare care se înregistrează când cel puțin una dintre valorile proprii ale matricii M părăsește cercul unitate.

Pentru a putea determina cât mai precis valoarea factorului de umplere la limita de stabilitate, o condiție esențială o reprezintă calcularea cât mai exactă a valorilor de stare staționară pentru fiecare pereche comandă-modulație, deoarece coeficienții matricii M rezultă din liniarizarea unui model neliniar. În continuare, se prezintă modul de determinare exactă a valorilor de stare staționară pentru fiecare asociere comandă-modulație. Trebuie menționat că valoarea de stare staționară a vectorului de stare, notată X , este aceeași pentru toate tipurile de comandă, atât timp cât se folosește aceeași tehnică de modulație. Tipul de comandă va influența doar modul de calcul al factorului de umplere de stare staționară. Acesta va rezulta dintr-o ecuație transcendentă, deoarece se pune condiția ca valoarea țintă controlată să fie egală cu valoarea de referință, iar factorul de umplere de stare staționară (notat D) apare la exponent în calculul exact al valorii țintă controlate. Se știe că sistemul fiind unul periodic și eșantionat cu perioada soluția de stare staționară va fi una constantă și de aceea se va nota cu majuscule.

6.3.1. Soluția de stare staționară în condițiile unei modulații de tip trailing

Pentru a determina starea staționară a modelului discret în condițiile unei modulații de tip trailing se ține cont de notațiile (6.17), (6.18), (6.19), (6.20) și de ecuația de stare (6.21). Se aplică starea staționară acestei ecuații, se transferă toți termenii care îl conțin pe X în membrul stâng, apoi se înmulțește la stânga cu $(I - \varphi_2(D) \cdot \varphi_1(D))^{-1}$ și se obține:

$$X = [I - \varphi_2(D) \cdot \varphi_1(D)]^{-1} \cdot [\varphi_2(D) \cdot \psi_1(D) + \psi_2(D)] \cdot U \quad (6.58)$$

După cum se observă din relația (6.58) starea staționară a vectorului de stare se poate determina doar dacă se cunoaște valoarea de stare staționară a factorului de umplere. Așa cum s-a precizat anterior, această valoare rezultă dintr-o ecuație transcendentă care depinde de tipul de comandă utilizat.

Se va analiza în continuare situația comenzii **trailing peak (TP)** care are stabilitate condiționată de valorile factorului de umplere. În analiza aproximativă bazată pe liniaritatea curentului inductiv valoarea de prag a factorului de umplere este egală cu 0.5. Analiza exactă presupune găsirea ecuației care furnizează valoarea exactă factorului de umplere din stare staționară (valoarea din punctul de funcționare), pe baza căreia se va determina și valoarea vectorului de stare X din punctul de funcționare. Impunem ca în stare staționară valoarea curentului de vârf (prima componentă a vectorului de stare) să fie egală cu valoarea de referință, I_{ref} . Pe baza relației (6.15) și a notațiilor (6.17), (6.18), (6.19), (6.20) se determină valoarea de vârf a curentului inductiv care apare la momentul $nT_s + d_n T_s$. Aplicând condiția de stare staționară și impunând satisfacerea obiectivului comenzii TP, se obține:

$$x(nT_s + d_n T_s) = \varphi_1(D) \cdot x(nT_s) + \psi_1(D) B_1 U \quad (6.59)$$

Curentul inductiv se obține din vectorul de stare folosind matricea extractoare $[1 \ 0]$, de maniera $i_L = [1 \ 0] \cdot x$. Ca atare, în stare staționară valoarea de vârf a curentului inductiv în condițiile unei modulații trailing se obține din (6.59) conform relației:

$$i_p = [1 \ 0] \cdot [\varphi_1(D) \cdot X + \psi_1(D) \cdot U] \quad (6.60)$$

Se impune ca valoarea i_p să fie egală cu I_{ref} , deci:

$$[1 \ 0] \cdot [\varphi_1(D) \cdot X + \psi_1(D) \cdot U] = I_{ref} \quad (6.61)$$

Înlocuind pe X din (6.58) în (6.61) rezultă ecuația transcendentă finală care îl furnizează pe D în stare staționară:

$$[1 \ 0] \cdot \left\{ \varphi_1(D) \cdot [I - \varphi_2(D) \cdot \varphi_1(D)]^{-1} \cdot [\varphi_2(D) \cdot \psi_1(D) + \psi_2(D)] + \psi_1(D) \right\} \cdot U - I_{ref} = 0 \quad (6.62)$$

Subînțelegând că funcțiile φ_1 , ψ_1 , φ_2 , ψ_2 au argumentul D , ecuația transcendentă pentru furnizarea lui D în formă sintetică devine:

$$[1 \ 0] \cdot \left[\varphi_1 \cdot (I - \varphi_2 \cdot \varphi_1)^{-1} \cdot (\varphi_2 \cdot \psi_1 + \psi_2) + \psi_1 \right] \cdot U - I_{ref} = 0 \quad (6.63)$$

6.3.2. Soluția de stare staționară în condițiile unei modulații de tip leading

Soluția de stare staționară a modelului discret în condițiile unei modulații de tip leading rezultă din impunerea condiției de stare staționară ecuației (6.24), ecuație care folosește notațiile (6.17), (6.18), (6.19), (6.20). Efectuând calculele în relația astfel rezultată se obține:

$$X = [I - \varphi_1(D) \cdot \varphi_2(D)]^{-1} \cdot [\varphi_1(D) \cdot \psi_2(D) + \psi_1(D)] \cdot U \quad (6.64)$$

În continuare se va arăta cum se determină exact D în cazul **comenzii leading valley (LV)**. Se pune condiția ca valoarea de vale a curentului în stare staționară să fie egală cu I_{ref} . Utilizând relația (6.22) și notațiile (6.17), (6.18), (6.19), (6.20) se determină valoarea de vale a curentului inductiv, valoare care apare la momentul $nT_s + (1 - d_n) T_s$. Aplicând condiția de stare staționară și impunând satisfacerea obiectivului comenzii LV, se obține:

$$x(nT_s + (1-D)T_s) = \varphi_2(D) \cdot x(nT_s) + \psi_2(D)B_2U \quad (6.65)$$

Folosind matricea extractoare definită precedent, valoarea de vârf a curentului inductiv în stare staționară se obține pe baza relației (6.65) făcând $x(nT_s) = X$:

$$i_V = [1 \ 0] \cdot [\varphi_2(D) \cdot X + \psi_2(D) \cdot U] \quad (6.66)$$

Impunând ca valoarea lui i_V să fie egală cu I_{ref} , rezultă:

$$[1 \ 0] \cdot [\varphi_2(D) \cdot X + \psi_2(D) \cdot U] = I_{ref} \quad (6.67)$$

Înlocuind pe X din (6.64) în (6.67) se obține ecuația transcendentă care îl furnizează pe D în stare staționară:

$$[1 \ 0] \cdot [\varphi_2 \cdot (I - \varphi_1 \cdot \varphi_2)^{-1} \cdot (\varphi_1 \cdot \psi_2 + \psi_1) + \psi_2] \cdot U - I_{ref} = 0 \quad (6.68)$$

unde funcțiile $\varphi_1, \psi_1, \varphi_2, \psi_2$ au pe D ca argument subînțeles.

6.3.3. Soluția de stare staționară în condițiile unei modulații de tip trailing triangle

În condițiile unei modulații de tip trailing triangle pentru determinarea soluției de stare staționară se pleacă de la relația (6.29) și se obține:

$$X = (I - \varphi_1(D)\varphi_2(D)\varphi_1(D))^{-1} \cdot [\varphi_1(D)\varphi_2(D)\psi_1(D) + \varphi_1(D)\psi_2(D) + \psi_1(D)]U \quad (6.69)$$

unde $\varphi_1, \varphi_2, \psi_1, \psi_2$ sunt definite de relațiile (6.28), (6.18), (6.19) și (6.20) pentru $d_n=D$.

Pentru determinarea lui D în cazul **comenzii trailing triangle peak (TTP)** se are în vedere faptul că valoarea curentului de vârf în stare staționară în condițiile unei modulații de tip trailing triangle are loc la momentul $nT_s + \frac{1}{2}d_nT_s$. Aplicând condiția de stare staționară și impunând satisfacerea obiectivului comenzii TTP, se obține:

$$x(nT_s + \frac{1}{2}dT_s) = \varphi_1(D) \cdot x(nT_s) + \psi_1(D)B_1U \quad (6.70)$$

Valoarea de vârf a curentului inductiv în condițiile unei modulații de tip trailing triangle, se obține pe baza relației (6.70) folosind matricea extractoare în forma:

$$i_V = [1 \ 0] \cdot [\varphi_1(D) \cdot X + \psi_1(D) \cdot U] \quad (6.71)$$

Impunând ca valoarea lui i_V să fie egală cu I_{ref} , rezultă:

$$[1 \ 0] \cdot [\varphi_1(D) \cdot X + \psi_1(D) \cdot U] = I_{ref} \quad (6.72)$$

Înlocuind pe X din (6.69) în (6.72) se obține ecuația transcendentă care îl furnizează pe D în stare staționară:

$$[1 \ 0] \cdot [\varphi_1 \cdot (I - \varphi_2 \cdot \varphi_1)^{-1} \cdot (\varphi_2 \cdot \psi_1 + \psi_2) + \psi_1] \cdot U - I_{ref} = 0 \quad (6.73)$$

unde funcțiile $\varphi_1, \psi_1, \varphi_2, \psi_2$ sunt date de relațiile (6.28), (6.18), (6.19), (6.20) și au pe D ca argument subînțeles.

6.3.4. Soluția de stare staționară în condițiile unei modulații de tip leading triangle

La fel ca și în situațiile anterioare, soluția de stare staționară provine din ecuația de stare staționară a modelul discret în condițiile unei modulații de tip

leading triangle. Astfel, relației (6.34) i se impun condițiile de stare staționară, iar în urma efectuării calculelor rezultă:

$$X = (I - \varphi_2(D)\varphi_1(D)\varphi_2(D))^{-1} \cdot [\varphi_2(D)\varphi_1(D)\psi_2(D) + \varphi_2(D)\psi_1(D) + \psi_2(D)]U \quad (6.74)$$

cu mențiunea că φ_1 , φ_2 , ψ_1 , ψ_2 sunt definite de relațiile (6.17), (6.33), (6.19) și (6.20) pentru $d_n=D$.

Pentru determinarea lui D în cazul **comenzii leading triangle valley** se ține cont de faptul că valoarea curentului de vale în stare staționară, în condițiile unei modulații de tip leading triangle se obține la sfârșitul primei stări topologice, deci la momentul $nT_s + \frac{1-d_n}{2}T_s$. Aplicând condiția de stare staționară și impunând satisfacerea obiectivului comenzii LTV, se obține:

$$x(nT_s + \frac{1-D}{2}T_s) = \varphi_2(D) \cdot x(nT_s) + \psi_2(D)B_2U \quad (6.75)$$

În stare staționară în condițiile unei modulații de tip leading triangle, valoarea de vale a curentului inductiv se obține pe baza relației (6.64) astfel:

$$i_V = [1 \ 0] \cdot [\varphi_2(D) \cdot X + \psi_2(D) \cdot U] \quad (6.76)$$

Impunând ca valoarea lui i_V să fie egală cu I_{ref} , rezultă:

$$[1 \ 0] \cdot [\varphi_2(D) \cdot X + \psi_2(D) \cdot U] = I_{ref} \quad (6.77)$$

Înlocuind pe X din (6.74) în (6.77) se obține ecuația transcendentă care îl furnizează pe D în stare staționară:

$$[1 \ 0] \cdot [\varphi_2 \cdot (I - \varphi_1 \cdot \varphi_2)^{-1} \cdot (\varphi_1 \cdot \psi_2 + \psi_1) + \psi_2] \cdot U - I_{ref} = 0 \quad (6.78)$$

unde funcțiile φ_1 , ψ_1 , φ_2 , ψ_2 sunt date de relațiile (6.17), (6.18), (6.33), (6.20) și au pe D ca argument subînțeles.

6.4. Determinarea punctului de bifurcație în cazul comenzilor predictive utilizând modelul exact

În continuare se va determina punctul de bifurcație pe baza unui algoritm care folosește noțiunile teoretice expuse în acest capitol prin simularea convertorului boost cu următorii parametri: $L = 500\mu H$, $R_L = 1m\Omega$, $C = 100\mu F$, $R_S = 10\Omega$, și frecvența de comutație $f_s = 40kHz$.

Pentru toate tipurile de tandemuri comandă-modulație, ne punem problema să determinăm, în cazul convertorului boost, punctul de bifurcație pe baza modelul exact. Reamintim că în cazul modelului exact, nu se face niciun fel de ipoteză simplificatoare, așadar putem afirma că punctul de bifurcație găsit cu această metodă este cel mai exact.

6.4.1. Organigrama programelor și rezultatele numerice

Cu toate că se utilizează diverse tipuri de comandă și de modulație, toate convertoarele dc-dc elementare pot fi descrise pe baza unui sistem de ecuații format cu ajutorul relațiilor (6.35) și (6.36). Așadar toate programele pentru determinarea punctului de bifurcație cu modelul exact prezentate, se bazează pe organigrama ilustrată în fig.6.5.

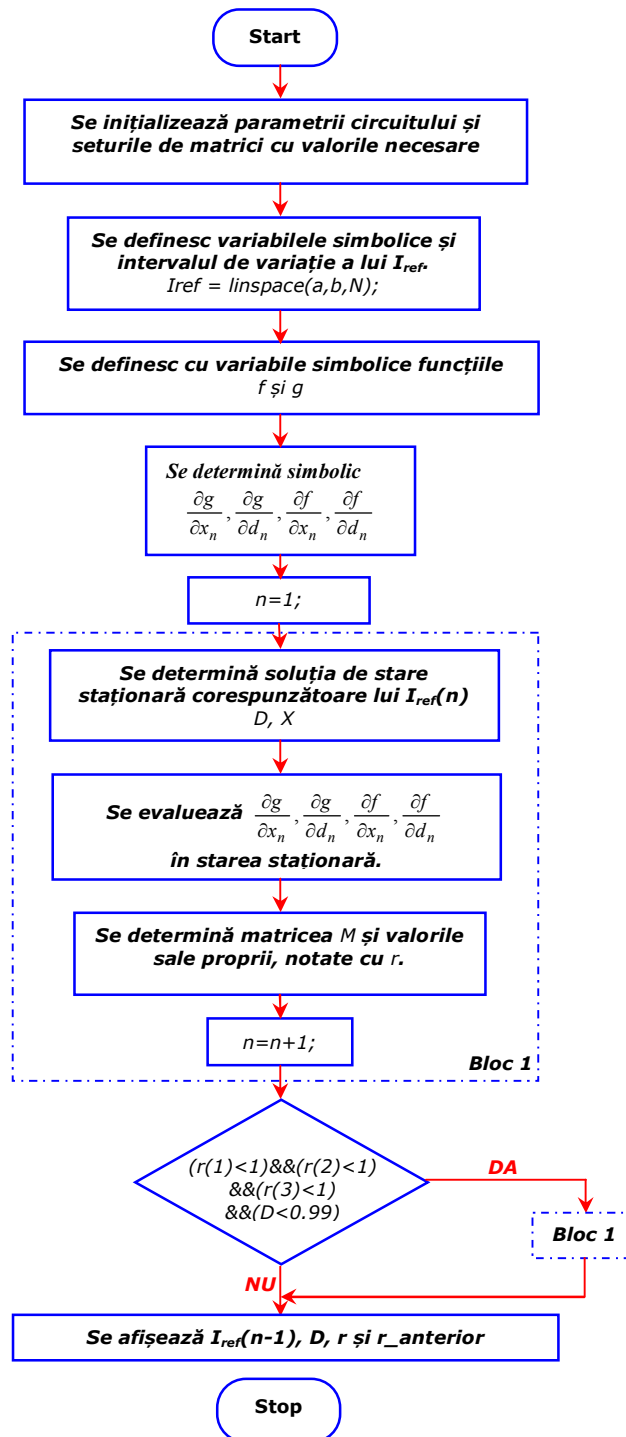


Fig.6.5. Organigrama programului de determinare al punctului de bifurcației cu modelul exact.

Acest algoritm se folosește în cazul comenzilor care sunt stabile pe prima jumătate a intervalului de variație a lui D , adică $[0, 0.5]$. Pentru cele care nu respectă această condiție, pentru a determina exact punctul la care apare stabilitatea, se folosește blocul condițional redat în fig.6.6.

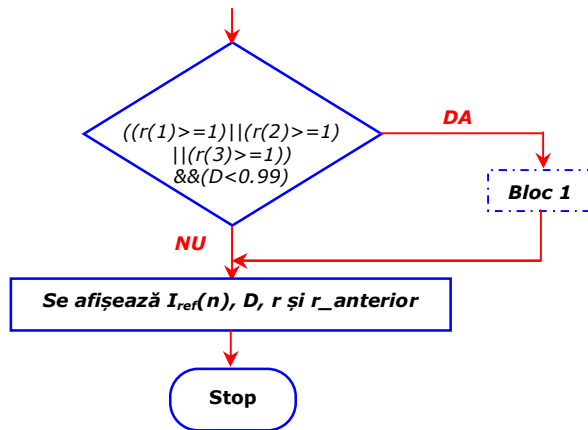


Fig.6.6. Blocul condițional pentru comenzile inițial instabile.

În urma rulării în Matlab a programului din Anexa 1_C6, ce simulează comanda **trailing peak – TP** s-au obținut următoarele rezultate:

- Curentul de referință de la care se manifestă instabilitatea este $I_{ref} = 3.5354 \text{ A}$;

- Factorul de umplere de la care se manifestă instabilitatea este $D = 0.4771$;

Deoarece diferența dintre pragul de 0.5 și 0.4771 este suficient de mare, pentru a verifica corectitudinea algoritmului, vom afișa valorile proprii corespunzătoare ultimilor doi pași. Astfel:

$r_anterior = [1.0002, 0.0924, 0.9529]$, iar $r = [0.9999, 0.0924, 0.9529]$.

Pentru a determina punctul începând cu care sistemul ce utilizează comanda **leading valley** devine stabil s-a rulat programul din Anexa 2_C6 și s-au obținut următoarele rezultate:

- Curentul de referință de la care se manifestă stabilitatea este $I_{ref} = 3.5354 \text{ A}$;

- Factorul de umplere de la care se manifestă stabilitatea este $D = 0.4771$;

Deoarece diferența dintre pragul de 0.5 și 0.4771 este suficient de mare, pentru a verifica corectitudinea algoritmului, vom afișa valorile proprii corespunzătoare ultimilor doi pași. Astfel:

$r_anterior = [1.0002, 0.0924, 0.9529]$, iar $r = [0.9999, 0.0924, 0.9529]$.

Pentru a determina stabilitatea sistemului în cazul comenzii **trailing triangle peak** se rulează programul din Anexa 3_C6 și se obțin următoarele valori proprii $r = [1.0366, 0.0325, 0.9457]$ pentru $I_{ref} = 1,1 \text{ A}$, $D = 0.0420$, valori proprii care rămân supraunitare și atunci când factorul de umplere atinge limita maxima, de exemplu pentru $I_{ref} = 109 \text{ A}$, $r = [19.7065, 0.0140, 0.9512]$. În concluzie, se verifică faptul că sistemul este necondiționat instabil.

Tot un sistem necondiționat instabil se obține și în cazul comenzii **leading triangle valley** rulat cu programul din Anexa 4_C6. Această afirmație este susținută de valorile proprii supraunitare ($r = [38.2415, 0.9387, 0.9387]$) obținute la limita inferioară a factorului de umplere, pentru $I_{ref} = 1,1A$, valori care rămân în afara cercului unitate chiar și la limita superioară a factorului de umplere ($r = [1.1352, 0.0537, 0.9512]$), pentru $I_{ref} = 109A$.

6.5. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol autorul propune o metodă exactă de determinare a factorului de umplere care marchează granița dintre stabilitate și instabilitate. Abordarea nu mai face aproximarea unor curenți inductivi liniari pe porțiuni ci apelează la funcția exponențială de matrice pentru a efectua un calcul exact.

Contribuțiile autorului sunt legate de:

- deducerea ecuațiilor de stare în cazul modulațiilor de tip trailing, leading, trailing triangle, leading triangle;
- deducerea soluțiilor de stare staționară pentru tipurile de modulații mai sus amintite. Aceste soluții sunt necesare deoarece modelul dezvoltat este unul de semnal mic iar soluțiile de stare staționară definesc punctual static de funcționare în jurul căruia se liniarizează;
- găsirea condiție de funcționare la limita de stabilitate, condiție care se referă la modulele unor valori proprii ale unei matrici a cărei coeficienți sunt derivatele parțiale ale unor funcții evaluate în soluția de stare staționară;
- implementarea în Matlab al algoritmului de căutare a limitei de stabilitate pentru toate comenzile analizate anterior.

7. Comenzi predictive în curent utilizând noi tehnici de modulație

Capitolul de față investighează comenzile predictive în curent utilizând două noi tehnici de modulație propuse de autor prin adăugarea unei comutații suplimentare într-o perioadă. Dezavantajul comutației suplimentare este puternic contrabalansat de obținerea unui grad de libertate suplimentar care este utilizat pentru obținerea stabilității necondiționate. Trebuie subliniat că sub ambele tipuri de modulație comenzile predictive în curent sunt necondiționat stabile, indiferent de metoda de comandă în curent, adică prin curentul de vârf de vale sau mediu. În prima parte a capitolului se prezintă noile tehnici de modulație denumite „double trailing triangle” și „double leading triangle”. Prin asocierea celor două tehnici de modulație cu cele trei metode de comandă vor rezulta șase noi tipuri de comenzi predictive în curent. În continuare se vor deduce relațiile de recurență pentru factorul de umplere în cazul fiecărui tip nou de comandă. Prin efectuarea analizei stabilității se va demonstra că toate cele șase tipuri de comenzi predictive sunt stabile pentru întregul domeniu al factorului de umplere. Efectuarea analizei într-o manieră generală, are drept urmare aplicarea rezultatelor obținute în orice topologii de convertoare. Utilizând ca exemplu același convertor boost, rezultatele teoretice sunt confirmate atât pe baza modelului în spațiul stărilor utilizând programul MATLAB, cât și prin dezvoltarea și simularea circuitelor utilizând programul CASPOC.

7.1. Ideea modulației double triangle

După cum s-a arătat în capitolele 4 și 5, comenzile predictive TTP și LTV rezultate din corelarea tehnicilor de modulație trailing triangle și leading triangle cu metoda de comandă a curentului de vârf respectiv a curentului de vale sunt instabile pentru orice factor de umplere. Din dorința de a rezolva această instabilitate au rezultat două noi tehnici de modulație. Ideea a plecat de la tehnica de modulație pe ambele fronturi denumită și triangle [19]. Există două tipuri de modulații triangle: trailing triangle și leading triangle. Analogic funcția de comutație se obține comparând o tensiune de comandă cu câte un semnal de formă triunghiulară. Se pune întrebarea firească: „Ce s-ar obține dacă s-ar compara tensiunea de comandă cu două semnale triunghiulare identice dar defazate unul față de celălalt?” Astfel a luat naștere două noi tehnici de modulație, denumite de autor double trailing triangle (DTT) și double leading triangle (DLT).

7.1.1. Modulația double trailing triangle

Funcția de comutație utilizând modulația impulsurilor în durată (PWM) de tip DTT este prezentată în fig.7.1. Analogic aceasta se obține comparând tensiunea de comandă $v_c(t)$ cu două semnale purtătoare identice de tip triunghiular, $v_{tri_1}(t)$ și $v_{tri_2}(t)$. Semnalul triunghiular $v_{tri_2}(t)$ este întârziat cu $T_s/2$ față de $v_{tri_1}(t)$.

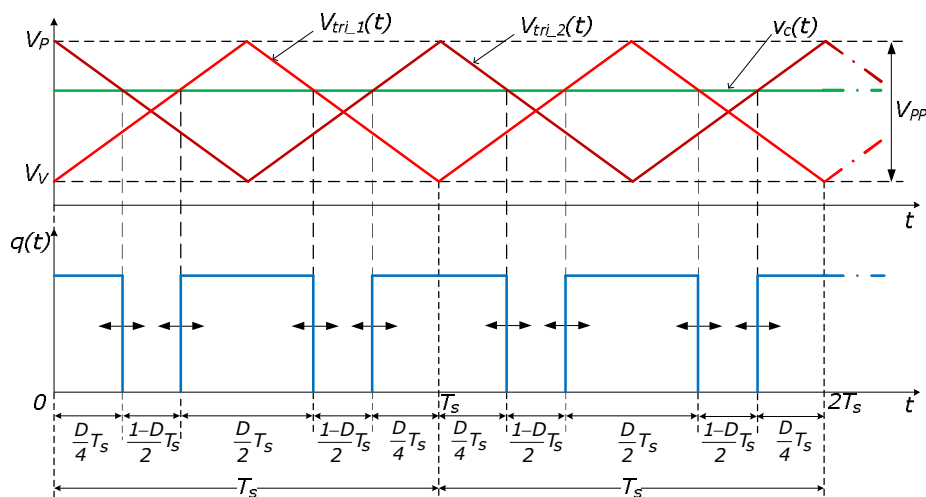


Fig.7.1. Modulația PWM de tip double trailing triangle (DTT) în stare staționară.

În DTT, pe durata unei perioade de comutație, tranzistorul conduce trei intervale de timp. Astfel, la începutul perioadei tranzistorul se găsește în conducție, După $(D/4)T_s$ unități de timp de la începutul perioadei, timp în care fost în conducție, este blocat timp de $[(1-D)/2]T_s$, după care conduce timp de $(D/2)T_s$, în continuare este blocat timp de $[(1-D)/2]T_s$ și din nou conduce $(D/4)T_s$ unități de timp. La sfârșitul perioadei T_s tranzistorul rămâne în conducție, ciclul reluându-se. Cele patru fronturi, ale funcției de comutație două ridicătoare și două coborâtoare din interiorul unei perioade au localizare variabilă în timp, în funcție de valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$. O perioadă conține patru comutații, o blocare, o aducere în conducție din nou o blocare și din nou o aducere în conducție.

7.1.2. Modulația double leading triangle

Funcția de comutație utilizând modulația impulsurilor în durată (PWM) de tip DLT este prezentată în fig.7.2. Aceasta se obține comparând tensiunea de comandă $v_c(t)$ cu două semnale purtătoare identice de tip triunghiular, $v_{tri,1}(t)$ și $v_{tri,2}(t)$. Relativ la perioada T_s , spre deosebire de modulația DTT în cazul modulației DLT se poate observa că cele două purtătoare triunghiulare sunt ambele întârziate cu $T_s/4$. Și în acest caz semnalul triunghiular $v_{tri,2}(t)$ este întârziat cu $T_s/2$ față de $v_{tri,1}(t)$. În DLT, pe durata unei perioade de comutație, tranzistorul conduce tot două intervale de timp. Astfel la începutul perioadei tranzistorul se găsește în stare „blocat”. După $[(1-d)/4]T_s$ unități de timp de la începutul perioadei, timp în care tranzistorul era în starea „blocat”, este adus în conducție, conduce timp de $(d/2)T_s$, după care este din nou blocat timp de $[(1-d)/4]T_s$, în continuare conduce timp de $(d/2)T_s$ și din nou este blocat $[(1-d)/4]T_s$ unități de timp. La sfârșitul perioadei T_s tranzistorul se găsește în starea „blocat”, ciclul reluându-se. Și în acest caz, cele patru fronturi ale funcției de comutație, din interiorul unei perioade au localizare variabilă în timp, în funcție de valoarea tensiunii de comandă $v_c(t)$. O perioadă conține patru comutații, o aducere în conducție, o blocare, din nou o aducere în conducție și din nou o blocare.

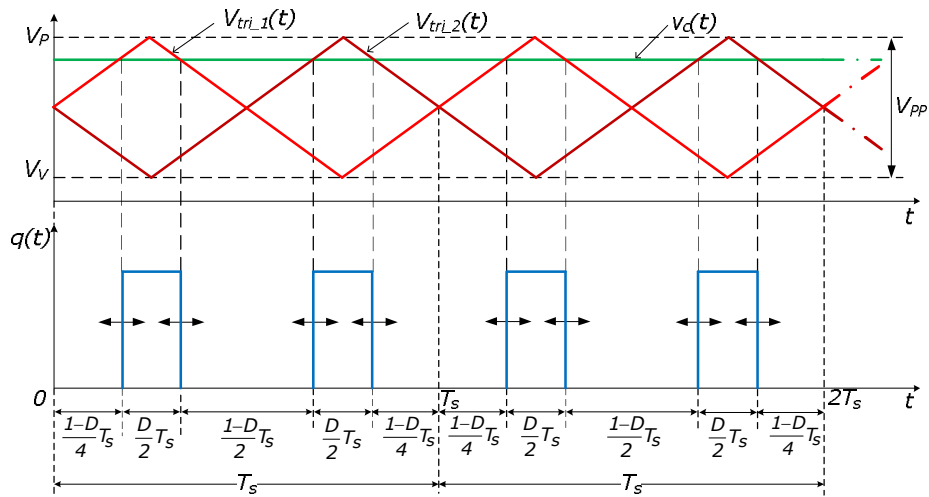


Fig.7.2. Modulația PWM de tip double trailing triangle (DLT) în stare staționară.

Corelarea acestor noi tehnici de modulație în variantă digitală cu metodele de comandă în curent: comanda curentului de vale (valley - V), comanda curentului de vârf (peak - P) și nu în ultimul rând comanda curentului mediu (average - A), are ca rezultat șase noi tipuri de comenzi digitale predictive în curent și anume:

- Comanda double trailing triangle valley (**DTTV**);
- Comanda double trailing triangle peak (**DTTP**);
- Comanda double trailing triangle average (**DTTA**);
- Comanda double leading triangle valley (**DLTV**);
- Comanda double leading triangle peak (**DLTP**);
- Comanda double leading triangle average (**DLTA**);

Pe același principiu adoptat în capitolele 2, 3, 4 și 5, în continuare se vor analiza pe rând cele șase noi tipuri de comenzi predictive în ceea ce privește deducerea relațiilor de recurență, analiza stabilității, analiza modelului discret în spațiul stărilor și verificarea prin simularea circuitelor.

7.2. Comanda double trailing triangle valley

Principiul comenzii DTTV este de a forța ca valoarea de vale a curentului inductiv să urmărească cu exactitate curentul de referință I_{ref} prescris. În fig.7.3, cu linie continuă se prezintă forma curentului inductiv în stare staționară în timp ce cu linie întreruptă se prezintă forma curentului inductiv în regim tranzitoriu aplicând comanda DTTV. Și în cazul comenzii DTTV este necesară eșantionarea curentului inductiv, tensiunii de intrare și tensiunii de ieșire în perioada de comutație curentă, eșantioane ce vor fi utilizate în calcularea factorului de umplere corespunzător perioadei de comutație viitoare.

7.2.1 Legea comenzii DTTV

Legea de comandă sau relația de recurență a factorului de umplere predictiv în cazul comenzii DTTV se determină ca și în cazurile precedente pe baza unor considerente geometrice. Referitor la fig.7.3, curentul de vale din perioada $n+1$, $i_{v, n+1}$, va fi evaluat în funcție de eșantionul curentului inductiv, $i[n]$ iar în final se va impune ca această valoare de vale a curentului să fie egală cu valoarea curentului de referință, I_{ref} .

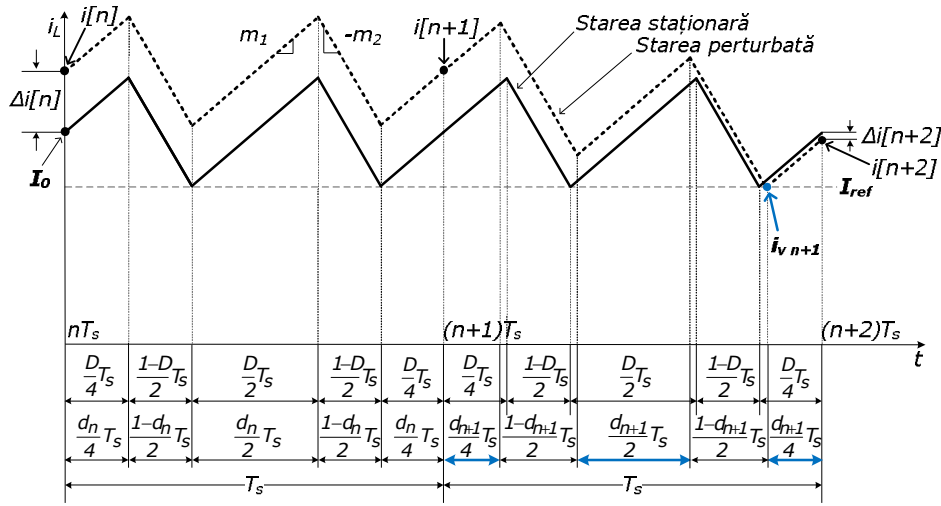


Fig.7.3. Curentul inductiv cu comanda DTTV în prezența perturbației.

Admițând forma liniară pe porțiuni a curentului inductiv, se poate scrie:

$$i_{v, n+1} = i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 \frac{1}{4} d_{n+1} T_s - m_2 \frac{1}{2} (1 - d_{n+1}) T_s + m_1 \frac{1}{2} d_{n+1} T_s - m_2 \frac{1}{2} (1 - d_{n+1}) T_s \quad (7.1)$$

Impunând $i_{v, n+1} = I_{ref}$, după simplificarea calculelor în relația (7.1) rezultă că:

$$i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 \frac{3}{4} d_{n+1} T_s - m_2 (1 - d_{n+1}) T_s = I_{ref} \quad (7.2)$$

Din ecuația (7.2), se obține relația de recurență a factorului de umplere predictiv în forma:

$$d_{n+1} = -4 \frac{m_1 + m_2}{3m_1 + 4m_2} d_n + \frac{4}{(3m_1 + 4m_2) T_s} (I_{ref} - i[n]) + 8 \frac{m_2}{3m_1 + 4m_2} \quad (7.3)$$

Relația (7.3) reprezintă legea generală de comandă a factorului de umplere predictiv în cazul comenzii DTTV. Această lege de comandă se poate aplica mai multor clase de convertore înlocuind pantele m_1 și m_2 corespunzătoare convertorului.

7.2.2. Analiza stabilității pentru comanda DTTV

În continuare vom efectua analiza stabilității ca și în capitolele precedente, utilizând modelul geometric. Formele curentului inductiv în stare staționară cât și în stare perturbată, presupunând o mică perturbație, au fost reprezentate în fig.7.3. Pornim de la presupunerea că până la $t = nT_s$, convertorul a funcționat în stare

staționară fără perturbații. La $t=nT_s$ în curentul inductiv apare o mică perturbație notată $\Delta i[n]$. Prin urmare, factorul de umplere din perioada n va fi egal cu factorul de umplere D , din stare staționară pentru că anterior perioadei n nu au existat perturbații. Deoarece s-a presupus o perturbație mică, convertorul va funcționa aproape de starea de staționară, astfel încât pantele m_1 și m_2 pot fi considerate neschimbate și egale cu valorile lor din starea staționară, M_1 respectiv M_2 . Reamintim că scopul acestei analize îl reprezintă găsirea unei relații între perturbația $\Delta i[n+2]$ de la începutul perioadei de comutație $n+2$, și perturbația $\Delta i[n]$ de la începutul perioadei de comutație n . Perturbația $\Delta i[n]$ de la începutul perioadei de comutație n este.

$$\Delta i[n] = i[n] - I_0 \quad (7.4)$$

unde I_0 fiind curentul mediu în stare staționară.

Valoarea perturbației la începutul perioadei n , apare nemodificată la începutul perioadei $n+1$, deci:

$$\Delta i[n+1] = \Delta i[n] = i[n] - I_0 \quad (7.5)$$

de unde rezultă:

$$i[n] = i[n+1] = I_0 + \Delta i[n] \quad (7.6)$$

Înlocuind $i[n]$ din (7.6), în (7.3) și ținând cont că $d_n = D$ se obține:

$$d_{n+1} = -4 \frac{M_1 + M_2}{3M_1 + 4M_2} D + \frac{4}{(3M_1 + 4M_2)T_s} (I_{ref} - I_0 - \Delta i[n]) + 8 \frac{M_2}{3M_1 + 4M_2} \quad (7.7)$$

În stare staționară, cum $d_n = d_{n+1} = D$, relația (7.7) se poate scrie în forma:

$$D = -4 \frac{M_1 + M_2}{3M_1 + 4M_2} D + \frac{4}{(3M_1 + 4M_2)T_s} (I_{ref} - I_0) + 8 \frac{M_2}{3M_1 + 4M_2} \quad (7.8)$$

Perturbația factorului de umplere din perioada $n+1$, Δd_{n+1} ascultă prin definiție de relația:

$$d_{n+1} = \Delta d_{n+1} + D \quad (7.9)$$

Substituind pe d_{n+1} din relația (7.9) în relația (7.7) și scăzând apoi membru cu membru relația (7.8) din (7.7), rezultă:

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{4}{(3M_1 + 4M_2)T_s} \Delta i[n] \quad (7.10)$$

La începutul perioadei $n+2$, valoarea curentului inductiv este:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n+2] \quad (7.11)$$

Pe de altă parte, utilizând considerațiile geometrice din fig.7.3 și ținând cont de valoarea lui $i[n+1]$ din (7.6), valoarea curentului $i[n+2]$ poate fi scrisă în forma:

$$i[n+2] = I_0 + \Delta i[n] + M_1 d_{n+1} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (7.12)$$

Din egalitatea termenilor din membrii dreپți ai relațiilor (7.11) și (7.12), se obține:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + M_1 d_{n+1} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (7.13)$$

Substituind d_{n+1} din relația (7.9) în (7.13), rezultă că:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2) T_s \Delta d_{n+1} + M_1 D T_s - M_2 (1 - D) T_s \quad (7.14)$$

De remarcat că relația (7.14) este identică pentru orice tip de comandă predictivă în curent. Pe de alta parte, substituind în relația (7.14) pe Δd_{n+1} din (7.10) și ținând cont că în stare staționară $M_1 D T_s = M_2 (1 - D) T_s$, după efectuarea calculelor se obține:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{M_1}{3M_1 + 4M_2} \Delta i[n] \quad (7.15)$$

Știind că în stare staționară valoarea raportului $\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{1-D}$, membrul drept al relației (7.15) devine:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{1-D}{3+D} \Delta i[n] \quad (7.16)$$

Relația (7.16) reprezintă relația de recurență căutată între perturbațiile curentului inductiv, pe baza căreia se pot deduce considerentele de stabilitate. Astfel, schimbând n cu $n+2$ în relația (7.16), se obține:

$$\Delta i[n+4] = -\frac{1-D}{3+D} \Delta i[n+2] \quad (7.17)$$

Substituind $\Delta i[n+2]$ din (7.16) în (7.17), rezultă:

$$\Delta i[n+4] = \left(-\frac{1-D}{3+D}\right)^2 \Delta i[n] \quad (7.18)$$

După $2k$ perioade de comutație, relația de recurență între perturbații devine:

$$\Delta i[n+2k] = \left(-\frac{1-D}{3+D}\right)^k \Delta i[n] \quad (7.19)$$

Când $k \rightarrow \infty$, perturbația $\Delta i[n+2k]$ converge la 0, dacă și numai dacă:

$$\left|-\frac{1-D}{3+D}\right| < 1 \quad (7.20)$$

Deoarece $0 < D < 1$ valoarea modulului se poate estima ca fiind:

$$\left|-\frac{1-D}{3+D}\right| = \frac{1-D}{3+D} \quad (7.21)$$

Prin urmare condiția de stabilitate este echivalentă cu:

$$\frac{1-D}{3+D} < 1 \quad (7.22)$$

Rezolvând inecuația (7.22) se obține că $D > -1$, ceea ce este întotdeauna adevărat. În concluzie, comanda DTTV este necondiționat stabilă.

7.2.3. Verificarea pe baza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DTTV

Pentru a evalua validitatea considerentelor teoretice pentru comanda DTTV prezentate anterior, vom efectua o simulare pe baza modelului în spațiul stărilor pornind cu determinarea ecuație de stare a modelului discret. Astfel în condițiile unei modulații de tip DTT, pentru determinarea ecuație de stare a modelului discret trebuie să se țină cont de faptul că există patru puncte de comutație, la momentele $nT_s + \frac{1}{4}d_nT_s$, $nT_s + \frac{1}{2}(1 - \frac{1}{2}d_n)T_s$, $nT_s + \frac{1}{2}(1 + \frac{1}{2}d_n)T_s$ și $nT_s + (1 - \frac{1}{4}d_n)T_s$, așa cum se ilustrează în fig.7.4.

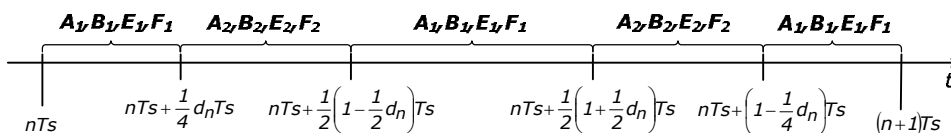


Fig.7.4. Stările topologice și setul de matrice asociat în cazul unei modulații de tip DTT.

Pe baza soluției generale a unui model LTI în timp în spațiul stărilor cu intrare constantă dată de relația:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(0) + A^{-1}\left[e^{A(t-t_0)} - I\right]BU \quad (7.23)$$

înlocuind succesiv perechea (t, t_0) cu $\left(nT_s + \frac{1}{4}d_nT_s, nT_s\right)$,

$$\left(nT_s + \frac{1}{2}\left(1 - \frac{1}{2}d_n\right)T_s, nT_s + \frac{1}{4}d_nT_s\right), \left(nT_s + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{2}d_n\right)T_s, nT_s + \frac{1}{2}\left(1 - \frac{1}{2}d_n\right)T_s\right),$$

$$\left(nT_s + \left(1 - \frac{1}{4}d_n\right)T_s, nT_s + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{2}d_n\right)T_s\right) \text{ și respectiv cu}$$

$$\left((n+1)T_s, nT_s + \left(1 - \frac{1}{4}d_n\right)T_s\right) \text{ se pot scrie următoarele relații în cazul modulației}$$

DTT:

$$x\left(nT_s + \frac{1}{4}d_nT_s\right) = \varphi_1x(nT_s) + \psi_1V_g \quad (7.24)$$

$$x\left(nT_s + \frac{1}{2}\left(1 - \frac{1}{2}d_n\right)T_s\right) = \varphi_2x\left(nT_s + \frac{1}{4}d_nT_s\right) + \psi_2V_g \quad (7.25)$$

$$x\left(nT_s + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{2}d_n\right)T_s\right) = \varphi_3x\left(nT_s + \frac{1}{2}\left(1 - \frac{1}{2}d_n\right)T_s\right) + \psi_3V_g \quad (7.26)$$

$$x\left(nT_s + \left(1 - \frac{1}{4}d_n\right)T_s\right) = \varphi_2x\left(nT_s + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{2}d_n\right)T_s\right) + \psi_2V_g \quad (7.27)$$

$$x((n+1)T_s) = \varphi_1x\left(nT_s + \left(1 - \frac{1}{4}d_n\right)T_s\right) + \psi_1V_g \quad (7.28)$$

Unde:

$$\varphi_1 = \varphi_1(d_n) \stackrel{\text{def}}{=} e^{A_1 \frac{1}{4}d_nT_s} \quad (7.29)$$

$$\varphi_2 = \varphi_2(d_n) \stackrel{\text{def}}{=} e^{A_1 \frac{1}{2}(1-d_n)T_s} \quad (7.30)$$

$$\varphi_3 = \varphi_3(d_n) \stackrel{\text{def}}{=} e^{A_1 \frac{1}{2}d_n} \quad (7.31)$$

$$\psi_1 = A_1^{-1}(\varphi_1 - I)B_1 \quad (7.32)$$

$$\psi_2 = A_2^{-1}(\varphi_2 - I)B_2 \quad (7.33)$$

$$\psi_3 = A_1^{-1}(\varphi_3 - I)B_1 \quad (7.34)$$

și V_g este tensiunea de intrare a convertorului utilizat, reprezentând chiar vectorul de intrare din soluția modelului în spațiul stărilor.

În continuare, prin substituții succesive, ținând cont de relațiile (7.24), (7.25), (7.26), (7.27) și (7.28) se obține ecuația de stare a modelului discret în cazul modulației DTT:

$$x[n+1] = \varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_2\varphi_1x[n] + (\varphi_1\varphi_2\varphi_3\varphi_2\psi_1 + \varphi_1\varphi_2\varphi_3\psi_2 + \varphi_1\varphi_2\psi_3 + \varphi_1\psi_2 + \psi_1)V_g \quad (7.35)$$

Același convertor boost ce a fost utilizat și în capitolele precedente va fi subiectul studiului. De aceea parametrii circuitului, matricele de stare și vectorul de stare nu vor mai fi prezentate. Convertorul va fi simulat pe baza ecuației (7.35), cu factorul de umplere calculat conform legii de comandă dată de relația (7.3). La început, se va alege un factor de umplere arbitrar și simularea va fi efectuată suficient de lung, pentru a depăși regimul tranzitoriu inițial. Dacă sistemul se dovedește a fi stabil, rezultatele în stare staționară vor fi o secvență de valori discrete constante. Vor fi alese două valori pentru curentul de referință: valoare de $2.5A$ care impune funcționarea convertorului la $D < 0.5$, respectiv valoarea de $11A$ care să realizeze funcționarea la $D > 0.5$.

Rezultatele simulării pentru prima setare a curentului de referință $I_{ref}=2.5A$, ($D < 0.5$) sunt prezentate în fig.7.5, fig.7.6 și fig.7.7, ultima prezentând în detaliu forma curentului inductiv după instalarea stării. Se poate observa funcționarea stabilă a sistemului, factorul de umplere fiind constant și forma curentului inductiv este periodică cu perioada egală cu dublul perioadei de comutație.

Pentru prețetarea curentului de referință la valoare $I_{ref}=11A$, ($D > 0.5$), rezultatele simulării sunt prezentate în fig.7.8, fig.7.9 respectiv fig.7.10. Și de această dată este atinsă funcționarea stabilă, ca și în cazul anterior factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică cu perioada egală cu jumătate din perioada de comutație ceea ce este caracteristic tuturor comenzilor double triangle.

Pe baza rezultatelor prezentate, se poate concluziona că comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația double trailing triangle este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

Simularea a fost realizată în programul MATLAB, codul sursă cât și detaliile aferente se găsesc în Anexa 1_C7.

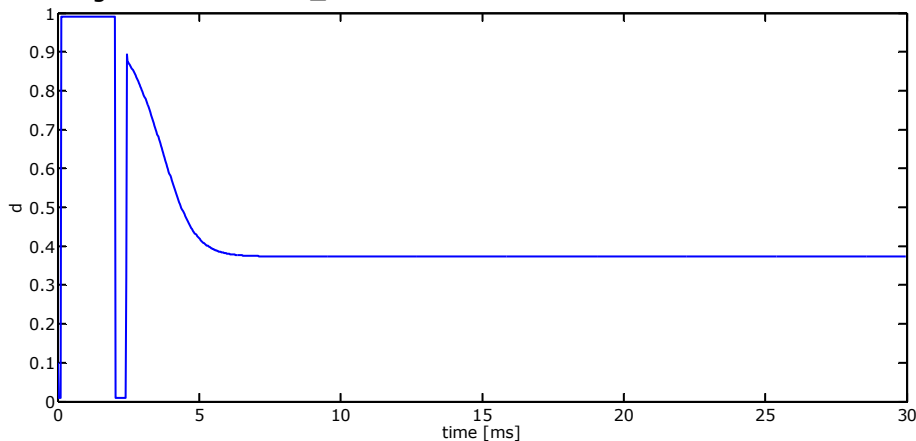


Fig.7.5. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D < 0.5$) – comanda DTTV.

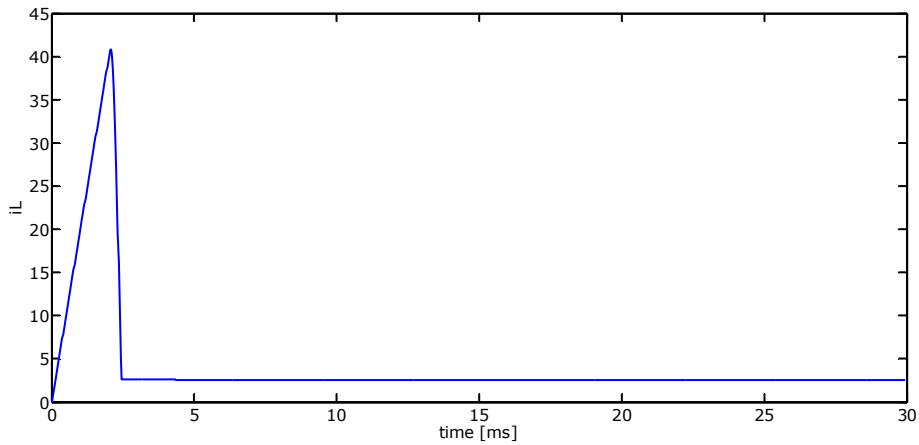


Fig.7.6. Curentul inductiv eșantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$) – comanda DTTV.

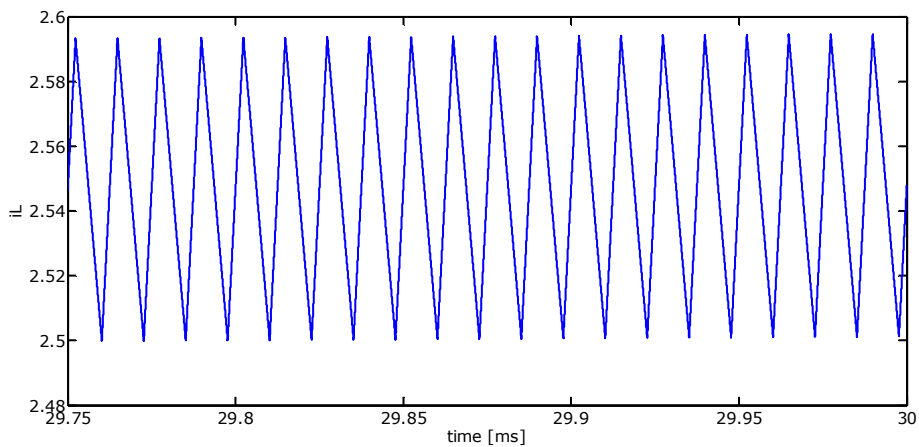


Fig.7.7. Detaliu din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$) – comanda DTTV.

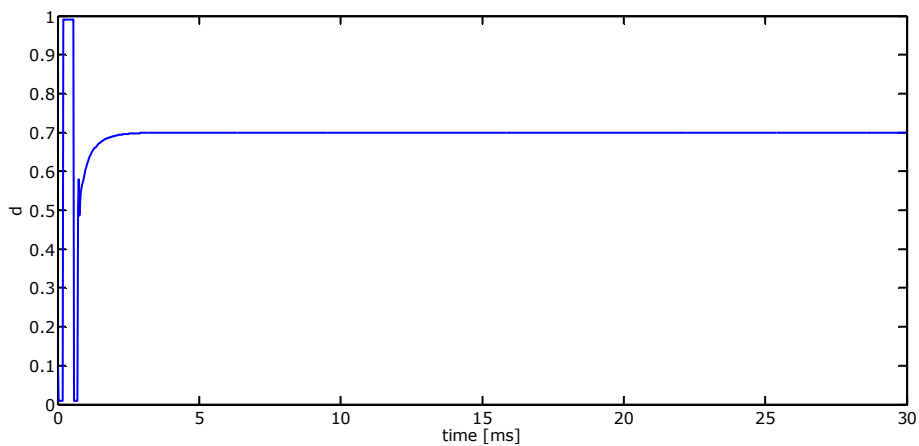


Fig.7.8. Factorul de umplere în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$) – comanda DTTV.

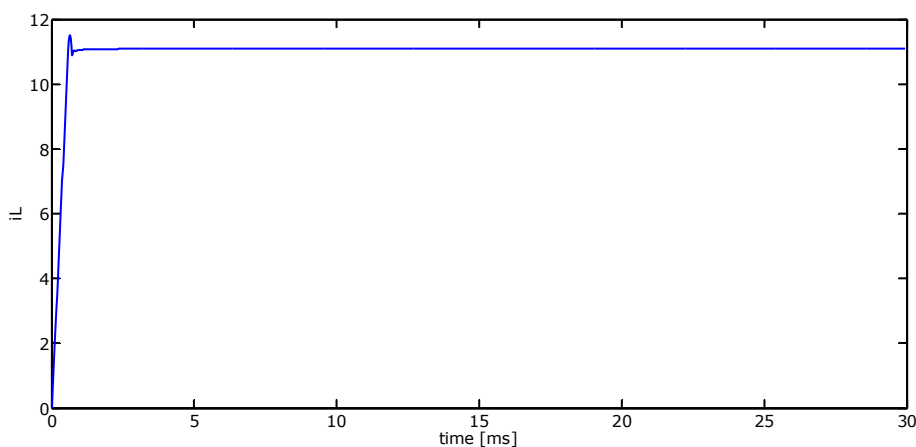


Fig.7.9. Curentul inductiv eşantionat în funcție de timp pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$) – comanda DTTV.

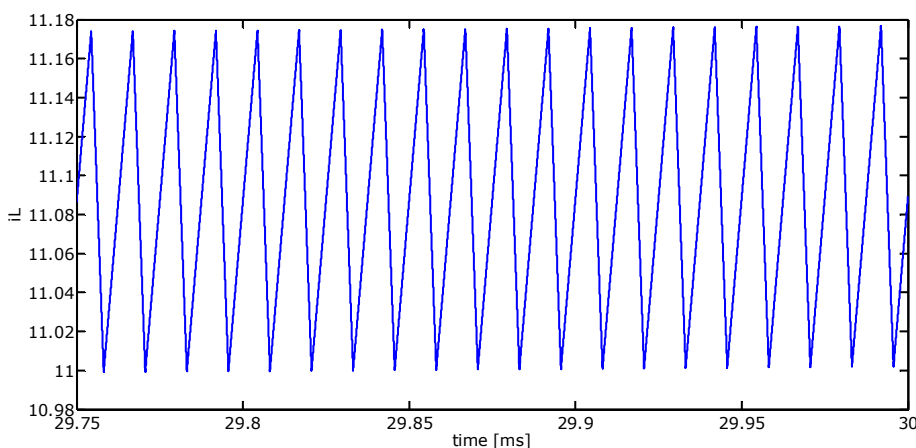


Fig.7.10. Detaliu din curentul inductiv după instalarea stării staționare pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$) – comanda DTTV.

7.2.4. Verificarea prin simularea circuitului pentru comanda DTTV

Schema generală de simulare a convertorului boost realizată CASPOC [11] folosind comanda DTTV este prezentată în fig.7.11. Verificarea prin simulare are ca obiectiv analiza stabilității sistemului la funcționarea cu factori de umplere mai mici sau mai mari de 0.5 . Factorul de umplere necesar pentru următoarea perioadă de comutație este prognozat pe baza eşantioanelor curentului inductiv, tensiunii de intrare și tensiunii de ieșire din perioada de comutație curentă, în conformitate cu relația de recurență (7.3). Detalii legate de funcționarea schemei de simulare cât și descrierea blocurilor din componența sa au fost evidențiate în capitolele precedente, astfel în acest capitol vor fi descrise doar blocurile specifice pentru simularea comenzilor double triangle.

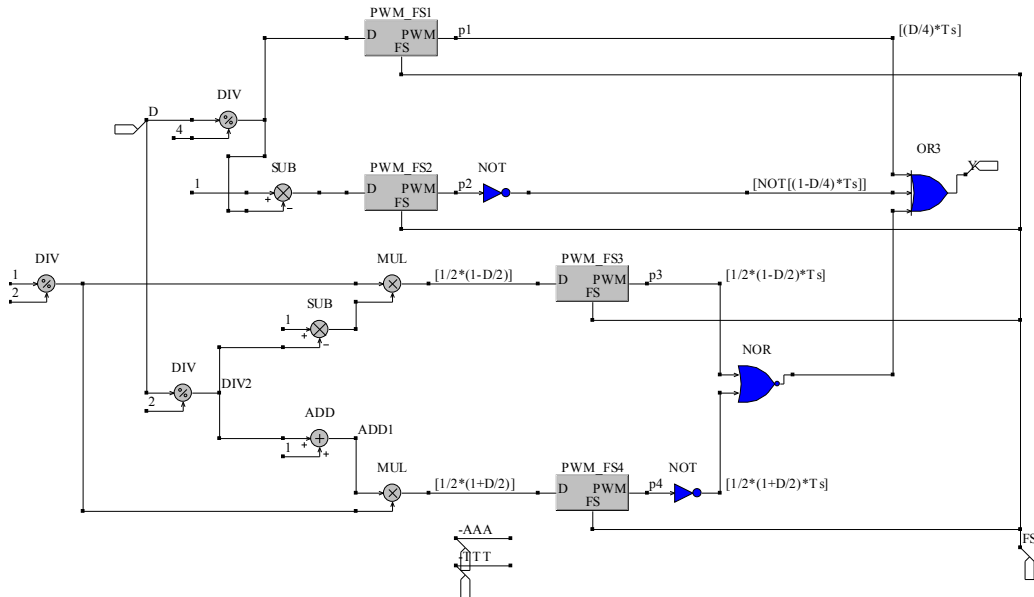


Fig.7.12. Modulorul double trailing triangle (DTT) implementat în CASPOC.

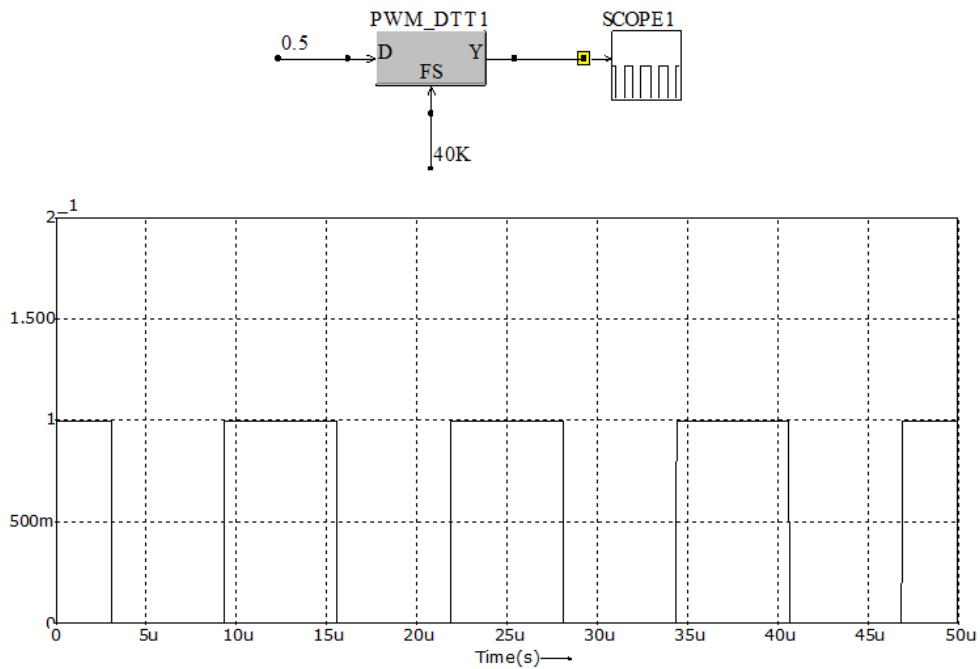


Fig.7.13. Testarea modulorului double trailing triangle (DTT) implementat în CASPOC.

DTTV - Blocul de calcul al relației de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzii DTTV – fig.7.14, realizează cu ajutorul blocurilor matematice dedicate din CASPOC implementarea relației de recurență a factorului de umplere predictiv dată (7.3).

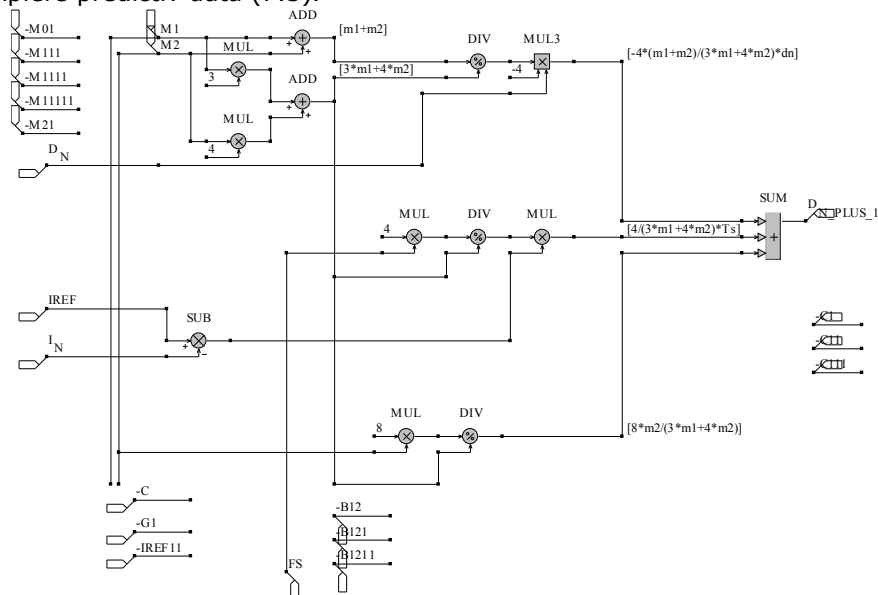


Fig.7.14. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda DTTV.

Pentru a verifica stabilitatea comenzii DTTV atât pentru factor de umplere mai mic decât 0.5 cât și pentru factor de umplere mai mare decât 0.5 , a fost realizată modificarea curentului de referință cu un salt treaptă de la $11A$ la $2.5A$, salt ce apare la $6ms$, cu pornirea din repaus. Din considerente de spațiu această abordare va fi adoptată pentru toate simulările comenzilor din acest capitol.

Rezultatele simulării pentru comanda DTTV sunt prezentate în fig.7.15. În fig.7.15.a se prezintă saltul treaptă pentru curentul de referință, în fig.7.15.b sunt afișate valorile factorului de umplere iar în fig.7.15.c se prezintă forma curentului inductiv cu detaliile aferente după instalarea stării staționare atât pentru funcționarea convertorului cu un factor de umplere mai mare de 0.5 rezultat al prescrierii $I_{ref}=11$ cât și pentru un factor de umplere sub de 0.5 atunci când curentul de referință are valoarea $I_{ref}=2.5A$.

De remarcat faptul că factorul de umplere cât și curentul inductiv își modifică valorile sincron la $6ms$ când curentul de referință realizează saltul treaptă de la $11A$ la $2.5A$. În detaliile din fig.7.15.c se observă că valoarea de vale a curentului inductiv este corect fixată la $11A$ respectiv $2.5A$ și nu există fenomene de instabilitate, fapt evidențiat în primul rând de constanța factorului de umplere în cele două stări. De remarcat că pulsațiile vârf la vârf din curent sunt reduse la jumătate față de cazul comenzii trailing triangle valley (TTV). Datorită funcționării la frecvență dublă în stare staționară se poate observa și comutația suplimentară, astfel la fiecare $12.5\mu s$, tranzistorul intră în conducție, curentul inductiv crește cu panta m_1 timp de $(d/4)T_s$, după care tranzistorul se blochează, curentul descrește cu panta $-m_2$ timp de $[(1-d)/2]T_s$, în continuare crește cu panta m_1 timp de $(d/2)T_s$, și din nou descrește cu panta $-m_2$ timp de $[(1-d)/2]T_s$ și crește cu panta m_1 timp de $(d/4)T_s$.

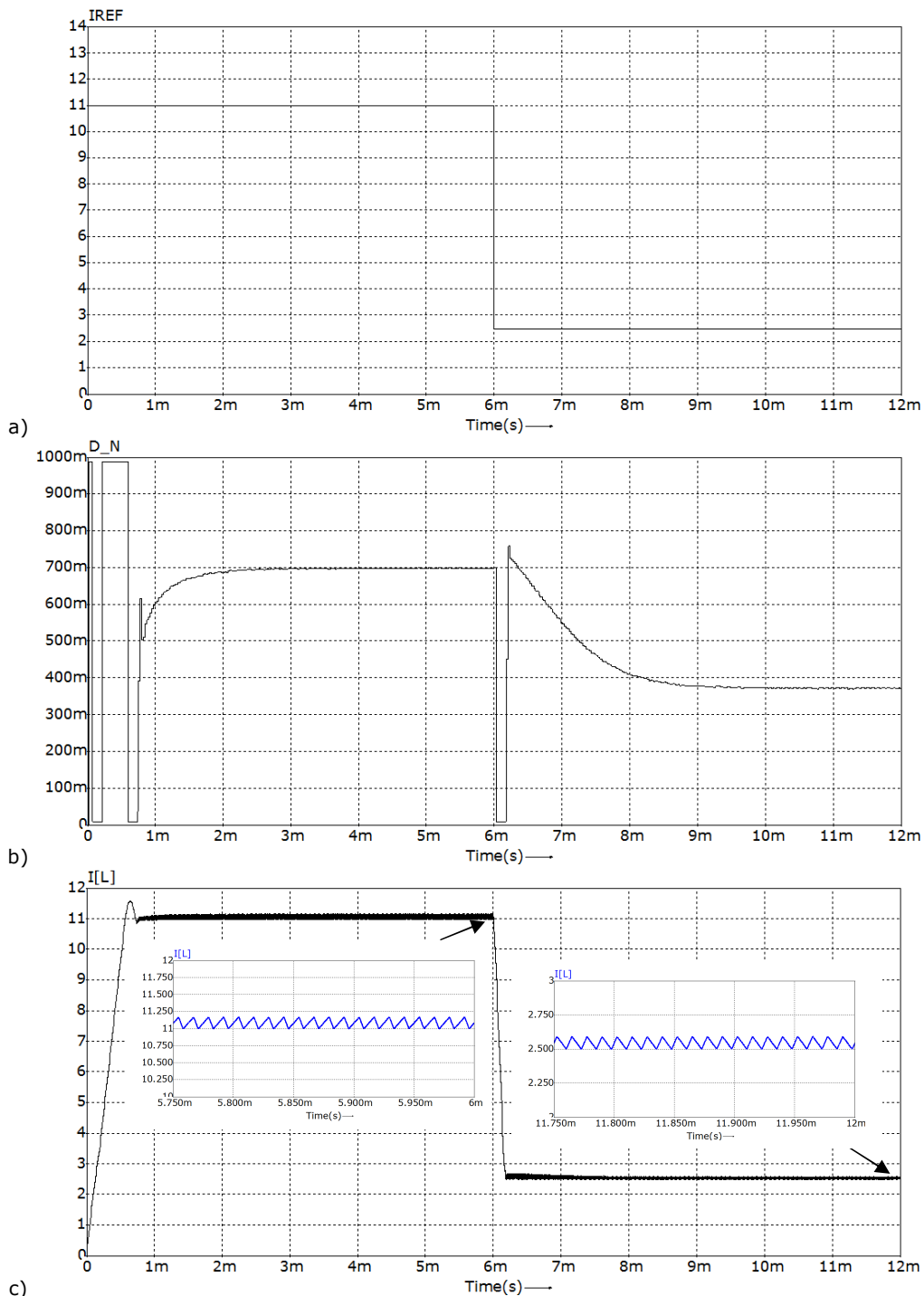


Fig.7.15. Rezultatele simulării comenzi DTTV, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

7.3. Comanda double trailing triangle peak

În comanda DTTP se impune ca valoarea de vârf a curentului inductiv să urmărească cu exactitate curentul de referință. În fig.7.16, se prezintă forma curentului inductiv, atât în stare staționară cât și în regim tranzitoriu, aplicând comanda DTTP.

7.3.1. Legea comenzii DTTP

Bazat pe considerentele geometrice din fig.7.16, pentru a obține legea de comandă, curentul de vârf din perioada $n+1$, $i_{p\ n+1}$, va fi evaluat în funcție de valoarea curentului inductiv, $i[n]$, și în final impunându-se ca valoarea lui $i_{p\ n+1}$ să fie egală cu valoarea curentului de referință, I_{ref} .

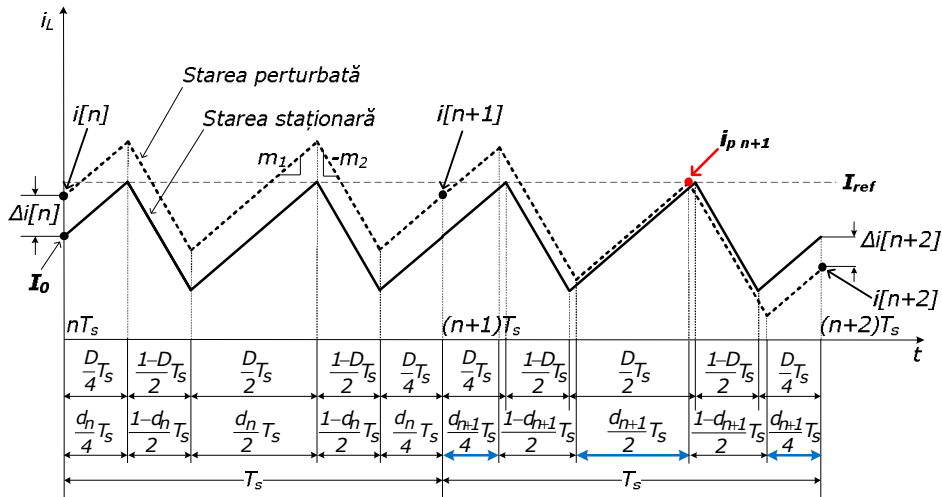


Fig.7.16. Curentul inductiv cu comanda DTTP în stare staționară și în prezența perturbației.

Admițând forma liniară pe porțiuni a curentului inductiv, se poate scrie:

$$i_{p\ n+1} = i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 \frac{1}{4} d_{n+1} T_s - m_2 \frac{1}{2} (1 - d_{n+1}) T_s + m_1 \frac{1}{2} d_{n+1} T_s \quad (7.36)$$

Substituind $i_{p\ n+1} = I_{ref}$ în (7.36) rezultă:

$$i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 \frac{3}{4} d_{n+1} T_s - m_2 \frac{1}{2} (1 - d_{n+1}) T_s = I_{ref} \quad (7.37)$$

Din relația (7.37), se obține relația de recurență a factorului de umplere:

$$d_{n+1} = -4 \frac{m_1 + m_2}{3m_1 + 2m_2} d_n + \frac{4}{(3m_1 + 2m_2) T_s} (I_{ref} - i[n]) + 6 \frac{m_2}{3m_1 + 2m_2} \quad (7.38)$$

Relația (7.38) reprezintă legea generală de comandă a factorului de umplere în cazul comenzii DTTP. Și această lege de comandă predictivă în curent se poate aplica cu succes mai multor topologii de convertore înlocuind pantele m_1 și m_2 cu valorile tipice convertorului utilizat.

7.3.2. Analiza stabilității pentru comanda DTTP

Urmând același procedeu ca și în cazul comenzii DTTV referitor la analiza stabilității rezultă următoarea relație între perturbația factorului de umplere Δd_{n+1} din perioada $n+1$ și perturbația curentului inductiv în perioada n :

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{4}{(3M_1 + 2M_2)T_S} \Delta i[n] \quad (7.39)$$

Totodată, după cum a fost specificat și în cazul comenzii DTTV putem scrie direct următoarea relație general valabilă pentru toate comenzile predictive în curent:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2)T_S \Delta d_{n+1} \quad (7.40)$$

Substituind perturbația Δd_{n+1} din relația (7.39) în (7.40) se obține:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{M_1 + 2M_2}{3M_1 + 2M_2} \Delta i[n] \quad (7.41)$$

Pe baza raportului $\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{1-D}$, membrul drept al relației (7.41) poate fi scris în funcție de D astfel:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{1+D}{3-D} \Delta i[n] \quad (7.42)$$

Relația (7.42) reprezintă relația de recurență căutată între perturbațiile curentului inductiv din care rezultă condiția de stabilitate:

$$\left| -\frac{1+D}{3-D} \right| < 1 \quad (7.43)$$

Deoarece $0 < D < 1$ condiția de stabilitate este echivalentă cu:

$$\frac{1+D}{3-D} < 1 \quad (7.44)$$

Soluția inecuației (7.44) este $D < 1$, expresie adevărată tot timpul. În concluzie și comanda DTTP este necondiționat stabilă.

7.3.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DTTP

Cum comanda DTTP utilizează aceeași tehnică de modulație, DTT, simularea convertorului boost se va face tot pe baza ecuației diferențiale (7.35) dar cu factorul de umplere calculat conform relației de recurență a factorului de umplere (7.38).

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D < 0.5$) sunt prezentate în fig.7.17, unde se poate observa că factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică cu perioada egală cu jumătatea perioadei de comutație.

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=11A$, ($D > 0.5$), sunt cele din fig.7.18. Și în această situație funcționarea convertorului este stabilă, factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică.

De remarcat că valoarea de vârf a curentului inductiv urmărește cu exactitate valorile prescrise pentru curentul de referință. În concluzie, comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația double trailing triangle este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

Simularea a fost realizată în programul MATLAB, codul sursă cât și detaliile aferente se găsesc în Anexa 2_C7.

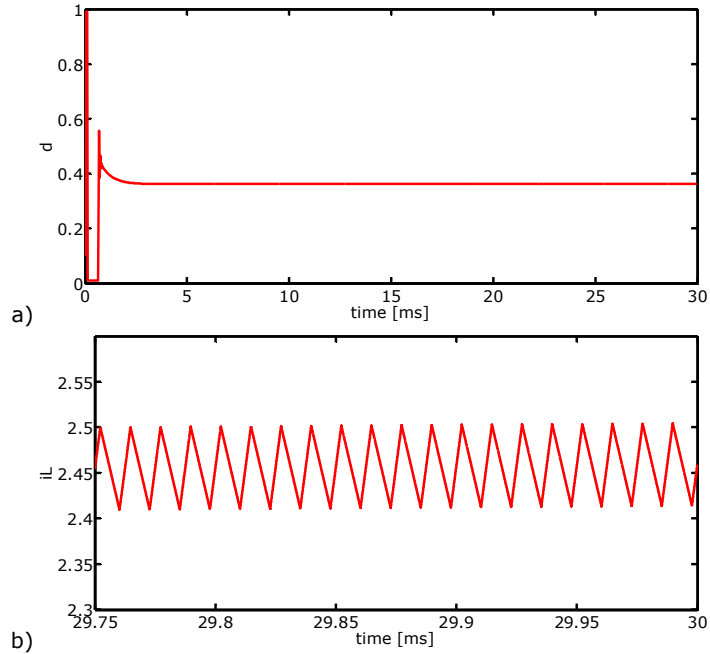


Fig.7.17. Rezultatele simulării comenzii DTTP pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

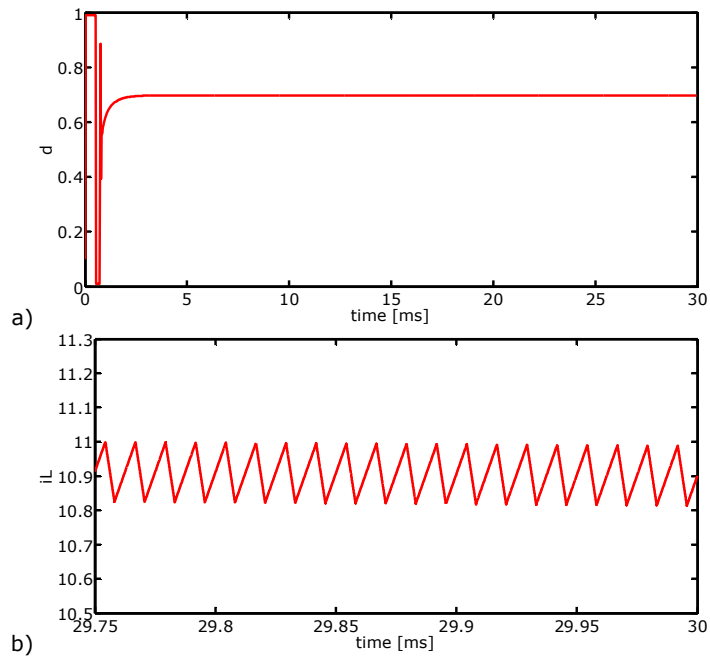


Fig.7.18. Rezultatele simulării comenzii DTTP pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

7.3.4. Verificarea prin simularea circuitului pentru comanda DTTP

Schema generală de simulare a convertorului boost folosind comanda DTTP este identică cu cea prezentată în fig.7.11, cu singura deosebire că blocul de calcul al factorului de umplere predictiv DTTV va fi înlocuit cu blocul DTTP prezentat în fig.7.19. având ca funcționalitate implementarea relației de recurență a factorului de umplere predictiv dată (7.38).

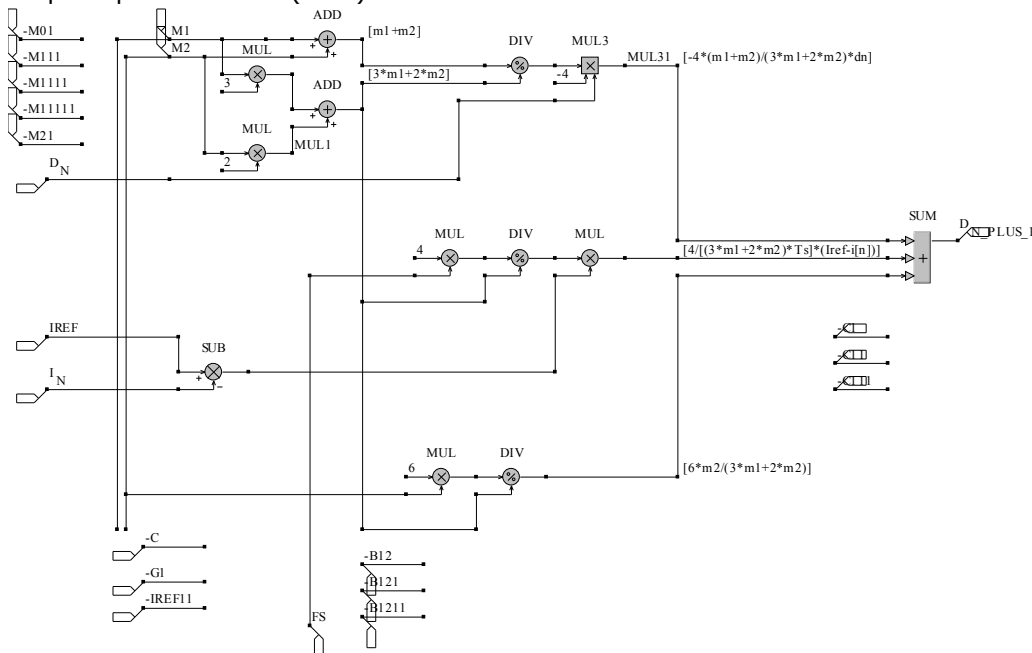


Fig.7.19. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda DTTP.

Rezultatele simulării pentru comanda DTTP sunt prezentate în fig.7.20. În fig.7.20.a se prezintă saltul treaptă de la 11A la 2.5A pentru curentul de referință, în fig.7.20.b factorul de umplere a cărei valoare se modifică doar la schimbarea valorii curentului de referință, iar în fig.7.20.c se prezintă forma curentului inductiv cu detaliile aferente după instalarea stării staționare

În detaliile din fig.7.20.c se observă că valoarea de vârf a curentului inductiv este corect fixată la 11A respectiv 2.5A. Se poate observa constanța factorului de umplere atât pentru setarea curentului de referință la 11A cât și pentru 2.5A. Și în cazul comenzii DTTP pulsațiile vârf la vârf din curent sunt reduse semnificativ.

Pe baza rezultatelor prezentate se poate afirma că și comanda DTTP este necondiționat stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere spre deosebire de comanda TTP care s-a demonstrat în capitolul 4 că este necondiționat instabilă.

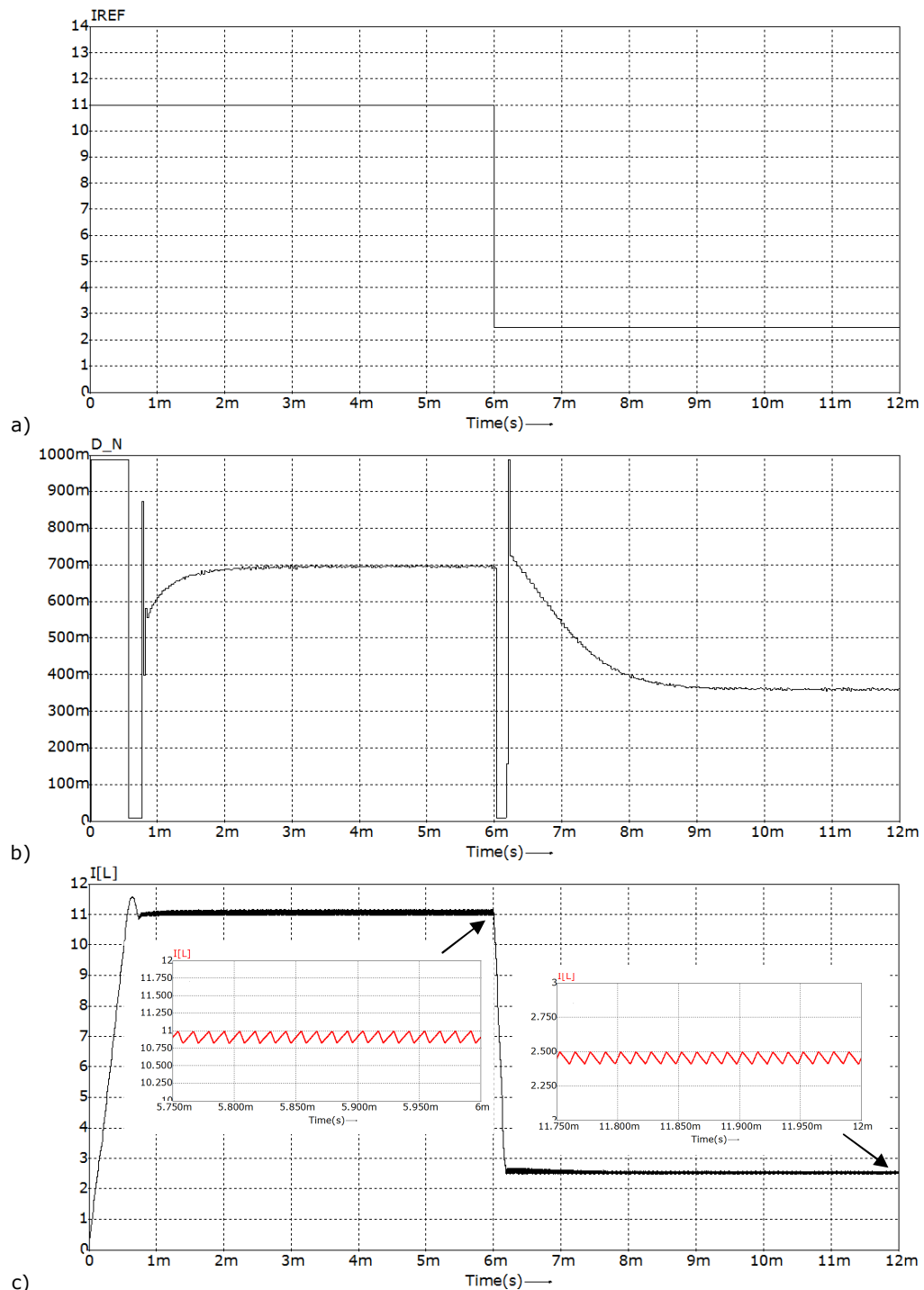


Fig.7.20. Rezultatele simulării comenzii DTPP, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

7.4. Comanda double trailing triangle average

În comanda DTTA se urmărește ca valoarea medie a curentului inductiv să fie egală cu valoarea curentului de referință. În fig.7.21, se prezintă forma curentului inductiv atât în stare staționară cât și în regim tranzitoriu în prezența perturbației aplicând comanda DTTA.

7.4.1. Legea comenzii DTTA

Pentru a obține legea de comandă, curentul mediu din perioada $n+1$, $i_{ave\ n+1}$, va fi evaluat în funcție de valoarea curentului inductiv, $i[n]$, și în final valoarea curentului mediu $i_{ave\ n+1}$ va fi egalată cu valoarea curentului de referință, I_{ref} . Există posibilitatea de a obține chiar două legi pentru comanda DTTA, în funcție de unde vom considera punctul controlat, fie pe panta descrescătoare $-m_2$ fie pe panta crescătoare m_1 .

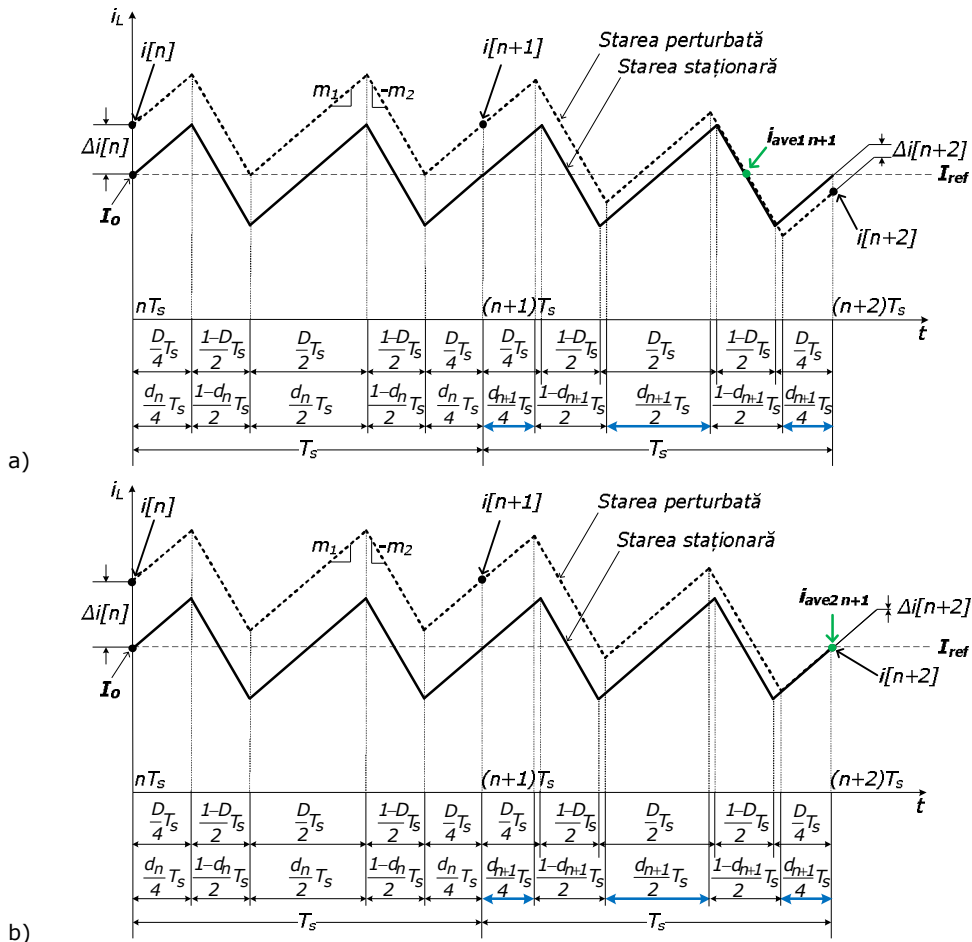


Fig.7.21. Curentul inductiv cu comanda DTTA în prezența perturbației:
a) DTTA1 - punctul controlat este pe panta descrescătoare; b) DTTA2 - punctul controlat este pe panta crescătoare;

Admițând forma liniară pe porțiuni a curentului inductiv, se poate scrie:

$$\begin{aligned} i_{ave1\ n+1} = & i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + \\ & + m_1 \frac{1}{4} d_{n+1} T_s - m_2 \frac{1}{2} (1 - d_{n+1}) T_s + m_1 \frac{1}{2} d_{n+1} T_s - \\ & - m_2 \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{1}{2} (1 - d_{n+1}) T_s \right] \end{aligned} \quad (7.45)$$

$$\begin{aligned} i_{ave2\ n+1} = & i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + \\ & + m_1 \frac{1}{4} d_{n+1} T_s - m_2 \frac{1}{2} (1 - d_{n+1}) T_s + m_1 \frac{1}{2} d_{n+1} T_s - \\ & - m_2 \frac{1}{2} (1 - d_{n+1}) T_s + m_1 \frac{1}{4} d_{n+1} T_s \end{aligned} \quad (7.46)$$

Substituind $i_{ave1\ n+1} = I_{ref}$ în (7.45) respectiv $i_{ave2\ n+1} = I_{ref}$ în (7.46) rezultă:

$$i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 \frac{3}{4} d_{n+1} T_s - m_2 \frac{3}{4} (1 - d_{n+1}) T_s = I_{ref} \quad (7.47)$$

și respectiv:

$$i[n] + m_1 d_n T_s - m_2 (1 - d_n) T_s + m_1 d_{n+1} T_s - m_2 (1 - d_{n+1}) T_s = I_{ref} \quad (7.48)$$

Din expresiile (7.47) și (7.48) se obțin relațiile de recurență căutate:

$$d_{n+1} = -\frac{4}{3} d_n + \frac{4}{3(m_1 + m_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + 7 \frac{m_2}{3(m_1 + m_2)} \quad \leftarrow \text{DTTA1} \quad (7.49)$$

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{(m_1 + m_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + 2 \frac{m_2}{m_1 + m_2} \quad \leftarrow \text{DTTA2} \quad (7.50)$$

Cele două relații (7.49) și (7.50) reprezintă legile de comandă a factorului de umplere predictiv în cazul comenzii DTTA. De remarcat ca relația (7.50) este identică cu relația de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzilor TV, LP, TTA respectiv LTA.

7.4.2. Analiza stabilității pentru comanda DTTA

Relațiile între perturbația factorului de umplere Δd_{n+1} din perioada $n+1$ și perturbația curentului inductiv în perioada n pentru cele două legi găsite anterior sunt:

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{4}{3(M_1 + M_2)T_s} \Delta i[n] \quad (7.51)$$

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{1}{(M_1 + M_2)T_s} \Delta i[n] \quad (7.52)$$

Substituind perturbația Δd_{n+1} din (7.51) și (7.52), în relația generală dată de:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2)T_s \Delta d_{n+1} \quad (7.53)$$

rezultă:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{1}{3} \Delta i[n] \quad (7.54)$$

respectiv

$$\Delta i[n+2] = 0 \quad (7.55)$$

Rezultă acum ușor condiția de stabilitate:

$$\left| -\frac{1}{3} \right| < 1 \quad (7.56)$$

respectiv

$$|0| < 1 \quad (7.57)$$

Relațiile (7.56) și (7.57) sunt tot timpul adevărate. În concluzie, comanda DTTA este necondiționat stabilă utilizând oricare din cele două relații de recurență pentru factorul de umplere predictiv date de (7.49) și (7.50).

7.4.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DTTA

Simularea modelului discret în spațiul stărilor pentru convertorul boost cu comandă DTTA s-a realizat tot pe baza ecuației diferențiale (7.35) dar cu factorul de umplere calculat conform relațiilor (7.49) și (7.50).

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$) utilizând relația de recurență a factorului de umplere (7.49) sunt cele din fig.7.22, în timp ce în fig.7.23 se prezintă rezultatele simulării utilizând cea de-a doua relație de recurență a factorului de umplere (7.50). În ambele situații se poate observa că factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică confirmând stabilitatea comenzii.

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), sunt prezentate în fig.7.24 respectiv fig.7.25. Și în această situație funcționarea convertorului este stabilă, factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică. Valoarea medie a curentului inductiv urmărește cu exactitate valorile prescrise pentru curentul de referință. În concluzie, comanda DTTA este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere. Simularea a fost realizată în programul MATLAB, codul sursă cât și detaliile aferente se găsesc în Anexa 3_C7 și Anexa 4_C7.

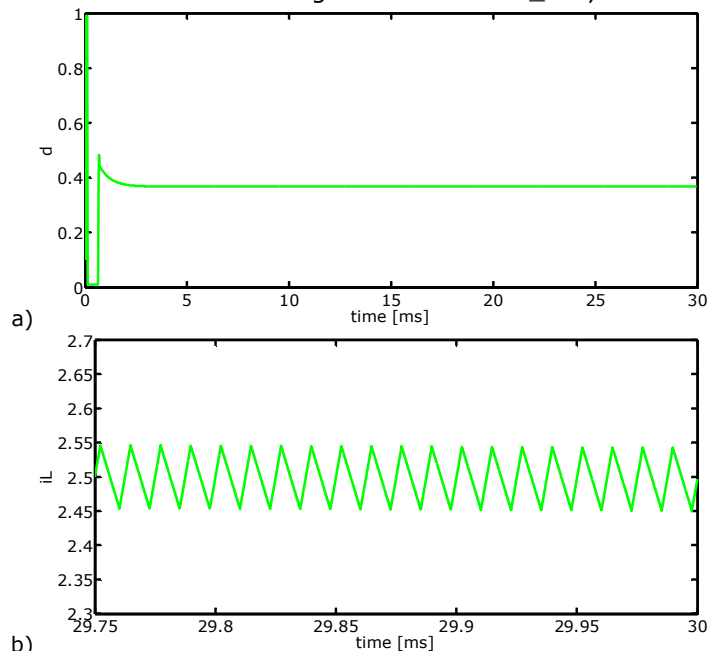


Fig.7.22. Rezultatele simulării comenzii DTTA1 pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$):
 a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară;

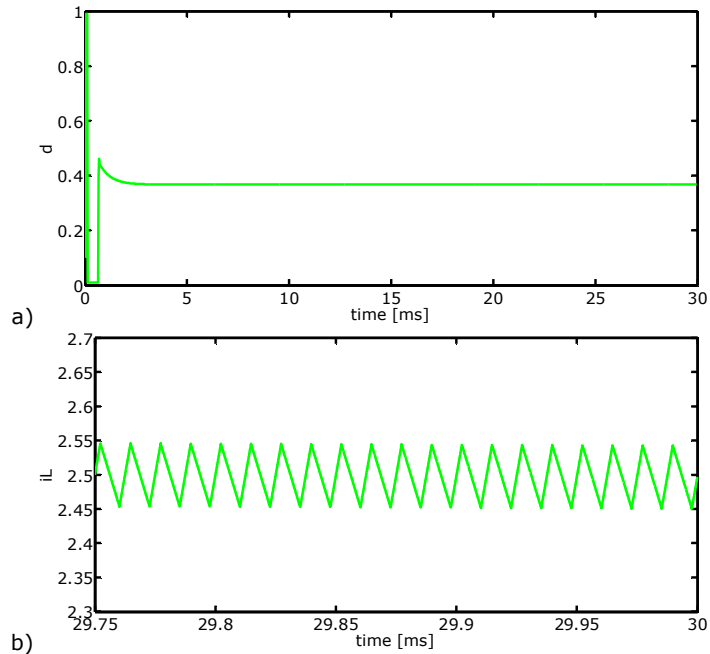


Fig.7.23. Rezultatele simulării comenzii DTTA2 pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară;

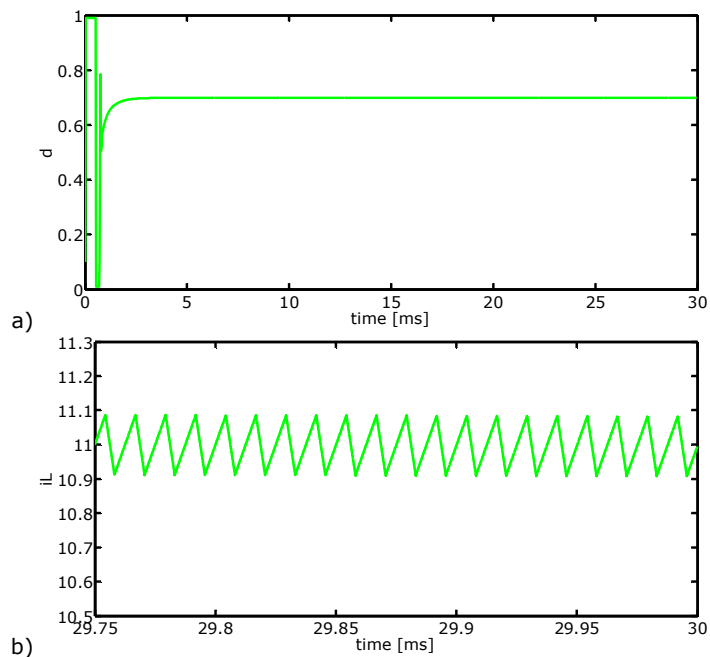


Fig.7.24. Rezultatele simulării comenzii DTTA1 pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

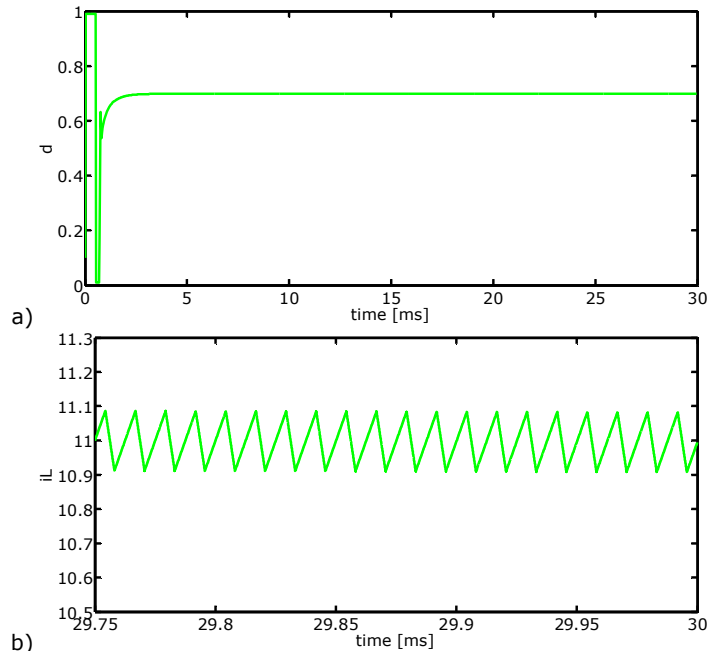


Fig.7.25. Rezultatele simulării comenzii DTTA2 pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$):
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

7.4.4. Verificarea prin simularea circuitului pentru comanda DTTA

Simularea circuitului pentru comanda DTTA se realizează cu schema generală prezentată în fig.7.11, înlocuind blocul de calcul al factorului de umplere predictiv DTTV cu unul din blocurile DTTA1 sau DTTA2 prezentate în fig.7.26 și fig.7.27. Aceste blocuri calculează factorul de umplere predictiv, d_{n+1} , în funcție de relației (7.49) respectiv (7.50).

Rezultatele simulării pentru comanda DTTA1 sunt prezentate în fig.7.28 respectiv pentru DTTA2 în fig.7.29. În ambele figuri se poate observa cum valoarea factorului de umplere se modifică doar la schimbarea valorii curentului de referință I_{ref} generată de saltul treaptă realizat la 6ms de la pornirea circuitului. Simultan cu schimbarea valorii factorului de umplere se modifică și valoarea curentului inductiv.

În detaliile din fig.7.28.c și fig.7.29.c se observă că valoarea medie a curentului inductiv este corect fixată la 11A respectiv 2.5A atât pentru DTTA1 cât și pentru DTTA2. Și în cazul comenzii DTTA pulsațiile vârf la vârf din curent sunt reduse semnificativ datorată faptului că frecvența de comutație s-a dublat comparativ cu valoarea frecvenței de eșantionare.

Rezultatele prezentate pentru ambele relații de recurență a factorului predictiv confirmă că și comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația double trailing triangle este necondiționat stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

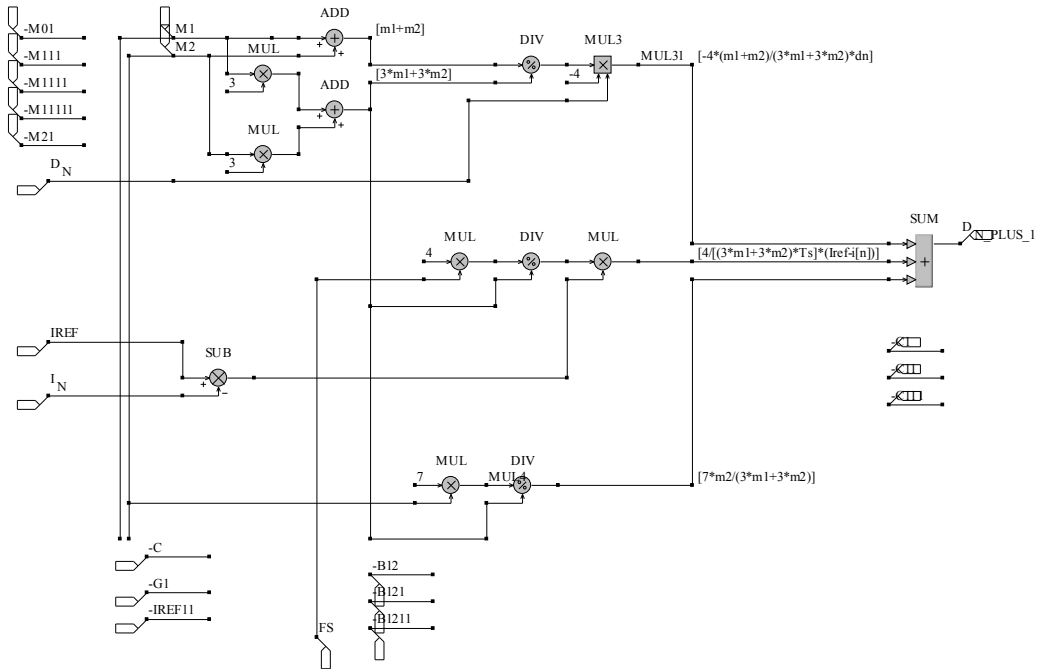


Fig.7.26. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda DTTA1.

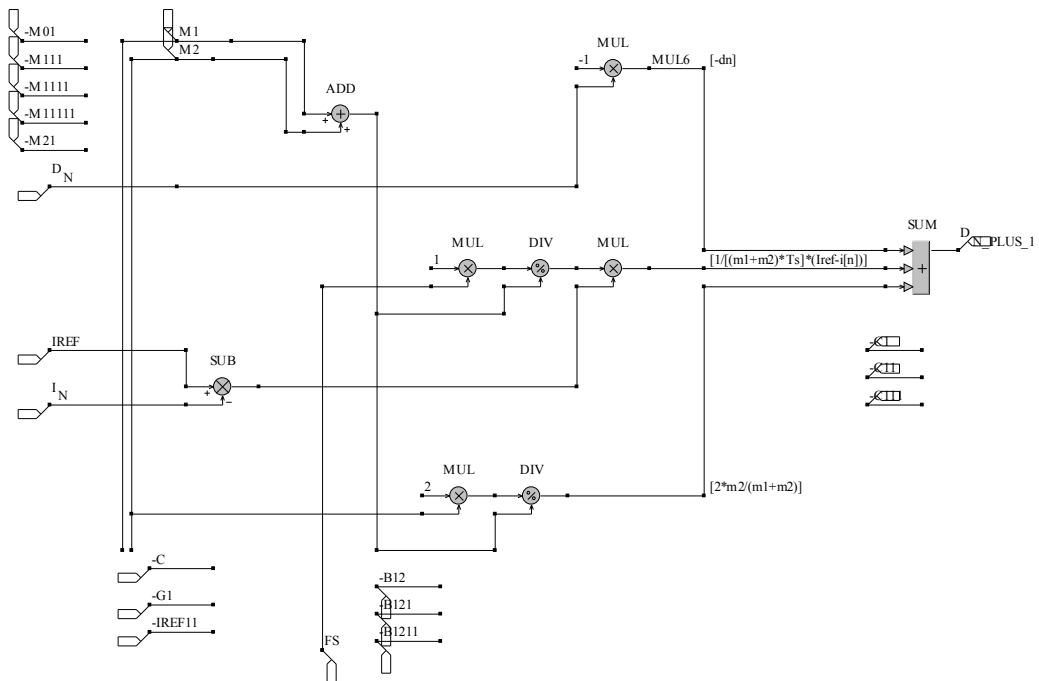


Fig.7.27. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda DTTA2.

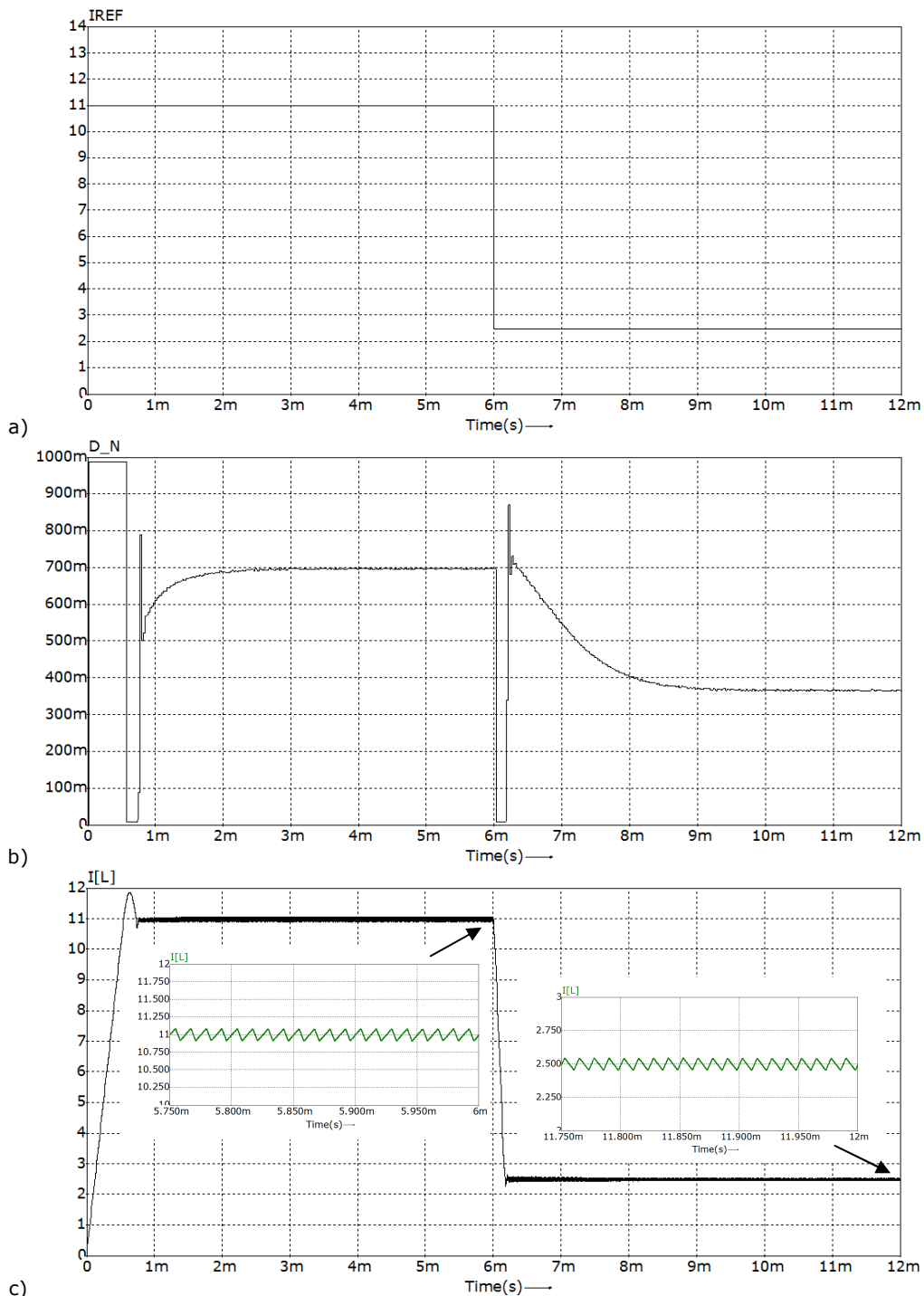


Fig.7.28. Rezultatele simulării comenzii DTTA1, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

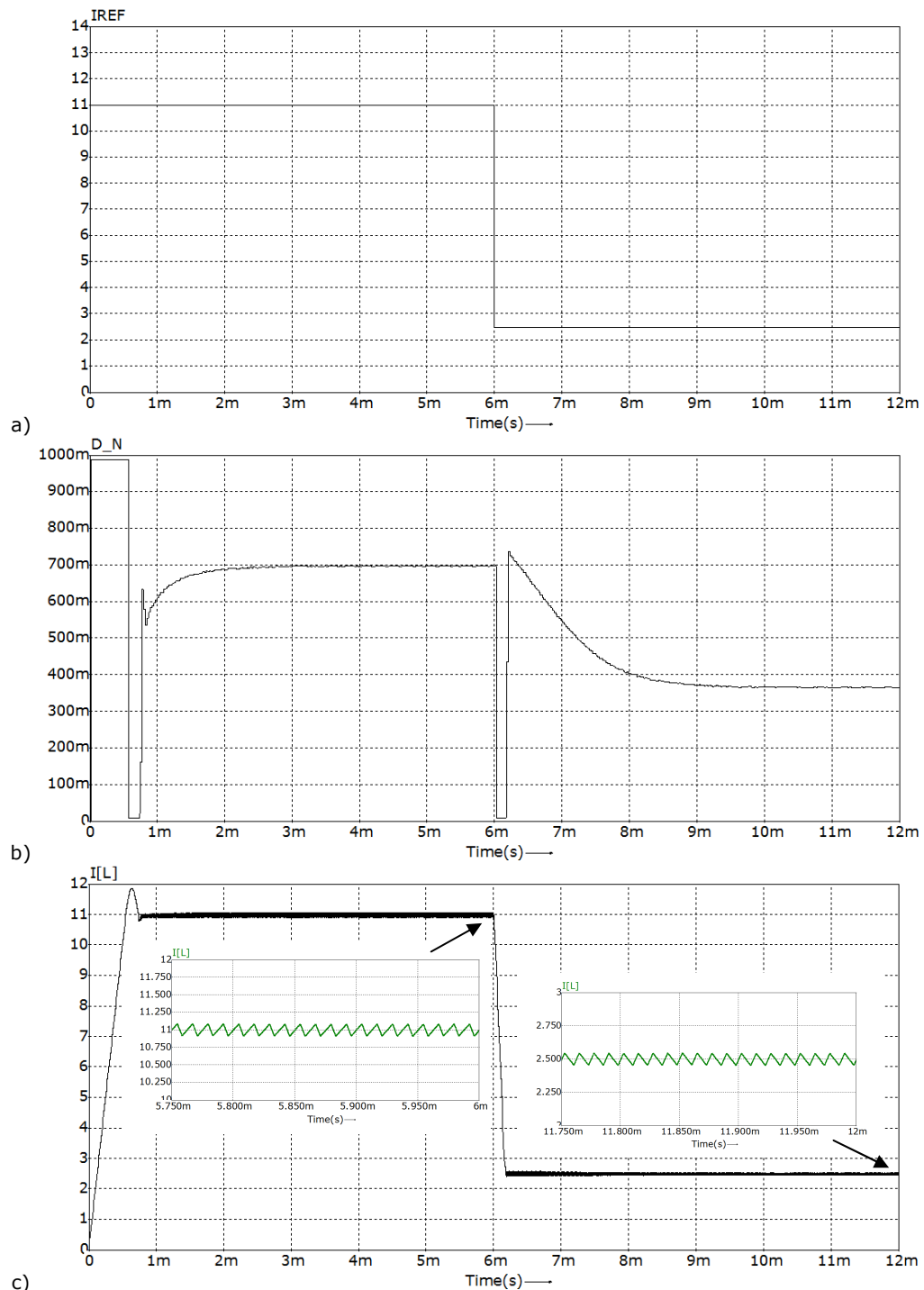


Fig.7.29. Rezultatele simulării comenzii DTTA2, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

7.5. Comanda double leading triangle valley

Principiul comenzii DLTV este același ca și în cazul comenzii DTTV și anume de a forța ca valoarea de vale a curentului inductiv să urmărească cu exactitate curentul de referință I_{ref} prescris. Spre deosebire de comanda DTTV, comanda DLTV utilizează tehnica modulație double leading triangle ce a fost prezentată în subcapitolul 7.1.2. Forma curentului inductiv în stare staționară cât și în regim tranzitoriu aplicând comanda DTT este prezentată în fig.7.30.

7.5.1 Legea comenzii DLTV

Pe baza formei curentului din fig.7.30, aplicând același principiu ca în cazul comenzii DTTV, curentul de vale din perioada $n+1$, $i_{v_{n+1}}$ va fi evaluat în funcție de eșantionul curentului inductiv, $i[n]$ iar în final se va impune ca această valoare de vale a curentului să fie egală cu valoarea curentului de referință, I_{ref} .

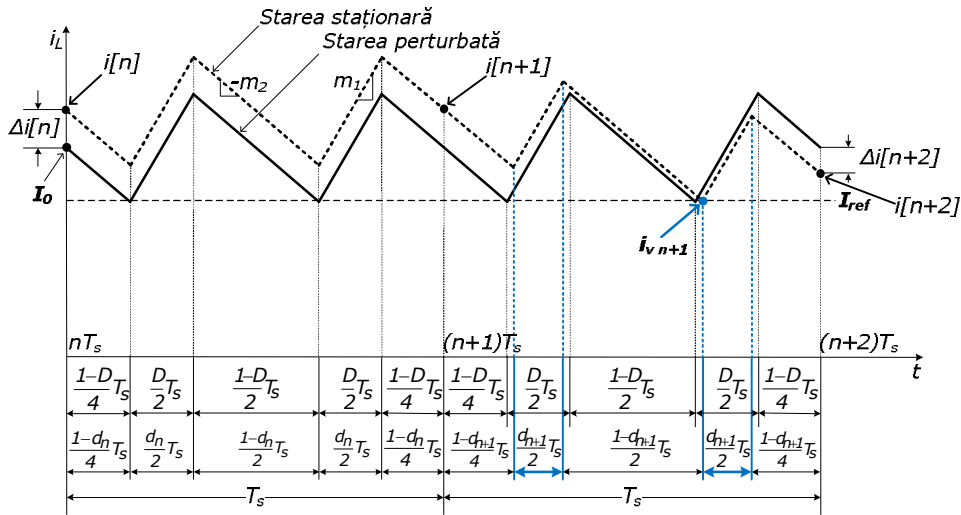


Fig.7.30. Curentul inductiv sub comanda DLTV în prezența perturbației.

Astfel, se poate scrie:

$$i_{v_{n+1}} = i[n] - m_2(1 - d_n)T_s + m_1 d_n T_s - m_2 \frac{1}{4}(1 - d_{n+1})T_s + m_1 \frac{1}{2} d_{n+1} T_s - m_2 \frac{1}{2}(1 - d_{n+1})T_s \quad (7.58)$$

Impunând $i_{v_{n+1}} = I_{ref}$, după efectuarea calculelor relația (7.58) devine:

$$i[n] - m_2(1 - d_n)T_s + m_1 d_n T_s - m_2 \frac{3}{4}(1 - d_{n+1})T_s + m_1 \frac{1}{2} d_{n+1} T_s = I_{ref} \quad (7.59)$$

Din relația (7.59), se determină relația de recurență a lui d_{n+1} ca fiind:

$$d_{n+1} = -4 \frac{m_1 + m_2}{2m_1 + 3m_2} d_n + \frac{4}{(2m_1 + 3m_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + 7 \frac{m_2}{2m_1 + 3m_2} \quad (7.60)$$

Relația (7.60) reprezintă legea generală de comandă a factorului de umplere predictiv în cazul comenzii DLTV.

7.5.2. Analiza stabilității pentru comanda DLTV

În cazul comenzii DLTV relația între perturbația factorului de umplere Δd_{n+1} din perioada $n+1$ și perturbația curentului inductiv în perioada n este:

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{4}{(2M_1 + 3M_2)T_s} \Delta i[n] \quad (7.61)$$

Ținând cont de relația generală între perturbația curentului inductiv de la începutul perioadei $n+2$ și perturbația curentului inductiv în perioada n , respectiv perturbația factorului de umplere Δd_{n+1} putem scrie că:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2)T_s \Delta d_{n+1} \quad (7.62)$$

După înlocuirea lui Δd_{n+1} din relația (7.61) în (7.62) se obține:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{2M_1 + M_2}{2M_1 + 3M_2} \Delta i[n] \quad (7.63)$$

Pe baza raportului $\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{1-D}$, relația (7.63) este echivalentă cu:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{2-D}{2+D} \Delta i[n] \quad (7.64)$$

Din relația (7.64) rezultă condiția de stabilitate în forma:

$$\left| -\frac{2-D}{2+D} \right| < 1 \quad (7.65)$$

Deoarece $0 < D < 1$ condiția de stabilitate este echivalentă cu:

$$\frac{2-D}{2+D} < 1 \quad (7.66)$$

Soluția inecuației (7.66) este $D > 0$, expresie adevărată tot timpul. În concluzie, se poate afirma că și comanda DLTV este necondiționat stabilă.

7.5.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DLTV

Utilizând modulația double leading triangle, ecuația de stare a modelului discret în cazul comenzilor DTLV, DLTP și DLTA va fi diferită față de comenzile DTTV, DTTP respectiv DTTA. Prin urmare în condițiile unei modulații de tip DLT, pentru determinarea ecuației de stare a modelului discret trebuie să se țină cont de faptul

că punctele de comutație sunt la momentele $nT_s + \frac{1}{4}(1-d_n)T_s$, $nT_s + \frac{1}{4}(1+d_n)T_s$,

$nT_s + \frac{1}{4}(3-d_n)T_s$ și $nT_s + \frac{1}{4}(3+d_n)T_s$, așa cum se prezintă în fig.7.31.

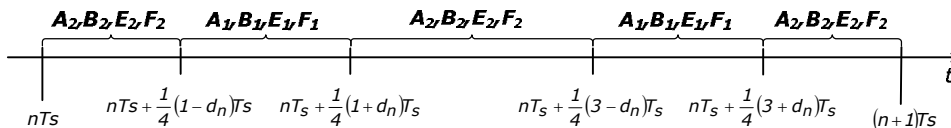


Fig.7.31. Stările topologice și matricile de stare asociate în cazul unei modulații de tip DLT.

Substituind succesiv perechea (t, t_0) cu $\left(nT_s + \frac{1}{4}(1-d_n)T_s, nT_s \right)$,

$\left(nT_s + \frac{1}{4}(1+d_n)T_s, nT_s + \frac{1}{4}(1-d_n)T_s\right)$, $\left(nT_s + \frac{1}{4}(3-d_n)T_s, nT_s + \frac{1}{4}(1+d_n)T_s\right)$,
 $\left(nT_s + \frac{1}{4}(3+d_n)T_s, nT_s + \frac{1}{4}(3-d_n)T_s\right)$, $\left((n+1)T_s, nT_s + \frac{1}{4}(3+d_n)T_s\right)$ în soluția
 generală a unui model LTI cu intrare constantă:

$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(0) + A^{-1}\left[e^{A(t-t_0)} - I\right]BU$, se pot scrie următoarele relații în cazul
 modulației DLT:

$$x\left(nT_s + \frac{1}{4}(1-d_n)T_s\right) = \varphi_2 x(nT_s) + \psi_1 V_g \quad (7.67)$$

$$x\left(nT_s + \frac{1}{4}(1+d_n)T_s\right) = \varphi_1 x\left(nT_s + \frac{1}{4}(1-d_n)T_s\right) + \psi_2 V_g \quad (7.68)$$

$$x\left(nT_s + \frac{1}{4}(3-d_n)T_s\right) = \varphi_3 x\left(nT_s + \frac{1}{4}(1+d_n)T_s\right) + \psi_3 V_g \quad (7.69)$$

$$x\left(nT_s + \frac{1}{4}(3+d_n)T_s\right) = \varphi_1 x\left(nT_s + \frac{1}{4}(3-d_n)T_s\right) + \psi_2 V_g \quad (7.70)$$

$$x((n+1)T_s) = \varphi_2 x\left(nT_s + \frac{1}{4}(3+d_n)T_s\right) + \psi_1 V_g \quad (7.71)$$

unde:

$$\varphi_1 = \varphi_1(d_n) \stackrel{\text{def}}{=} e^{A_1 \frac{1}{2} d_n T_s} \quad (7.72)$$

$$\varphi_2 = \varphi_2(d_n) \stackrel{\text{def}}{=} e^{A_2 \frac{1}{4} (1-d_n) T_s} \quad (7.73)$$

$$\varphi_3 = \varphi_3(d_n) \stackrel{\text{def}}{=} e^{A_2 \frac{1}{2} (1-d_n) T_s} \quad (7.74)$$

$$\psi_1 = A_1^{-1}(\varphi_1 - I)B_1 \quad (7.75)$$

$$\psi_2 = A_2^{-1}(\varphi_2 - I)B_2 \quad (7.76)$$

$$\psi_3 = A_2^{-1}(\varphi_3 - I)B_1 \quad (7.77)$$

iar V_g este tensiunea de intrare a convertorului utilizat, reprezentând chiar vectorul
 de intrare U din soluția modelului în spațiul stărilor; A_1, A_2, B_1, B_2 sunt matricele de
 stare ale convertorului.

Prin substituții succesive, ținând cont de relațiile (7.67), (7.68), (7.69),
 (7.70) și (7.71) se obține ecuația de stare a modelului discret în cazul modulației
 DLT. Rezultatul final este:

$$x[n+1] = \varphi_2 \varphi_1 \varphi_3 \varphi_1 \varphi_2 x[n] + \quad (7.78)$$

$$+ (\varphi_2 \varphi_1 \varphi_3 \varphi_1 \psi_2 + \varphi_2 \varphi_1 \varphi_3 \psi_1 + \varphi_2 \varphi_1 \psi_3 + \varphi_2 \psi_1 + \psi_2) V_g$$

Pentru verificarea comenzii DLTV utilizând modelul discret în spațiul stărilor
 a fost ales un convertor buck ca subiect de studiu, fig.7.32. Pantele curentului
 inductiv într-un convertor buck au următoarele valori:

$$m_1 = \frac{V_g - V_o}{L}, \quad m_2 = \frac{V_g}{L} \quad (7.79)$$

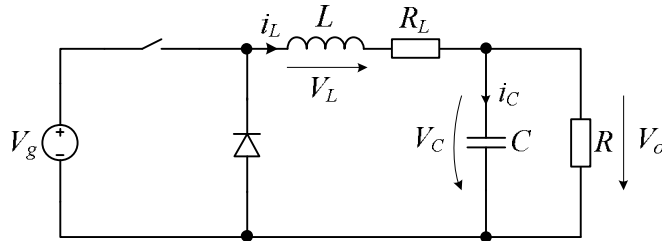


Fig.7.32. Convertorul buck investigat cu comanda DLTV.

Parametrii convertorului sunt:

$$V_g = 12V; L = 200\mu H; C = 22\mu F; R_L = 1m\Omega; f_s = 40kHz \quad (7.80)$$

Vectorul de stare este ales ca fiind:

$$x = [i_L \quad v_C]^T \quad (7.81)$$

În funcționarea CCM, convertorul poate fi modelat pe baza următoarelor ecuații:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_1 x + B_1 V_g & \text{— când tranzistorul conduce} \\ \frac{dx}{dt} = A_2 x + B_2 V_g & \text{— când tranzistorul este blocat} \end{cases} \quad (7.82)$$

unde:

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (7.83)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.84)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.85)$$

Convertorul buck va fi simulat pe baza ecuației (7.78), cu factorul de umplere calculat conform legii de comandă dată de relația (7.60). Ținând cont că fenomenele de instabilitate apar în general pentru valori ale factorului de umplere mai mari sau sub 0.5, verificarea funcționării convertorului cu comanda DLTV se va verifica alegând două valori pentru curentul de referință: o valoare de 1A, care impune funcționarea convertorului la $D < 0.5$, respectiv valoarea de 3A pentru funcționarea la $D > 0.5$.

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=1A$, ($D < 0.5$) sunt prezentate în fig.7.33. Funcționarea stabilă este evidentă, factorul de umplere fiind constant face ca forma curentului inductiv să fie periodică cu perioada dublă perioadei de comutație.

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=3A$, ($D > 0.5$), sunt cele din fig.7.34. Ca și în cazul anterior factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică cu perioada egală cu dublul perioadei de comutație..

În concluzie, rezultatele simulării modelului discret în spațiul stărilor confirmă funcționarea stabilă a convertorului utilizând comanda DLTV.

Simularea a fost realizată în programul MATLAB, codul sursă cât și detaliile aferente se găsesc în Anexa 5_C7.

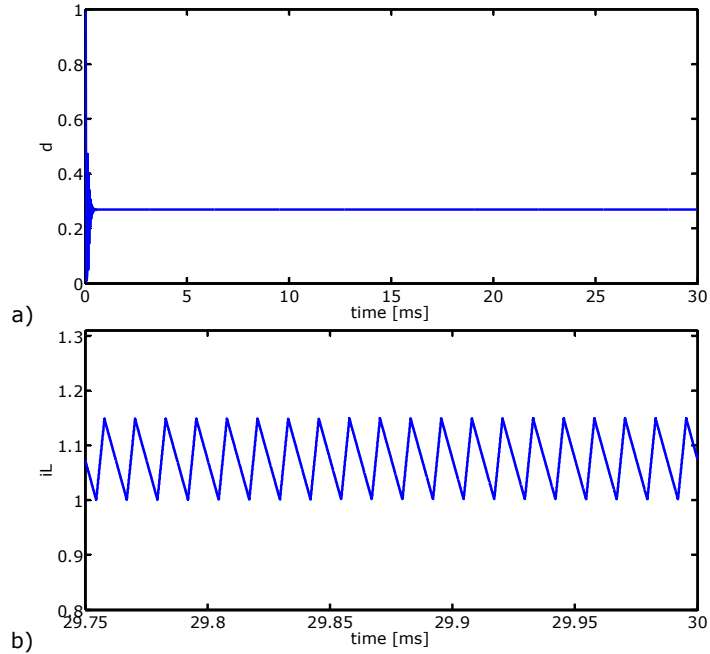


Fig.7.33. Rezultatele simulării comenzii DLTV pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$):
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

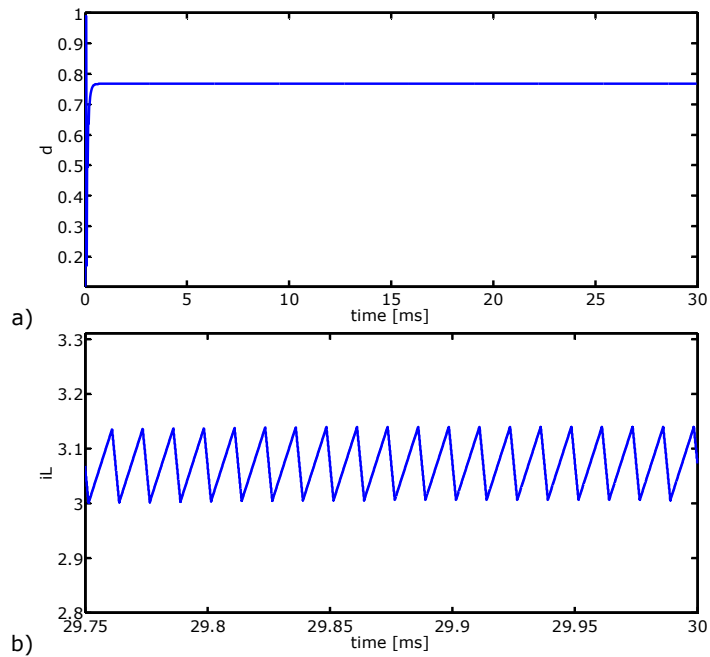


Fig.7.34. Rezultatele simulării comenzii DLTV pentru $I_{ref}=3A$, ($D>0.5$):
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

7.5.4. Verificarea pentru comanda DLTV prin simularea circuitului

Schema generală de simulare a convertorului buck cu comandă DLTV este prezentată în fig.7.35.

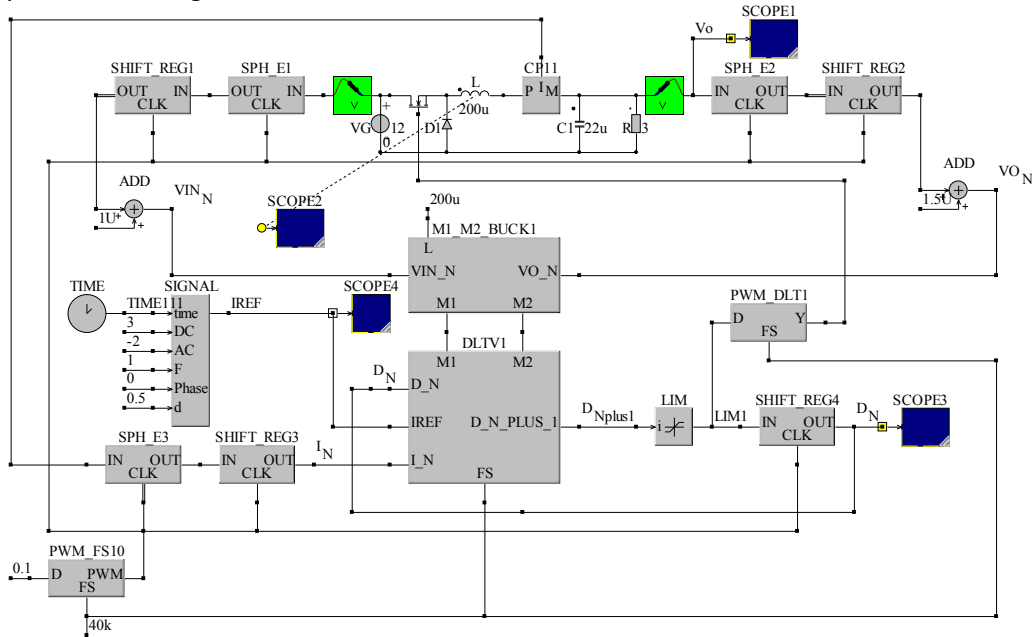


Fig.7.35. Schema CASPOC pentru simularea convertorului buck folosind comanda DLTV

Principiul de funcționare al schemei este asemănător cu cel utilizat în cazurile precedente când s-a utilizat un convertor boost pentru verificare comenzilor predictive. Singura diferență în ceea ce privește schema de simulare a comenzilor predictive în curent pe un alt tip de convertor o reprezintă înlocuirea blocului de calcul al pantelor curentului inductiv corespunzătoare topologiei convertorului utilizat. În fig.7.36 se prezintă blocul de calcul al pantelor convertorului buck, **M1_M2_BUCK**. La intrarea acestui bloc se regăsesc eșantioanele tensiunii de intrare și de ieșire și valoarea bobinei convertorului. La ieșirea blocului se obțin valorile pantelor, m_1 respectiv m_2 , calculate conform relației (7.79).

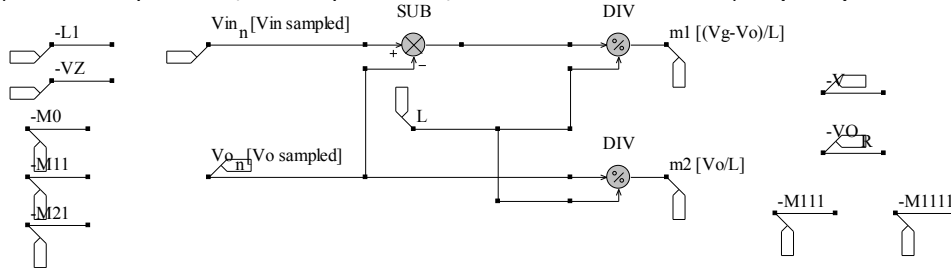


Fig.7.36. Blocul de calcul al pantelor convertorului Buck, implementat în CASPOC.

Blocurile specifice implementării schemei de simulare în cazul comenzii DLTV sunt **DLTV** și blocul **PWM_DLT**. Blocul PWM_DLT se va utiliza pentru toate comenzile predictive ce utilizează modulația double leading triangle, și anume: DLTV, DLTP respectiv DLTA.

DLTV - Blocul de calcul al relației de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzii DLTV - fig.7.14, realizează cu ajutorul blocuri matematice dedicate din CASPOC implementarea relației de recurență a factorului de umplere predictiv dată de (7.62).

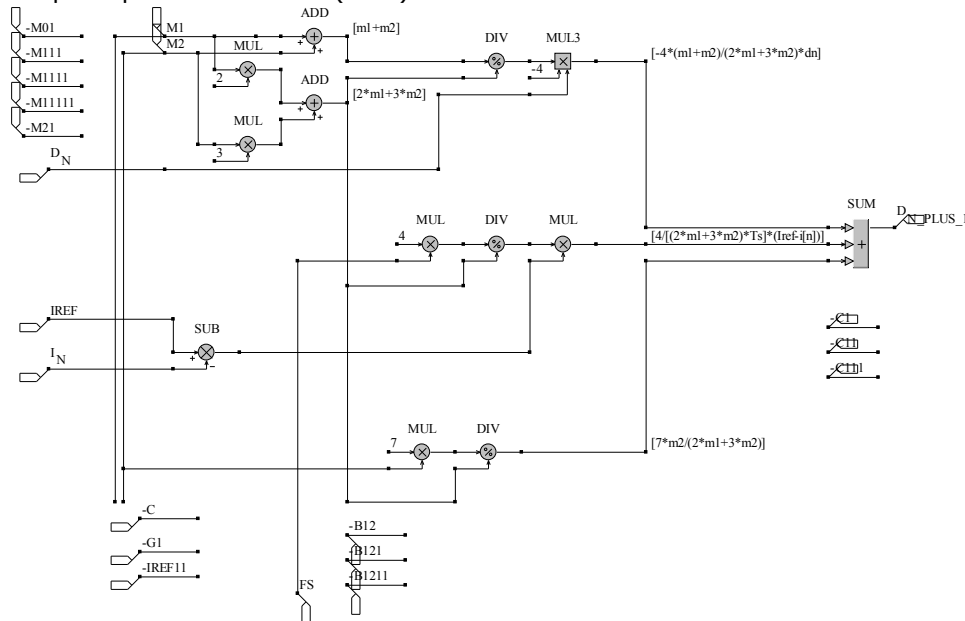


Fig.7.37. Blocul de calcul al factorului de umplere pentru comanda DLTV.

PWM_DLT - modulatorul PWM pe ambele fronturi de tip double leading - fig.7.38, este implementat utilizându-se patru blocuri PWM_FS. Relativ la o perioadă de comutație T_s , principiul de funcționare este următorul:

Blocul PWM_FS1 realizează impulsuri dreptunghiulare de lățime $[(1-D)/4]T_s$ la începutul perioadei. La intrarea D a blocului PWM_FS2 se găsește valoarea $[(3+D)/4]T_s$. Ieșirea fiind negată, rezultă că acest bloc realizează impulsuri dreptunghiulare de lățime $[(1+D)/4]T_s$ la sfârșitul perioadei.

Blocul PWM_FS3 realizează impulsuri dreptunghiulare de lățime $[(1-D)/4]T_s$ la începutul perioadei în timp ce PWM_FS4 realizează impulsuri dreptunghiulare de lățime $[(3-D)/4]T_s$ la sfârșitul perioadei. Efectuându-se operația de SAU negat (NOR) între cele două impulsuri rezultă astfel impulsuri de lățime $[(1-D)/2]T_s$ situat pe mijlocul perioadei, echidistant față de începutul și sfârșitul perioadei.

În continuare se realizează operația finală de SAU negat (NOR) între impulsurile de lățime $[(1-D)/4]T_s$ de la începutul perioadei, impulsurile de lățime $[(1+D)/4]T_s$ de la sfârșitul perioadei și impulsurile de lățime $[(1-D)/2]T_s$ de la mijlocul perioadei. Rezultatul final fiind două impulsuri dreptunghiulare de lățime $(D/2)T_s$, primul impuls fiind situat la aceeași distanță față de începutul perioadei respectiv mijlocul acesteia și cel de-al doilea este echidistant față de mijlocul perioadei și sfârșitul ei. Schema de test a acestui bloc cât, și rezultatul simulării pentru două perioade de $25\mu s$ ($f_s=40kHz$) sunt prezentate în fig.7.39.

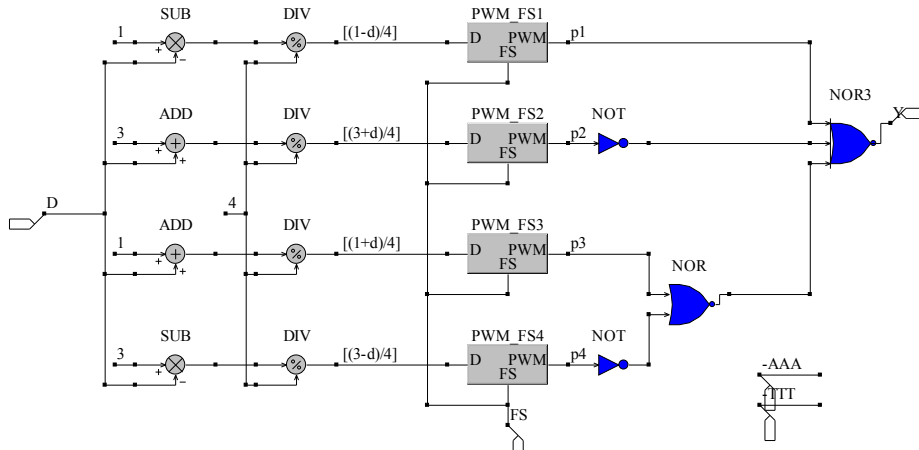


Fig.7.38. Modulatorul double leading triangle (DLT) implementat în CASPOC.

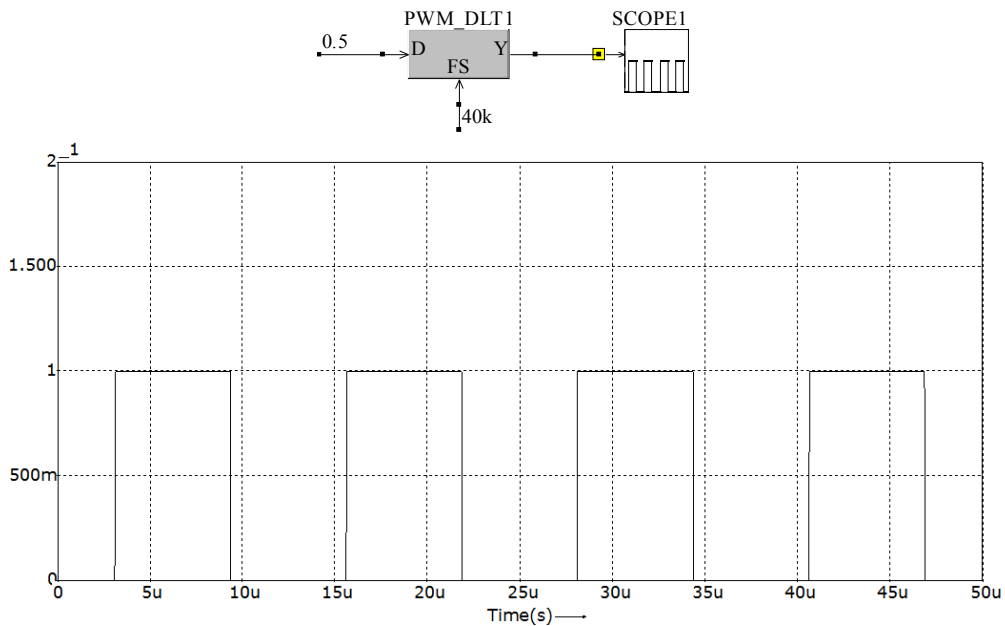


Fig.7.39. Testarea modulaturii double leading triangle (DLT) implementat în CASPOC.

Rezultatele simulării comenzii DLTV sunt prezentate în fig.7.40. În fig.7.40.a se prezintă saltul treaptă de la $3A$ la $1A$ pentru curentul de referință, în fig.7.40.b sunt afișate valorile factorului de umplere în funcție de timp, iar în fig.7.40.c se prezintă forma curentului inductiv, cu detaliile aferente după instalarea stării staționare atât pentru funcționarea convertorului cu un factor de umplere mai mare decât 0.5 rezultat al prescrierii $I_{ref}=3A$, cât și pentru un factor de umplere sub 0.5 rezultat al modificării curentului de referință la valoarea $I_{ref}=1A$. Totodată se observă că valoarea de vale a curentului inductiv este corect fixată la $3A$ respectiv $1A$ și nu există fenomene de instabilitate.

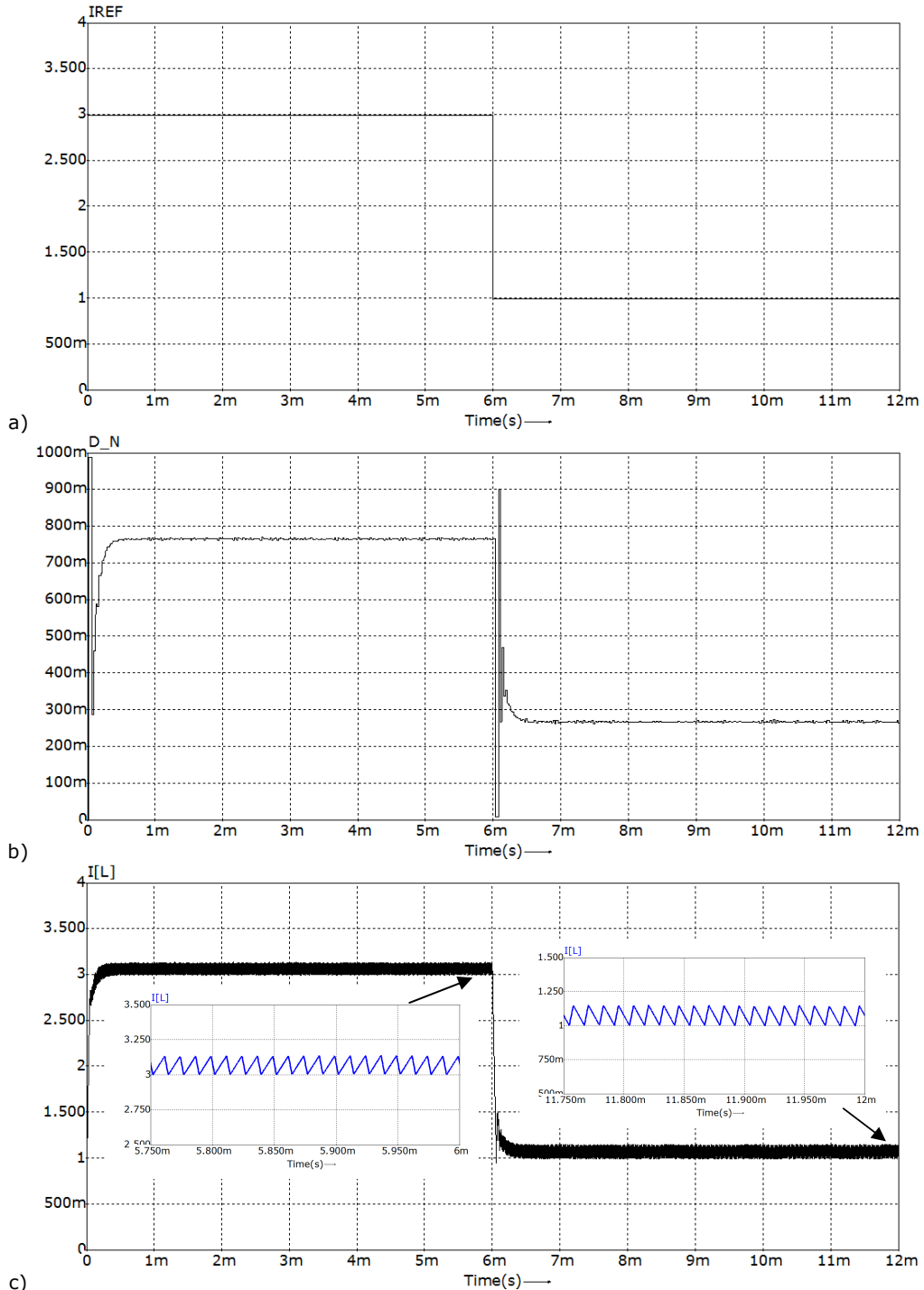


Fig.7.40. Rezultatele simulării comenzii DLTV, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

7.6. Comanda double leading triangle peak

În comanda DLTP, ca și în comanda DTTP, se impune ca valoarea de vârf a curentului inductiv să urmărească cu exactitate curentul de referință, diferența dintre cele două comenzi fiind tehnica de modulație utilizată.

7.6.1. Legea comenzii DLTP

În fig.7.41, se prezintă forma curentului inductiv atât în stare staționară cât și în regim tranzitoriu aplicând comanda DLTP. Pentru obținerea legii de comandă, curentul de vârf din perioada $n+1$, $i_{p\ n+1}$, va fi evaluat în funcție de valoarea curentului inductiv, $i[n]$, în final impunându-se ca valoarea lui $i_{p\ n+1}$ să fie egală cu valoarea curentului de referință, I_{ref} .

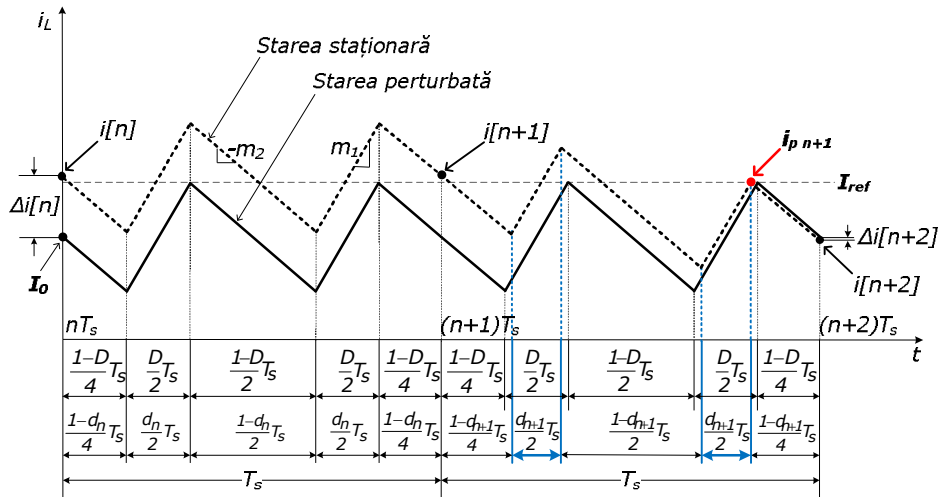


Fig.7.41. Curentul inductiv cu comanda DLTP în prezența perturbației.

Pe baza formei curentului inductiv, se poate scrie următoarea relație:

$$i_{p\ n+1} = i[n] - m_2(1 - d_n)T_s + m_1d_nT_s - m_2 \frac{1}{4}(1 - d_{n+1})T_s + m_1 \frac{1}{2}d_{n+1}T_s - m_2 \frac{1}{2}(1 - d_{n+1})T_s + m_1 \frac{1}{2}d_{n+1}T_s \quad (7.86)$$

Substituind $i_{p\ n+1} = I_{ref}$ după efectuarea calculului relația (7.86) devine:

$$i[n] - m_2(1 - d_n)T_s + m_1d_nT_s - m_2 \frac{3}{4}(1 - d_{n+1})T_s + m_1d_{n+1}T_s = I_{ref} \quad (7.87)$$

Relația de recurență a lui d_{n+1} rezultă imediat din (7.87), având următoarea formă:

$$d_{n+1} = -4 \frac{m_1 + m_2}{4m_1 + 3m_2} d_n + \frac{4}{(4m_1 + 3m_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + 7 \frac{m_2}{4m_1 + 3m_2} \quad (7.88)$$

Relația (7.88) reprezintă legea generală de comandă a factorului de umplere predictiv în cazul comenzii DLTP.

7.6.2. Analiza stabilității pentru comanda DLTP

Relația între perturbația factorului de umplere Δd_{n+1} din perioada $n+1$ și perturbația curentului inductiv în perioada n în cazul comenzii DLTP este:

$$\Delta d_{n+1} = -\frac{4}{(4M_1 + 3M_2)T_s} \Delta i[n] \quad (7.89)$$

Înlocuind perturbația Δd_{n+1} din relația (7.89) în relația:

$$\Delta i[n+2] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2)T_s \Delta d_{n+1} \quad (7.90)$$

obținem:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{M_2}{4M_1 + 3M_2} \Delta i[n] \quad (7.91)$$

Pe baza raportului $\frac{M_2}{M_1} = \frac{D}{1-D}$, membrul drept al relației (7.91) poate fi scris în funcție de D astfel:

$$\Delta i[n+2] = -\frac{D}{4-D} \Delta i[n] \quad (7.92)$$

Din relația (7.92) rezultă condiția de stabilitate:

$$\left| -\frac{D}{4-D} \right| < 1 \quad (7.93)$$

Deoarece $0 < D < 1$ condiția de stabilitate este echivalentă cu:

$$\frac{D}{4-D} < 1 \quad (7.94)$$

Soluția inecuației (7.94) este $D < 2$, expresie adevărată tot timpul. În concluzie și comanda DLTP este necondiționat stabilă.

7.6.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DLTP

Deoarece comanda DLTP utilizează modulația DLT, simularea convertorului buck se va face tot pe baza ecuației (7.78) dar cu factorul de umplere calculat conform relației de recurență (7.88).

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=1A$, ($D < 0.5$) sunt prezentate în fig.7.42, unde se poate observa că factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică cu perioada egală cu dublul perioadei de comutație.

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=3A$, ($D > 0.5$), sunt cele din fig.7.43. Și în această situație funcționarea convertorului este stabilă, factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică.

Valoarea de vârf a curentului inductiv urmărește cu exactitate valorile prescrise pentru curentul de referință în ambele cazuri $D < 0.5$ respectiv $D > 0.5$. În concluzie, comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația double leading triangle este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

Simularea a fost realizată în programul MATLAB, codul sursă cât și detaliile aferente se găsesc în Anexa 6_C7.

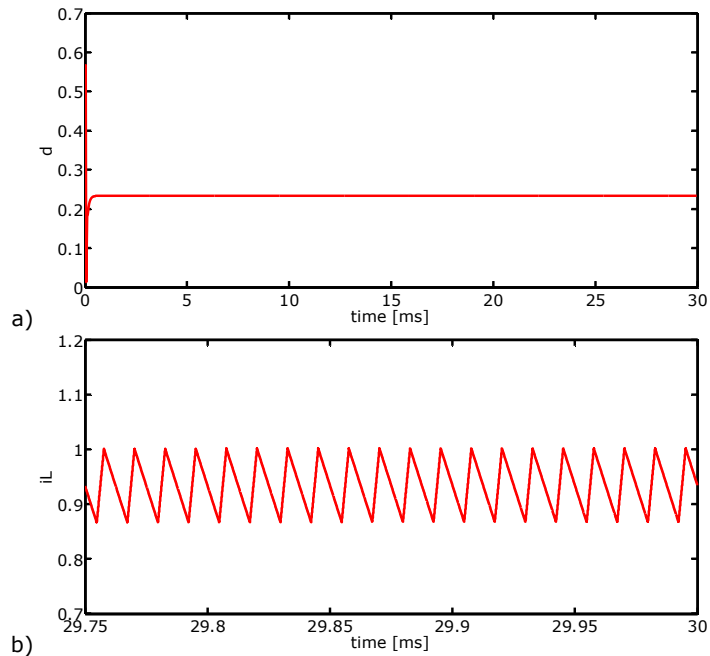


Fig.7.42. Rezultatele simulării comenzii DLTP pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

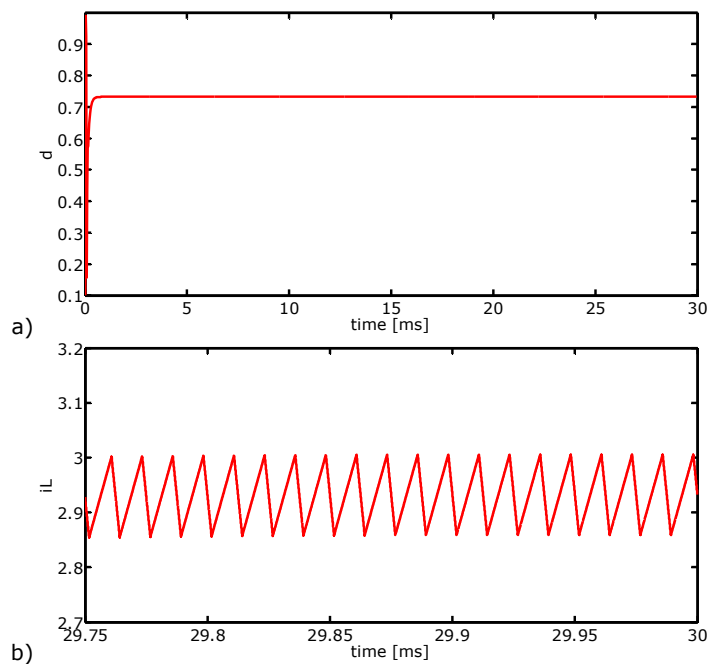


Fig.7.43. Rezultatele simulării comenzii DLTP pentru $I_{ref}=3A$, ($D>0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

7.6.4. Verificarea comenzii DLTP prin simularea circuitului

Schema generală de simulare a convertorului buck folosind comanda DLTP este asemănătoare cu cea prezentată în fig.7.35 pentru comanda DLTP. Singura deosebire dintre cele două scheme este că blocul de calcul al factorului de umplere predictiv DLTV va fi înlocuit cu blocul DLTP prezentat în fig.7.44, având ca scop efectuarea calculului conform relației de recurență a factorului de umplere predictiv dată de (7.88).

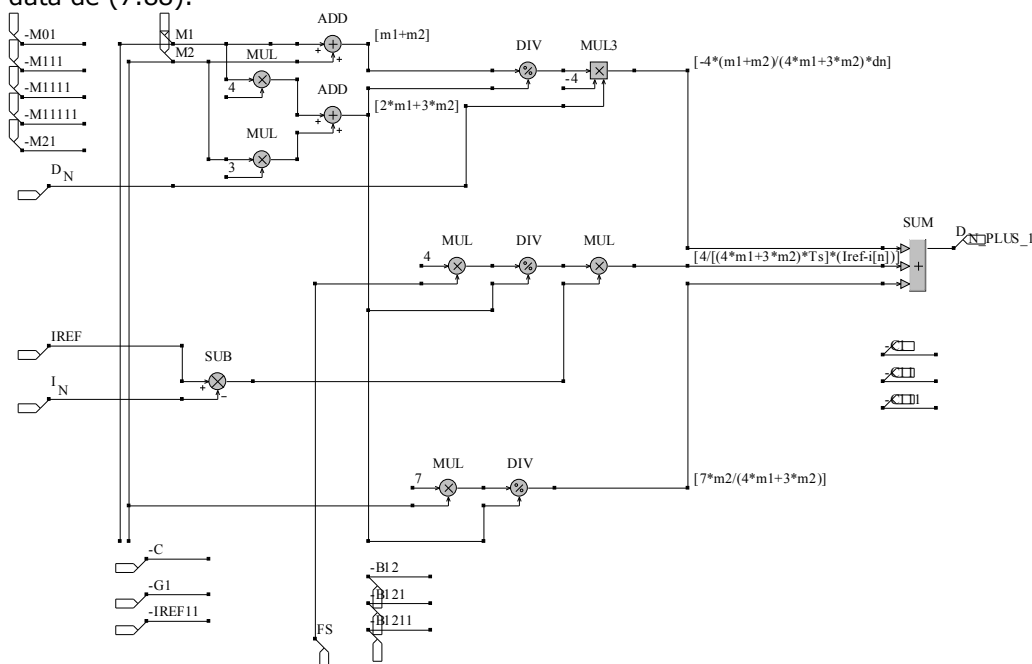


Fig.7.44. Blocul de calcul al factorului de umplere pentru comanda DLTP.

Rezultatele simulării pentru comanda DLTP sunt prezentate în fig.7.45. În fig.7.45.a se prezintă saltul treaptă al curentului de referință de la 3A la 1A ce are loc la 6ms de la startul simulării, în fig.7.45.b se prezintă valorile factorului de umplere în funcție de timp. De remarcat că după stingerea regimului tranzitoriu factorul de umplere devine constant și se modifică doar la schimbarea valorii curentului de referință. În fig.7.45.c se prezintă forma de undă a curentului inductiv cu detaliile aferente după instalarea stării staționare. De asemenea, se poate observa că valoarea de vârf a curentului inductiv este corect fixată la 3A respectiv 1A.

Pe baza rezultatelor prezentate, se poate afirma că și comanda DLTP este necondiționat stabilă, funcționarea convertorului buck fiind fără oscilații atât pentru valori ale factorului de umplere mai mari de 0.5 dar și pentru valori sub 0.5.

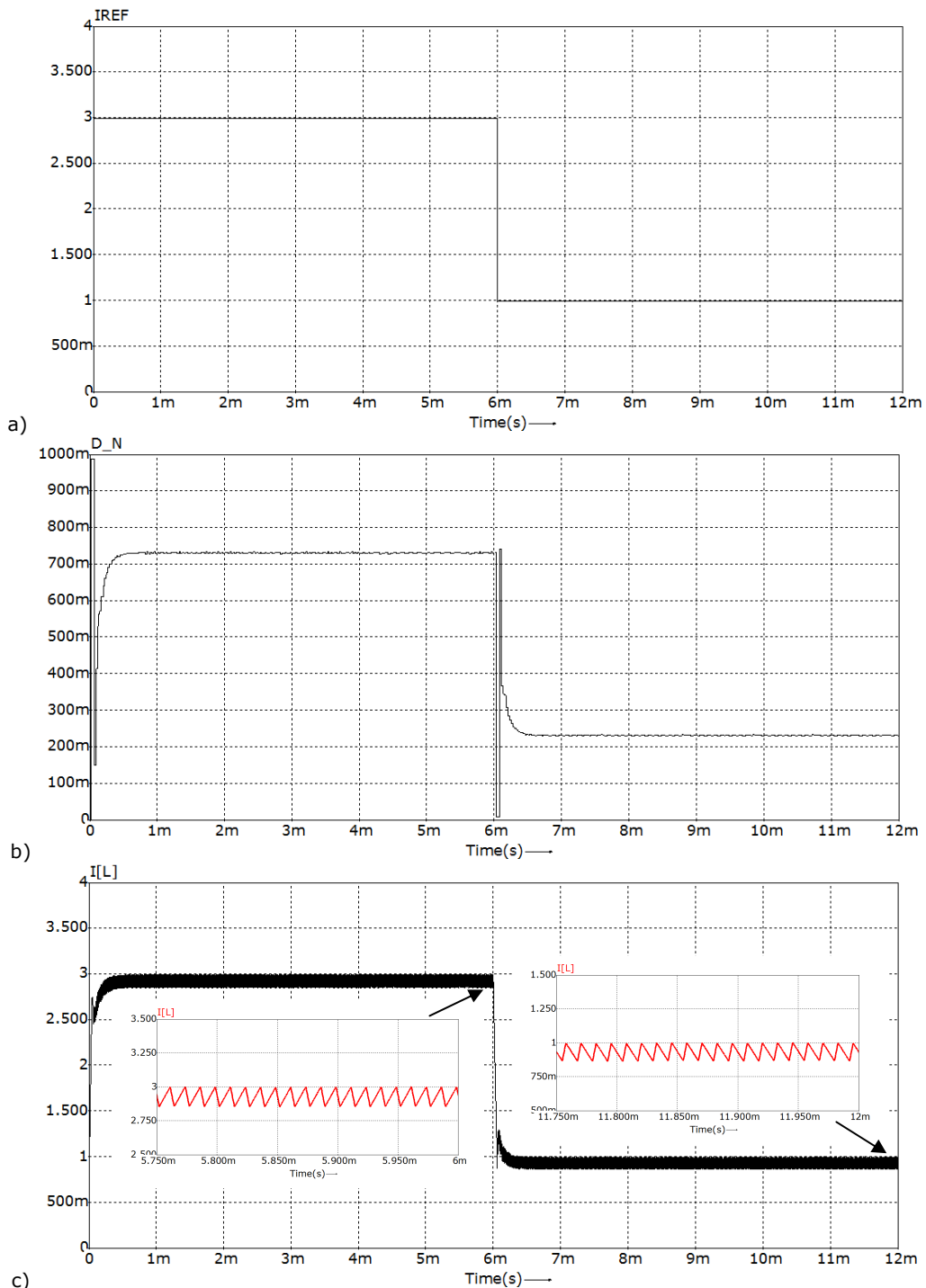


Fig.7.45. Rezultatele simulării comenzii DLTP, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

7.7. Comanda double leading triangle average

În comanda DLTA ca și în cazul comenzii DTTA se urmărește ca valoarea medie a curentului inductiv să fie egală cu valoarea curentului de referință. Deosebirea dintre cele două comenzi fiind evident tehnica de modulație utilizată. În fig.7.46 se prezintă forma curentului inductiv atât în stare staționară cât și în regim tranzitoriu în prezența perturbației.

7.7.1. Legea comenzii DLTA

Și în cazul comenzii DLTA există posibilitatea de a obține două legi de comandă care să conducă la stabilitate. Astfel în funcție de poziția punctului controlat, fie pe panta crescătoare m_1 fie pe panta descrescătoare $-m_2$ vom avea două tipuri de comenzi DLTA, notate DLTA1 respectiv DLTA2.

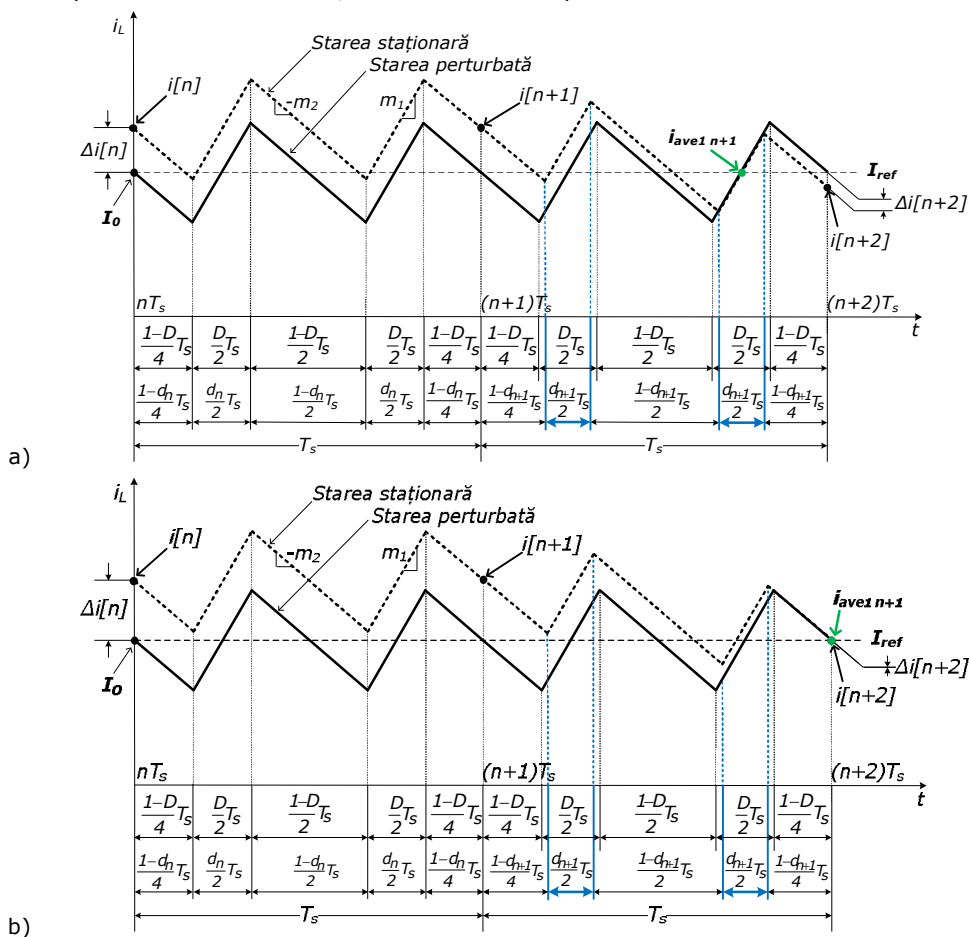


Fig.7.46. Curentul inductiv cu comanda DLTA în prezența perturbației:
a) DLTA1 - punctul este controlat pe panta crescătoare; b) DLTA2 - punctul este controlat pe panta descrescătoare;

Admițând forma liniară pe porțiuni a curentului inductiv, se poate scrie:

$$\begin{aligned} i_{ave1\ n+1} = & i[n] - m_2(1-d_n)T_s + m_1d_nT_s - \\ & - m_2\frac{1}{4}(1-d_{n+1})T_s + m_1\frac{1}{2}d_{n+1}T_s - m_2\frac{1}{2}(1-d_{n+1})T_s + \\ & + m_1\frac{1}{2}\left(\frac{1}{2}d_{n+1}T_s\right) \end{aligned} \quad (7.95)$$

$$\begin{aligned} i_{ave2\ n+1} = & i[n] - m_2(1-d_n)T_s + m_1d_nT_s - \\ & - m_2\frac{1}{4}(1-d_{n+1})T_s + m_1\frac{1}{2}d_{n+1}T_s - m_2\frac{1}{2}(1-d_{n+1})T_s + \\ & + m_1\frac{1}{2}d_{n+1}T_s - m_2\frac{1}{4}(1-d_{n+1})T_s \end{aligned} \quad (7.96)$$

Substituind $i_{ave1\ n+1} = I_{ref}$ în (7.95) respectiv $i_{ave2\ n+1} = I_{ref}$ în (7.96) rezultă:

$$i[n] - m_2(1-d_n)T_s + m_1d_nT_s - m_2\frac{3}{4}(1-d_{n+1})T_s + m_1\frac{3}{4}d_{n+1}T_s = I_{ref} \quad (7.97)$$

și respectiv:

$$i[n] - m_2(1-d_n)T_s + m_1d_nT_s - m_2(1-d_{n+1})T_s + m_1d_{n+1}T_s = I_{ref} \quad (7.98)$$

Din (7.97) și (7.98) rezultă relațiile de recurență pentru factorul de umplere d_{n+1} :

$$d_{n+1} = -\frac{4}{3}d_n + \frac{4}{3(m_1+m_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + 7\frac{m_2}{3(m_1+m_2)} \quad (7.99)$$

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{(m_1+m_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + 2\frac{m_2}{m_1+m_2} \quad (7.100)$$

Cele două relații (7.99) și (7.100) reprezintă legile de comandă ale factorului de umplere predictiv în cazul comenzii DLTA. Este interesant că aceste legi sunt identice cu cele găsite în cazul comenzii DTTA. Mai mult, relația (7.100) este identică cu relația de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzilor TV, LP, TTA respectiv LTA.

7.7.2. Analiza stabilității pentru comanda DLTA

Ca urmare a faptului că legile de comandă pentru DLTA sunt identice cu cele de la DTTA, rezultă că și condițiile de stabilitate sunt aceleași, adică:

$$\left| -\frac{1}{3} \right| < 1 \quad (7.101)$$

pentru DLTA1, respectiv

$$|0| < 1 \quad (7.102)$$

pentru DLTA2.

Relațiile (7.101) și (7.102) fiind tot timpul adevărate, se poate spune că și comanda DLTA este necondiționat stabilă utilizând oricare din cele două relații de recurență pentru factorul de umplere date de (7.99) și (7.100).

7.7.3. Analiza modelului discret în spațiul stărilor pentru comanda DLTA

Simularea modelului discret în spațiul stărilor pentru convertorul buck comandat DTTA s-a realizat utilizând aceeași ecuație (7.78) și factorul de umplere

calculat conform relațiilor (7.99) și (7.100). Rezultatele simulării sunt cele prezentate în fig.7.47, fig.7.48, fig.7.49 și fig.7.50.

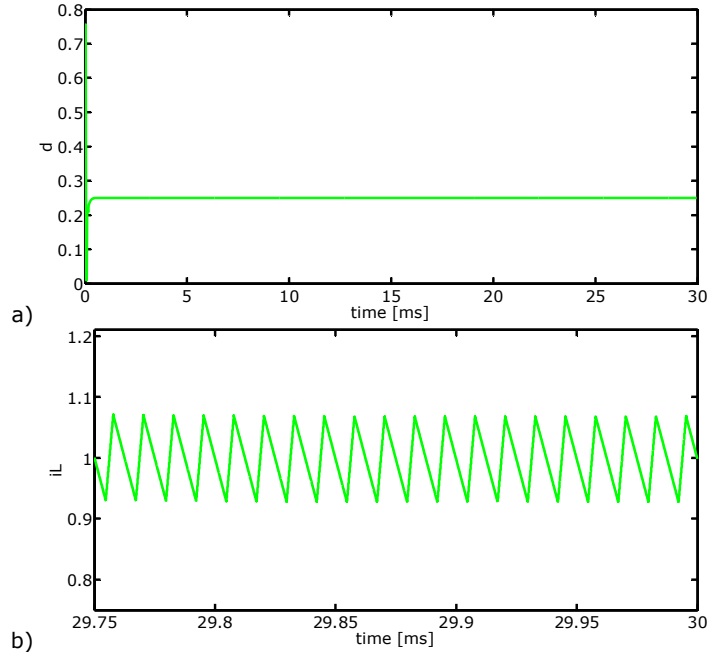


Fig.7.47. Rezultatele simulării comenzii DLT A1 pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară;

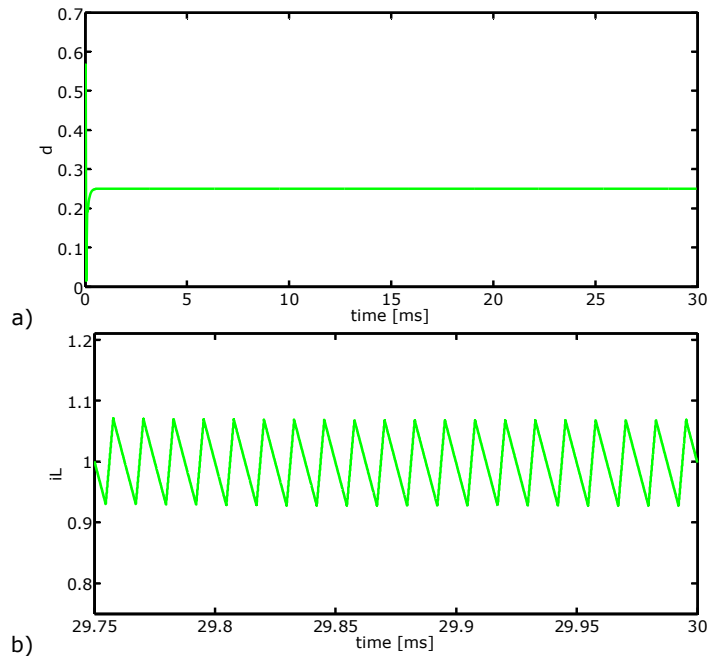


Fig.7.48. Rezultatele simulării comenzii DLT A2 pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară;

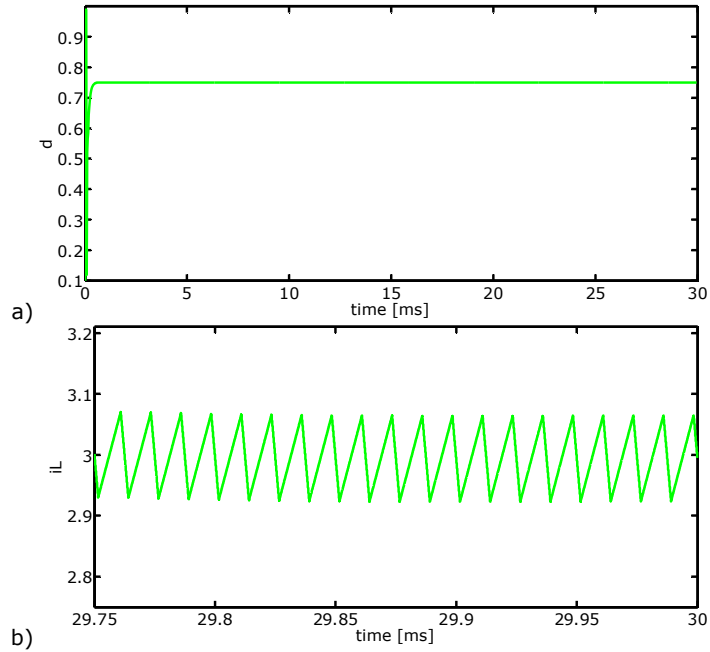


Fig.7.49. Rezultatele simulării comenzii DLTA1 pentru $I_{ref}=3A$, ($D>0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

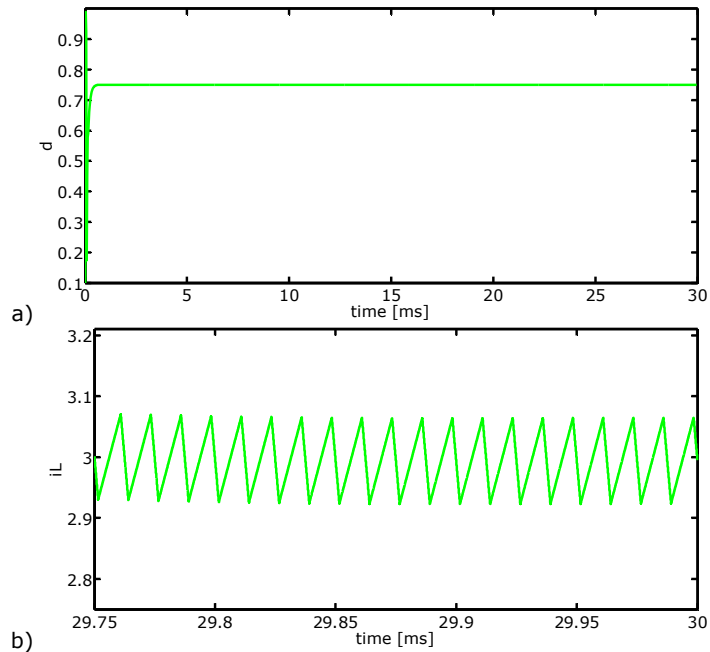


Fig.7.50. Rezultatele simulării comenzii DTTA2 pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$): a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=1A$, ($D<0.5$) prezentate în fig.7.47 sunt obținute pe baza relației de recurență a factorului de umplere dată de (7.99), în timp ce în fig.7.48 se prezintă rezultatele simulării utilizând cea de-a doua relație de recurență a factorului de umplere (7.100). În ambele situații se poate observa că factorul de umplere este constant și forma curentului inductiv este periodică confirmând stabilitatea comenzii.

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=3A$, ($D>0.5$), din fig.7.49 respectiv fig.7.50. confirmă de asemenea funcționarea necondiționat stabilă a convertorului. Din detaliile formei de undă a curentului inductiv după instalarea stării staționare se poate observa că valoarea medie a curentului inductiv urmărește cu exactitate valorile prescrise pentru curentul de referință. În concluzie, comanda DLTA este stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere. Codul sursă cât și detaliile aferente acestei simulării se găsesc în Anexa 7_C7 și Anexa 8_C7.

7.7.4. Verificarea comenzii DLTA prin simularea circuitului

Pornind de la schema generală de simulare ce a fost prezentată în fig.7.35, prin înlocuirea blocului DLTV cu unul din blocurile de calcul pentru factorul de umplere predictiv, DLTA1 sau DLTA2 se obține schema de simulare pentru comanda DLTA. Deoarece relațiile de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzii DLTA sunt aceleași cu cele în cazul comenzii DTTA, rezulta că și blocurile DLTA1 respectiv DLTA2 vor fi identice cu blocurile DTTA1 și DTTA2 ce au fost deja prezentate în paragraful 7.4.4, fig.7.26 respectiv fig.7.27.

Rezultatele simulării pentru comanda DLTA1 sunt prezentate în fig.7.51 respectiv în fig.7.52 pentru DTTA2. În ambele cazuri se poate observa cum valoarea factorului de umplere se modifică doar la schimbarea valorii curentului de referință I_{ref} generată de saltul treaptă realizat la $6ms$ de la pornirea circuitului. Simultan cu schimbarea valorii factorului de umplere se modifică și valoarea curentului inductiv.

În detaliile din fig.7.51.c și fig.7.52.c se observă că valoarea medie a curentului inductiv este corect fixată la $3A$ respectiv $1A$ atât pentru DLTA1 cât și pentru DLTA2.

Rezultatele prezentate pentru ambele relații de recurență a factorului predictiv confirmă că și comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația double leading triangle este necondiționat stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.

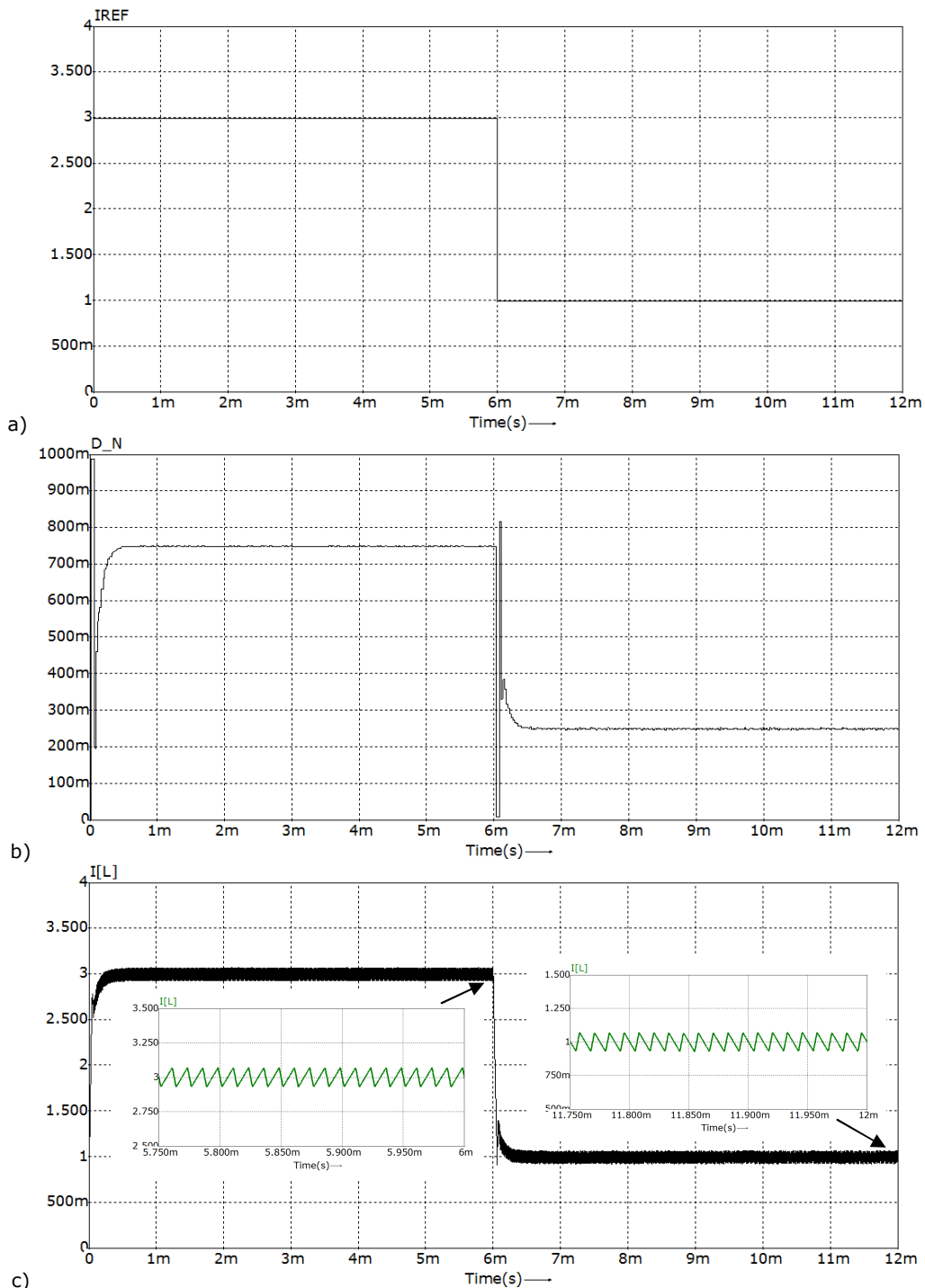


Fig.7.51. Rezultatele simulării comenzii DLTA1, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

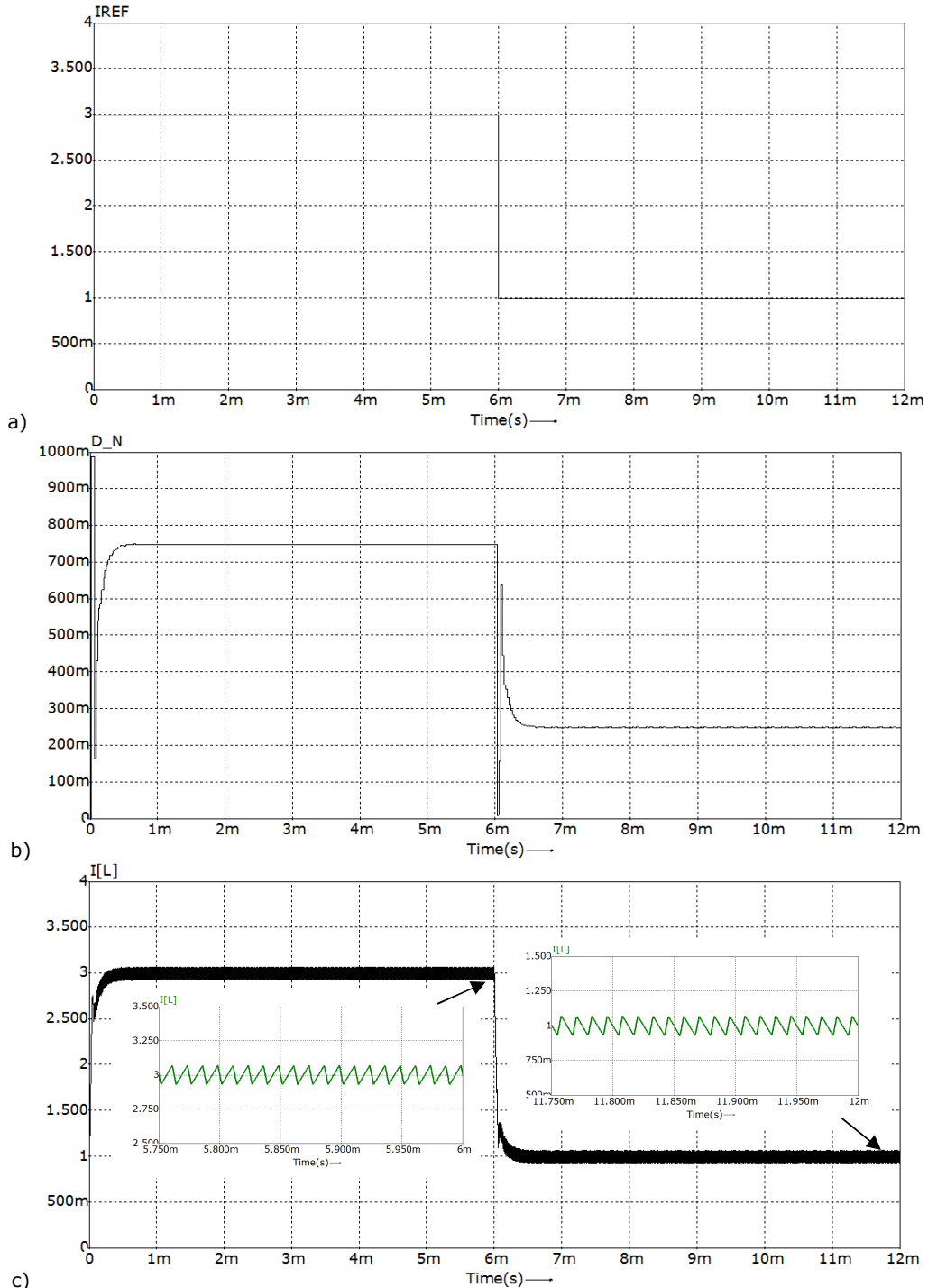


Fig.7.52. Rezultatele simulării comenzii DLTA2, a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

7.8. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol s-a propus două noi tehnici de modulație denumite „double trailing triangle” și „double leading triangle”. Prin corelarea celor două tehnici de modulație cu metodele de comandă în curent cunoscute (prin curentul de vârf de vale sau mediu) au rezultat șase noi tipuri de comenzi predictive în curent. Pentru fiecare comandă a fost determinată legea de comandă și totodată au fost dezvoltate considerente teoretice privind stabilitatea. Analiza s-a efectuat într-o manieră generală, prin urmare concluziile de stabilitate sunt valabile pentru orice convertor, în timp ce legea de comandă este, de asemenea, generală și numai valorile tipice pentru pantele m_1 respectiv m_2 trebuie să fie introduse pentru a se obține legea de comandă pentru o anumită topologie.

Dezavantajul comutației suplimentare este contrabalansat de obținerea unui grad de libertate suplimentar care este utilizat pentru obținerea stabilității necondiționate. Trebuie subliniat că sub ambele tipuri de modulație comenzile predictive în curent sunt necondițonat stabile, indiferent de metoda de comandă, adică prin curentul de vârf de vale sau mediu. Un alt avantaj adus de aceste comenzi este faptul că pulsațiile vârf la vârf din tensiunea și curentul de ieșire sunt reduse semnificativ datorită dublării frecvenței de comutație.

Contribuțiile personale ale autorului sunt:

- propunerea a două noi tehnici de modulație denumite: „double trailing triangle” și „double leading triangle” a căror corelare cu metodele de comandă în curent are ca rezultat 6 noi tipuri de comenzi predictive în curent: DTTV, DTTP, DTTA, DLTV, DLTP și DLTA, care sunt necondițonat stabile;
- demonstrarea faptului că în cazul comenzilor DTTA și DLTA există două posibilități de alegere a punctului țintă controlat, fiecare dintre ele fiind necondițonat stabilă.
- determinarea legii corecte pentru fiecare dintre cele 8 tipuri de comenzi predictive propuse (incluzând aici și cele două versiuni pentru DTTA și DLTA);
- efectuarea analizei stabilității noilor comenzi pe baza considerentelor geometrice referitor la forma de undă a curentului inductiv;
- dezvoltarea programelor Matlab pentru verificarea noilor comenzi pentru simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării noilor comenzi utilizând programul Matlab;
- dezvoltarea în programul Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legile noilor comenzi cât și noile tehnici de modulație PWM de tip double trailing triangle și double leading triangle.
- implementarea schemelor de circuit în programul Caspoc pentru simularea noilor comenzi predictive;
- verificarea noilor comenzi DTTV, DTTP și DTTA prin simularea circuitului utilizând un convertor boost respectiv DLTV, DLTP și DLTA utilizând un convertor buck; prin aceasta se confirmă și generalitatea rezultatelor obținute;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitelor pentru noile comenzi, rezultatele simulării fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab.

8. Comenzi digitale predictive în curent liniare generalizate

În acest capitol se va demonstra că de fapt există o mulțime de legi de comandă pentru factorul de umplere predictiv, care indiferent de tehnica de modulație utilizată în corelație cu oricare dintre metodele de comandă prezentate, vor duce la realizarea stabilității necondiționale a sistemului. În acest sens se vor deduce două condiții generale, care odată satisfăcute, conduc ușor la relații de recurență pentru factorul de umplere astfel încât, indiferent de punctul controlat (peak, valley, average), sistemul va fi necondiționat stabil. Altfel spus, pentru oricare din cele 18 tipuri de comenzi digitale predictive în curent, există mai multe legi de comandă (de fapt o infinitate) pentru care convertorul va funcționa stabil.

Legea de comandă predictivă în curent propusă este una de tip liniar în raport cu d_n și diferența $I_{ref} - i[n]$, de forma:

$$d_{n+1} = f(M_1, M_2) \cdot d_n + g(M_1, M_2) \cdot (I_{ref} - i[n]) + h(M_1, M_2) \quad (8.1)$$

unde coeficienții f , g , h ai relației de recurență sunt funcții având ca și argumente pantele M_1, M_2 ale curentului inductiv;

Pentru simplificarea expunerii, în cele ce urmează se vor omite argumentele, utilizând notațiile simplificate f , g , h pentru funcțiile $f(M_1, M_2)$, $g(M_1, M_2)$, $h(M_1, M_2)$. Obiectivul acestei analize îl reprezintă determinarea funcțiilor f , g , h astfel încât legea de comandă rezultată să satisfacă două condiții:

- ✓ Condiția de comandă corectă în stare staționară;
- ✓ Condiția de funcționare necondițional stabilă, deci de pe întregul domeniu al factorului de umplere.

8.1. Condiția de comandă corectă în stare staționară

În ipoteza funcționării stabile în stare staționară, se pot scrie următoarele relații:

$$d_{n+1} = d_n = D \quad (8.2)$$

$$D = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \quad (8.3)$$

și

$$i_n = I_0 \quad (8.4)$$

unde I_0 reprezintă valoarea de stare staționară a curentului inductiv din punctul de eșantionare, punct ce coincide cu începutul unei perioade de comutație.

La rândul său, diferența $I_{ref} - I_0$ depinde de:

- tipul de modulație, deoarece aceasta fixează momentul eșantionării și deci fixează calitativ poziția lui I_0 , ca punct de vale, de vârf sau mediu;
- punctul de curent controlat impus de I_{ref} , care și el poate fi punct de vale,

de vârf sau mediu.

În continuare se va calcula diferența $I_{ref} - I_0$ pentru fiecare tip de comandă predictivă pe baza formei curentului inductiv din stare staționară, ținând cont de semnificațiile calitative ale lui I_0 și I_{ref} în comanda analizată.

- Comanda *trailing valley* (**TV**). Conform fig.8.1: $\begin{cases} I_{ref} = i_v \\ I_0 = i_v \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = 0 \quad (8.5)$$

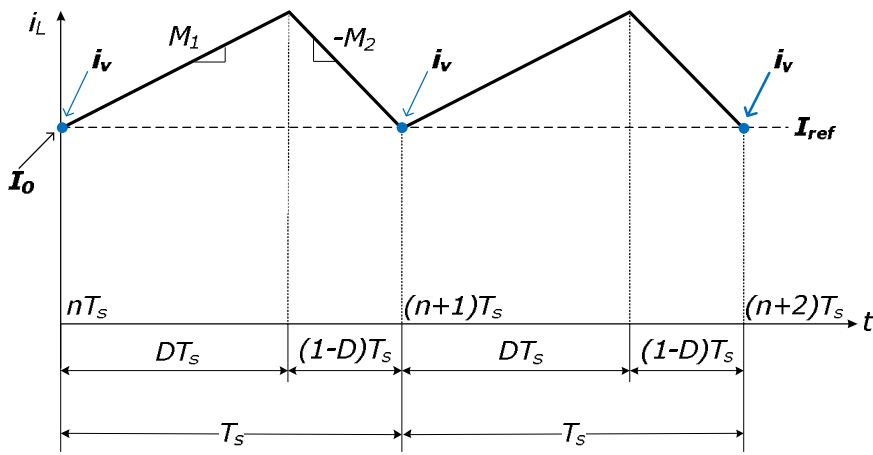


Fig.8.1. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TV.

- Comanda *trailing peak* (**TP**). Conform fig.8.2: $\begin{cases} I_{ref} = i_p \\ I_0 = i_v \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = i_p - i_v = M_1 D T_s \stackrel{(8.3)}{=} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.6)$$

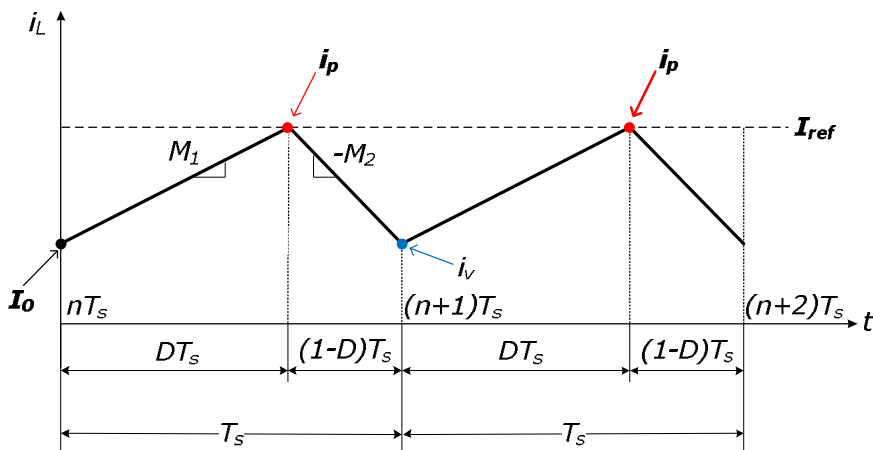


Fig.8.2. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TP.

- Comanda *trailing average (TA)*. Conform fig.8.3: $\begin{cases} I_{ref} = \frac{i_p + i_v}{2} \\ I_0 = i_v \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_p - i_v) = \frac{1}{2}M_2(1-D)T_s \stackrel{(8.3)}{=} \frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.7)$$

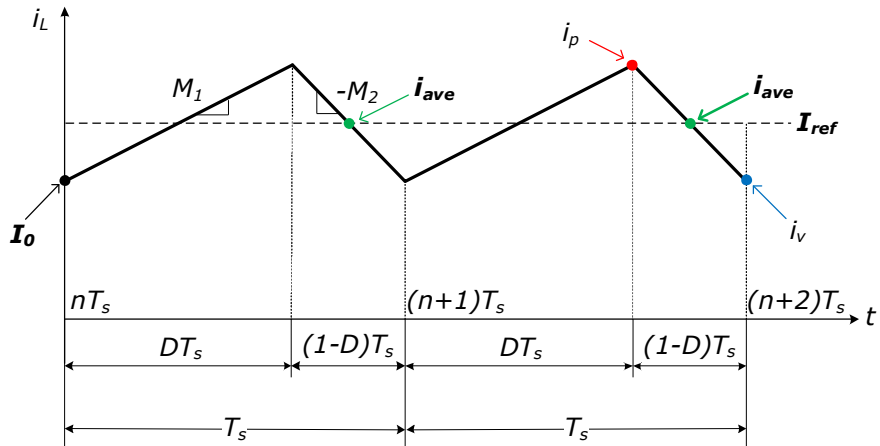


Fig.8.3. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TA.

- Comanda *leading valley (LV)*. Conform fig.8.4: $\begin{cases} I_{ref} = i_v \\ I_0 = i_p \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = i_v - i_p = -M_2(1-D)T_s \stackrel{(8.3)}{=} -\frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.8)$$

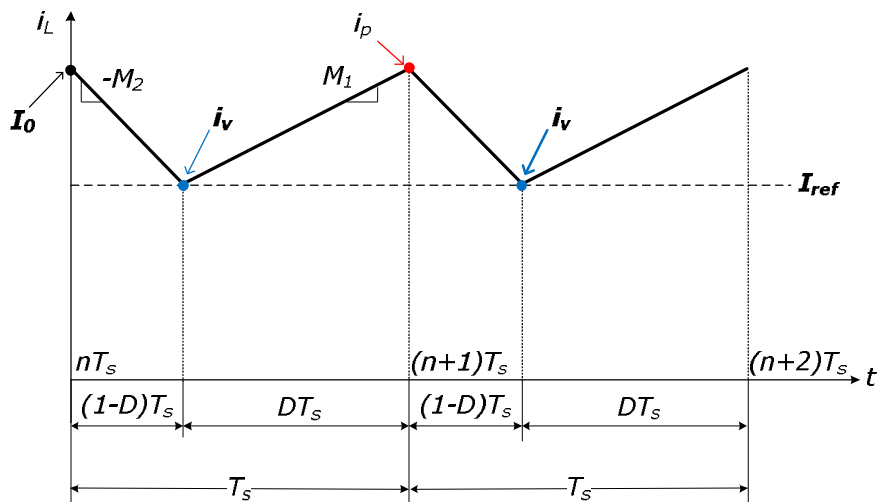


Fig.8.4. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LV.

- Comanda *leading peak (LP)*. Conform fig.8.5: $\begin{cases} I_{ref} = i_p \\ I_0 = i_p \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = 0 \quad (8.9)$$

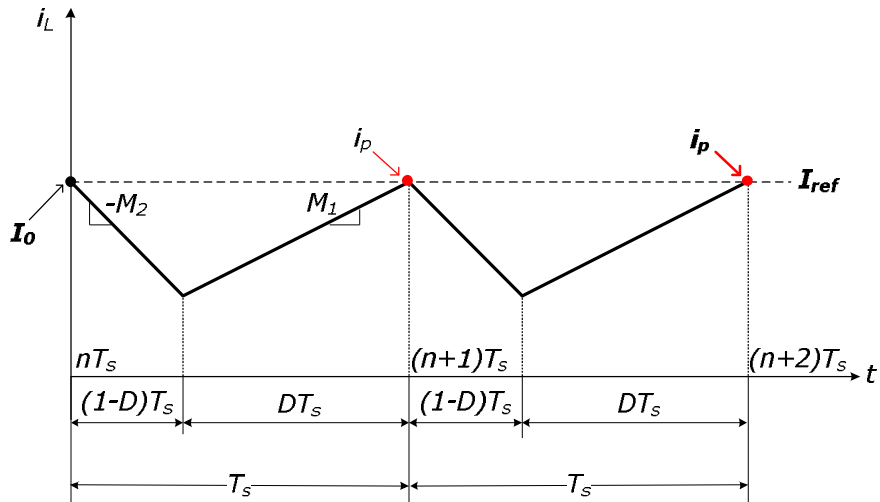


Fig.8.5. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LP.

- Comanda *leading average (LA)*. Conform fig.8.6: $\begin{cases} I_{ref} = \frac{i_v + i_p}{2} \\ I_0 = i_p \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_v - i_p) = -\frac{1}{2}M_2(1-D)T_s \stackrel{(8.3)}{=} -\frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.10)$$

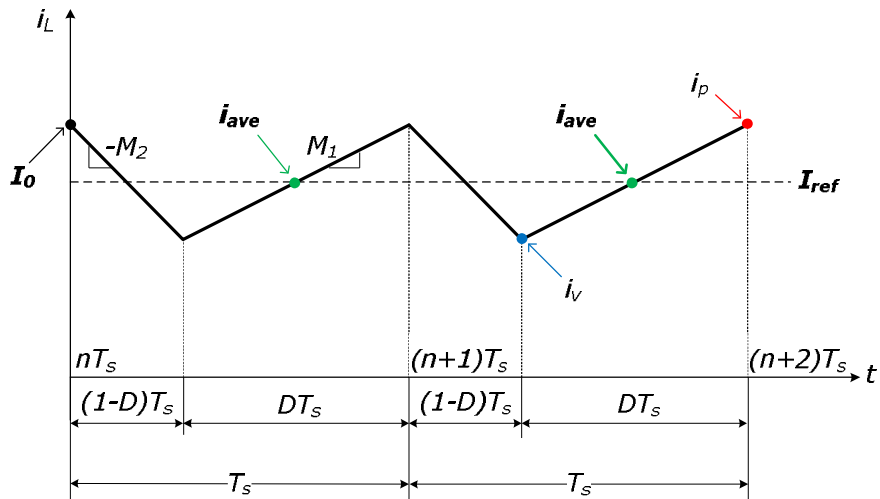


Fig.8.6. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LV.

- Comanda *trailing triangle valley (TTV)*. Conform fig.8.7:
$$\begin{cases} I_{ref} = i_v \\ I_0 = \frac{i_v + i_p}{2} \end{cases} \Rightarrow$$

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_v - i_p) = \frac{1}{2}[-M_2(1-D)T_s] \stackrel{(8.3)}{=} -\frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.11)$$

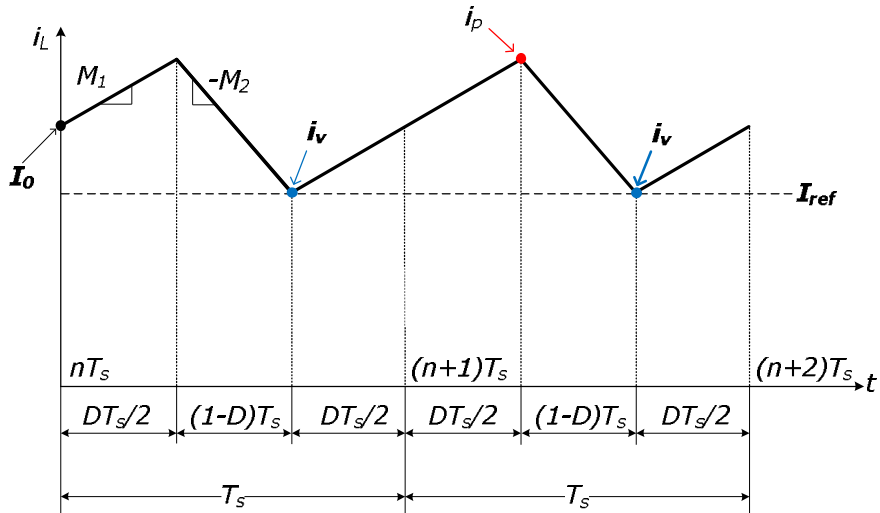


Fig.8.7. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TTV.

- Comanda *trailing triangle peak (TTP)*. Conform fig.8.8:
$$\begin{cases} I_{ref} = i_p \\ I_0 = \frac{i_v + i_p}{2} \end{cases} \Rightarrow$$

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_p - i_v) = \frac{1}{2} M_1 D T_s \stackrel{(8.3)}{=} \frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.12)$$

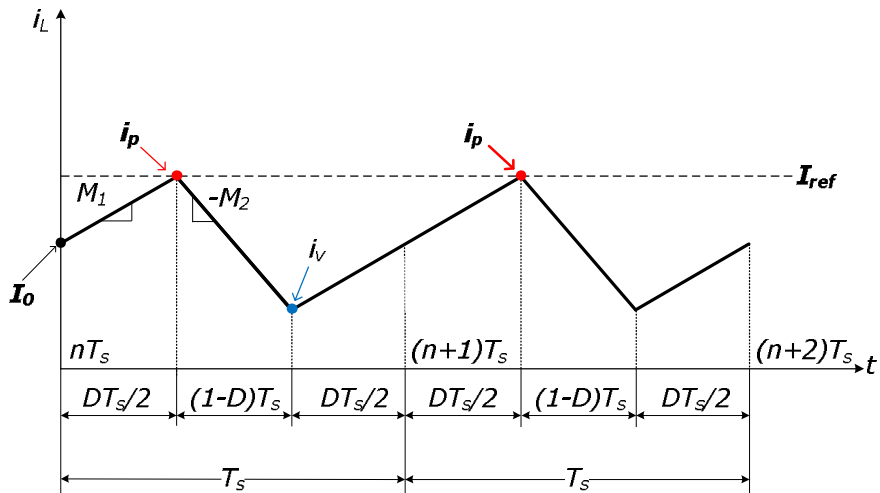


Fig.8.8. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TTP.

- Comanda *trailing triangle average (TTA)*. Conform fig.8.9: $\begin{cases} I_{ref} = i_{ave} \\ I_0 = i_{ave} \end{cases} \Rightarrow I_{ref} - I_0 = 0$ (8.13)

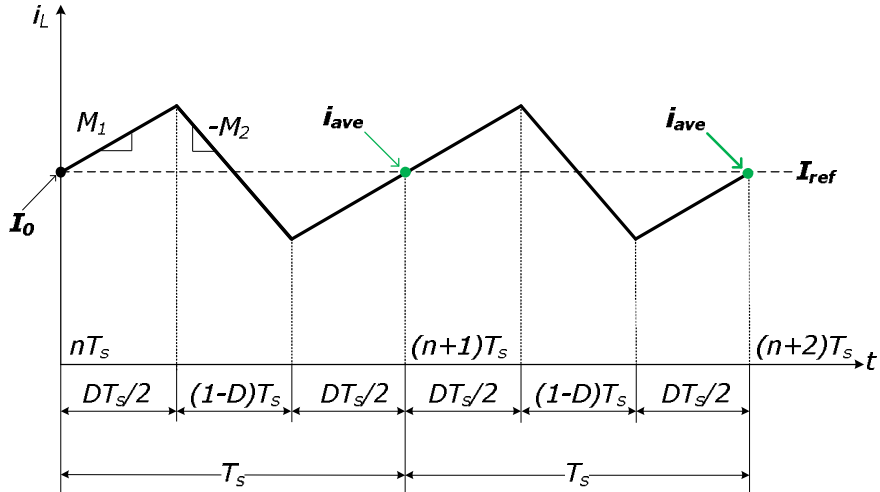


Fig.8.9. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda TTA.

- Comanda *leading triangle valley (LTV)*. Conform fig.8.10: $\begin{cases} I_{ref} = i_v \\ I_0 = \frac{i_p + i_v}{2} \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_v - i_p) = \frac{1}{2}[-M_2(1-D)T_s] \stackrel{(8.3)}{=} -\frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.14)$$

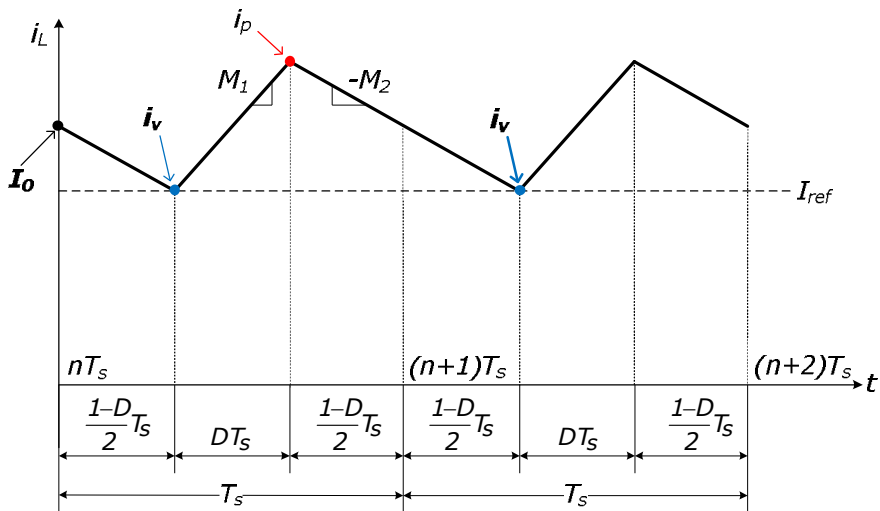


Fig.8.10. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LTV.

- Comanda *leading triangle (LTP)*. Conform fig.8.11: $\begin{cases} I_{ref} = i_p \\ I_0 = \frac{i_v + i_p}{2} \end{cases} \Rightarrow$
- $$\begin{cases} I_{ref} = i_p \\ I_0 = \frac{i_v + i_p}{2} \Rightarrow I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_p - i_v) = \frac{1}{2}M_1DT_s = \frac{1}{2} \frac{M_1M_2}{M_1 + M_2} T_s \end{cases} \quad (8.15)$$

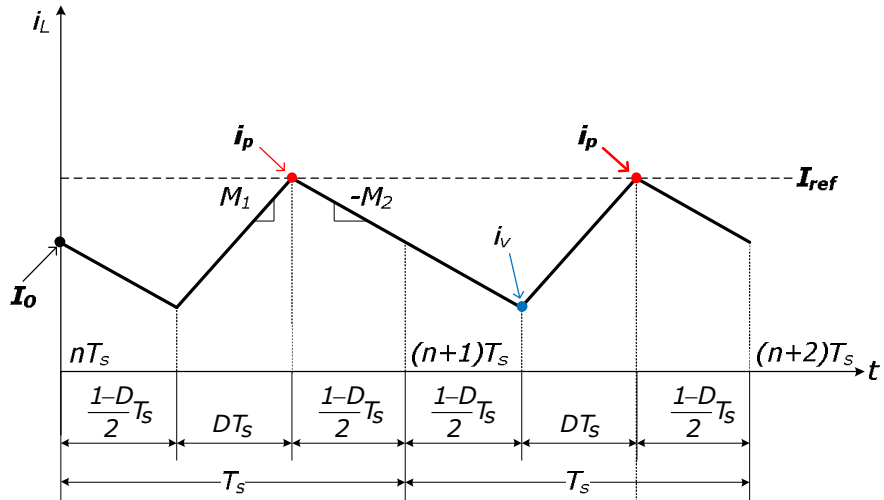


Fig.8.11. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LTP.

- Comanda *trailing leading average (LTA)*: Conform fig.8.12: $\begin{cases} I_{ref} = i_{ave} \\ I_0 = i_{ave} \end{cases} \Rightarrow$
- $$I_{ref} - I_0 = 0 \quad (8.16)$$

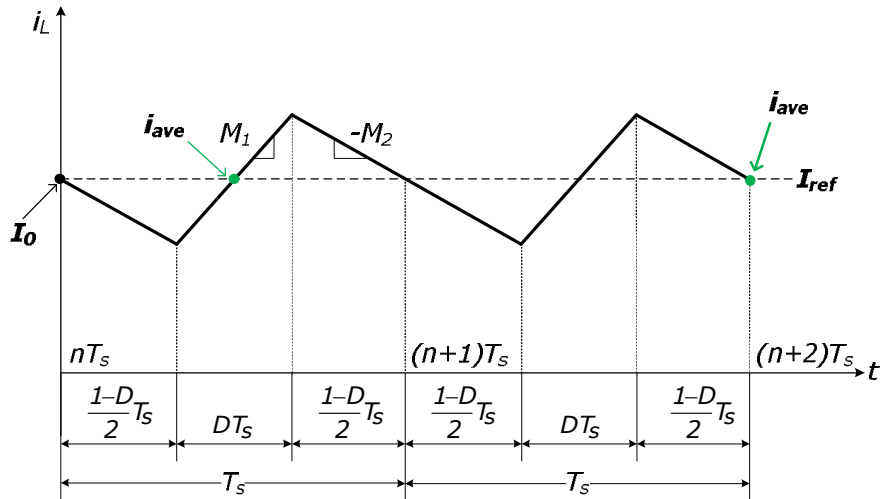


Fig.8.12. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda LTV.

➤ Comanda *double trailing triangle valley (DTTV)*.

Conform fig.8.13: $\begin{cases} I_{ref} = i_v \\ I_0 = \frac{i_v + i_p}{2} \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_v - i_p) = \frac{1}{2} \left(-M_1 \frac{D}{2} T_s \right) = -\frac{1}{4} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.17)$$

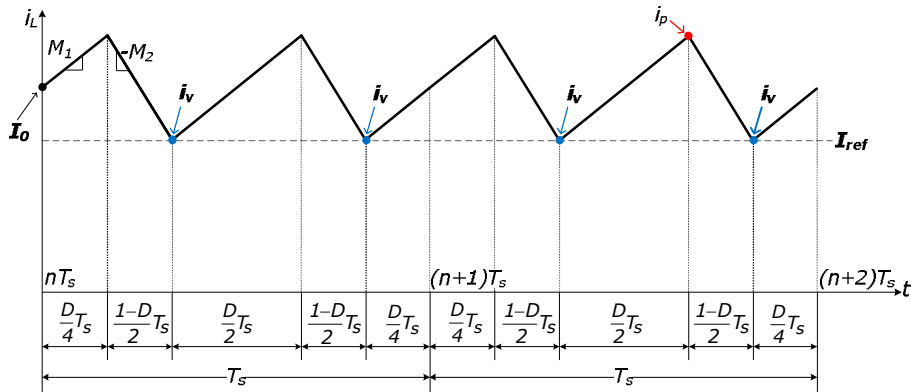


Fig.8.13. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DTTV.

➤ Comanda *double trailing triangle peak (DTTP)*.

Conform fig.8.14: $\begin{cases} I_{ref} = i_p \\ I_0 = \frac{i_v + i_p}{2} \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_p - i_v) = \frac{1}{2} M_1 \frac{D}{2} T_s = \frac{1}{4} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.18)$$

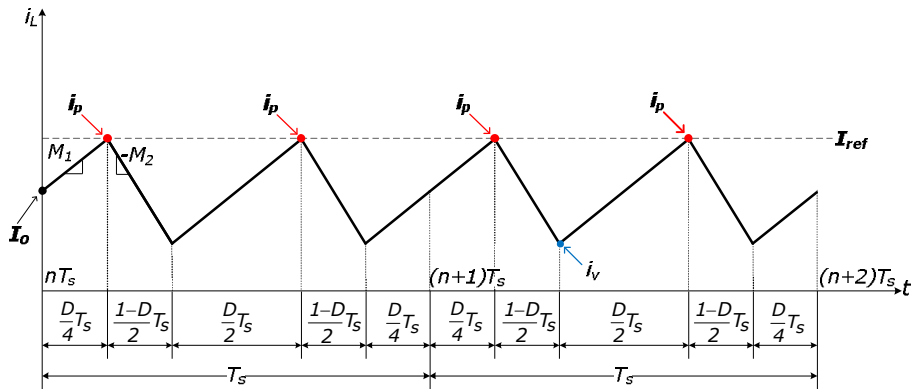


Fig.8.14. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DTTP.

➤ Comanda *double trailing triangle average (DTTA)*:

Conform fig.8.15: $\begin{cases} I_{ref} = i_{ave} \\ I_0 = i_{ave} \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = 0 \quad (8.19)$$

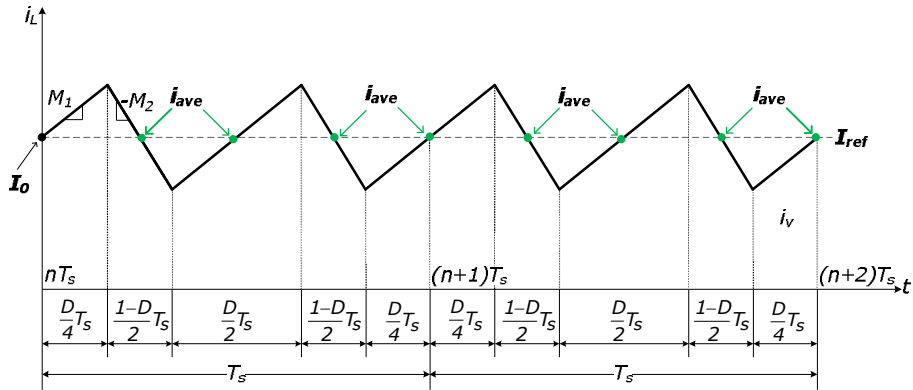


Fig.8.15. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DTTA.

➤ Comanda *double leading triangle valley (DLTV)*.

Conform fig.8.16: $\begin{cases} I_{ref} = i_v \\ I_0 = \frac{i_p + i_v}{2} \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_v - i_p) = \frac{1}{2} \left(-M_2 \frac{1-D}{2} T_s \right) = -\frac{1}{4} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.20)$$

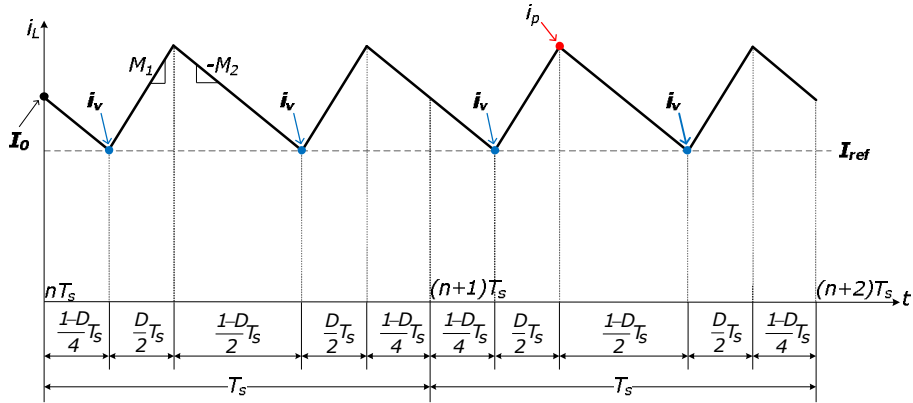


Fig.8.16. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DLTV.

➤ Comanda *double leading triangle peak (DLTP)*.

Conform fig.8.17: $\begin{cases} I_{ref} = i_p \\ I_0 = \frac{i_p + i_v}{2} \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = \frac{1}{2}(i_p - i_v) = \frac{1}{2}M_2 \frac{1-D}{2}T_s = \frac{1}{4} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s \quad (8.21)$$

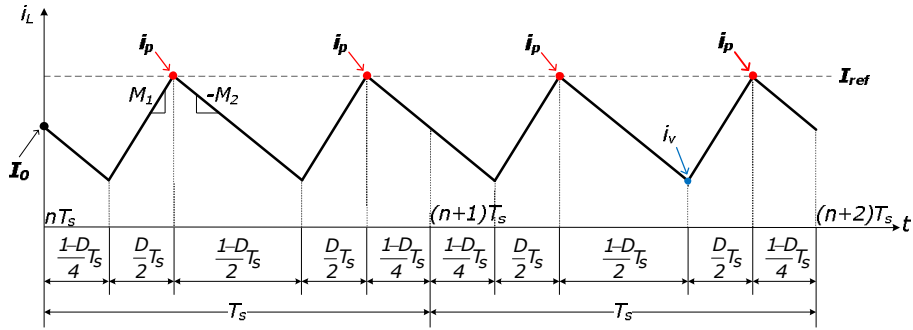


Fig.8.17. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DLTP.

➤ Comanda *double leading triangle average (DLTA)*:

Conform fig.8.17: $\begin{cases} I_{ref} = i_{ave} \\ I_0 = i_{ave} \end{cases}$, de unde rezultă:

$$I_{ref} - I_0 = 0 \quad (8.22)$$

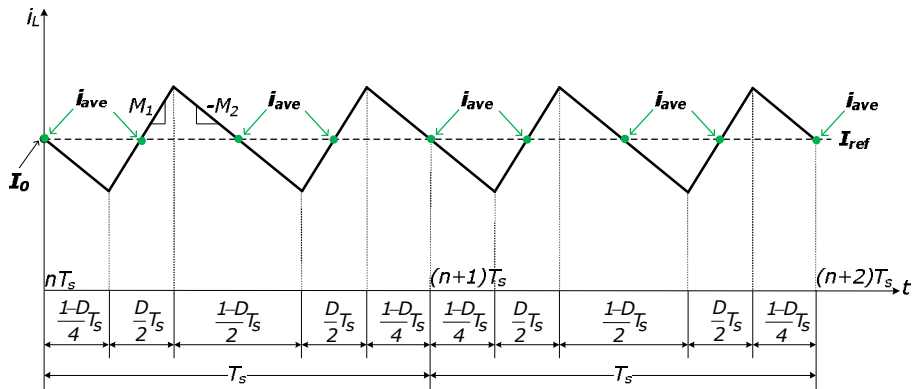


Fig.8.18. Curentul inductiv în stare staționară utilizând comanda DLTA.

Sintetizând, diferența $I_{ref} - I_0$ în stare staționară poate lua valorile din tabelul 8.1:

Tipul de comandă						
TV, LP, TTA, LTA, DTTA, DLTA;	TP;	LV;	TA, TTP, LTP;	LA, TTV, LTV;	DTTP, DLTP;	DTTV, DLTV;
0	$\frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$	$-\frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$	$\frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$	$-\frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$	$\frac{1}{4} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$	$-\frac{1}{4} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$
$I_{ref} - I_0$						

Tabelul 8.1. Valoarea diferenței $I_{ref} - I_0$ în funcție de tipul de comandă.

Impunem acum starea staționară în relația (8.1). În acest caz $i_n = I_0$ și $d_{n+1} = d_n = D$, care la rândul său se va exprima în funcție de pante conform relației (8.3). Cu aceste substituții relația (8.1) devine:

$$\frac{M_2}{M_1 + M_2} = f \cdot \frac{M_2}{M_1 + M_2} + g \cdot (I_{ref} - I_0) + h \quad (8.23)$$

Ținând cont de valoarea $I_{ref} - I_0$ data de tabelul 8.1, din (8.23) rezultă următoarele constrângeri pentru funcția h , adică pentru condiția de comandă corectă în stare staționară, sintetizate în tabelul 8.2:

Tipul de comandă	Funcția „h”
TV, LP, TTA, LTA, DTTA, DLTA;	$h = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \cdot (1 - f)$
TP;	$h = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \cdot (1 - f) - g \cdot \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$
LV;	$h = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \cdot (1 - f) + g \cdot \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$
TA, TTP, LTP;	$h = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \cdot (1 - f) - g \cdot \frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$
LA, TTV, LTV;	$h = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \cdot (1 - f) + g \cdot \frac{1}{2} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$
DTTP, DLTP;	$h = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \cdot (1 - f) - g \cdot \frac{1}{4} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$
DTTV, DLTV;	$h = \frac{M_2}{M_1 + M_2} \cdot (1 - f) + g \cdot \frac{1}{4} \frac{M_1 M_2}{M_1 + M_2} T_s$

Tabelul 8.2. Constrângeri pentru condiția de comandă corectă în stare staționară.

Evident funcțiile f și g se admit cunoscute, ele rezultând din condiția de stabilitate prezentată în continuare.

8.2. Condiția de stabilitate

Un prim pas pentru a deduce condiția de stabilitate îl reprezintă scrierea relației de recurență a factorului de umplere predictiv punând în evidență perturbațiile apărute atât în curentul inductiv cât și în factorul de umplere:

$$D + \Delta d_{n+1} = f \cdot (D + \Delta d_n) + g \cdot (I_{ref} - I_0 - \Delta i[n]) + h \quad (8.24)$$

unde:

- D reprezintă factorul de umplere în stare staționară;
- Δd_n este perturbația factorului de umplere;
- $\Delta i[n]$ este perturbația curentului inductiv;

În stare staționară, relația de recurență a factorului de umplere se poate scrie în forma:

$$D = f \cdot D + g \cdot (I_{ref} - I_0) + h \quad (8.25)$$

Scăzând relația (8.24) din (8.25), rezultă:

$$\Delta d_{n+1} = f \cdot \Delta d_n - g \cdot \Delta i[n] \quad (8.26)$$

Pe de altă parte, indiferent de metoda de comandă, relația între două eșantioane consecutive din curentul inductiv este dată de:

$$i[n+1] = i[n] + M_1 d_n T_s - M_2 (1 - d_n) T_s \quad (8.27)$$

Relația (8.27) se poate scrie și în forma:

$$i[n+1] = i[n] + (M_1 + M_2) d_n T_s - M_2 T_s \quad (8.28)$$

Punând în evidență perturbațiile curentului inductiv respectiv ale factorului de umplere, relația (8.28) se scrie:

$$I_0 + \Delta i[n+1] = I_0 + \Delta i[n] + (M_1 + M_2) \cdot (D + \Delta d_n) T_s - M_2 T_s \quad (8.29)$$

Efectuând calculele, relația (8.29) devine:

$$\Delta i[n+1] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2) T_s \cdot \Delta d_n + [(M_1 + M_2) D - M_2] \cdot T_s \quad (8.30)$$

Cunoscându-se relația factorului de umplere din stare staționară dată de (8.3) este ușor de arătat că ultimul termen din (8.30) este nul:

$$(M_1 + M_2) D - M_2 = 0 \quad (8.31)$$

Astfel, relația (8.30) devine:

$$\Delta i[n+1] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2) T_s \cdot \Delta d_n \quad (8.32)$$

În concluzie, între perturbații există două relații de recurență date de (8.26) și (8.32). Pe baza acestor relații rezultă următorul sistem de ecuații pentru perturbații:

$$\begin{cases} \Delta d_{n+1} = f \cdot \Delta d_n - g \cdot \Delta i[n] \\ \Delta i[n+1] = \Delta i[n] + (M_1 + M_2) T_s \cdot \Delta d_n \end{cases} \quad (8.33)$$

Se poate observa că sistemul (8.33) nu depinde de funcția h , ceea ce conduce la următoarea afirmație: *condiția de stabilitate pentru legea comenzii predictive nu depinde de coeficientul dat de funcția $h(M_1, M_2)$.*

Notând pentru ușurința scrierii:

$$(M_1 + M_2) T_s = m \quad (8.34)$$

este evident, din definiția pantelor, că $m > 0$. Cu această notație (8.33) devine:

$$\begin{cases} \Delta d_{n+1} = f \cdot \Delta d_n - g \cdot \Delta i[n] \\ \Delta i[n+1] = \Delta i[n] + m \cdot \Delta d_n \end{cases} \quad (8.35)$$

Condiția necesară și suficientă de stabilitate este ca în (8.35) unul dintre șirurile Δd_n sau $\Delta i[n]$ să tindă la 0 când $n \rightarrow \infty$, pentru că este ușor de arătat că dacă unul din cele două șiruri tinde la 0, și celălalt va tinde la 0, ceea ce asigură stingerea perturbațiilor, deci obținerea stabilității.

În continuare se va arăta că de fapt sistemul dat de (8.35) conduce la șiruri recurente de ordinul 2. Într-adevăr, dacă se exprimă $\Delta i[n]$ din prima ecuație a sistemului rezultă:

$$\Delta i[n] = \frac{f \cdot \Delta d_n - \Delta d_{n+1}}{g} \quad (8.36)$$

Pentru $n = n + 1$, relația (8.36) devine:

$$\Delta i[n+1] = \frac{f \cdot \Delta d_{n+1} - \Delta d_n}{g} \quad (8.37)$$

Înlocuind relațiile (8.36) și (8.37) în cea de-a doua ecuație a sistemului (8.37), se obține:

$$\frac{f \cdot \Delta d_{n+1} - \Delta d_{n+2}}{g} = \frac{f \cdot \Delta d_n - \Delta d_{n+1}}{g} + m \cdot d_n \quad (8.38)$$

Rearanjând termenii și efectuând calculele rezultă în final:

$$d_{n+2} - (f+1)\Delta d_{n+1} + (f+m \cdot g)\Delta d_n = 0 \quad (8.39)$$

Șirul recurent Δd_n dat de relația (8.39) trebuie să tindă la 0. Se cunoaște că soluția unui șir recurent de ordinul 2 de forma:

$$x_{n+2} + ax_{n+1} + bx_n = 0 \quad (8.40)$$

depinde de discriminantul Δ al ecuației de gradul 2 asociate,

$$x^2 + ax + b = 0 \quad (8.41)$$

astfel:

I. Dacă $\Delta = a^2 - 4b > 0$ atunci termenul general este de forma:

$$x_n = c_1 r_1^n + c_2 r_2^n \quad (8.42)$$

unde r_1, r_2 sunt rădăcinile reale și distincte ale ecuației (8.41), iar c_1, c_2 constate reale care asigură egalitatea pentru primii doi termeni ai șirului, x_1 respectiv x_2 .

II. Dacă $\Delta = a^2 - 4b = 0$ atunci termenul general este de forma:

$$x_n = r^n (c_1 n + c_2) \quad (8.43)$$

unde r este rădăcina dublă a ecuației (8.41), iar c_1, c_2 constate reale care asigură egalitatea pentru primii doi termeni ai șirului, x_1 respectiv x_2 .

III. Dacă $\Delta = a^2 - 4b < 0$ atunci termenul general este de forma:

$$x_n = |r|^n (c_1 \cos n\beta + c_2 \sin n\beta) \quad (8.44)$$

unde $|r|$ este modulul rădăcinilor complex conjugate ale ecuației (8.41), iar c_1, c_2 constate reale care rezultă din primii doi termeni ai șirului, iar

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\sqrt{-\Delta}}{a} \quad (8.45)$$

Din (8.42), (8.43) și (8.44) rezultă că o condiție necesară și suficientă ca șirul x_n să tindă la 0 este ca modulul tuturor rădăcinilor ecuației de gradul 2 asociate (8.41), să fie strict mai mic decât 1. Rămâne astfel de găsit o condiție necesară și suficientă ca toate rădăcinile ecuației $x^2 + ax + b = 0$ să aibă modulul strict mai mic decât 1. În acest sens distingem trei cazuri: rădăcini reale și distincte, rădăcină dublă și rădăcini complexe conjugate.

I. *Rădăcini reale și distincte* ($\Delta > 0 \Rightarrow x_1 \neq x_2, x_1, x_2 \in R$)

În acest caz condiția ca modulul lor să fie strict mai mic decât 1 este echivalentă cu a spune că rădăcinile se situează în intervalul $(-1, 1)$. Fie $f(x) = x^2 + ax + b$ parabola asociată ecuației de gradul 2 (evident $f(x)$ nu se va confunda cu funcția $f(M_1, M_2)$, deși notația este aceeași) despre care se știe că având două rădăcini reale va tăia axa absciselor în două puncte distincte. Relativ la

intervalul $(-1, 1)$ sunt posibile cele 5 situații reproduse în fig.8.19. Situația dorită este cea de-a treia, fig.8.19 (c), din care rezultă imediat următoarele condiții:

$$\begin{cases} -1 < x_{min} < 1 \\ f(-1) > 0 \\ f(1) > 0 \end{cases} \quad (8.46)$$

unde x_{min} reprezintă abscisa în care funcția de gradul doi își atinge minimumul.

Sistemul (8.46) este echivalent cu:

$$\begin{cases} -1 < -\frac{a}{2} < 1 \\ b - a + 1 > 0 \\ b + a + 1 > 0 \end{cases} \quad (8.47)$$

sau

$$\begin{cases} -2 < a < 2 \\ a - b < 1 \\ a + b > -1 \end{cases} \quad (8.48)$$

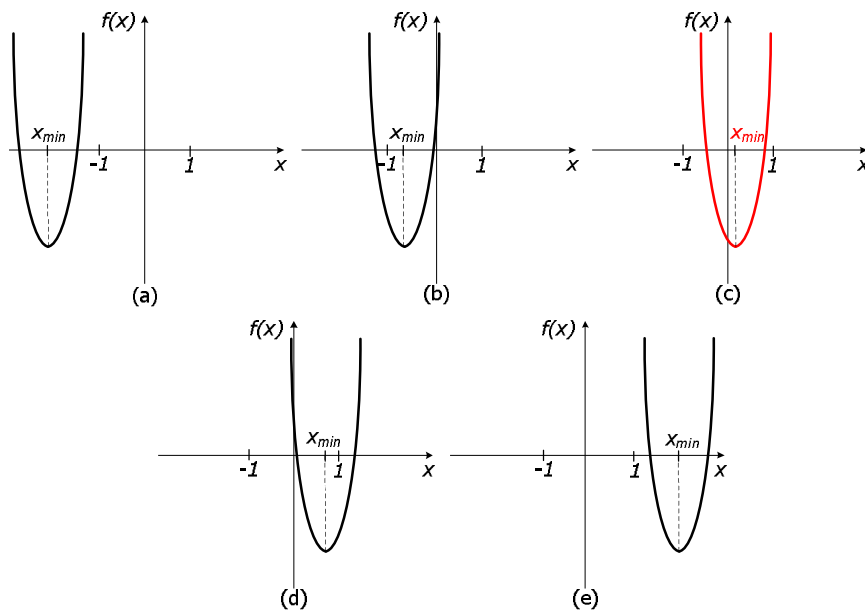


Fig.8.19. Situațiile posibile pentru orientarea rădăcinilor ecuației de ordinul 2.

II. Rădăcină dublă ($\Delta = 0 \Rightarrow x_1 = x_2$)

Rădăcina este evident egală cu x_{min} , și deci trebuie ca:

$$\left| -\frac{a}{2} \right| < 1 \quad (8.49)$$

adică:

$$-2 < a < 2 \quad (8.50)$$

III. Rădăcini complexe conjugate ($\Delta < 0 \Rightarrow x_1, x_2 = \bar{x}_1, x_1, x_2 \in C \setminus R$)

Modulul rădăcinilor la pătrat rezultă imediat din relația lui Viète pentru produsul rădăcinilor, care în cazul de față conduce la :

$$x_1 x_2 = b \quad (8.51)$$

deci $|x_1|^2 = b$ și condiția devine:

$$0 \leq b < 1 \quad (8.52)$$

Revenind la șirul recurent Δd_n și identificând coeficienții rezultă:

$$\begin{cases} a = -(f+1) \\ b = f+m \cdot g \end{cases} \quad (8.53)$$

În acest caz, discriminantul ecuației de gradul 2 este:

$$\begin{aligned} \Delta &= a^2 - 4b \Leftrightarrow \\ \Delta &= [-(f+1)]^2 - 4(f+m \cdot g) \Leftrightarrow \\ \Delta &= (f-1)^2 - 4m \cdot g \end{aligned} \quad (8.54)$$

Pe baza relațiilor (8.53) și (8.54), condițiile (8.48), (8.50), (8.52) se transformă în:

1. Dacă: $(f-1)^2 - 4m \cdot g > 0$ condiția de stabilitate este:

$$\begin{cases} -2 < -(f+1) < 2 \\ -(f+1) - (f+m \cdot g) < 1 \\ -(f+1) + (f+m \cdot g) > -1 \end{cases} \quad (8.55)$$

Ținând cont că $m > 0$, (8.55) se rescrie în forma finală simplificată astfel:

$$\begin{cases} -3 < f < 1 \\ 2 \cdot f + m \cdot g > -2 \\ g > 0 \end{cases} \quad (8.56)$$

2. Dacă: $(f-1)^2 - 4m \cdot g = 0$, condiția de stabilitate este:

$$-3 < f < 1 \quad (8.57)$$

3. Dacă: $(f-1)^2 - 4m \cdot g < 0$, condiția de stabilitate este:

$$0 \leq f + m \cdot g < 1 \quad (8.58)$$

O altă posibilitate pentru a obține condiția de stabilitate este metoda liniarizării. Pentru a exemplifica această metodă se pornește de la schema bloc a comenzii predictive din fig.8.20.

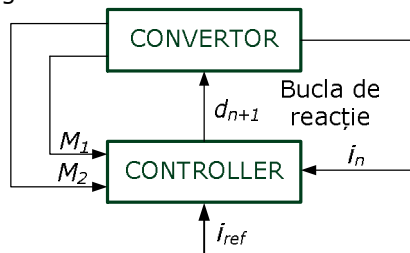


Fig.8.20. Schema bloc a comenzii predictive în curent.

Se poate observa că această schemă este alcătuită din convertorul propriu-zis, circuitul de comandă și mărimile de interes necesare legii de comandă. Astfel pornind de la relațiile recursive pentru curentul inductiv și factorul de umplere

(8.28) respectiv (8.1), se poate forma următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} \hat{i}_{n+1} = i_n + (M_1 + M_2)d_n T_s - M_2 T_s \\ \hat{d}_{n+1} = f \cdot d_n + g \cdot (i_{ref} - i_n) + h \end{cases} \quad (8.59)$$

unde:

- f, g, h sunt considerate funcții constante ce depind de pantele M_1 și M_2 din punctul de funcționare;
- i_n este curentul inductiv la momentul n ;
- i_{n+1} este curentul inductiv la momentul $n+1$;
- i_{ref} reprezintă curentul de referință care în această abordare îl vom considera variabil.

Deși în capitolele anterioare perturbațiile de semnal mic au fost notate cu simbolul " Δ ", pentru ușurința scrierii, din cauza relațiilor mai lungi implicate, în acest capitol ele vor fi notate cu simbolul " $\hat{}$ ". Liniarizând fiecare dintre ecuațiile sistemului (8.59) se obține:

$$\begin{cases} \hat{i}_{n+1} = \hat{i}_n + (M_1 + M_2)T_s \hat{d}_n \\ \hat{d}_{n+1} = f \cdot \hat{d}_n + g \cdot \hat{i}_{ref} - g \cdot \hat{i}_n \end{cases} \quad (8.60)$$

Noua mărime de comandă este curentul de referință i_{ref} , d_n fiind acum o mărime de comandă intermediară. Vom calcula funcția de transfer comandă – ieșire, adică:

$$H(z) = \frac{\hat{i}_n(z)}{\hat{i}_{ref}(z)} \quad (8.61)$$

Aplicând transformata Z în (8.60), rezultă:

$$\begin{cases} z \hat{i}_n(z) = \hat{i}_n(z) + (M_1 + M_2)T_s \hat{d}_n(z) \\ z \hat{d}_n(z) = f \cdot \hat{d}_n(z) + g \cdot \hat{i}_{ref}(z) - g \cdot \hat{i}_n(z) \end{cases} \quad (8.62)$$

În sistemul (8.62), substituind pe $\hat{d}_n(z)$ din prima ecuație în cea de-a doua, se obține:

$$\frac{(z-f)(z-1)}{(M_1 + M_2)T_s} \hat{i}_n(z) = g \cdot \hat{i}_{ref}(z) - g \cdot \hat{i}_n(z) \quad (8.63)$$

care este echivalentă cu:

$$\left[\frac{(z-f)(z-1)}{(M_1 + M_2)T_s} + g \right] \hat{i}_n(z) = g \cdot \hat{i}_{ref}(z) \quad (8.64)$$

de unde rezultă că:

$$H(z) = \frac{\hat{i}_n(z)}{\hat{i}_{ref}(z)} = \frac{g}{\frac{(z-f)(z-1)}{(M_1 + M_2)T_s} + g} \quad (8.65)$$

Ținând cont de notația $(M_1 + M_2)T_s = m$, funcția de transfer devine:

$$H(z) = \frac{m \cdot g}{z^2 - (f+1)z + (f+m \cdot g)} \quad (8.66)$$

Stabilitatea cere ca polii să fie în interiorul cercului unitate sau altfel spus rădăcinile ecuației:

$$z^2 - (f + 1)z + (f + m \cdot g) = 0 \quad (8.67)$$

să aibă modulul strict subunitar.

Substituind $-(f + 1) = a$ și $f + m \cdot g = b$ în ecuația (8.67) se obține chiar ecuația (8.41), în care a și b conform (8.53) sunt tot aceeași coeficienți $-(f + 1)$ respectiv $f + m \cdot g$. Astfel se poate afirma că utilizând fie metoda șirurilor recurente fie metoda liniarizării, rezultatul final va fi același și anume obținerea condițiilor de stabilitate de la (8.56), (8.57) și (8.58). Acest lucru confirmă veridicitatea acestor condiții de stabilitate.

În concluzie, deducerea legilor de comandă care asigură comandă predictivă în curent necondiționat stabilă de tip precizat se face după următoarea procedură:

- ✓ se aleg funcțiile f și g pentru a fi asigurată condiția de stabilitate încadrându-se în una din relațiile (8.56), (8.57) și (8.58);
- ✓ se determină h în funcție de tipul de comandă dorit conform relațiilor din tabelul 8.2;

8.3. Noi legi pentru comenzile predictive în curent

Așa cum s-a arătat în paragrafele anterioare, dacă sunt îndeplinite anumite condiții, se pot forma noi relații de recurență pentru factorul de umplere predictiv astfel încât să fie obținută stabilitatea necondiționată. Pe baza celor amintite mai sus se dorește obținerea de noi legi de comandă pornind de la fiecare din cele trei cazuri ale condiției de stabilitate date de relațiile (8.56), (8.57) și (8.58), urmând ca forma finală a relației să fie dată de condiția de stare staționară impusă prin constrângerile din tabelul 8.2 în funcție de tipul de comandă dorit. Fiind ales același convertor boost, verificarea și validarea noilor relații se va face atât prin dezvoltarea modelului discret în spațiul stărilor utilizând programul Matlab cât și prin simularea circuitului în programul Caspoc.

8.3.1. Comenzi rezultate din condiția de stabilitate, cazul $\Delta > 0$

Un prim pas pentru formarea unei noi relații de recurență în ceea ce privește factorul de umplere îl reprezintă alegerea funcției f care să satisfacă inegalitățile din (8.56). Scopul este de a găsi o lege în care calculele să fie puține, adică cât mai puțin complexă din punct de vedere al procesării. O alegere posibilă este:

$$f = -1 \quad (8.68)$$

Cu f din (8.68) relația (8.56) devine:

$$\text{Dacă } 4 - 4m \cdot g > 0 \text{ atunci } \begin{cases} -3 < -1 < 1 \\ -2 + m \cdot g > -2 \\ g > 0 \end{cases} \quad (8.69)$$

Pe baza relației (8.34) și pe considerentul că $m > 0$ din (8.69), după efectuarea calculelor se pot ușor afla valorile posibile pentru funcția g din:

$$0 < g < \frac{1}{(M_1 + M_2)T_s} \quad (8.70)$$

De exemplu se alege funcția g ca fiind:

$$g = \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} \quad (8.71)$$

În continuare, se urmărește deducerea lui h pe baza condiției de stare staționară și comandă în curent dată de tabelul 8.2. Ținând cont de valorile funcțiilor f și g din (8.68) și (8.71), funcția h poate lua următoarele valori:

$$\left\{ \begin{array}{l} h = \frac{2M_2}{M_1 + M_2}, \text{ pentru : TV, LP, TTA, LTA, DTTA, DLTA;} \\ h = \frac{4M_2^2 + 3M_1M_2}{2(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : TP;} \\ h = \frac{4M_2^2 + 5M_1M_2}{2(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : LV;} \\ h = \frac{8M_2^2 + 7M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : TA, TTP, LTP;} \\ h = \frac{8M_2^2 + 9M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : LA, TTV, LTV;} \\ h = \frac{16M_2^2 + 15M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : DTTP, DLTP;} \\ h = \frac{16M_2^2 + 17M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : DTTV, DLTV;} \end{array} \right. \quad (8.72)$$

Înlocuind pe rând f din (8.68), g din (8.71) și h din (8.72), totul în (8.1), rezultă următoarele relații de recurență pentru factorul de umplere care în funcție de tipul de comandă se pot grupa astfel:

- Pentru comenzile TV, LP, TTA, LTA, DTTA, DLTA, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + \frac{2M_2}{M_1 + M_2} \quad (8.73)$$

- Pentru comanda TP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + \frac{4M_2^2 + 3M_1M_2}{2(M_1 + M_2)^2} \quad (8.74)$$

- Pentru comanda LV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + \frac{4M_2^2 + 5M_1M_2}{2(M_1 + M_2)^2} \quad (8.75)$$

- Pentru comenzile TA, TTP, LTP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + \frac{8M_2^2 + 7M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2} \quad (8.76)$$

- Pentru comenzile LA, TTV, LTV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + \frac{8M_2^2 + 9M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2} \quad (8.77)$$

- Pentru comenzile DTTP, DLTP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + \frac{16M_2^2 + 15M_1M_2}{2(M_1 + M_2)^2} \quad (8.78)$$

➤ Pentru comenzile DTTV, DLTV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -d_n + \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} (I_{ref} - i[n]) + \frac{16M_2^2 + 17M_1M_2}{2(M_1 + M_2)^2} \quad (8.79)$$

Toate cele 7 variante de legi de comandă conduc la funcționarea necondiționat stabilă a convertorului utilizat. Pentru a nu extinde expunerea se vor verifica prin simulare doar acele tipuri de comenzi care până în prezent s-au dovedit a fi instabile parțial sau total în funcție de valoarea factorului de umplere. Astfel în tabelul 8.3 se reamintește domeniul de stabilitate pentru fiecare tip de comandă predictivă în curent. Domeniile factorului de umplere precizate indică regiunile de instabilitate.

Tehnica de modulație	Metoda de comandă		
	V	P	A
T	necondiționat stabil	$D > 0.5$	necondiționat stabil
L	$D < 0.5$	necondiționat stabil	necondiționat stabil
TT	necondiționat stabil	instabil	necondiționat stabil
LT	instabil	necondiționat stabil	necondiționat stabil
DTT	necondiționat stabil	necondiționat stabil	necondiționat stabil
DLT	necondiționat stabil	necondiționat stabil	necondiționat stabil

Tabelul 8.3. Rezultatele actuale pentru comenzile predictive obținute prin corelarea tehnicilor de modulație cu metodele de comandă.

După cum se poate observa, zonele de interes pentru verificarea noilor relații de recurență a factorului de umplere sunt pentru următoarele tipuri de comenzi: TP, LV, TTP și LTV. În continuare vor fi verificate prin simulare comenzile TP și LV având legile rezultate din prima condiție de stabilitate, cazul $\Delta > 0$, după, se va verifica comanda TTP cu legea rezultată din cea de-a doua condiție de stabilitate, cazul $\Delta = 0$ și în final comanda LTV va fi verificată cu o lege de comandă rezultată din cea de-a treia condiție de stabilitate, cazul $\Delta < 0$.

8.3.1.1. Modelul discret în spațiul stărilor pentru comenzile TP și LV, cazul $\Delta > 0$

Pentru a evidenția corectitudinea noilor legi pentru comenzile predictive, ca obiect de studiu a fost ales același convertor boost utilizat și în capitolele precedente, drept urmare parametrii convertorului, vectorul de stare, matricile de stare sunt identice cu cele din capitolele mai sus menționate. Important de reamintit ecuațiile ce descriu modelul discret al convertorului în funcție de tehnicile de

modulație utilizate. Astfel în tabelul 8.4 sunt schițate stările topologice ale funcționării convertorului cu tehnicile de modulație trailing, leading, trailing triangle și leading triangle. Apoi în tabelul 8.5 sunt specificate ecuațiile de stare ce descriu modelul discret al convertorului în funcție de tehnicile de modulație menționate.

Tehnica de modulație	Stările topologice
T	
L	
TT	
LT	

Tabelul 8.4. Stările topologice ale convertorului în cazul modulațiilor trailing, leading, trailing triangle și leading triangle.

Tehnica de modulație	Ecuația de stare a modelului discret	φ_1	ψ_1	φ_2	ψ_2
T	$x[n+1] = \varphi_2 \varphi_1 x[n] + (\varphi_2 \psi_1 + \psi_2) V_g$	$e^{A_1 d_n T_s}$	$A_1^{-1}(\varphi_1 - I) B_1$	$e^{A_2 (1-d_n) T_s}$	$A_2^{-1}(\varphi_2 - I) B_2$
L	$x[n+1] = \varphi_1 \varphi_2 x[n] + (\varphi_1 \psi_1 + \psi_2) V_g$	$e^{A_1 d_n T_s}$	$A_1^{-1}(\varphi_1 - I) B_1$	$e^{A_2 (1-d_n) T_s}$	$A_2^{-1}(\varphi_2 - I) B_2$
TT	$x[n+1] = \varphi_1 \varphi_2 \varphi_1 x[n] + (\varphi_1 \varphi_2 \psi_1 + \varphi_1 \psi_2 + \psi_1) V_g$	$e^{A_1 \frac{1}{2} d_n T_s}$	$A_1^{-1}(\varphi_1 - I) B_1$	$e^{A_2 (1-d_n) T_s}$	$A_2^{-1}(\varphi_2 - I) B_2$
LT	$x[n+1] = \varphi_2 \varphi_1 \varphi_2 x[n] + (\varphi_2 \varphi_1 \psi_2 + \varphi_2 \psi_1 + \psi_2) V_g$	$e^{A_1 d_n T_s}$	$A_1^{-1}(\varphi_1 - I) B_1$	$e^{A_2 \frac{1}{2} (1-d_n) T_s}$	$A_2^{-1}(\varphi_2 - I) B_2$

Tabelul 8.5. Ecuațiile de stare ale modelului discret în condițiile modulațiilor trailing, leading, trailing triangle și leading triangle.

Convertorul va fi simulat prin utilizarea ecuațiilor din tabelul 8.5, cu factorul de umplere, calculat conform comenzilor predictive TP și LV dat de relațiile (8.74) și (8.75). Deoarece după cum deja se cunoaște, funcționarea instabilă apare la $D < 0.5$ ori la $D > 0.5$, vor fi alese două valori pentru curentul de referință: o valoare de $2.5A$ care impune funcționarea sistemului la $D < 0.5$, respectiv o altă valoare de $11A$ care să forțeze funcționarea la $D > 0.5$.

Rezultatele simulării pentru setarea $I_{ref}=2.5A$, ($D < 0.5$) sunt prezentate în fig.8.21 pentru comanda TP respectiv în fig.8.22 pentru LV. Se poate observa că funcționarea este stabilă pentru cele 2 tipuri de comenzi analizate, factorul de umplere devine constant după regimul inițial tranzitoriu și curentul inductiv atinge o formă tipică periodică cu o perioadă egală cu perioada de comutație.

Rezultatele simulării pentru prescrierea curentului de referință $I_{ref}=11A$, ($D > 0.5$) sunt prezentate în fig.8.23 pentru comanda TP și în fig.8.24 pentru comanda LV. Și de această dată se poate observa funcționarea stabilă: factorul de umplere devine constant după regimul tranzitoriu, forma curentului inductiv este una periodică cu o perioadă egală cu perioada de comutație.

Codul sursă pentru fiecare tip de comandă a fost creat în Matlab, detaliile aferente găsindu-se în Anexa 1_C8 și Anexa 2_C8.

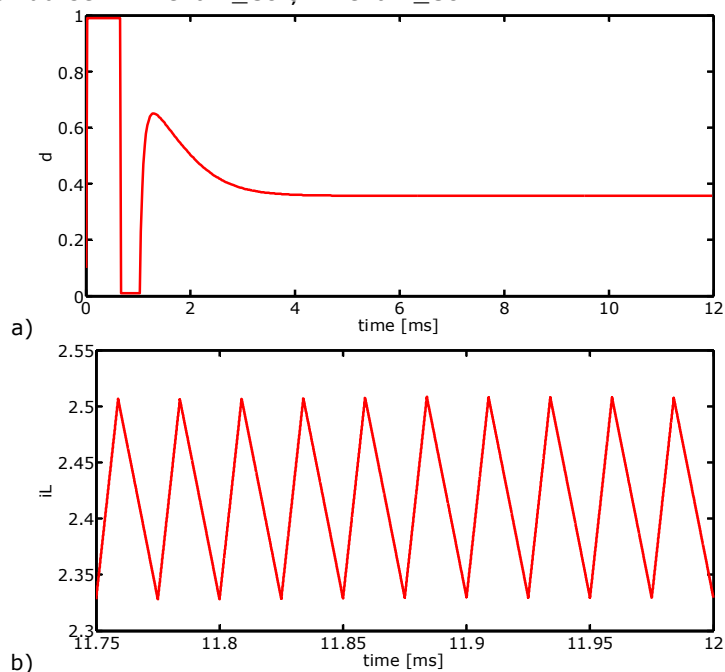


Fig.8.21. Rezultatele simulării comenzii **TP** pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D < 0.5$), cazul $\Delta > 0$:
 a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

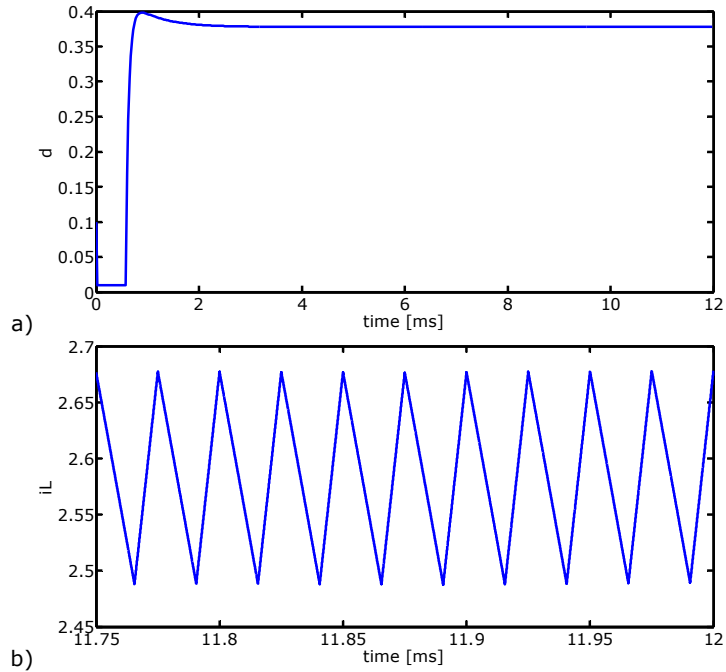


Fig.8.22. Rezultatele simulării comenzii **LV** pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$), cazul $\Delta > 0$:
 a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

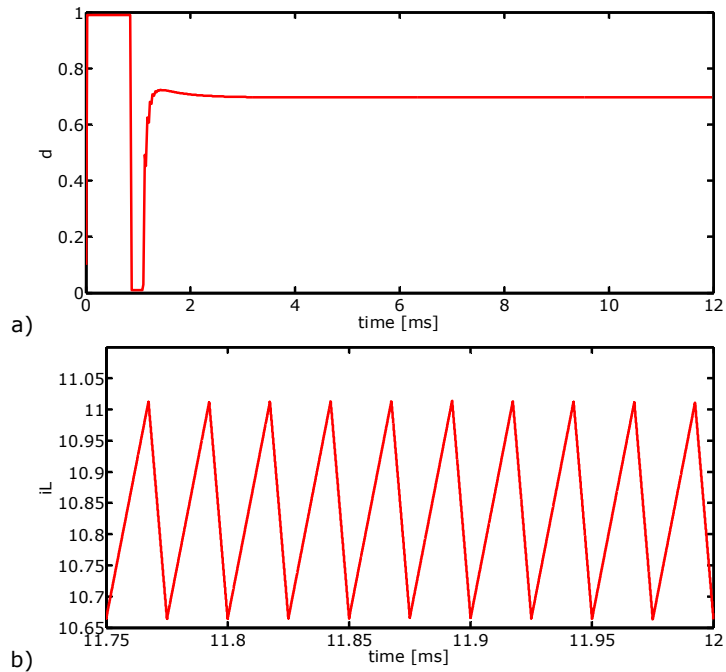


Fig.8.23. Rezultatele simulării comenzii **TP** pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), cazul $\Delta > 0$:
 a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

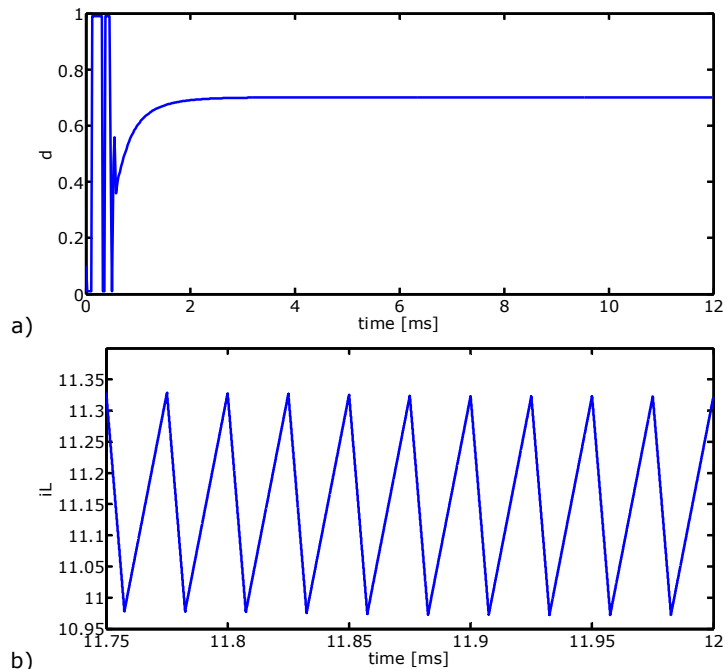


Fig.8.24. Rezultatele simulării comenzii **LV** pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), cazul $\Delta > 0$:
a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

8.3.1.2. Verificarea comenzilor TP și LV prin simularea circuitelor, cazul $\Delta > 0$

Pentru simularea convertorului boost comandat cu fiecare din comenzile TP și LV s-a utilizat pachetul CASPOC [11].

În fig.8.25 este prezentată schema de simulare pentru convertorul boost cu comandă TP. Schema de simulare pentru comanda LV este asemănătoare ca cea din fig.8.25, cu deosebirea că doar 2 blocuri vor fi schimbate în schema de simulare. Aceste două blocuri sunt: blocul de calcul al factorului de umplere bazat pe relația de recurență specifică comenzii și blocul PWM utilizat pentru comanda tranzistorului. Astfel, pentru comanda LV, blocul **TP** va fi înlocuit cu blocul **LV**, blocul **PWM_TE** cu blocul **PWM_LE**. Întrucât funcționarea circuitului de simulare cât și descrierea blocurilor PWM_TE, PWM_LE au fost prezentate în detaliu în capitolele precedente, nu se va mai insista în această direcție. În fig.8.26 se prezintă blocul de TP necesar determinării factorului de umplere pe baza relației de recurență (8.74). Asemănător cu blocul TP este și blocul LV care calculează factorul de umplere pe baza relației (8.75).

Pentru a verifica faptul că aceste comenzi sunt stabile atât pentru factor de umplere sub 0,5 cât și pentru factor de umplere mai mare decât 0,5, curentul de referință a fost modificat cu salt treaptă de la 11A la 2.5A, salt ce apare la 6ms, cu pornirea din repaus. Aceste condiții de comandă vor fi menținute pentru toate simulările legate de acest convertor. Rezultatele simulării pentru comanda TP sunt prezentate în fig.8.27 respectiv pentru comanda LV în fig.8.31. Se observă că atât valoarea de vârf a curentului inductiv în cazul comenzii TP cât și valoarea de vale în

cazul comenzii LV sunt corect fixate la 11A respectiv 2.5A și nu există fenomene de instabilitate, fapt evidențiat în primul rând de constanța factorului de umplere în cele două stări.

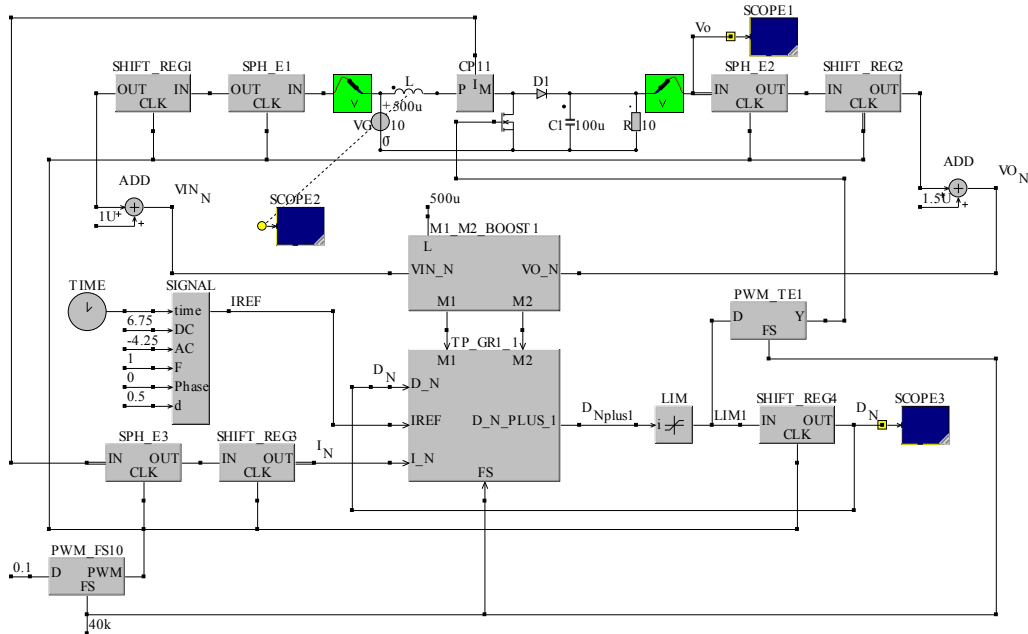


Fig.8.25. Schema CASPOC pentru simularea convertorului boost folosind comanda TP.

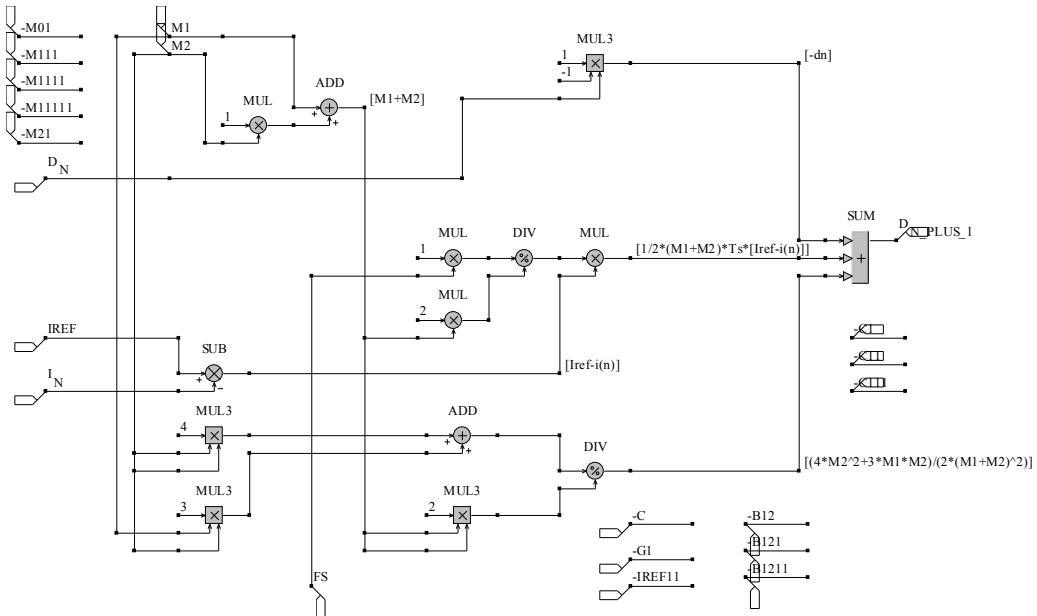


Fig.8.26. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda TP.

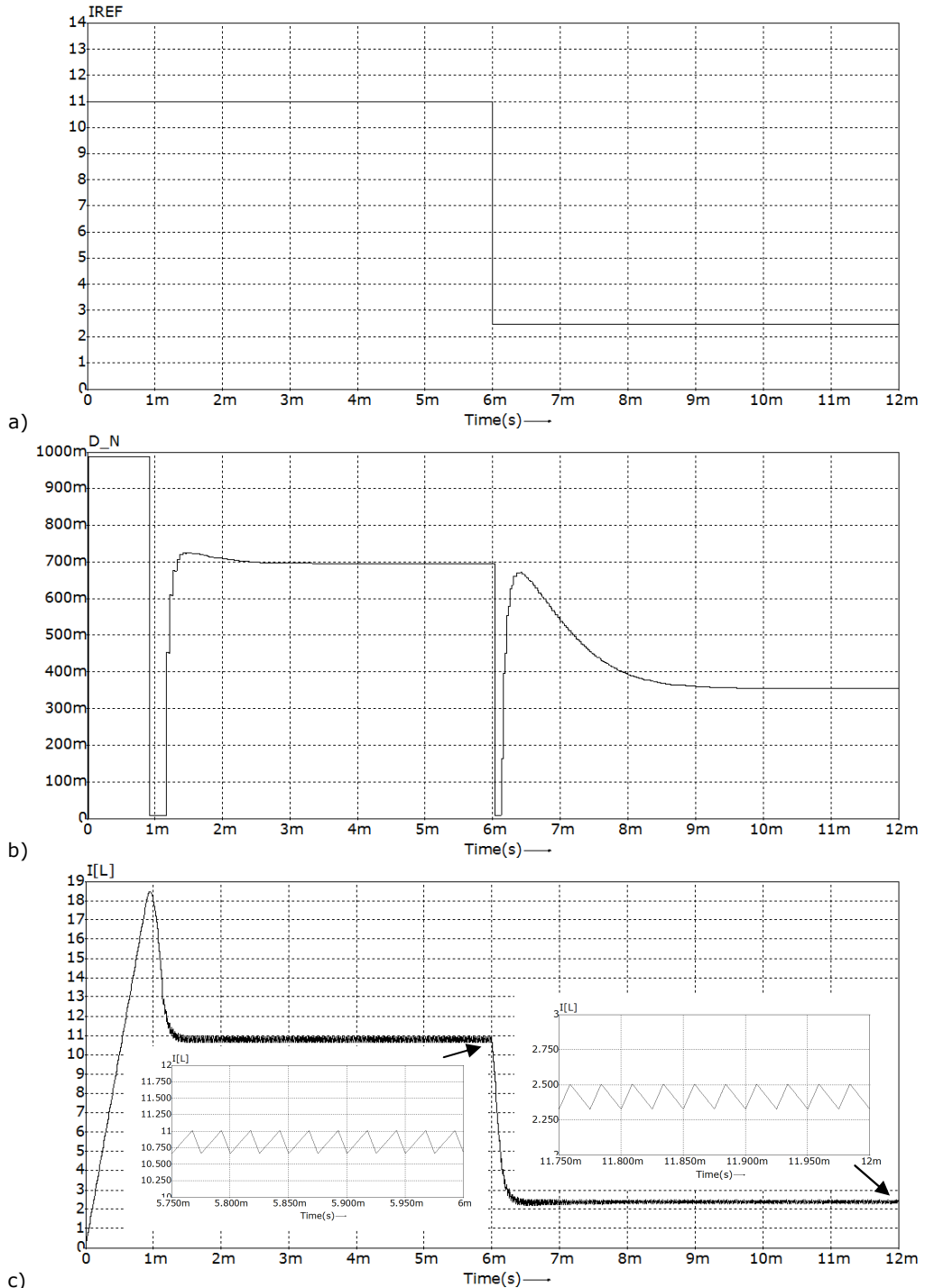


Fig.8.27. Rezultatele simulării comenzii **TP**, cazul $\Delta > 0$: a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

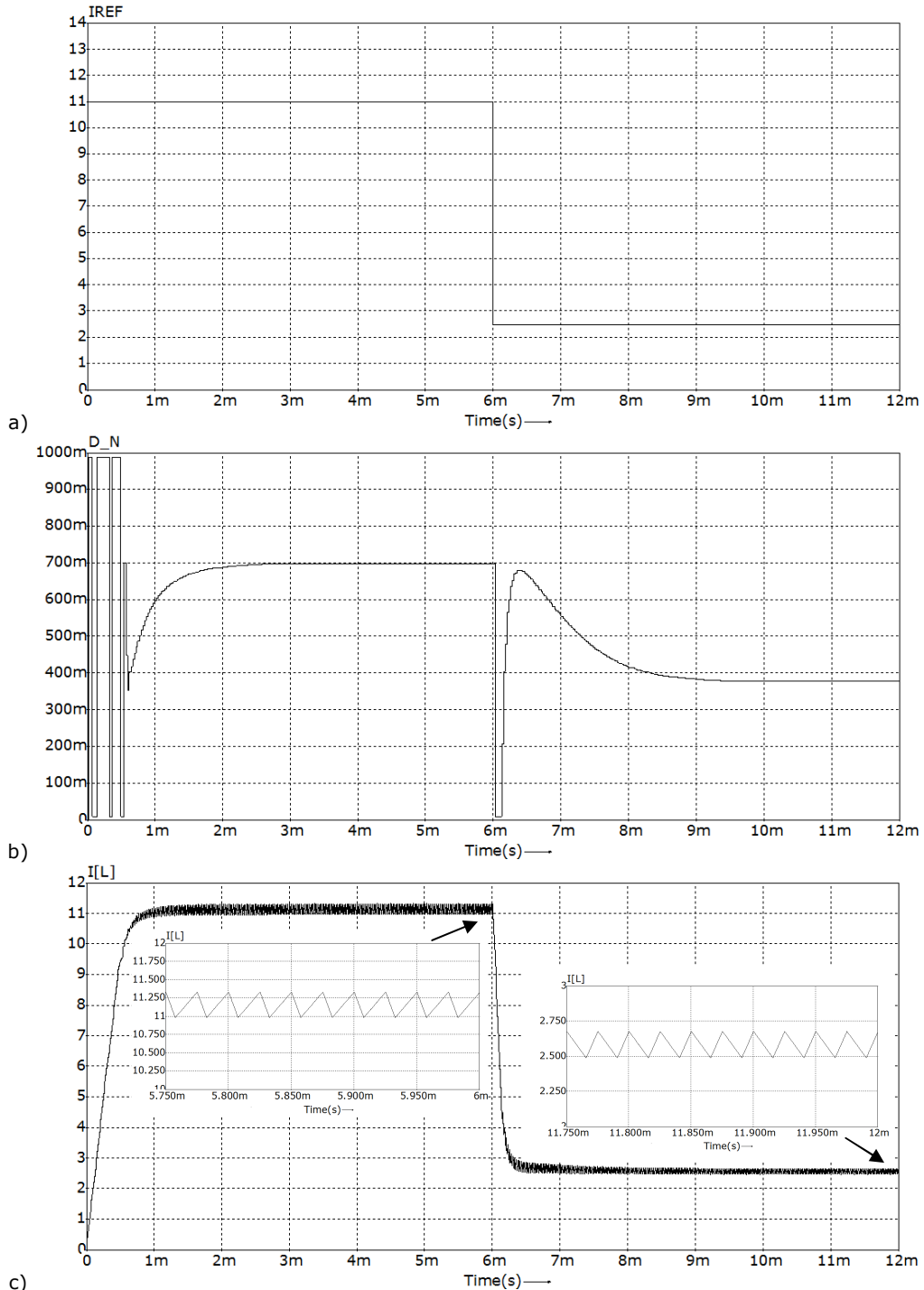


Fig.8.28. Rezultatele simulării comenzii **LV**, cazul $\Delta > 0$: a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

8.3.2. Comenzi rezultate din condiția de stabilitate, cazul $\Delta = 0$

Pentru a forma relația de recurență pentru factorul de umplere se va alege funcția f care să satisfacă condiția (8.57). Astfel se alege:

$$f = -2 \quad (8.80)$$

Cu f din (8.80) relația (8.57) devine:

$$\text{Dacă } 9 - 4m \cdot g = 0 \text{ atunci } -3 < -2 < 1 \quad (8.81)$$

Pe baza relației (8.34), cum $m = (M_1 + M_2)T_s$, rezultă ușor valoarea lui g ca fiind:

$$g = \frac{9}{4(M_1 + M_2)T_s} \quad (8.82)$$

Funcția h se determină pe baza condiției de stare staționară și dată de tabelul 8.2. Cunoscând funcțiile f și g date de relațiile (8.80) și (8.82), funcția h poate lua următoarele valori:

$$\left\{ \begin{array}{l} h = \frac{3M_2}{M_1 + M_2}, \text{ pentru: TV, LP, TTA, LTA, DTTA, DLTA;} \\ h = \frac{12M_2^2 + 3M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru: TP;} \\ h = \frac{12M_2^2 + 21M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru: LV;} \\ h = \frac{24M_2^2 + 15M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru: TA, TTP, LTP;} \\ h = \frac{24M_2^2 + 33M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru: LA, TTV, LTV;} \\ h = \frac{48M_2^2 + 39M_1M_2}{16(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru: DTTP, DLTP;} \\ h = \frac{48M_2^2 + 57M_1M_2}{16(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru: DTTV, DLTV;} \end{array} \right. \quad (8.83)$$

Înlocuind pe f din (8.80), g din (8.82) și h din (8.83), totul în (8.1), rezultă următoarele legi:

- Pentru comenzile TV, LP, TTA, LTA, DTTA, DLTA, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -2d_n + \frac{9}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{3M_2}{M_1 + M_2} \quad (8.84)$$

- Pentru comanda TP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -2d_n + \frac{9}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{12M_2^2 + 3M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2} \quad (8.85)$$

- Pentru comanda LV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -2d_n + \frac{9}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{12M_2^2 + 21M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2} \quad (8.86)$$

- Pentru comenzile TA, TTP, LTP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -2d_n + \frac{9}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{24M_2^2 + 15M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2} \quad (8.87)$$

- Pentru comenzile LA, TTV, LTV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -2d_n + \frac{9}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{24M_2^2 + 33M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2} \quad (8.88)$$

- Pentru comenzile DTTP, DLTP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -2d_n + \frac{9}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{48M_2^2 + 39M_1M_2}{16(M_1 + M_2)^2} \quad (8.89)$$

- Pentru comenzile DTTV, DLTV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = -2d_n + \frac{9}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{48M_2^2 + 57M_1M_2}{16(M_1 + M_2)^2} \quad (8.90)$$

Și aceste 7 relații de recurență pentru factorul de umplere conduc către o funcționare necondiționat stabilă indiferent de convertorul utilizat. De această dată, se va verifica comanda TTP cu noua relație de recurență a factorului de umplere (8.87).

8.3.2.1. Modelul discret în spațiul stărilor pentru comanda TTP, cazul $\Delta = 0$

Utilizând același convertor boost, parametrii convertorului, vectorul de stare, matricele de stare sunt identice cu cele din capitolele precedente. Ecuația ce descrie modelul discret al convertorului în funcție de tehnica de modulație trailing triangle (TT) a fost deja specificată în tabelul 8.5 în paragraful anterior.

Simularea convertorului s-a realizat pe baza ecuației specifice modulației TT din tabelul 8.5, cu factorul de umplere calculat cu relația de recurență (8.87).

Rezultatele simulării pentru setarea curentului de referință la valoarea de 2.5A ceea ce implică funcționarea cu un factor de umplere sub 0.5, sunt prezentate în fig.8.29. Se poate observa că funcționarea este stabilă, factorul de umplere devenind constant după regimul inițial tranzitoriu. În detaliul din curentul inductiv în stare staționară se observă că perioadă curentului este egală cu perioada de comutație ($f_s=40kHz$).

Rezultatele simulării pentru prescrierea curentului de referință $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$) sunt prezentate în fig.8.30. Și de această dată se poate observa funcționarea stabilă: factorul de umplere devine constant după regimul tranzitoriu, forma curentului inductiv în stare staționară este una periodică cu perioada egală cu perioada de comutație.

Simularea a fost realizată în programul Matlab, codul sursă și detaliile aferente găsindu-se în Anexa 3_C8.

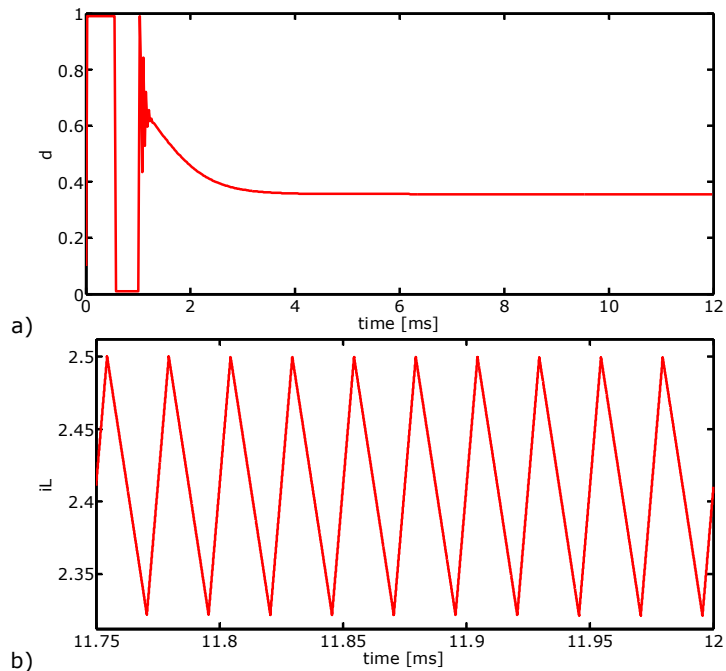


Fig.8.29. Rezultatele simulării comenzii **TTP** pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$), cazul $\Delta = 0$:
 a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

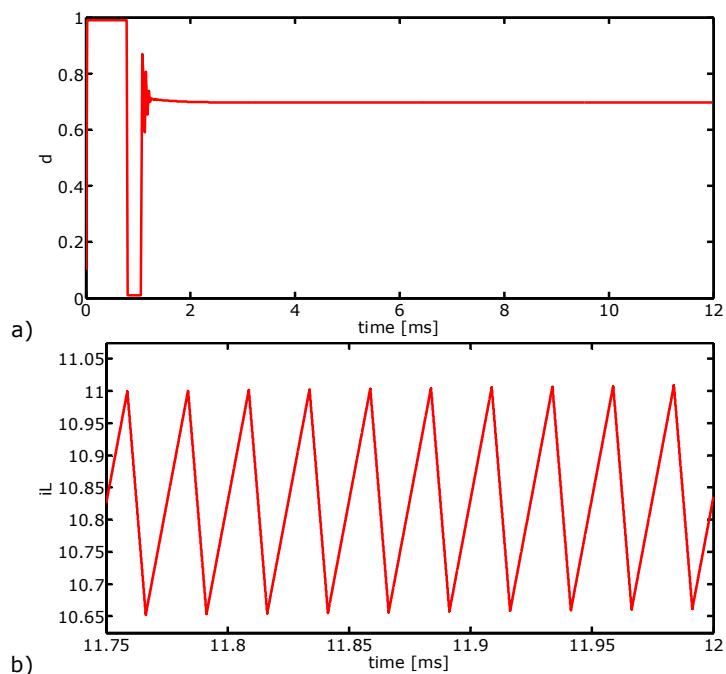


Fig.8.30. Rezultatele simulării comenzii **TTP** pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), cazul $\Delta = 0$:
 a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

8.3.2.2. Verificarea comenzii TTP prin simularea circuitului, cazul $\Delta = 0$

Schema de simulare pentru comanda TTP este asemănătoare ca cea din fig.8.25, cu observația că blocul de calcul al factorului de umplere bazat pe relația de recurență și blocul PWM utilizat pentru comanda tranzistorului vor fi înlocuite. Astfel pentru comanda TTP se va utiliza blocurile **TTP** respectiv **PWM_TT** în locul blocurilor **TP** și **PWM_TE**. Reamintim faptul că blocul PWM_TT cât și detaliile aferente funcționării circuitului au fost prezentate în capitolul 5. În fig.8.37 se prezintă blocul TTP necesar pentru calculul factorului de umplere pe baza relației de recurență (8.87).

Ca și în paragraful anterior, curentul de referință a fost modificat cu salt treaptă de la 11A la 2.5A, salt ce apare la 6ms, cu pornirea din repaus. Rezultatele simulării pentru comanda TTP sunt prezentate în fig.8.38. Și în acest caz, rezultatele simulării confirmă stabilitatea necondiționată și pentru acest tip de comandă. Se poate observa ușor constanța factorului de umplere după modificarea curentului de referință. Totodată valorile de vârf ale curentului inductiv sunt corect fixate la 11A respectiv 2.5A la fiecare 25μs, valoare egală cu valoarea perioadei de comutație.

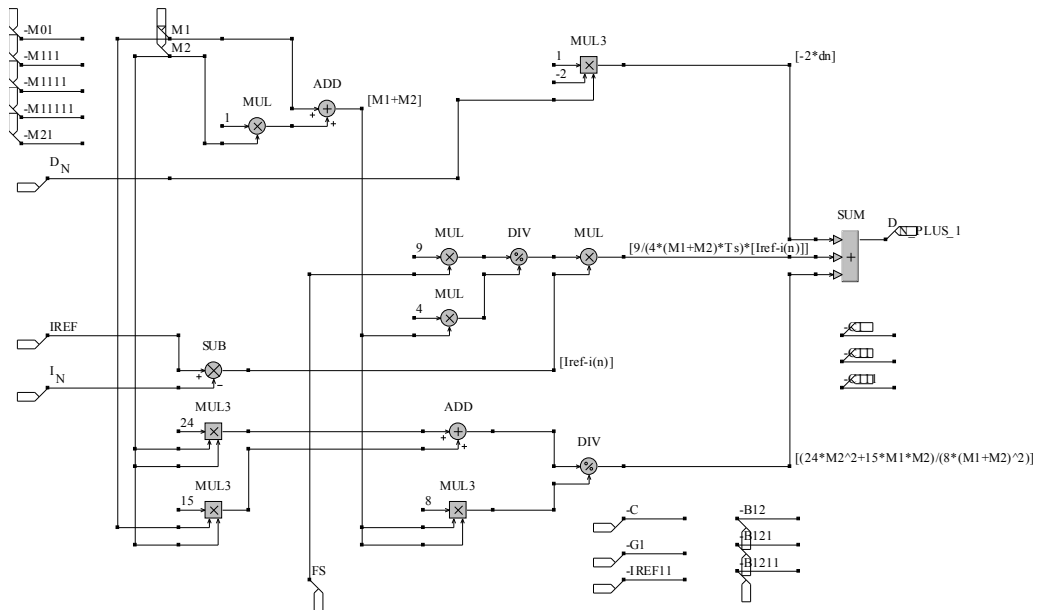


Fig.8.31. Blocul de calcul al factorului de umplere predictiv pentru comanda **TTP**.

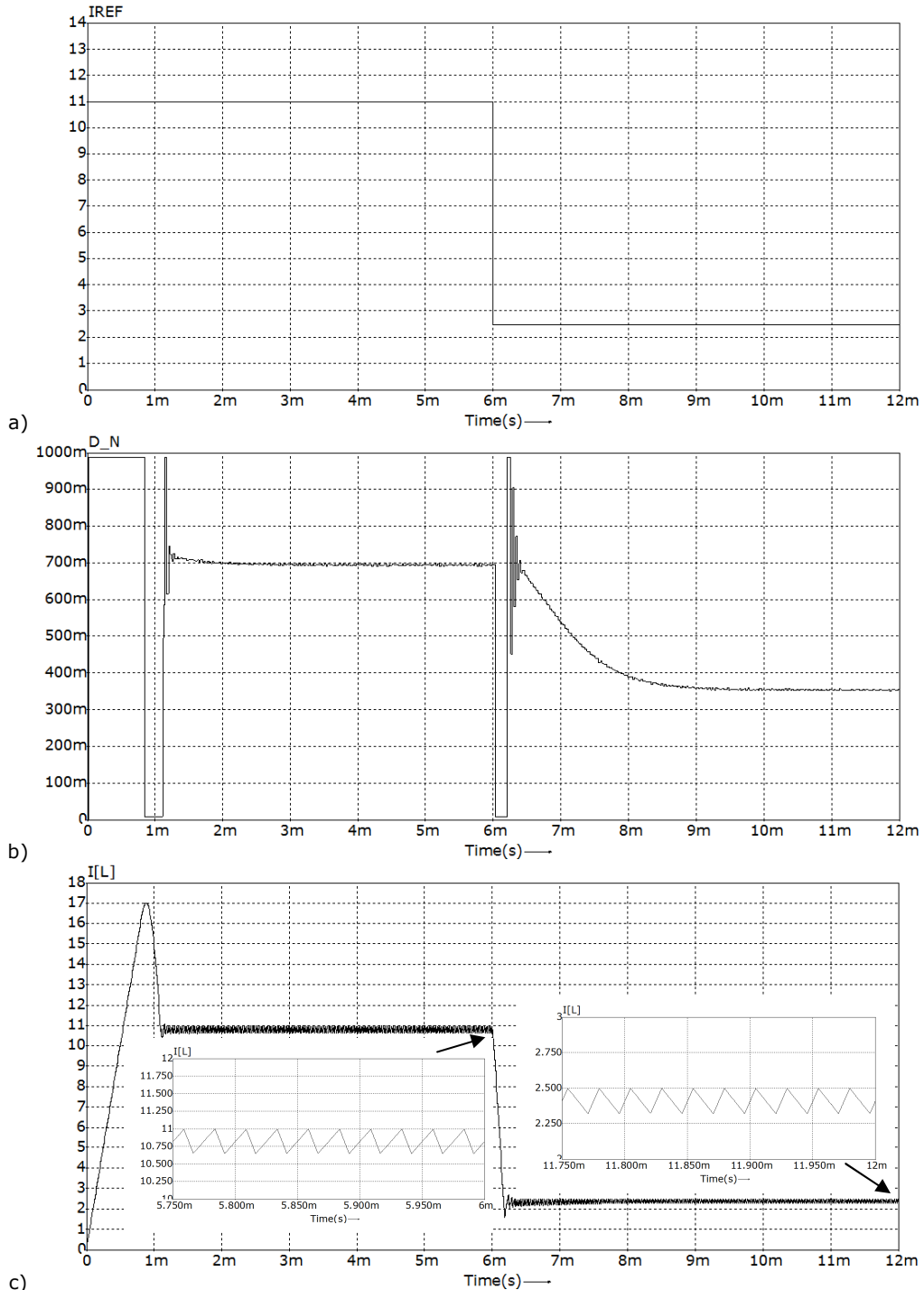


Fig.8.32. Rezultatele simulării comenzii **TTP**, cazul $\Delta = 0$: a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

8.3.3. Comenzi rezultate din condiția de stabilitate, cazul $\Delta < 0$

Pentru formarea de noi relații de recurență care să se încadreze cazului $\Delta < 0$, din condiția de stabilitate se alege o valoare pentru funcția f astfel încât inegalitățile din (8.57) sunt întotdeauna adevărate. Astfel se alege:

$$f = \frac{1}{2} \quad (8.91)$$

Cu f din (8.91) relația (8.58) devine:

$$\text{Dacă } \frac{1}{4} - 4m \cdot g < 0 \text{ atunci } 0 \leq \frac{1}{2} + m \cdot g < 1 \quad (8.92)$$

Știind că $m = (M_1 + M_2)T_s$ din relația (8.34) și deoarece $m > 0$, după efectuarea calculelor în (8.92), se obține:

$$\text{Dacă } g > \frac{1}{16(M_1 + M_2)T_s} \text{ atunci } -\frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} \leq g < \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} \quad (8.93)$$

În concluzie:

$$\frac{1}{16(M_1 + M_2)T_s} < g < \frac{1}{2(M_1 + M_2)T_s} \quad (8.94)$$

Astfel, alegem funcția g de forma:

$$g = \frac{1}{4(M_1 + M_2)T_s} \quad (8.95)$$

Funcția h rezultă din condiția de stare staționară și comandă în curent indicată în tabelul 8.2. Ținând cont de valorile funcțiilor f și g din (8.91) și (8.95), funcția h poate lua următoarele valori:

$$\left\{ \begin{array}{l} h = \frac{M_2}{2(M_1 + M_2)}, \text{ pentru : TV, LP, TTA, LTA, DTTA, DLTA;} \\ h = \frac{2M_2^2 + M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : TP;} \\ h = \frac{2M_2^2 + 3M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : LV;} \\ h = \frac{4M_2^2 + 3M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : TA, TTP, LTP;} \\ h = \frac{4M_2^2 + 5M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : LA, TTV, LTV;} \\ h = \frac{8M_2^2 + 7M_1M_2}{16(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : DTTP, DLTP;} \\ h = \frac{8M_2^2 + 9M_1M_2}{16(M_1 + M_2)^2}, \text{ pentru : DTTV, DLTV;} \end{array} \right. \quad (8.96)$$

Înlocuind pe f din (8.91), g din (8.95) și h din (8.96), totul în (8.1) rezultă următoarele relații de recurență pentru factorul de umplere:

- Pentru comenzile TV, LP, TTA, LTA, DTTA, DLTA, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = \frac{1}{2}d_n + \frac{1}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{M_2}{2(M_1 + M_2)} \quad (8.97)$$

- Pentru comanda TP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = \frac{1}{2}d_n + \frac{1}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{2M_2^2 + M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2} \quad (8.98)$$

- Pentru comanda LV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = \frac{1}{2}d_n + \frac{1}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{2M_2^2 + 3M_1M_2}{4(M_1 + M_2)^2} \quad (8.99)$$

- Pentru comenzile TA, TTP, LTP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = \frac{1}{2}d_n + \frac{1}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{4M_2^2 + 3M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2} \quad (8.100)$$

- Pentru comenzile LA, TTV, LTV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = \frac{1}{2}d_n + \frac{1}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{4M_2^2 + 5M_1M_2}{8(M_1 + M_2)^2} \quad (8.101)$$

- Pentru comenzile DTTP, DLTP, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = \frac{1}{2}d_n + \frac{1}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{8M_2^2 + 7M_1M_2}{16(M_1 + M_2)^2} \quad (8.102)$$

- Pentru comenzile DTTV, DLTV, legea de comandă este:

$$d_{n+1} = \frac{1}{2}d_n + \frac{1}{4(M_1 + M_2)T_s}(I_{ref} - i[n]) + \frac{8M_2^2 + 9M_1M_2}{16(M_1 + M_2)^2} \quad (8.103)$$

Și acest set de 7 legi de comandă sunt necondiționat stabile. Comanda LTV, singura rămasă care până în prezent avea instabilitate totală, va fi verificată cu noua relație de recurență a factorului de umplere dată de (8.101).

8.3.3.1. Modelul discret în spațiul stărilor pentru comanda LTV, cazul $\Delta < 0$

Simularea aceluiași convertor boost s-a realizat pe baza ecuației diferențiale specifice modulației LT din tabelul 8.5, cu factorul de umplere calculat cu relația de recurență (8.101). Rezultatele simulării pentru un curent de referință $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$) sunt prezentate în fig.8.33. Se poate observa că funcționarea este stabilă, factorul de umplere devenind constant după regimul inițial tranzitoriu și curentul inductiv atinge o formă tipică periodică cu o perioadă egală cu perioada de comutație.

Rezultatele simulării pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$) sunt prezentate în fig.8.34. Și de această dată se poate observa funcționarea stabilă: factorul de umplere devine constant după regimul tranzitoriu, forma curentului inductiv în stare staționară este una periodică cu perioada egală cu perioada de comutație.

Codul sursă realizat în programul Matlab cât și detaliile aferente sunt date în Anexa 4_C8.

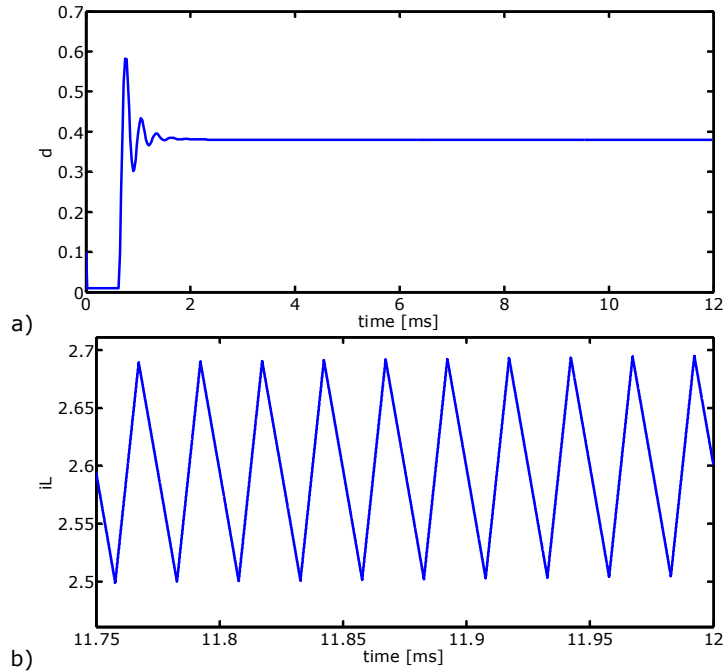


Fig.8.33. Rezultatele simulării comenzii **LTV** pentru $I_{ref}=2.5A$, ($D<0.5$), cazul $\Delta < 0$:
 a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

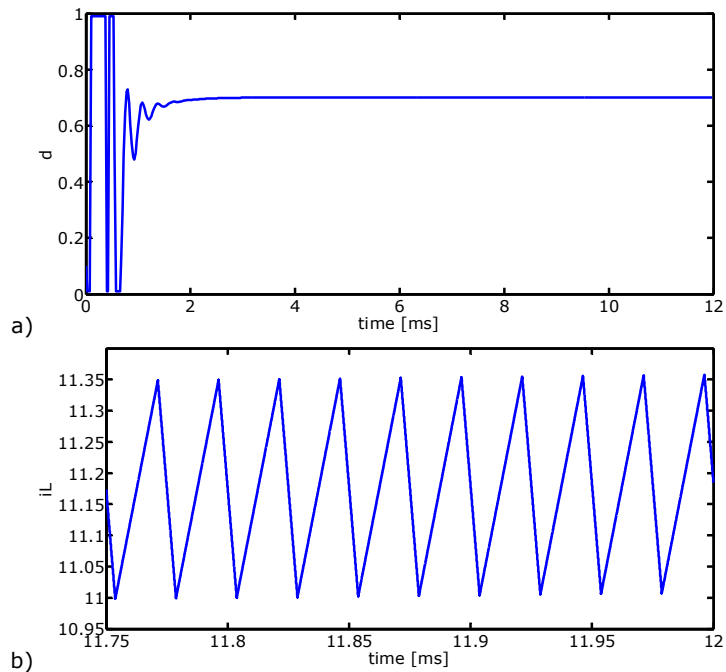


Fig.8.34. Rezultatele simulării comenzii **LTV** pentru $I_{ref}=11A$, ($D>0.5$), cazul $\Delta < 0$:
 a) factorul de umplere; b) detaliu din curentul inductiv în stare staționară.

8.3.3.2. Verificarea comenzii TTV prin simularea circuitului, cazul $\Delta < 0$

Pentru a rezulta schema de simulare pentru comanda LTV, în schema comenzii TP din fig.8.25 vor fi înlocuite blocul de calcul al factorului de umplere bazat pe relația de recurență și blocul PWM utilizat pentru comanda tranzistorului. Pentru comanda LTV se va utiliza blocurile **LTV** respectiv **PWM_LT** în locul blocurilor **TP** și **PWM_TE**. Blocul PWM_LT cât și detaliile aferente funcționării circuitului au fost prezentat în capitolul 6. În fig.8.41 se prezintă blocul LTP necesar pentru calculul factorului de umplere pe baza relației de recurență (8.101).

Și de această dată curentul de referință a fost modificat cu salt treaptă de la 11A la 2.5A, salt ce apare la 6ms, cu pornirea din repaus. Rezultatele simulării pentru comanda LTV sunt prezentate în fig.8.42. Rezultatele simulării confirmă stabilitatea necondiționată și pentru comanda LTV. Se poate observa constanța factorului de umplere după modificarea curentului de referință. Valorile de vale ale curentului inductiv sunt corect fixate la 11A respectiv 2.5A la fiecare perioadă de comutație.

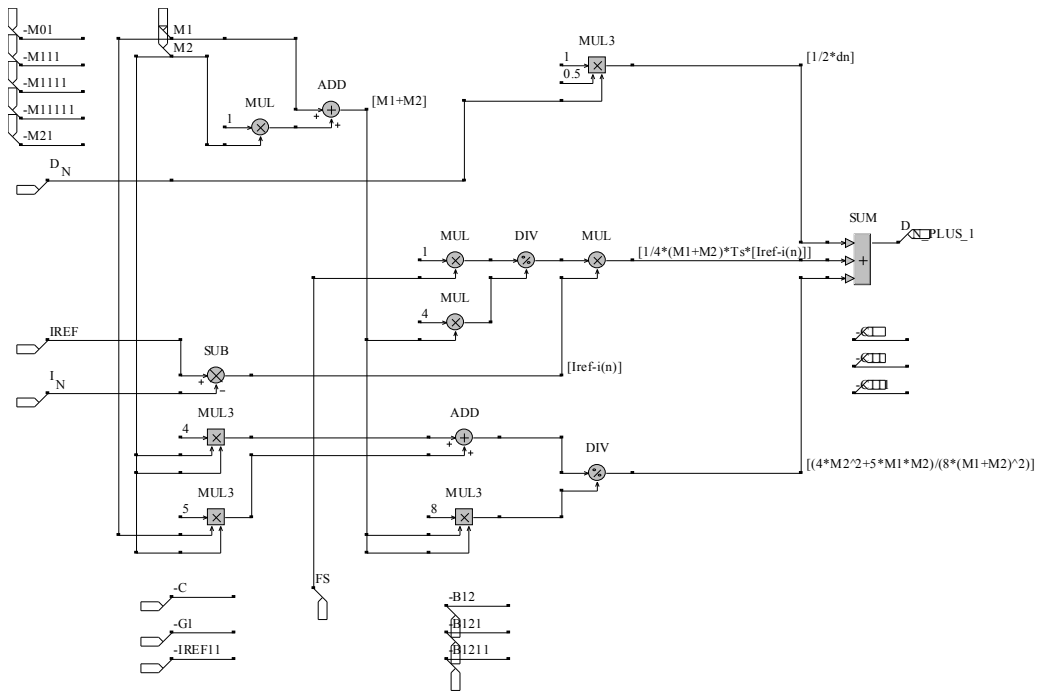


Fig.8.35. Blocul de calcul al factorului de umplere pentru comanda **LTV**.

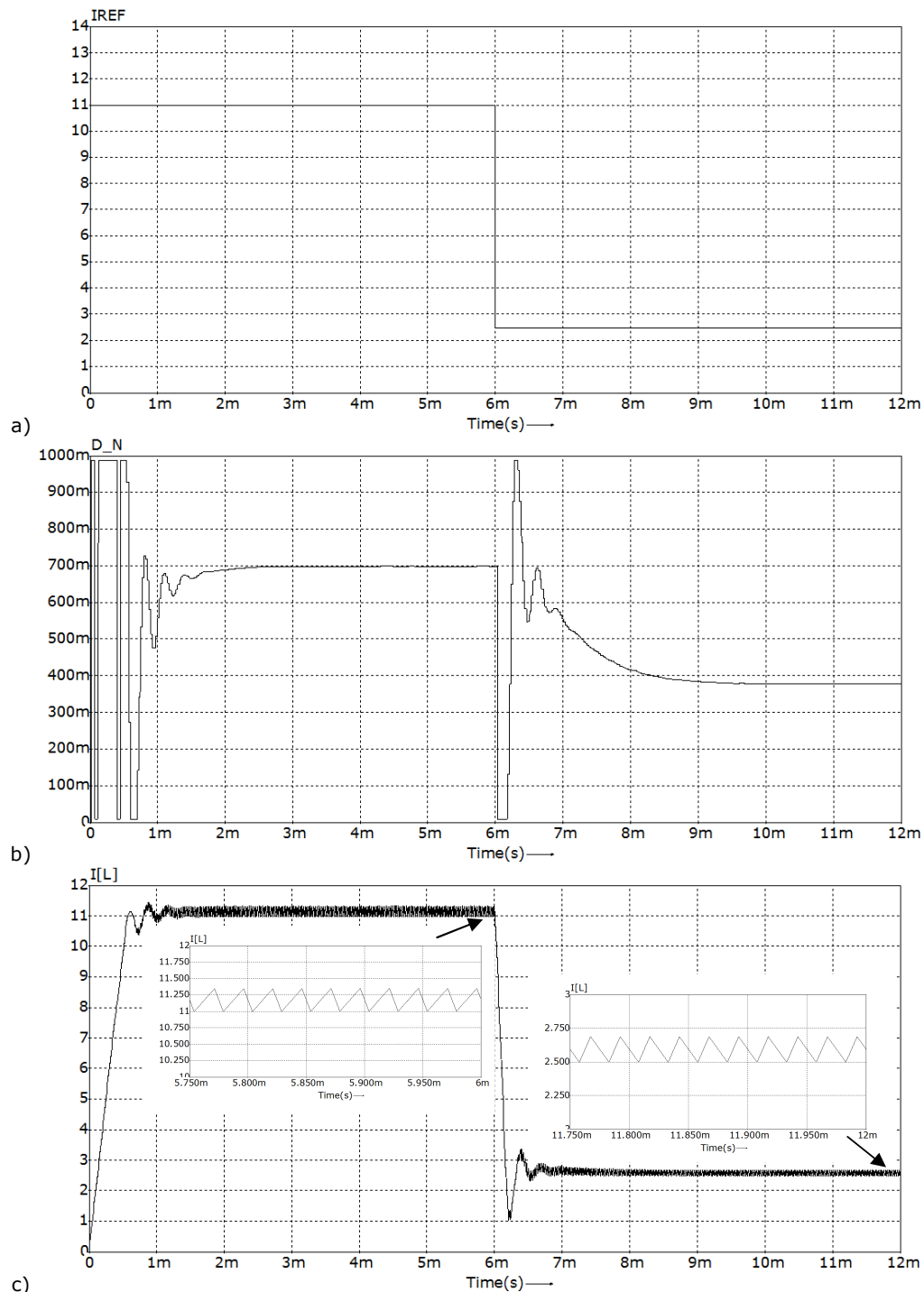


Fig.8.36. Rezultatele simulării comenzii **LTV**, cazul $\Delta < 0$: a) curentul de referință; b) factorul de umplere; c) curentul inductiv cu detalii din starea staționară.

8.4. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol s-a efectuat o analiză generalizată a tuturor comenzilor predictive în curent de tip liniar și a fost propusă o modalitate de sinteză de noi comenzi predictive. În primă fază a fost dedusă o condiție generală de funcționare în starea staționară, condiție ce a impus o constrângere asupra termenului liber h al relației de recurență. În funcție de tehnica de modulație adoptată și curentul controlat au rezultat 7 forme distincte pentru valorile lui h . Apoi, au fost deduse condițiile care conduc la stabilitate indiferent de tehnica de modulație (T, L, TT, LT, DTT, DLT) și indiferent de metoda de comandă utilizată (curentul de vale, curentul de vârf, curentul mediu). Aceste condiții se referă la coeficienții f și g ai legii de comandă liniară. Condiția generală de stabilitate a rezultat în trei forme, în funcție de natura rădăcinilor ecuației de ordinul doi asociată șirului recurent rezultat. Corelând condiția generală de stabilitate cu cea de stare staționară se pot alege ușor coeficienții relației de recurență pentru factorul de umplere astfel încât comanda predictivă rezultată să fie necondiționat stabilă. Practic se pot obține o infinitate de relații de recurență stabile pentru orice tip de comandă în curent în tandem cu orice metodă de modulație. În plus, este demonstrată fezabilitatea noilor relații de recurență pentru factorul de umplere în cazul comenzilor predictive TP, LV, TTP și LTV, care în varianta clasică prezintă instabilitate necondiționată sau parțială.

Contribuțiile autorului sunt legate de:

- principala contribuție o reprezintă generalizarea legii de comandă predictivă, propunându-se o versiune de tip liniar;
- efectuarea unei analize care pentru legea propusă să ducă la o funcționare corectă, prin respectarea relației de funcționare în stare staționară și asigurarea stabilității;
- deducerea în formă cantitativă a celor 7 condiții pe care trebuie să le satisfacă termenul liber al relației liniare, în funcție de tehnica de modulație și curentul controlat;
- o analiză amplă și completă privind condițiile de stabilitate utilizând teoria șirurilor recurente. Analiza furnizează în final trei condiții de stabilitate în funcție de valorile față de 0 ale determinatului ecuației de gradul 2 asociate;
- regăsirea aceluiași rezultate legate de stabilitate folosind o abordare bazată pe transformata Z;
- elaborarea de considerații privind modul de alegere al coeficienților în vederea obținerii unor legi de comandă simple, deci ușor implementabile practic; Se demonstrează că practic pentru orice pereche tehnică de modulație – metodă de comandă în curent există o infinitate de legi predictive necondiționat stabile;
- aplicarea rezultatelor teoretice dezvoltate pentru deducerea legilor pentru comenzile TP, LV, TTP și LTV. În mod deliberat au fost alese aceste comenzi care în variantă tradițională sunt necondiționat sau condiționat instabile;
- dezvoltarea de programe Matlab care implementează modelul discret în spațiul stărilor pentru fiecare dintre comenzile sus amintite, procedură prin care s-a verificat stabilitatea necondiționată a acestora, confirmându-se astfel corectitudinea conceptelor teoretice propuse;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează noile legi;
- verificarea noilor legi de comandă propuse pentru TP, LV, TTP și LTV prin simularea circuitelor în mediul Caspoc, ceea ce a confirmat suplimentar validitatea teoriei generale elaborate.

9. Verificări experimentale

Confirmarea prin experiment a comenzilor propuse s-a efectuat utilizând mediul LabView. Din punct de vedere hardware s-au utilizat:

- placă de tip "PCI NI-6251 seria M", National Instruments;
- conector TBX 68, National Instruments;
- sursă triplă de laborator "Hameg HM 7042-3";
- multimetru programabil "Hameg HM 8012";
- osciloscop "Tektronix DPO 4104B Digital Phosphor Oscilloscope";
- traductor de curent de tip LTS 15-NP de la LEM;
- rezistență reglabilă de laborator.
- placă de test pe care a fost realizat convertorul și circuitul de comandă.

Convertorul boost pe care s-au efectuat experimentele are schema din fig.9.1. Tranzistorul utilizat a fost unul de tip MOSFET de putere din seria IRF520 HEX-FET, în timp ce dioda a fost de tip PBYR10100.

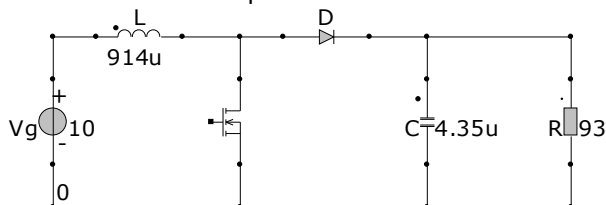


Fig.9.1. Convertorul boost investigat experimental.

Controlul predictiv în curent este implementat în LabView conform diagramei bloc din fig.9.2. Diagrama bloc prezentată reprezintă implementarea comenzii TV. Intrările analogice **ai0**, **ai1**, **ai2** sunt utilizate pentru achiziția curentului inductiv, tensiunii de intrare respectiv tensiunii de ieșire.

Traductorul de curent a fost configurat pentru un curent nominal I_{PN} de $\pm 5A$, legând în pereche terminalele 2 cu 6 și 5 cu 3 din primar. Din foaia de catalog caracteristica tensiune de ieșire-curent primar rezultă a fi una liniară, furnizând $1,875V$ la $-I_{PN}$ și $3,125V$ la I_{PN} , livrând $2,5V$ la $0A$. Aceasta înseamnă că în curent continuu caracteristica intrare ieșire este de forma:

$$V = 0,125 \cdot I + 2,5 \quad (9.1)$$

Cu toate acestea, din cauza faptului că există un lanț de conversii, s-a calibrat întregul lanț de la traductor la achiziția în LabView inclusiv, admițând liniaritatea acestuia dar compensând pentru offset-uri și câștiguri. În acest scop au fost citiți cu un ampermetru de precizie doi cureni cunoscuți și indicațiile corespunzătoare de pe panoul frontal în LabView. Caracteristica corectată a rezultat de forma:

$$V = 0,132 \cdot I + 2,5172 \quad (9.2)$$

Din (9.2), cunoscând tensiunea de la ieșirea traductorului, curentul din primarul traductorului rezultă:

$$I = \frac{V - 2,5172}{0,132} \quad (9.3)$$

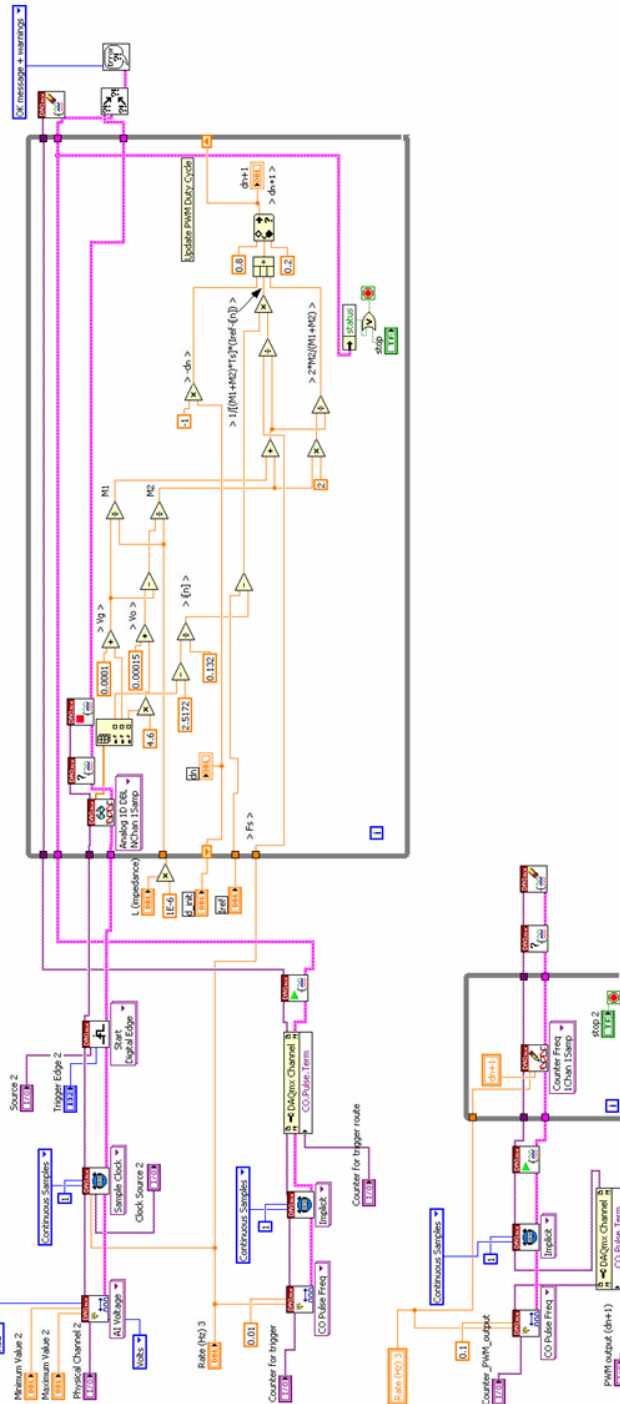


Fig.9.2. Diagrama bloc implementă în LabView pentru comanda TV.

În bucla "while" din partea dreaptă sus a diagramei bloc se poate observa implementarea acestei relații întrucât din valoarea eșantionată de la intrarea **ai0** se scade 2,5172 iar rezultatul este împărțit 0,132. Din aceeași buclă "while" se observă că valorile citite pentru **ai1** și **ai2** sunt adunate cu 0,0001 respectiv 0,00015. Acest lucru este necesar pentru a se evita nedeterminările deoarece calculele care urmează fac împărțiri cu tensiunea de intrare respectiv tensiunea de ieșire. Restul blocurilor din bucla "while" sunt simple blocuri matematice utilizate pentru a implementa relația de recurență a factorului de umplere aferente comenzii TV.

Canalele ce vor fi eșantionate sunt fixate prin blocul "AI Voltage", care este setat din panoul frontal să preia tensiuni între 0 și 10V. La pinul 2 (**CTR 0 OUT**) este semnalul de tact cu care se efectuează eșantionarea continuă (blocul "Sample Clock") cu frecvența de 50kHz fixată de controlul "Rate" de pe panoul frontal. Eșantionarea se face pe frontul ridicător (blocul "Start Digital Edge").

Pe pinul **PFI1**, conform diagramei din fig.9.3, este creat un semnal de tact cu factorul de umplere de 0,01 și aceeași frecvență de 50kHz (din controlul "Rate"). Nodul proprietate "DAQmx Channel" asociat blocului "CO Pulse Freq" fixează ca impulsurile de tact să apară pe pinul **PFI1**.

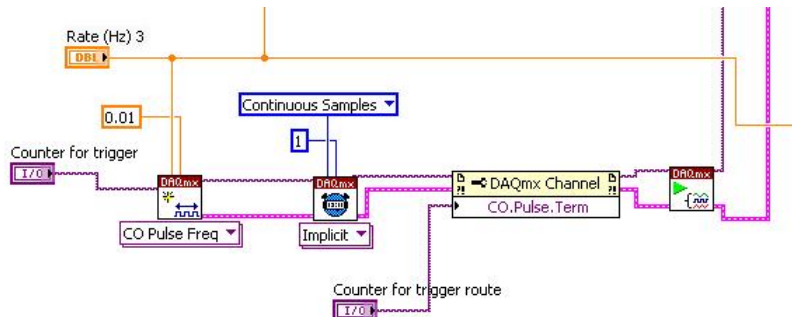


Fig.9.3. Partea din diagrama bloc dedicată creării semnalului de tact.

Pinul 10 aferent lui **PFI1** este legat hardware cu pinul 2 aferent lui **CTR 0 OUT**, ca în fig.9.4. În acest fel eșantionarea intrărilor **ai0**, **ai1**, **ai2** se face și ea cu frecvența de 50kHz.

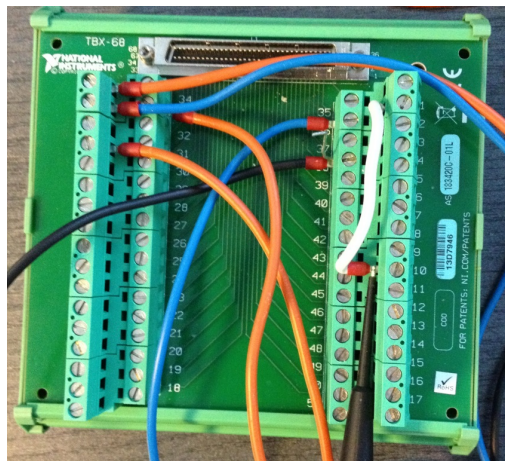


Fig.9.4. Conectorul TBX 68, conectarea hardware a pinului 2 cu pinul 10.

Semnalul PWM pentru comanda tranzistorului se obține conform diagramei din fig.9.5. Frecvența sa este obținută de la același control "Rate" iar factorul său de umplere inițial este $0,1$. Nodul proprietate "DAQmx Channel" face ca impulsurile să fie trimise la **PF17** (pinul 38 de pe conectorul **TBX 68**).

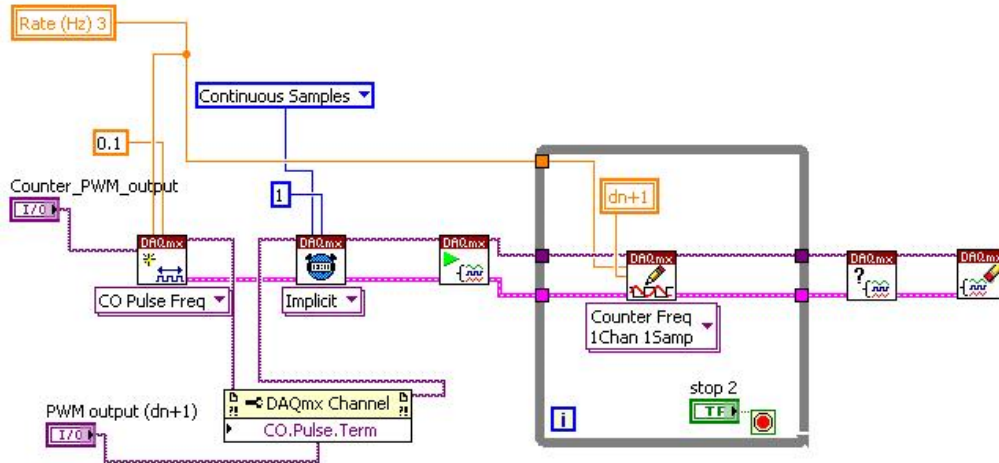


Fig.9.5. Parte din diagrama bloc dedicată creării semnalului PWM pentru comanda tranzistorului.

În fig.9.6 se prezintă circuitul driver din grila tranzistorului de putere.

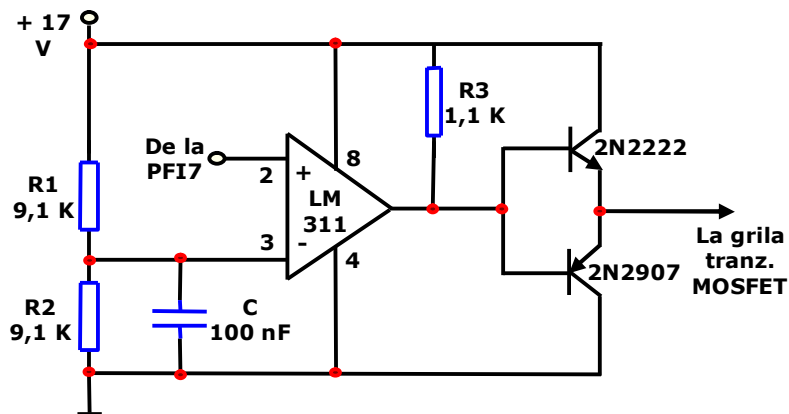


Fig.9.6. Circuitul driver din grila tranzistorului de putere MOSFET.

Impulsurile pentru comanda tranzistorului se formează din **PF17** cu ajutorul unui comparator LM311 și un etaj repetor pe emitor cu rol de buffer pentru curentul de încărcare și descărcare a capacității de intrare a tranzistorului MOSFET de putere.

Factorul de umplere d_{n+1} calculat în cadrul buclei "while" în care se citesc eșantioanele este transmis ca variabilă locală buclei "while" în care se scrie semnalul PWM la pinul **PF17**.

Parametrii bobinei și a curentului de referință sunt și ei setabili de pe panoul frontal, ca în fig.9.7.

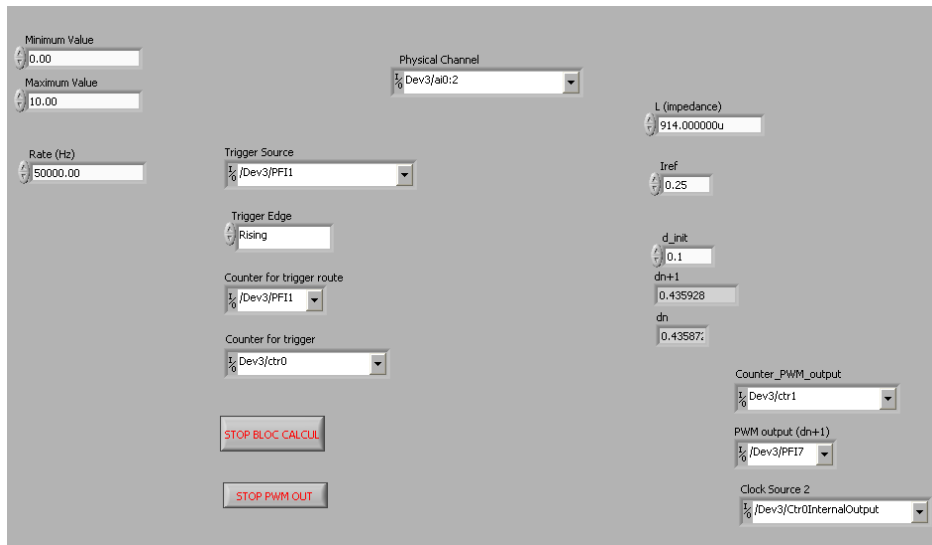


Fig.9.7. Panoul frontal creat în LabView.

În fig.9.8 se prezintă formele de undă pentru semnalul de eşantionare **PFI1** (verde, sus), tensiunea drenă-sursă a tranzistorului (albastru, mijloc) și curentul inductiv (violet, jos) pentru o valoare prescrisă $I_{ref}=250mA$.

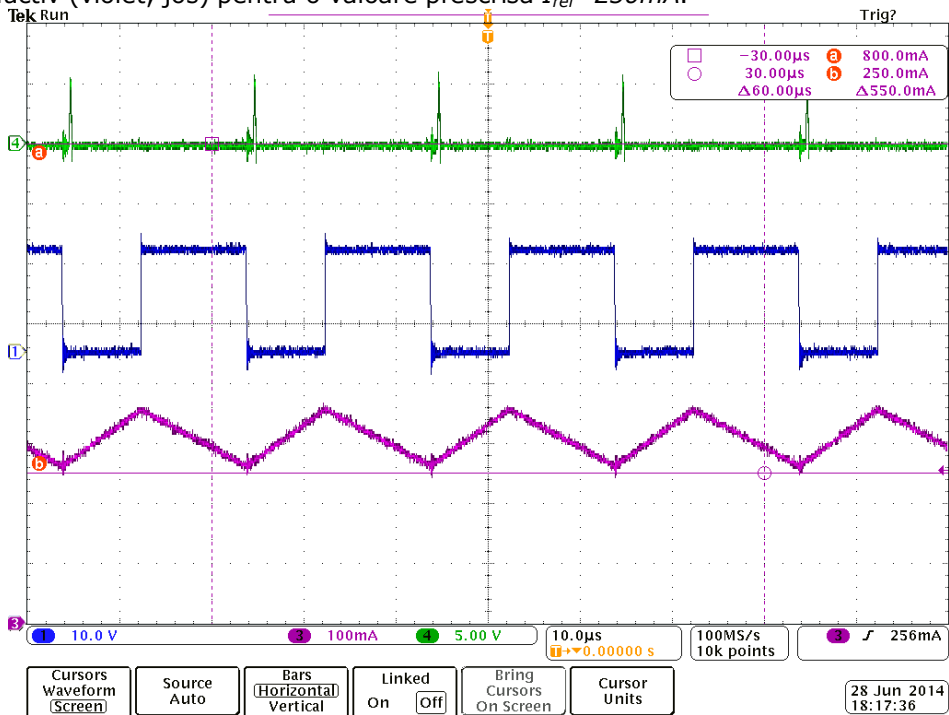
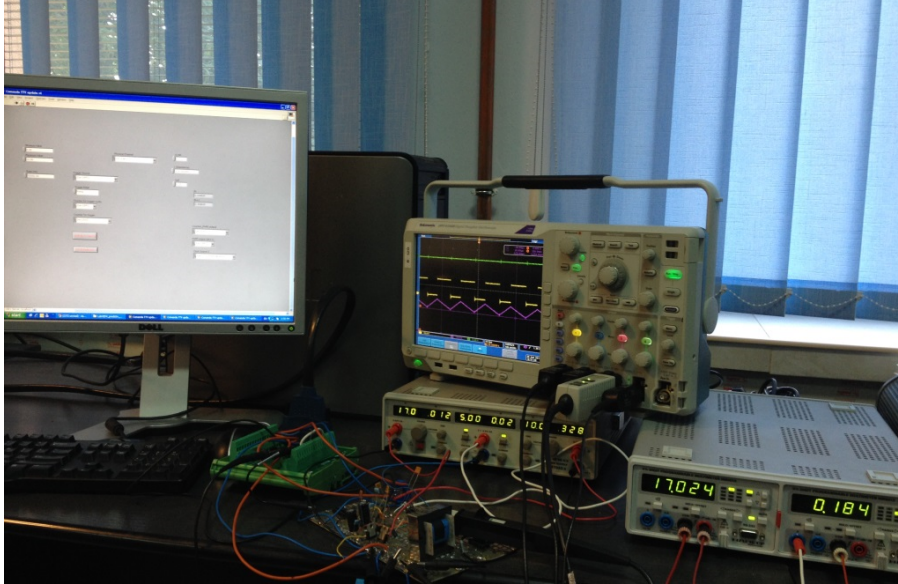
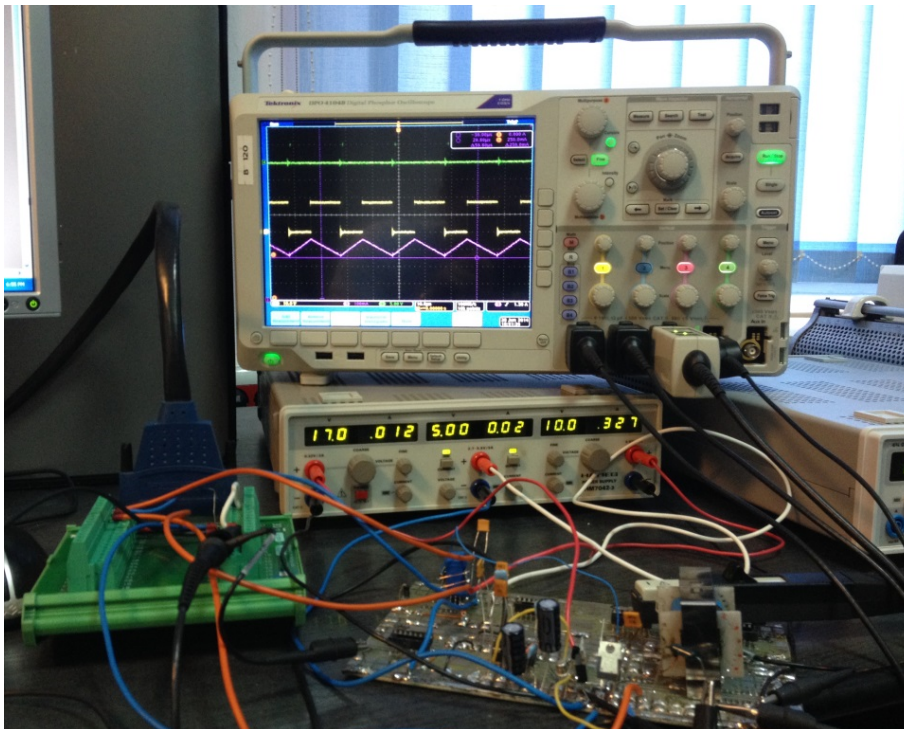


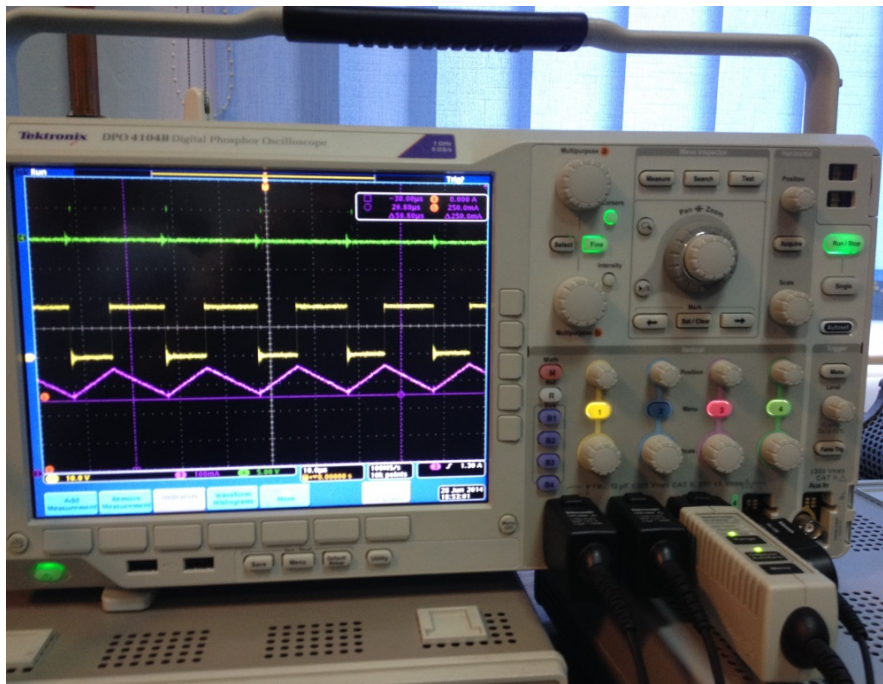
Fig.9.8. Semnalul de sincronizare (verde), tensiunea drenă-sursă (albastru) și curentul prin bobină (violet), achiziționate cu osciloscopul.



a)



b)



c)

Fig.9.9. Vederi ale standului experimental.

9.1. Concluzii și contribuții personale

Contribuțiile proprii legate de acest capitol se referă la:

- proiectarea, construcția și verificarea funcțională cu comandă directă în factor de umplere a convertorului boost.
 - Conceperea arhitecturii hardware pentru comenzile predictive în curent;
 - Implementarea în LabView a algoritmilor de comenzi predictive, incluzând aici achiziția corectă, sincronizată, a semnalelor necesare, relația de recurență a factorului de umplere și scrierea semnalului de comandă în grilă a tranzistorului de putere;
 - Validarea experimentală a fezabilității comenzilor digitale predictive în curent;
- Studiile viitoare vor avea în vedere implementarea comenzilor predictive pe un procesor de semnal (DSP).

10. Concluzii finale și contribuții personale

10.1. Concluzii finale

Teza a avut ca punct de plecare două articole și un brevet legat de comenzile predictive în curent ale colectivului de la Universitatea Boulder Colorado, pe care autorul le-a analizat critic și le-a dezvoltat cu semnificative și originale contribuții. Pentru 4 din cele 12 tipuri de comenzi predictive în curent, autorul a infirmat prin rezultatele obținute afirmațiile colectivului de cercetători de la Universitatea Boulder Colorado. Mai mult, autorul a propus două noi tehnici de modulație denumite „double trailing triangle” și „double leading triangle” care prin corelarea metodelor de comandă în curent (de vârf, de vale, mediu), au rezultat 6 noi tipuri de comenzi predictive în curent care conduc la stabilitate necondiționată. Din totalul de 12 comenzi propuse de colectivul de la Boulder Colorado 4 sunt parțial sau total instabile. Autorul a propus o formă generalizată a tuturor comenzilor predictive în curent de tip liniar având ca rezultat dezvoltarea și sinteza de noi comenzi predictive care sunt necondiționat stabile. Astfel autorul a adus contribuții esențiale comenzilor predictive în curent, putându-se afirma că toate cele 18 tipuri de comenzi predictive în curent sunt necondiționat stabile.

10.2. Contribuții personale

Contribuțiile proprii sintetizate mai jos, deși sunt în fapt o reuniune a contribuțiilor evidențiate în fiecare capitol conțin, cel puțin în enumerare, firul cronologic al cercetării:

1. În capitolul 1 autorul și-a însușit tehnicile ce asociază metodele de comandă în curent cu tehnicile de modulație PWM și a încercat să verifice validitatea rezultatelor colectivului de la de la Boulder Colorado pentru toate cele 12 combinații și în cadrul unei combinații pentru diferite valori ale factorului de umplere. Surprinzător, au fost situații în care rezultatele au fost în contradicție cu cele prognozate de colectivul de la de la Boulder Colorado. Contribuțiile autorului în acest capitol sunt:

- realizarea unei sinteze bibliografice și întocmirea unei prezentări sintetice a stadiului actual al comenzilor predictive în curent;
- însușirea cunoștințelor despre asocierea tehnicilor de modulație cu metodele de comandă în curent utilizate în comenzile;
- verificare validității rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado pentru toate cele 12 variante de comenzi predictive în curent;
- descoperirea unor inadvertențe în rezultatele colectivului de la Boulder Colorado;
- stabilirea direcțiilor de cercetare prin corecțiile rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado cât și prin găsirea unor noi legi pentru comenzile predictive în curent care să conducă la stabilitate necondiționată.

2. Capitolul 2 investighează în detaliu comanda digitală predictivă a curentului mediu utilizând modulația pe front coborâtor (trailing-edge). Contribuțiile autorului sunt legate de:

- principala contribuție este infirmarea rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado, care prognozează funcționarea instabilă a comenzii TA pentru un factor de umplere mai mare decât $0,5$. Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul mediu utilizând modulația trailing-edge este în mod inherent stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere, prin urmare reprezintă o opțiune foarte atractivă în corecția factorului de putere sau în dezvoltarea echipamentelor de sudură. Acest tip de comandă poate fi implementată relativ ușor utilizând fie un microcontroler, fie un DSP sau fie utilizând programul LabVIEW dezvoltând o aplicație pentru plăcile dedicate pentru achiziție de date oferite de National Instruments.
- determinarea legii corecte pentru comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația trailing-edge (TA);
- realizarea analizei stabilității comenzii TA pe baza considerentelor geometrice referitor la forma de undă a curentului inductiv;
- realizarea unui program Matlab pentru verificarea comenzii TA prin simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării comenzii TA utilizând programul Matlab;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legea comenzii TA, cât și tehnica de modulație PWM de tip trailing-triangle. De asemenea au fost dezvoltate noi blocuri de tip memorare și eșantionare și registru de deplasare necesare simulării tuturor comenzilor predictive. Aceste blocuri au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program;
- realizarea schemei de circuit în programul Caspoc pentru simularea comenzii TA;
- verificarea comenzii TA prin simularea circuitului utilizând un convertor boost;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitului utilizând comanda TA, rezultatele simulării circuitului fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab.

3. În capitolul 3 autorul a efectuat o investigație detaliată a comenzii digitale predictive prin curentul mediu utilizând modulația pe front ridicător (leading-edge). Contribuțiile personale sunt:

- principala contribuție este infirmarea rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado, care prognozează funcționarea instabilă a comenzii LA pentru un factor de umplere mai mic decât $0,5$. Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul mediu utilizând modulația trailing-edge este în mod inherent stabilă pentru orice valoare a factorului de umplere, prin urmare reprezintă o opțiune foarte atractivă.
- determinarea legii corecte pentru comanda predictivă a curentului mediu utilizând modulația leading edge (LA);
- realizarea analizei stabilității comenzii LA pe baza considerentelor geometrice referitor la forma de undă a curentului inductiv;
- realizarea unui program Matlab pentru verificarea comenzii LA prin simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării comenzii LA utilizând programul Matlab;

- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legea comenzii LA cât și tehnica de modulație PWM de tip leading-triangle. Blocurile au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program;
- realizarea schemei de circuit în programul Caspoc pentru simularea comenzii LA;
- verificarea comenzii LA prin simularea circuitului utilizând un convertor boost;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitului utilizând comanda LA, rezultatele simulării circuitului fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab;

4. În capitolul 4 s-a realizat o investigație detaliată a comenzii digitale predictive prin curentul de vârf utilizând modulația triunghiulară de tip trailing edge. Contribuțiile personale ale autorului sunt:

- principala contribuție este infirmarea rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado, care prognozează funcționarea stabilă a comenzii TTP pentru un factor de umplere mai mic decât 0,5. Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul de vârf utilizând modulația trailing triangle este în mod inerent instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.
- determinarea legii corecte pentru comanda predictivă a curentului de vârf utilizând modulația trailing triangle (TTP);
- realizarea unui program Matlab pentru verificarea comenzii TTP prin simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării comenzii TTP utilizând programul Matlab;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legea comenzii TTP cât și tehnica de modulație PWM de tip trailing triangle. Blocurile au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program;
- realizarea schemei de circuit în programul Caspoc pentru simularea comenzii TTP;
- verificarea comenzii TTP prin simularea circuitului utilizând un convertor boost;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitului utilizând comanda TTP, rezultatele simulării circuitului fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab;

5. Capitolul 5 a fost dedicat investigației comenzii digitale prin curentul de vale utilizând modulația triunghiulară de tip leading edge. Contribuțiile personale ale autorului sunt:

- principala contribuție este infirmarea rezultatelor colectivului de la Boulder Colorado, care prognozează funcționarea stabilă a comenzii LTV pentru un factor de umplere mai mare decât 0,5. Se demonstrează că comanda digitală predictivă prin curentul de vârf utilizând modulația trailing triangle este în mod inerent instabilă pentru orice valoare a factorului de umplere.
- determinarea legii corecte pentru comanda predictivă a curentului de vale utilizând modulația leading triangle (LTV);
- realizarea analizei stabilității comenzi LTV pe baza considerentelor geometrice referitor la forma de undă a curentului inductiv;
- realizarea unui program Matlab pentru verificarea comenzii LTV prin simularea modelului discret în spațiul stărilor;

- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării comenzii LTV utilizând programul Matlab;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legea comenzii LTV cât și tehnica de modulație PWM de tip leading triangle. Blocurile au fost dezvoltate într-un permanent dialog cu compania Simulation Research, cea care dezvoltă programul Caspoc și care le-a asimilat în ultima versiune de program;
- realizarea schemei de circuit în programul Caspoc pentru simularea comenzii LTV;
- verificarea comenzii LTV prin simularea circuitului utilizând un convertor boost;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitului utilizând comanda LTV, rezultatele simulării circuitului fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab.

6. În capitolul 6 autorul propune o metodă exactă de determinare a factorului de umplere care marchează granița dintre stabilitate și instabilitate. Abordarea nu mai face aproximarea unor curenți inductivi liniari pe porțiuni ci apelează la funcția exponențială de matrice pentru a efectua un calcul exact. Contribuțiile personale:

- deducerea ecuațiilor de stare în cazul modulațiilor de tip trailing, leading, trailing triangle, leading triangle
- deducerea soluțiilor de stare staționară pentru tipurile de modulații mai sus amintite. Aceste soluții sunt necesare deoarece modelul dezvoltat este unul de semnal mic iar soluțiile de stare staționară definesc punctual static de funcționare în jurul căruia se liniarizează;
- găsirea condiție de funcționare la limita de stabilitate, condiție care se referă la modulele unor valori proprii ale unei matrici a cărei coeficienți sunt derivatele parțiale ale unor funcții evaluate în soluția de stare staționară;
- implementarea în Matlab al algoritmului de căutare a limitei de stabilitate pentru toate comenzile analizate anterior.

7. În capitolul 7 autorul propune două noi tehnici de modulație denumite „double trailing triangle” și „double leading triangle”. Prin corelarea celor două tehnici de modulație cu metodele de comandă în curent cunoscute (prin curentul de vârf de vale sau mediu) au rezultat șase noi tipuri de comenzi predictive în curent care sunt în totalitate necondiționat stabile. Contribuțiile în acest capitol sunt:

- propunerea a două noi tehnici de modulație denumite: „double trailing triangle” și „double leading triangle” a căror corelare cu metodele de comandă în curent are ca rezultat 6 noi tipuri de comenzi predictive în curent: DTTV, DTTP, DTTA, DLTV, DLTP și DLTA, care sunt necondiționat stabile;
- demonstrarea faptului că în cazul comenzilor DTTA și DLTA există două posibilități de alegere a punctului țintă controlat, fiecare dintre ele fiind necondiționat stabilă.
- determinarea legii corecte pentru fiecare dintre cele 8 tipuri de comenzi predictive propuse (incluzând aici și cele două versiuni pentru DTTA și DLTA);
- efectuarea analizei stabilității noilor comenzi pe baza considerentelor geometrice referitor la forma de undă a curentului inductiv;
- dezvoltarea programelor Matlab pentru verificarea noilor comenzi pentru simularea modelului discret în spațiul stărilor;
- prezentarea detaliată a rezultatelor verificării noilor comenzi utilizând programul Matlab;

- dezvoltarea în programul Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează atât legile noilor comenzi cât și noile tehnici de modulație PWM de tip double trailing triangle și double leading triangle.
- implementarea schemelor de circuit în programul Caspoc pentru simularea noilor comenzi predictive;
- verificarea noilor comenzi DTTV, DTTP și DTTA prin simularea circuitului utilizând un convertor boost respectiv DLTV, DLTP și DLTA utilizând un convertor buck; prin aceasta se confirmă și generalitatea rezultatelor obținute;
- prezentarea detaliată a rezultatelor simulării circuitelor pentru noile comenzi, rezultatele simulării fiind în conformitate cu rezultatele teoretice cât și cu rezultatele simulării prin program Matlab.

8. În capitolul 8 autorul a efectuat o analiză generalizată a tuturor comenzilor predictive în curent de tip liniar și a fost propusă o modalitate de sinteză de noi comenzi predictive. Contribuțiile autorului în acest capitol sunt:

- principala contribuție o reprezintă generalizarea legii de comandă predictivă, propunându-se o versiune de tip liniar;
- efectuarea unei analize care pentru legea propusă să ducă la o funcționare corectă, prin respectarea relației de funcționare în stare staționară și asigurarea stabilității;
- deducerea în formă cantitativă a celor 7 condiții pe care trebuie să le satisfacă termenul liber al relației liniare, în funcție de tehnica de modulație și curentul controlat;
- o analiză amplă și completă privind condițiile de stabilitate utilizând teoria șirurilor recurente. Analiza furnizează în final trei condiții de stabilitate în funcție de valorile față de 0 ale determinatului ecuației de gradul 2 asociate;
- regăsirea aceluiași rezultat legate de stabilitate folosind o abordare bazată pe transformata Z;
- elaborarea de considerații privind modul de alegere al coeficienților în vederea obținerii unor legi de comandă simple, deci ușor implementabile practic; Se demonstrează că practic pentru orice pereche tehnică de modulație – metodă de comandă în curent există o infinitate de legi predictive necondiționat stabile;
- aplicarea rezultatelor teoretice dezvoltate pentru deducerea legilor pentru comenzile TP, LV, TTP și LTV. În mod deliberat au fost alese aceste comenzi care în variantă tradițională sunt necondiționat sau condiționat instabile;
- dezvoltarea de programe Matlab care implementează modelul discret în spațiul stărilor pentru fiecare dintre comenzile sus amintite, procedură prin care s-a verificat stabilitatea necondiționată a acestora, confirmându-se astfel corectitudinea conceptelor teoretice propuse;
- dezvoltarea în simulatorul de circuite de putere Caspoc a noilor blocuri bibliotecă ce implementează noile legi.

9. În capitolul 9 autorul realizează verificarea experimentală a comenzilor propuse. Contribuțiile autorului și elementele de originalitate se referă la:

- principala contribuție o reprezintă implementarea în LabView a comenzilor digitale predictive, autorul dezvoltând un program de bază ce se poate ușor particulariza de la o comandă predictivă la alta;
- proiectarea și construcția unui model experimental structurat în jurul unui convertor boost;
- verificarea și validarea prin experiment a fezabilității considerentelor teoretice dezvoltate legate de comenzile predictive.

Autorul opinează că un studiu de perspectivă ar putea fi fertil dacă s-ar concentra pe:

- extinderea la comanda predictivă în tensiune;
- extinderea comenzilor predictive la funcționarea DCM a convertoarelor dc-dc în comutație.

Bibliografie

- [1] Andreassen P., Undeland T. M., "Digital control methods for current sharing of interleaved synchronous buck converter", 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 7.
- [2] Ang S., and Oliva A., "Power-Switching Converters", 3rd ed., chap. 2, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2010.
- [3] Arikatla V. P., Qahouq J. A. A., "Multisampled Digital Controller Simulation Model and Adaptive Design for DC-DC Power Converters", International Review on Modelling and Simulations, (IREMOS), vol. 4, no.4, April 2011 (Part A), pp. 1493-1499.
- [4] Athalye P., Maksimović D., Erickson, R., "Variable-frequency predictive digital current mode control", IEEE Power Electronics Letters, 2004, pp. 113 – 116.
- [5] Bibian S., and Jin H., "High performance predictive dead-beat digital controller for dc power supplies" in Proc. IEEE APEC'01 Conf., 2001, pp. 67-73.
- [6] Bibian S., Jin H. "Digital control with improved performances for boost power factor correction circuits", in Proc. IEEE APEC'01 Conf., 2001, pp. 137-143.
- [7] Buso S., Mattavelli P., "Digital Control in Power Electronics", Morgan&Claypool Publishers, First Edition, 2006.
- [8] Buso S., Mattavelli P., Rossetto L., and Spiazzi G., "Simple digital converter improving dynamic performance of power factor preregulators", IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 814-823, Sept. 1998.
- [9] Carrejo C.E., Vidal-Idiarte E., Giral R., Martinez-Salamero L., "Predictive digital interpolation current control for DC-DC power converters", IET Power Electronics, pp. 545 – 554.
- [10] Carrejo C. E., Vidal-Idiarte E., Giral R., Martinez-Salamero L., "Predictive Digital Interpolation Current Control", 2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 857 – 862.
- [11] CASPOC, user manual, <http://www.simulation-research.com>
- [12] Chang Y.-C. , Tsai C.-H., "Predictive digital current mode controlled DC-DC converter with duty calibration technique", 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), pp. 316 – 319.
- [13] Chattopadhyay S., "Analysis of limit cycle oscillations in digital current-mode control", 2006 Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1- 2.
- [14] Chattopadhyay S., Das S., "A Digital Current-Mode Control Technique for DC-DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1718 – 1726.
- [15] Chen B. Y., Lai Y. S., "New Digital-Controlled Technique for Battery Charger With Constant Current and Voltage Control Without Current Feedback", IEEE Transactions on Industrial Informatics, pp. 1545 – 1553.
- [16] Chen J. and Maksimović D., "Digital control for improved efficiency and reduced harmonic distortion over wide load range in boost PFC rectifiers", Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf , 2009.
- [17] Chen J., Erickson R. and Maksimović D., "Averaged switch modeling of boundary conduction mode dc-to-dc converters", in Proc. IEEE IECON'01 Conf., 2001, pp. 844-849.

- [18] Chen J., Maksimović D. and Erickson R., "Analysis and design of a low-stress buck-boost converter in universal-input PFC applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 21, No. 2, pp. 320-329, March 2006.
- [19] Chen J., Prodić A., Erickson R. W. and Maksimović D., "Predictive Digital Current Programmed Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003, pp. 411-419.
- [20] Chen, J., Maksimović, D. and Erickson, R., "Buck-Boost PWM converters having two independently controlled switches", Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., 2001, pp. 736-741.
- [21] Cheng K.-Y., Yu F., Mattavelli P., Lee F.C., "Digital enhanced V2-type constant on-time control using inductor current ramp estimator for a buck converter with small ESR capacitors", 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 508 - 513.
- [22] Cheng K.-Y., Yu F., Lee F.C., Mattavelli P., "Digital Enhanced V2-Type Constant On-Time Control Using Inductor Current Ramp Estimation for a Buck Converter With Low-ESR Capacitors", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1241 - 1252.
- [23] Cho B.H., Bae H.S., Lee J.H., "Review of current mode control schemes and introduction of a new digital current mode control method for the parallel module DC-DC converters", 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 202 - 210.
- [24] Cho B., Bae H., "Digital current mode control approach for the parallel module DC-DC converters", 2007 7th International Conference on Power Electronics, pp. 9 - 15.
- [25] Choudhury S., Harrison M., "DSPs simplify digital control implementation of SMPS", Texas Instruments, Dallas, Power Electronics Technology, July 1, 2003.
- [26] Cireșan A., **Drăghici D.**, Gurbină M., Lascu D., "A New Boost DC-DC Converter Exhibiting Low Stresses and High Efficiency", International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 8, nr. 6, pp. 1694 - 1700 ISSN 1827-6660, eISSN 1827-6679, (Scopus, 2014).
- [27] Corradini L., Mattavelli P., "Modeling of Multisampled Pulse Width Modulators for Digitally Controlled DC-DC Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1839-1847, Jul. 2008.
- [28] Corradini L., Spiazzi G., "A High-Frequency Digitally Controlled LED Driver for Automotive Applications with Fast Dimming Capabilities", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 12
- [29] Daniyal H., Borle L.J., Iu H.H.C., Lam E., "Design and Development of Digital Ramp-time Current Control Technique", IEEE Transactions on Industrial Informatics, pp. 992 - 1002.
- [30] Deisch C., "Simple switching control method changes power converter into a current source," Proc. PESC'78 Conf., pp. 300-306.
- [31] Dixon L., "Average current mode control of switching power supplies," Proc. Unitrode Power Supply Design Sem., 1990.
- [32] **Drăghici D.**, "Simulation Aspects in Digital Control of DC-DC Converters", "Interdisciplinaritatea și managementul cercetării în studiile doctorale", Oradea, România, 7 - 8 iunie 2012, pp. 5.
- [33] **Drăghici D.**, Cireșan A., Gurbină M., Lascu D., "Predictive Trailing Triangle Modulation Peak Current Control in DC-DC Converters", International Review of Automatic Control (I.R.E.A.CO.), Vol. 7, No. 1, Jan. 2014, pp. 74-81, Print ISSN: 1974-6059, (Scopus, Copernicus, 2014).

- [34] **Drăghici D.**, Gurbină M., Cireșan A., Lascu D., "Predictive Leading-Edge Modulation Average Current Control in DC-DC Converters", Proceedings of the 14th International Conference on OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT OPTIM 2014, May 22-24, 2014, Brasov, Romania, pp. 588-594, ISBN 978-1-4799-5183-3, ISSN 1842-0133, (Thomson Reuters ISI).
- [35] **Drăghici D.**, Gurbină M., Lascu D., "Stability Analysis of DC-DC Converters Employing Digital Predictive Leading Triangle Modulation Valley Current Control", 37th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), July 1-3, 2014, Berlin, Germania, 6 pagini, (Thomson Reuters ISI), acceptată spre publicare.
- [36] **Drăghici D.**, Lascu D., "Predictive Trailing-Edge Modulation Average Current Control in DC-DC Converters", Advances in Electrical and Computer Engineering, (AECE), Issue: 4, Volume: 13, Year: 2013, Published online: November 2013, 6 pagini, pp. 111 - 116. Digital Object Identifier: 10.4316/AECE.2013.04019, Web of Science® Times, ISSN: 1582-7445, e-ISSN: 1844-7600, doi: 10.4316/AECE, JCR Impact Factor: 0,552, JCR 5-Year Impact Factor: 0,479, Journal Citation Reports® 2012 Science Edition (Thomson Reuters 2014). (ISI Web of Knowledge, Scopus).
- [37] Erickson R. W. and Maksimović D., "Fundamentals of Power Electronics, 2nd Ed.", Chapman and Hall, 2001.
- [38] Ferdowsi M. and Emadi A., "Estimative current mode control technique for dc-dc converters operating in discontinuous conduction mode", IEEE Power Electron. Lett., vol. 2, Mar. 2004.
- [39] Franklin G., Powell J.D., Workman M., "Digital Control of Dynamic Systems", Addison- Wesley, 3rd ed., 1997.
- [40] Gerber D., Biela J., "Charging Precision Analysis of a 40-kW 3-kV Soft-Switching Boost Converter for Ultraprecise Capacitor Charging", IEEE Transactions on Plasma Science, 2014, pp. 1274 - 1284.
- [41] Grote T. , Schafmeister F. , Figge H. , Frohleke N. , Ide P.; Bocker J., "Adaptive digital slope compensation for peak current mode control", 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 3523 - 3529.
- [42] Gurbină M., **Drăghici D.**, Cireșan A., Lascu D., "A New General Mathematical Technique for Stability and Bifurcation Analysis of DC-DC Converters Applied to One-Cycle Controlled Buck Converters with Non-Ideal Reset", Proceedings of the 14th International Conference on OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT OPTIM 2014, May 22-24, 2014, Brasov, Romania, pp. 576-581, ISBN 978-1-4799-5183-3, ISSN 1842-0133, (Thomson Reuters ISI).
- [43] Ho G. S., Lin C. C., Hsu S. H., Tzou Y. Y., "SoPC based digital current-mode control of full-bridge phase-shifted DC/DC converters with fast dynamic responses", 2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 113 - 118.
- [44] Houda B. M., Khadija D., Said N. A. S, "New Discrete Sliding Mode Controller with Predictive Sliding Function", International Review of Automatic Control (IREACO), vol. 6, no.4, July 2013, pp. 529-536.
- [45] Hsu S. S., Brown A., Rensink L., and Middlebrook R. D., "Modeling and analysis of switching dc-to-dc converters in constant-frequency current programmed mode," in Proc. PESC'79 Conf., pp. 284-301.
- [46] Jeong S., and Song S., "Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier", IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 5, pp. 1820-1825, Sep. 2007.

- [47] Jung Y.-S., "Small-signal model-based design of digital current-mode control", IEE Proceedings - Electric Power Applications, pp. 871 – 877.
- [48] Kakosimos P.E., Kladas A.G., Manias S.N., "Fast Photovoltaic-System Voltage- or Current-Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 5673 – 5685.
- [49] Karamanakos P., Geyer T., and Manias S., "Direct Voltage Control of DC-DC Boost Converters Using Enumeration-Based Model Predictive Control", IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, No. 2, pp. 968–978, Feb. 2014.
- [50] Kim D., Choi S., Kim S., Choi B., "MATLAB-based digital design of current mode control for multi-module bidirectional battery charging/discharging converters", 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), pp. 2256 – 2260.
- [51] Kim S. and Enjeti Dr. P., "Digital Control of Switching Power Supply - Power Factor Correction Stage", Power Electronics and Power Quality Laboratory Department of Electrical Engineering Texas A&M University College Station, TX – 77843-3128.
- [52] Kim S. K., Kim J. S., Park C. R., Lee Y. I., "Output-feedback model predictive controller for voltage regulation of a DC/DC converter", IET Control Theory and Applications, November 7 2013, pp. 1959-1968.
- [53] Kurokawa F., Kajiwara K., Shibata Y., Yamabe Y., Tanaka T., Hirose K., "Control characteristics of novel digital peak current mode DC-DC converter", 2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 125 – 129.
- [54] Kurokawa F., Komichi Y., "A new peak-current injected digital control circuit for dc-dc converter", Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), pp. 1 – 7.
- [55] Kurokawa F., Ueno K., "A new digital control DC-DC converter with boundary current control", 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 618 – 622.
- [56] Kurokawa F., Ueno K., "A novel digital boundary current control AC-DC converter", 2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), pp. 1 – 5.
- [57] Kurokawa F., Kajiwara K., "A novel fast average current mode digital control for DC-DC converter", 2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 1143 – 1148.
- [58] Kurokawa F., Hirotaki S., "Model control DC-DC converter without current detection", International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid, IGBSG 2014, pp. 405-412.
- [59] Kurokawa F., Kajiwara K., "A new digital average current-injected control dc-dc converter using VCO", 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1 – 5.
- [60] Kurokawa F., Kajiwara K., Shibata Y., Yamashita K., Eto H., "A new digital peak current control for DC-DC converter with fast P control and IIR filter", 2013 Fourth International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), pp. 1717 – 1722.
- [61] Kurokawa F., Sakemi J., Sukita S., Shibata Y., Soejima M., Yokoyama T., Sasaki M., Mimura Y., "Dynamic characteristics of DC-DC converter with novel digital peak current-injected control", 2009 31st International Telecommunications Energy Conference, pp. 1 – 6.

- [62] Kurokawa F., Sakemi J., Takahashi T., Bansho K., Tanaka T. and Hirose K., "A novel smart digital control dc-dc converter". IEEE Proc. of Power Electronics and Motion Control Conference, pp. S13-28 – S13-32, Oct. 2010.
- [63] Kurokawa F., Kajiwara K., Maruta H., Shibata Y., Yamabe Y., Tanaka T., Hirose K., "Development of Digital Peak-Current-Mode and Fast Feedback Control DC-DC Converter System in Green IT Project", Proceedings of Telecommunications Energy Conference 'Smart Power and Efficiency' (INTELEC), 2013, pp. 1 – 5.
- [64] Lai Y-S., Yeh C-A., Ho K-M., "A Family of Predictive Digital-Controlled PFC Under Boundary Current Mode Control", IEEE Transactions on Industrial Informatics, pp. 448 – 458.
- [65] Lee F. C. and Carter R. A., "Investigations of stability and dynamic performances of switching regulators employing current-injected control", in Proc. IEEE PESC'82 Conf., 1982, pp. 3-16.
- [66] Li J., Lee F.C., "Digital current mode control architecture with improved performance for DC-DC converters", 2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 1087 – 1092.
- [67] Limongi L., Bojoi R., Griva G., Tenconi A., "Digital current-control schemes", IEEE Industrial Electronics Magazine, pp. 20 – 31.
- [68] Liu X. , Ye Y. , Deng J. , Liu Y-F., "Digital control and simulation of parallel currentmode for Buck converter", 2010 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pp. 295 – 298.
- [69] Maksimović D., "Design of the clamped-current high-power-factor boost rectifier," Proc. APEC'94 Conf., 1994, pp. 584-590.
- [70] Maksimović D., Chen J., Prodic A., Erickson R. W. "Predictive digital current controllers for switching power converters", United States patent, Patent No. US 7,148,669 B2, Dec. 12, 2006.
- [71] Maksimović D., Erickson R., and Zane R., "Impact of digital control in power electronics", in Proc. IEEE ISPSD Conf., 2004, pp. 13-22.
- [72] Manoharan M. S. , Ahmed A. , Park J-H., "Digital implementation of peak current mode control for single-phase H-Bridge inverter with slope compensation", 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1502 – 1506.
- [73] Mather B., Ramachandran B., and Maksimović D., "A Digital PFC Controller without Input Voltage Sensing", in Proc. IEEE APEC 2007, pp. 198-204.
- [74] Mattavelli P., "Digital control of DC-DC boost converters with inductor current estimation", 2004 Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 74 – 80.
- [75] Meo S., Perfetto A., "A Predictive Control of a DPWM Quasi Resonant Inverter Feeding Induction Motors", International Review on Modelling and Simulations, (IREMOS), vol. 5, no.2, April 2012 (Part B), pp. 1122-1127.
- [76] Miao B., Zane R., Maksimović D., "Detection of Instability and Adaptive Compensation of Digitally Controlled Switched Mode Power Supplies", IEEE APEC 2005, pp. 63-67.
- [77] Nien H-S., Chen D., Chang W-H., "Small-signal modeling of DC converters with digital peak-current-mode control", 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 3266 – 3271.
- [78] Obais A. M., Pasupuleti J., "Design of a Continuously Controlled Linear Static Var Compensator for Load Balancing and Power Factor Correction Purposes", International Review on Modelling and Simulations, (IREMOS), vol. 4, no.2, April 2011 (Part B), pp. 803-812.

- [79] Peng H., Maksimović D., Prodic A., Alarcon E., "Modeling of quantization effects in digitally controlled DC-DC converters," IEEE PESC 2004, pp: 4312 – 4318.
- [80] Qiu Y., Chen X., and Liu H., "Digital average current-mode control using current estimation and capacitor charge balance principle for dc-dc converters operating in DCM," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 6, Jun. 2010, pp. 1537-1545.
- [81] Qiu Y., Chen X., Liu H., "Digital Average Current-Mode Control Using Current Estimation and Capacitor Charge Balance Principle for DC-DC Converters Operating in DCM", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1537 – 1545.
- [82] Qiu Y., Liu H., Chen X., "Digital Average Current-Mode Control of PWM DC-DC Converters Without Current Sensors", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1670 – 1677.
- [83] Redl R. and Erisman B., "Reducing distortion in peak-current-controlled boost power factor correctors," Proc. IEEE APEC'94 Conf., 1994, pp. 576-583.
- [84] Redl R. and Sokal N. O., "Current-mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: Small-signal ac and large-signal dc characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits," Proc. PESC'85 Conf., 1985, pp. 771-785.
- [85] Restrepo C., Calvente J., Romero A., Idiarte E., Giral R., "Current-mode control of a coupled-inductor buck-boost dc-dc switching converter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 5, May 2012, pp. 2536-2549.
- [86] Ridley R., "A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control", IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, no. 2, April, 1991, pp. 271-280.
- [87] Ridley R., "Power Supply Design", Volume 1: Control, Ridley Designs, 2011.
- [88] Roasto I. , Vinnikov D., "Simplified digital average current mode control algorithm for half- or full-bridge isolated DC/DC converters", 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, pp. 1730 – 1735.
- [89] Rossetto L., and Spiazzi G., "Simple digital converter improving dynamic performance of power factor preregulators", IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 814-823, Sept. 1998.
- [90] Seo G.-S., Shin J.-W., Cho B.-H., Lee K.-C., "Digitally Controlled Current Sensorless Photovoltaic Micro-Converter for DC Distribution", IEEE Transactions on Industrial Informatics, pp. 117-126.
- [91] Sha D., Guo Z., and Liao X., "Cross-feedback output-current-sharing control for input-series-output-parallel modular DC-DC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 11, Nov. 2010, pp. 2762-2771.
- [92] Shan H., Kang Y., Duan S., Zhang Y., Yu M., Liu Y., Chen G., Luo F., "Research on a novel digital parallel current sharing control technique of modularized UPS", 2007. ICEMS. International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 106 – 109.
- [93] Li S. I., Jin A. j., Li H. t., "An Improved and Digital Current Control Strategy for One Cycle Control Based Three-phase Boost Rectifier under Unbalanced System", 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 1 – 5.
- [94] Shen Z., Chang X., Wang W., Tan X., Yan N., Min H., "Predictive digital current control of single-inductor multiple-output converters in CCM with low cross regulation", IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 4, April 2012, pp. 1917-1925.
- [95] Slama S. B., Chaabene A. B., Cherif A., "A MIMO State Space Non Linear Modelling of a PEM Fuel Cell With a DC/DC Boost Converter", International

- Review on Modelling and Simulations, (IREMOS), vol. 5, no.2, April 2012 (Part B), pp. 1009-1016.
- [96] Spinu V., Oliveri A., Lazar M., Storace M., "FPGA Implementation of Optimal and Approximate Model Predictive Control for a Buck-Boost DC-DC converter", 2012 IEEE International Conference on Control Applications (CCA), October 3-5, 2012. Dubrovnik, Croatia, pp. 1417-1423.
- [97] Suryanarayana K., Prabhu L.V. , Anantha S. , Vishwas K., "Analysis and modeling of digital peak current modecontrol",2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), pp. 1-6.
- [98] Syed A., Ahmed E., Maksimović D., "Digital Pulse-Width Modulator Architectures", in 2004 IEEE Power Electronics Specialists Conf., pp. 4689-4695.
- [99] Tang W., Lee F. C., Ridley R., Cohen I., "Charge control: modeling, analysis, and design", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 8, No. 4, Oct. 1993, pp. 396-403.
- [100] Tang W., Ridley R., and Lee F. C., "Small-signal analysis of average current-mode control," IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, Apr. 1993, pp. 112-119.
- [101] Tapia G., Garcia N., "Digital current control of a thyristor-based converter using a DSC", 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting, pp. 1 - 6.
- [102] Tong Q., Wen Q., Min E., Liu Z., and Zhang Q., "Dead-Beat Controller with Inductor Current Prediction for Boost Converter", 2013 Proceedings of International Conference on Modelling, Identification & Control (ICMIC) Cairo, Egypt, 31st Aug.-2nd Sept. 2013, pp. 199-203.
- [103] Voss I., Schroder S., De Doncker R.W., "Predictive Digital Current Control Using Advanced Average Current Sampling Algorithm for Multi-Phase 2-Quadrant DC/DC Converters", APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 8 - 13.
- [104] Watanabe S., Takano H., Nakamura M., Nakaoka M., "Development of digital optimum predictive controlimplementation for gradient magnetic field currentcontroller in MRI system", 2002 Proceedings of the Power Conversion Conference, pp. 999 - 1004.
- [105] Wu E., Lehn P.W., "Digital Current Control of a Voltage Source Converter With Active Damping of LCL Resonance", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 1364 - 1373.
- [106] Yan Y., Lee F. C., Mattavelli P., Tian S. "Small-signal Laplace-domain Model for Digital Predictive Current Mode Controls", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012, pp. 1386-1393.
- [107] Yeh C. A., Ho K. M., Lai Y. S., "An unified approach to predictive transition currentmode control for digital-controlled power factor corrector", 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),pp. 1226 - 1231.
- [108] Yu F., Lee F. C., Mattavelli P., "A small signal model for average current mode control based on describing function approach", Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2011, pp. 405-412.
- [109] Zhang X., Chen W., Lu Z., "Key technologies of digital-current-controlledBidirectional DC-DC converter in the hybrid electric vehicle", 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 3104 - 3109.
- [110] Zhao G., Liu J., Li K., Wang Z., "Analysis and Design of Fully Digital and DirectCurrent Controlled Voltage Source Converters Connected to the Grid", 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1-5.
- [111] Zhou G., Xu J., Jin Y., "Improved digital peak current predictive control for switching DC-DC converters", IET Power Electronics, pp. 227 - 234.

- [112] Zhou Guohua , Xu J., He M., Chen N., "Comparison Study of Buck Converter with Digital Peak Voltage and Digital Peak Current Control", 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 747 – 752.
- [113] Zhou G., Xu J., Wang J, Mu Q., "Elimination of sub-harmonic oscillation of digital average current control buck converter", 2008 International Conference on Communications, Circuits and Systems, pp. 1314 – 1318.
- [114] Zhou G., Xu J., "Digital Average Current Controlled Switching DC-DC Converters With Single-Edge Modulation", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 786 – 793.
- [115] Zhou G., Xu J., He M., Chen N., "Algorithms to overcome time delay in digital peak current control", 2008 IEEE International Conference on Industrial Technology, pp. 1 – 5.
- [116] Zhou G., Xu J., Mi C., Jin Y., "Effects of modulations on the sub-harmonic oscillations of digital peak current and digital valley current controlled switching DC-DC converters", 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 1347 – 1352.
- [117] Zhou G., Xu J., Wang J., Jin Y., "Comparison study on digital peak current, digital peak voltage, and digital peak voltage/peak current Controlled Buck Converter", 2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, pp. 799 – 804.
- [118] Zhou G., Xu J., Wang J., Mu Q., "Improved digital average current control of buck converter with dual-edge modulation", 2008 International Conference on Communications, Circuits and Systems, pp. 1309 – 1313.
- [119] Zhou X., Zhao Z., Liu Y.; Qian Chang, "DSP-based fully digital current control for power amplifiers", 2000 The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 267 – 271.

**LISTA PUBLICAȚIILOR REZULTATE ÎN URMA TEZEI DE DOCTORAT,
PUBLICATE SUB AFILIERE UPT**

1. Lucrări științifice publicate în reviste indexate ISI

1. Daniel Drăghici, Dan Lascu, "Predictive Trailing-Edge Modulation Average Current Control in DC-DC Converters", *Advances in Electrical and Computer Engineering, (AECE)*, Issue: 4, Volume: 13, Year: 2013, Published online: November 2013, 6 pagini, pp. 111 - 116. Digital Object Identifier: 10.4316/AECE.2013.04019, Web of Science® Times, ISSN: 1582-7445, e-ISSN: 1844-7600, doi: 10.4316/ AECE, JCR Impact Factor: 0,552, JCR 5-Year Impact Factor: 0,479, *Journal Citation Reports® 2012 Science Edition (Thomson Reuters 2014)*. (ISI Web of Knowledge, Scopus).

2. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice internaționale (Proceedings) din străinătate

1. Daniel Drăghici, Mircea Gurbină, Aurel Cireșan, Dan Lascu, "Predictive Leading-Edge Modulation Average Current Control in DC-DC Converters", *Proceedings of the 14th International Conference on OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT OPTIM 2014, May 22-24, 2014, Brasov, Romania*, pp. 588-594, ISBN 978-1-4799-5183-3, ISSN 1842-0133, (*Thomson Reuters ISI*).
2. Daniel Drăghici, Mircea Gurbină, Dan Lascu, "Stability Analysis of DC-DC Converters Employing Digital Predictive Leading Triangle Modulation Valley Current Control", *37th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), July 1-3, 2014, Berlin, Germania*, 6 pagini, (*Thomson Reuters ISI*). Lucrarea a fost susținută la conferință și este în curs de publicare și indexare.
3. Mircea Gurbină, Daniel Drăghici, Aurel Cireșan, Dan Lascu, "A New General Mathematical Technique for Stability and Bifurcation Analysis of DC-DC Converters Applied to One-Cycle Controlled Buck Converters with Non-Ideal Reset", *Proceedings of the 14th International Conference on OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT OPTIM 2014, May 22-24, 2014, Brasov, Romania*, pp. 576-581, ISBN 978-1-4799-5183-3, ISSN 1842-0133, (*Thomson Reuters ISI*).

3. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate BDI

1. Daniel Drăghici, Aurel Cireșan, Mircea Gurbină, Dan Lascu, "Predictive Trailing Triangle Modulation Peak Current Control in DC-DC Converters", *International Review of Automatic Control (I.R.E.A.CO.)*, Vol. 7, No. 1, Jan. 2014, pp. 74-81 , Print ISSN: 1974-6059, (Scopus, Copernicus, 2014).

2. Aurel Cireșan, Daniel Drăghici, Mircea Gurbină, Dan Lascu, "A New Boost DC-DC Converter Exhibiting Low Stresses and High Efficiency", *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, Vol. 8, nr. 6, 7 pagini, pp.: 1694 - 1700 ISSN 1827-6660, eISSN 1827-6679, (Scopus, 2014).

4. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice

1. Daniel Drăghici, "Simulation Aspects in Digital Control of DC-DC Convertors", "Interdisciplinaritatea și managementul cercetării în studiile doctorale", Oradea, România, 7 - 8 iunie 2012, pag. 5 din 5.

Anexe

Anexa 1_C2

```
% boost trailing average
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=11;
Tsim=12e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0;
    0 -1/(R*C)];
B1=[1/L; 0];
E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L;
    1/C -1/(R*C)];
B2=[1/L; 0];
E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*d(n)*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1);
    phi2=expm(A2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2);
    x(:,n+1)=phi2*phi1*x(:,n)+(phi2*psi1+psi2)*Vg;
    d(n+1)=-2*(M1(n)+M2(n))/(2*M1(n)+M2(n))*d(n)-2/((2*M1(n)+M2(n))*Ts)*(i(n)-
Iref)+3*M2(n)/(2*M1(n)+M2(n));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A1*h); psi=A1\((phi-I)*B1);
while k<=p
    if ((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+d(Nmax-k+1))*Ts)
        phi=expm(A1*h); psi=A1\((phi-I)*B1);
    elseif ((k-1+d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=k*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2);
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:)); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
```

Anexa 1_C3

```

% boost leading average
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=11;
Tsim=12e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A2=[-RL/L  -1/L;
     1/C  -1/(R*C)];
B2=[1/L; 0];
E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
A1=[-RL/L  0;
     0  -1/(R*C)];
B1=[1/L; 0];
E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi2=expm(A2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi1=expm(A1*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    x(:,n+1)=phi1*phi2*x(:,n)+(phi1*psi2+psi1)*Vg;
    d(n+1)=-2*(M1(n)+M2(n))/(M1(n)+2*M2(n))*d(n)-2/((M1(n)+2*M2(n))*Ts)*(i(n)-
Iref)+4*M2(n)/(M1(n)+2*M2(n));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:1:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:1:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
while k<=p
    if ((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1-d(Nmax-k+1))*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif ((k-1+1-d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=k*Ts)
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:)); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL');

```

Anexa 1_C4

```

% boost trailing triangle peak
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=11;
Tsim=12e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0;
    0 -1/(R*C)];
B1=[1/L; 0];
E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];

A2=[-RL/L -1/L;
    1/C -1/(R*C)];
B2=[1/L; 0];
E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi1*phi2*phi1*x(:,n)+(phi1*phi2*psi1+phi1*psi2+psi1)*Vg;
    d(n+1)=-2*(M1(n)+M2(n))/M1(n)*d(n)-2/(M1(n)*Ts)*(i(n)-Iref)+2*M2(n)/M1(n);
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:1:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:1:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif ((k-1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=k*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:)); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL');

```

Anexa 1_C5

```

% boost leading triangle valley
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=11;
Tsim=12e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0;
     0 -1/(R*C)];
B1=[1/L; 0];
E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L;
     1/C -1/(R*C)];
B2=[1/L; 0];
E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi2*phi1*phi2*x(:,n)+(phi2*phi1*psi2+phi2*psi1+psi2)*Vg;
    d(n+1)=-2*(M1(n)+M2(n))/M2(n)*d(n)-2/(M2(n)*Ts)*(i(n)-Iref)+3;
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:1:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:1:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif ((k-1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=k*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:)); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL');

```

Anexa 1_C6

```

%boost trailing peak - modelul exact – programul principal
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
syms dn xn iLn vCn Ir;
A1=[-RL/L 0; 0 -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0]; E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[1/L; 0]; E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2); U=[Vg]; xn=[iLn; vCn];
N = 100; % numarul de valori a lui "Iref"
a = 4.27; % valoarea de start a lui "Iref"
b = 4.28; % valoarea finala a lui "Iref"
Iref = linspace(a,b,N); % vector de valori
phi1=expm(A1*dn*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1;
phi2=expm(A2*(1-dn)*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2;
g=phi2*phi1*xn+(phi2*psi1+psi2)*U;
dgdxn=jacobian([g], [xn]);
dgdxn=simplify(dgdxn);
dgddn=diff(g,'dn');
dgddn=simplify(dgddn);
M1=Vg/L; M2=(vCn-Vg)/L;
f=-(M1+M2)/M1*dn-(1/(M1*Ts))*(iLn-Ir)+M2/M1;
dfddn=diff(f,'dn');
dfddn=simplify(dfddn);
dfdxn=jacobian([f], [xn]);
dfdxn=simplify(dfdxn);
n=1;
%solutia de stare stationara
D=fzero(@(D) IL_TE_peak(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref(n),0)
phi1_ev=expm(A1*D*Ts); psi1_ev=A1\((phi1_ev-I)*B1;
phi2_ev=expm(A2*(1-D)*Ts); psi2_ev=A2\((phi2_ev-I)*B2;
X=(I-phi2_ev*phi1_ev)\(phi2_ev*psi1_ev+psi2_ev)*U
%-----
dgdxn_ev = subs(dgdxn, {dn, iLn, vCn}, {D, X(1), X(2)});
dgddn_ev=subs(dgddn, {dn,iLn,vCn}, {D,X(1),X(2)});
dfddn_ev=subs(dfddn, {dn,iLn,vCn,Ir}, {D,X(1),X(2),Iref(n)});
dfdxn_ev = subs(dfdxn, {dn, iLn, vCn,Ir}, {D, X(1), X(2),Iref(n)});
M=[dfddn_ev dfdxn_ev;
  dgddn_ev dgdxn_ev];
r=abs(eig(M));
n=n+1;
while (r(1)<1)&&(r(2)<1)&&(r(3)<1)&&(D<0.99)&&(n<=length(Iref))
%solutia de stare stationara
D=fzero(@(D) IL_TE_peak(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref(n),0)
phi1_ev=expm(A1*D*Ts); psi1_ev=A1\((phi1_ev-I)*B1;
phi2_ev=expm(A2*(1-D)*Ts); psi2_ev=A2\((phi2_ev-I)*B2;
X=(I-phi2_ev*phi1_ev)\(phi2_ev*psi1_ev+psi2_ev)*U;
%-----
dgdxn_ev = subs(dgdxn, {dn, iLn, vCn}, {D, X(1), X(2)});
dgddn_ev=subs(dgddn, {dn,iLn,vCn}, {D,X(1),X(2)});
dfddn_ev=subs(dfddn, {dn,iLn,vCn,Ir}, {D,X(1),X(2),Iref(n)});
dfdxn_ev = subs(dfdxn, {dn, iLn, vCn,Ir}, {D, X(1), X(2),Iref(n)});
M=[dfddn_ev dfdxn_ev;
  dgddn_ev dgdxn_ev];
r_ant=r;
r=abs(eig(M));
n=n+1;
end
Iref_st=Iref(n-2) % 4.2784
D=fzero(@(D) IL_TE_peak(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref_st,0) %0.5093

%boost trailing peak – funcția de determinare a lui D apelată de programul principal
function y =IL_TE_peak(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I);
phi1=expm(A1*D*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1;
phi2=expm(A2*(1-D)*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2;
Xn=(I-phi2*phi1)\(phi2*psi1+psi2)*U;
X=phi1*Xn+psi1*U;
y=[1 0]*X;

```

Anexa 2_C6

```

%boost leading valley - modelul exact – programul principal
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
syms dn xn iLn vCn Ir;
A1=[-RL/L 0; 0 -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0]; E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[1/L; 0]; E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
U=[Vg];
xn=[iLn; vCn];
N = 50; % number of "Iref" values to simulate
a = 3.5; % starting value of "Iref"
b = 3.5354; % final value of "Iref"
Iref = linspace(a,b,N); % vector of "Iref" values
phi1=expm(A1*dn*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
phi2=expm(A2*(1-dn)*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
g=phi1*phi2*xn+(phi1*psi2+psi1)*U;
dgdxn=jacobian([g], [xn]);
dgdxn=simplify(dgdxn);
dgddn=diff(g,'dn');
dgddn=simplify(dgddn);
M1=Vg/L; M2=(vCn-Vg)/L;
f=-(M1+M2)/M2*dn-1/(M2*Ts)*(iLn-Ir)+2;
dfddn=diff(f,'dn');
dfddn=simplify(dfddn);
dfdxn=jacobian([f], [xn]);
dfdxn=simplify(dfdxn);
n=1;
%solutia de stare stationara
D=fzero(@(D) IL_LE_valley(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref(n),0)
phi1_ev=expm(A1*D*Ts); psi1_ev=A1\(\phi1_ev-I)*B1;
phi2_ev=expm(A2*(1-D)*Ts); psi2_ev=A2\(\phi2_ev-I)*B2;
X=(I-phi1_ev*phi2_ev)\(\phi1_ev*psi2_ev+psi1_ev)*U
%-----
dgdxn_ev = subs(dgdxn, {dn, iLn, vCn}, {D, X(1), X(2)});
dgddn_ev=subs(dgddn, {dn,iLn,vCn}, {D,X(1),X(2)});
dfddn_ev=subs(dfddn, {dn,iLn,vCn,Ir}, {D,X(1),X(2),Iref(n)});
dfdxn_ev = subs(dfdxn, {dn, iLn, vCn,Ir}, {D, X(1), X(2),Iref(n)});
M=[dfddn_ev dfdxn_ev;
  dgddn_ev dgdxn_ev];
r=abs(eig(M));
n=n+1;
while ((r(1)>=1)||r(2)>=1)||r(3)>=1)&&(D<0.99)&&(n<=length(Iref))
%solutia de stare stationara
D=fzero(@(D) IL_LE_valley(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref(n),0);
phi1_ev=expm(A1*D*Ts); psi1_ev=A1\(\phi1_ev-I)*B1;
phi2_ev=expm(A2*(1-D)*Ts); psi2_ev=A2\(\phi2_ev-I)*B2;
X=(I-phi1_ev*phi2_ev)\(\phi1_ev*psi2_ev+psi1_ev)*U;
%-----
dgdxn_ev = subs(dgdxn, {dn, iLn, vCn}, {D, X(1), X(2)});
dgddn_ev=subs(dgddn, {dn,iLn,vCn}, {D,X(1),X(2)});
dfddn_ev=subs(dfddn, {dn,iLn,vCn,Ir}, {D,X(1),X(2),Iref(n)});
dfdxn_ev = subs(dfdxn, {dn, iLn, vCn,Ir}, {D, X(1), X(2),Iref(n)});
M=[dfddn_ev dfdxn_ev; dgddn_ev dgdxn_ev];
r_ant=r;
r=abs(eig(M));
n=n+1;
end
D %0.4771 Iref(n-1) %3.5354

%boost leading valley – funcția de determinare a lui D apelată de programul principal
function y =IL_LE_valley(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I);
phi1=expm(A1*D*Ts);
psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
phi2=expm(A2*(1-D)*Ts);
psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
Xn=(I-phi1*phi2)\(\phi1*psi2+psi1)*U;
X=phi2*Xn+psi2*U;
y=[1 0]*X;

```


Anexa 3_C6

```

%boost trailing triangle peak - modelul exact - programul principal
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
syms dn xn iLn vCn Ir;
A1=[-RL/L 0; 0 -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0]; E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[1/L; 0]; E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2); U=[Vg];
xn=[iLn; vCn];
N = 200; % number of "Iref" values to simulate
a = 1.1; % starting value of "Iref"
b = 110; % final value of "Iref"
Iref = linspace(a,b,N); % vector of "Iref" values
phi1=expm(A1*1/2*dn*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1;
phi2=expm(A2*(1-dn)*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2;
g=phi1*phi2*phi1*xn+(phi1*phi2*psi1+phi1*psi2+psi1)*U;
dgdxn=jacobian([g], [xn]);
dgddn=diff(g,'dn');
M1=Vg/L; M2=(vCn-Vg)/L;
f=-2*(M1+M2)/M1*dn-2/(M1*Ts)*(iLn-Ir)+2*M2/M1;
dfddn=diff(f,'dn');
dfdxn=jacobian([f], [xn]);
n=1;
%solutia de stare stationara
D=fzero(@(D) IL_TR_peak(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref(n),0)
phi1_ev=expm(A1*1/2*D*Ts); psi1_ev=A1\((phi1_ev-I)*B1;
phi2_ev=expm(A2*(1-D)*Ts); psi2_ev=A2\((phi2_ev-I)*B2;
X=(I-phi1_ev*phi2_ev*phi1_ev)\((phi1_ev*phi2_ev*psi1_ev+phi1_ev*psi2_ev+psi1_ev)*U
%-----
dgdxn_ev = subs(dgdxn, {dn, iLn, vCn}, {D, X(1), X(2)});
dgddn_ev=subs(dgddn, {dn,iLn,vCn}, {D,X(1),X(2)});
dfddn_ev=subs(dfddn, {dn,iLn,vCn,Ir}, {D,X(1),X(2),Iref(n)});
dfdxn_ev = subs(dfdxn, {dn, iLn, vCn,Ir}, {D, X(1), X(2),Iref(n)});
M=[dfddn_ev dfdxn_ev; dgddn_ev dgdxn_ev];
r=eig(M),
rmod=abs(eig(M)),
n=n+1;
while ((r(1)>=1)||r(2)>=1)||r(3)>=1)&&(D<0.99)&&(n<=length(Iref))
%solutia de stare stationara
D=fzero(@(D) IL_TR_peak(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref(n),0)
phi1_ev=expm(A1*1/2*D*Ts); psi1_ev=A1\((phi1_ev-I)*B1;
phi2_ev=expm(A2*(1-D)*Ts); psi2_ev=A2\((phi2_ev-I)*B2;
X=(I-phi1_ev*phi2_ev*phi1_ev)\((phi1_ev*phi2_ev*psi1_ev+phi1_ev*psi2_ev+psi1_ev)*U
%-----
dgdxn_ev = subs(dgdxn, {dn, iLn, vCn}, {D, X(1), X(2)});
dgddn_ev=subs(dgddn, {dn,iLn,vCn}, {D,X(1),X(2)});
dfddn_ev=subs(dfddn, {dn,iLn,vCn,Ir}, {D,X(1),X(2),Iref(n)});
dfdxn_ev = subs(dfdxn, {dn, iLn, vCn,Ir}, {D, X(1), X(2),Iref(n)});
M=[dfddn_ev dfdxn_ev;
  dgddn_ev dgdxn_ev];
r_ant=r;
r=abs(eig(M)),
n=n+1;
end
D %
Iref(n-1) %

%boost trailing triangle peak - funcția de determinare a lui D apelată de programul principal
function y =IL_TR_peak(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I);
phi1=expm(A1*1/2*D*Ts);
psi1=A1\((phi1-I)*B1;
phi2=expm(A2*(1-D)*Ts);
psi2=A2\((phi2-I)*B2;
Xn=(I-phi1*phi2*phi1)\((phi1*phi2*psi1+phi1*psi2+psi1)*U;
X=phi1*Xn+psi1*U;
y=[1 0]*X;

```

Anexa 4_C6

%boost leading triangle valley - modelul exact – programul principal

```
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
syms dn xn iLn vCn Ir;
A1=[-RL/L 0; 0 -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0]; E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[1/L; 0]; E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2); U=[Vg];
xn=[iLn; vCn];
N = 200; % number of "Iref" values to simulate
a = 1.1; % starting value of "Iref"
b = 110; % final value of "Iref"
Iref = linspace(a,b,N); % vector of "Iref" values
phi1=expm(A1*dn*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1;
phi2=expm(A2*(1-dn)/2*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2;
g=phi2*phi1*phi2*xn+(phi2*phi1*psi2+phi2*psi1+psi2)*U;
dgdxn=jacobian([g], [xn]);
dgdxn=simplify(dgdxn);
dgddn=diff(g,'dn');
dgddn=simplify(dgddn);
M1=Vg/L; M2=(vCn-Vg)/L;
f=-2*(M1+M2)/M2*dn-2/(M2*Ts)*(iLn-Ir)+3;
dfddn=diff(f,'dn');
dfddn=simplify(dfddn);
dfdxn=jacobian([f], [xn]);
dfdxn=simplify(dfdxn);
n=1;
%solutia de stare stationara
D=fzero(@(D) IL_LTR_valley(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref(n),0)
phi1_ev=expm(A1*D*Ts); psi1_ev=A1\((phi1_ev-I)*B1;
phi2_ev=expm(A2*(1-D)/2*Ts); psi2_ev=A2\((phi2_ev-I)*B2;
X=(I-phi2_ev*phi1_ev*phi2_ev)\(phi2_ev*phi1_ev*psi2_ev+phi2_ev*psi1_ev+psi2_ev)*U
%-----
dgdxn_ev = subs(dgdxn, {dn, iLn, vCn}, {D, X(1), X(2)});
dgddn_ev=subs(dgddn, {dn,iLn,vCn}, {D,X(1),X(2)});
dfddn_ev=subs(dfddn, {dn,iLn,vCn,Ir}, {D,X(1),X(2),Iref(n)});
dfdxn_ev = subs(dfdxn, {dn, iLn, vCn,Ir}, {D, X(1), X(2),Iref(n)});
M=[dfddn_ev dfdxn_ev;
dgddn_ev dgdxn_ev];
r=abs(eig(M));
n=n+1;
while ((r(1)>=1)||r(2)>=1)||r(3)>=1)&&(D<0.99)&&(n<=length(Iref))
%solutia de stare stationara
D=fzero(@(D) IL_LTR_valley(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I)-Iref(n),0)
phi1_ev=expm(A1*D*Ts); psi1_ev=A1\((phi1_ev-I)*B1;
phi2_ev=expm(A2*(1-D)/2*Ts); psi2_ev=A2\((phi2_ev-I)*B2;
X=(I-phi2_ev*phi1_ev*phi2_ev)\(phi2_ev*phi1_ev*psi2_ev+phi2_ev*psi1_ev+psi2_ev)*U
%-----
dgdxn_ev = subs(dgdxn, {dn, iLn, vCn}, {D, X(1), X(2)});
dgddn_ev=subs(dgddn, {dn,iLn,vCn}, {D,X(1),X(2)});
dfddn_ev=subs(dfddn, {dn,iLn,vCn,Ir}, {D,X(1),X(2),Iref(n)});
dfdxn_ev = subs(dfdxn, {dn, iLn, vCn,Ir}, {D, X(1), X(2),Iref(n)});
M=[dfddn_ev dfdxn_ev;
dgddn_ev dgdxn_ev];
r_ant=r;
r=abs(eig(M));
n=n+1;
end
D %
Iref(n-2) %
```

%boost leading triangle valley – funcția de determinare a lui D apelată de programul principal

```
function y =IL_LTR_valley(D,A1,A2,B1,B2,E1,E2,F1,F2,U,Ts,I);
phi1=expm(A1*D*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1;
phi2=expm(A2*(1-D)/2*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2;
Xn=(I-phi2*phi1*phi2)\(phi2*phi1*psi2+phi2*psi1+psi2)*U;
X=phi2*Xn+psi2*U;
y=[1 0]*X;
```

Anexa 1_C7

```

% boost double trailing triangle valley
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs; Iref=2.5;
Tsim=30e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0; 0 -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0]; E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[1/L; 0]; E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/4*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi3=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi3=A1\(\phi3-I)*B1;
    x(:,n+1)=phi1*phi2*phi3*phi2*phi1*x(:,n)+(phi1*phi2*phi3*phi2*psi1+phi1*phi2*phi3*psi2+phi1*phi2*psi3+phi1*psi2+psi1)*Vg;
    d(n+1)=-4*(M1(n)+M2(n))/(3*M1(n)+4*M2(n))*d(n)+4/((3*M1(n)+4*M2(n))*Ts)*(Iref-
    i(n))+8*M2(n)/(3*M1(n)+4*M2(n));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:1:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:1:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=10e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif ((k-1+1/4*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*(1-1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/2*(1-1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*(1+1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/2*(1+1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*(2-1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/2*(2-1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k*Ts)))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:)); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL'); %axis([29.75 30 2.3 2.6])

```

Anexa 2_C7

```

% boost double trailing triangle peak
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=2.5;
Tsim=30e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0; 0 -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0]; E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[1/L; 0]; E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/4*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi3=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi3=A1\(\phi3-I)*B1;
    x(:,n+1)=phi1*phi2*phi3*phi2*phi1*x(:,n)+(phi1*phi2*phi3*phi2*psi1+phi1*phi2*phi3*psi2+phi1
    *phi2*psi3+phi1*psi2+psi1)*Vg;
    d(n+1)=-4*(M1(n)+M2(n))/(3*M1(n)+2*M2(n))*d(n)+4/((3*M1(n)+2*M2(n))*Ts)*(Iref-
    i(n))+6*M2(n)/(3*M1(n)+2*M2(n));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=10e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif ((k-1+1/4*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*(1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/2*(1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k-1+1/2*(1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/2*(1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k-1+1/2*(2-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/2*(2-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k*Ts)))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        enda
    end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:)); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL'); %axis([29.75 30 2.3 2.6])

```

Anexa 3_C7

```

% boost double trailing triangle average 1
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=2.5;
Tsim=30e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0 0 -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0]; E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[1/L; 0]; E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/4*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi3=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi3=A1\(\phi3-I)*B1;

x(:,n+1)=phi1*phi2*phi3*phi2*phi1*x(:,n)+(phi1*phi2*phi3*phi2*psi1+phi1*phi2*phi3*psi2+phi1
*phi2*psi3+phi1*psi2+psi1)*Vg;
    d(n+1)=1/3*(-4*d(n)+4/((M1(n)+M2(n))*Ts)*(Iref-i(n))+7*M2(n)/(M1(n)+M2(n)));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-g'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-g'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=10e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif ((k-1+1/4*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*(1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/2*(1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k-1+1/2*(1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/2*(1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k-1+1/2*(2-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/2*(2-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k*Ts)))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:),'g'); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL'); axis([29.75 30 2.3 2.7]); %axis([29.75 30 10.5 11.3]);

```

Anexa 4_C7

```

% boost double trailing triangle average 2
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=11;
Tsim=30e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0; 0 -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0]; E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[1/L; 0]; E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/4*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi3=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi3=A1\(\phi3-I)*B1;

x(:,n+1)=phi1*phi2*phi3*phi2*phi1*x(:,n)+(phi1*phi2*phi3*phi2*psi1+phi1*phi2*phi3*psi2+phi1
*phi2*psi3+phi1*psi2+psi1)*Vg;
    d(n+1)=-d(n)+1/((M1(n)+M2(n))*Ts)*(Iref-i(n))+2*M2(n)/(M1(n)+M2(n));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-g'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-g'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=10e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif ((k-1+1/4*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*(1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/2*(1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k-1+1/2*(1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/2*(1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k-1+1/2*(2-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/2*(2-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)<t)&&(t<=(k*Ts)))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:),'g'); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL'); axis([29.75 30 10.5 11.3]); %axis([29.75 30 2.3 2.7]);

```

Anexa 5_C7

```

% buck double leading triangle valley
clear all; close all; clc;
Vg=12; R=3; L=200e-6; RL=1e-3; C=22e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=1;
Tsim=30e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0];
A2=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=(Vg-x(2,n))/L; M2(n)=x(2,n)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=(Vg-x(2,n))/L; M2(n)=x(2,n)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/4*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi3=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi3=A2\(\phi3-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi2*phi1*phi3*phi1*phi2*x(:,n)+(phi2*phi1*phi3*psi1+phi2*psi1+phi2*phi1*phi3*psi1+phi2*phi1*psi3+phi2*psi1+psi2)*Vg;
    d(n+1)=-4*(M1(n)+M2(n))/(2*M1(n)+3*M2(n))*d(n)+4/((2*M1(n)+3*M2(n))*Ts)*(Iref-i(n))+7*M2(n)/(2*M1(n)+3*M2(n));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(1-d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/4*(1-d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(1+d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/4*(1+d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(3-d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/4*(3-d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(3+d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/4*(3+d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k*Ts)))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:)); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL'); axis([29.75 30 0.8 1.31]);

```

Anexa 6_C7

```

% buck double leading triangle peak
clear all; close all; clc;
Vg=12; R=3; L=200e-6; RL=1e-3; C=22e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=3;
Tsim=30e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0];
A2=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=(Vg-x(2,n))/L; M2(n)=x(2,n)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=(Vg-x(2,n))/L; M2(n)=x(2,n)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/4*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi3=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi3=A2\(\phi3-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi2*phi1*phi3*phi1*phi2*x(:,n)+(phi2*phi1*phi3*phi1*psi2+phi2*phi1*phi3*psi1+phi2
    *phi1*psi3+phi2*psi1+psi2)*Vg;
    d(n+1)=-4*(M1(n)+M2(n))/(4*M1(n)+3*M2(n))*d(n)+4/((4*M1(n)+3*M2(n))*Ts)*(Iref-
    i(n))+7*M2(n)/(4*M1(n)+3*M2(n));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-r'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-r'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(1-d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/4*(1-d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(1+d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/4*(1+d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(3-d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/4*(3-d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(3+d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/4*(3+d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k*Ts)))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:), 'r'); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL'); axis([29.75 30 2.7 3.2001]);

```


Anexa 7_C7

```

% buck double leading triangle average 1
clear all; close all; clc;
Vg=12; R=3; L=200e-6; RL=1e-3; C=22e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=1;
Tsim=30e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0];
A2=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=(Vg-x(2,n))/L; M2(n)=x(2,n)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=(Vg-x(2,n))/L; M2(n)=x(2,n)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/4*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi3=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi3=A2\(\phi3-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi2*phi1*phi3*phi1*phi2*x(:,n)+(phi2*phi1*phi3*phi1*psi2+phi2*phi1*phi3*psi1+phi2
    *phi1*psi3+phi2*psi1+psi2)*Vg;
    d(n+1)=1/3*(-4*d(n)+4/((M1(n)+M2(n))*Ts)*(Iref-i(n))+7*M2(n)/(M1(n)+M2(n)));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-g'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-g'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(1-d(Nmax-k+1))*Ts)))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/4*(1-d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(1+d(Nmax-k+1))*Ts)))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/4*(1+d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(3-d(Nmax-k+1))*Ts)))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/4*(3-d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(3+d(Nmax-k+1))*Ts)))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/4*(3+d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k*Ts)))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:), 'g'); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL'); axis([29.75 30 0.75 1.21]);

```

Anexa 8_C7

```

% buck double leading triangle average 2
clear all; close all; clc;
Vg=12; R=3; L=200e-6; RL=1e-3; C=22e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=1;
Tsim=30e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B1=[1/L; 0];
A2=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)]; B2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=(Vg-x(2,n))/L; M2(n)=x(2,n)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=(Vg-x(2,n))/L; M2(n)=x(2,n)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi1=A1\(\phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*1/4*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\(\phi2-I)*B2;
    phi3=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi3=A2\(\phi3-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi2*phi1*phi3*phi1*phi2*x(:,n)+(phi2*phi1*phi3*psi1*psi2+phi2*phi1*phi3*psi1+phi2
    *phi1*psi3+phi2*psi1+psi2)*Vg;
    d(n+1)=-d(n)+1/((M1(n)+M2(n))*Ts)*(Iref-i(n))+2*M2(n)/(M1(n)+M2(n));
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-g'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-g'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(1-d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/4*(1-d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(1+d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/4*(1+d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(3-d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1/4*(3-d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/4*(3+d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\(\phi-I)*B1;
    elseif (((k-1+1/4*(3+d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=(k*Ts)))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\(\phi-I)*B2;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:), 'g'); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL'); axis([29.75 30 0.75 1.21]);

```

Anexa 1_C8

```

% boost trailing peak -> comenzi predictive liniare, cazul delta > 0
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=2.5;
Tsim=12e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0; 0 -1/(R*C)];
B1=[1/L; 0];
E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L; 1/C -1/(R*C)];
B2=[1/L; 0];
E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*d(n)*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi2*phi1*x(:,n)+(phi2*psi1+psi2)*Vg;
    d(n+1)=-d(n)+1/(2*(M1(n)+M2(n))*Ts)*(Iref-
i(n))+4*M2(n)^2+3*M1(n)*M2(n))/(2*(M1(n)+M2(n))^2);
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:1:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-r'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:1:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-r'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2;
while k<=p
    if ((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+d(Nmax-k+1))*Ts)
        phi=expm(A1*h); psi=A1\((phi-I)*B1;
    elseif ((k-1+d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=k*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:),'r'); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL');

```

Anexa 2_C8

```

% boost leading valley -> comenzi predictive liniare, cazul delta > 0
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=2.5;
Tsim=12e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0;
    0 -1/(R*C)];
B1=[1/L; 0];
E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L;
    1/C -1/(R*C)];
B2=[1/L; 0];
E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*d(n)*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi1*phi2*x(:,n)+(phi1*psi2+psi1)*Vg;
    d(n+1)=-d(n)+1/(2*(M1(n)+M2(n))*Ts)*(Iref-
i(n)+(4*M2(n)^2+5*M1(n)*M2(n))/(2*(M1(n)+M2(n))^2);
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2;
while k<=p
    if ((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1-d(Nmax-k+1))*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2;
    elseif ((k-1+1-d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=k*Ts)
        phi=expm(A1*h); psi=A1\((phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:), 'b'); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL');

```

Anexa 3_C8

```

% boost trailing triangle peak -> comenzi predictive liniare, cazul delta = 0
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=2.5;
Tsim=12e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0;
    0 -1/(R*C)];
B1=[1/L; 0];
E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L;
    1/C -1/(R*C)];
B2=[1/L; 0];
E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*1/2*d(n)*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1;
    phi2=expm(A2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2;
    x(:,n+1)=phi1*phi2*phi1*x(:,n)+(phi1*phi2*psi1+phi1*psi2+psi1)*Vg;
    d(n+1)=-2*d(n)+9/(4*(M1(n)+M2(n))*Ts)*(Iref-
i(n))+((24*M2(n)^2+15*M1(n)*M2(n))/(8*(M1(n)+M2(n))^2);
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-r'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-r'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A1*h); psi=A1\((phi-I)*B1;
while k<=p
    if (((k-1)*Ts<t)&&(t<=(k-1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\((phi-I)*B1;
    elseif ((k-1+1/2*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=(k-1+1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2;
    elseif (((k-1+1-1/2*d(Nmax-k+1))*Ts<t)&&(t<=k*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\((phi-I)*B1;
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:),'-r'); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL');

```

Anexa 4_C8

```

% boost leading triangle valley -> comenzi predictive liniare, cazul delta < 0
clear all; close all; clc;
Vg=10; R=10; L=500e-6; RL=1e-3; C=100e-6; fs=40e3; Ts=1/fs;
Iref=2.5;
Tsim=12e-3; Nmax=Tsim/Ts;
A1=[-RL/L 0;
    0 -1/(R*C)];
B1=[1/L; 0];
E1=[0 1; 1 0]; F1=[0; 0];
A2=[-RL/L -1/L;
    1/C -1/(R*C)];
B2=[1/L; 0];
E2=[0 1; 1 0]; F2=[0; 0];
I=eye(2);
n=1;
x(1,n)=0; x(2,n)=1e-6; i(n)=x(1,n); M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; d(n)=0.1;
while n<Nmax
    M1(n)=Vg/L; M2(n)=(x(2,n)-Vg)/L; i(n)=x(1,n);
    phi1=expm(A1*d(n)*Ts); psi1=A1\((phi1-I)*B1);
    phi2=expm(A2*1/2*(1-d(n))*Ts); psi2=A2\((phi2-I)*B2);
    x(:,n+1)=phi2*phi1*phi2*x(:,n)+(phi2*phi1*psi2+phi2*psi1+psi2)*Vg;
    d(n+1)=1/2*d(n)+1/(4*(M1(n)+M2(n))*Ts)*(Iref-
i(n)+(4*M2(n)^2+5*M1(n)*M2(n))/(8*(M1(n)+M2(n))^2);
    if d(n+1)<0.01
        d(n+1)=0.01;
    elseif d(n+1)>0.99
        d(n+1)=0.99;
    end
    n=n+1;
end
index_d=0:1:length(d)-1;
time_d=Ts*index_d*1000;
plot(time_d,d,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('d');
index_i=0:1:length(i)-1;
time_i=Ts*index_i*1000;
figure; plot(time_i,i,'-'); xlabel('time [ms]'); ylabel('iL');
p=10; % ultimele p perioade sunt reprezentate
k=1; % contorul de perioade
h=20e-9; % pasul de simulare
contor=0; % contorul care vede cand s-a terminat o perioada de comutatie
t=0; tsim(1)=0;
m=1; xsim(:,m)=x(:,length(d)-p); phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2);
while k<=p
    if ((k-1)*Ts<t)&&(t<=((k-1+(1/2-1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2);
    elseif (((k-1+(1/2-1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts)<t)&&(t<=((k-1+(1/2+1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts))
        phi=expm(A1*h); psi=A1\((phi-I)*B1);
    elseif (((1/2+1/2*d(Nmax-k+1)))*Ts<t)&&(t<=k*Ts)
        phi=expm(A2*h); psi=A2\((phi-I)*B2);
    end
    xsim(:,m+1)=phi*xsim(:,m)+psi*Vg; tsim(m+1)=tsim(m)+h;
    m=m+1; t=t+h; contor=contor+1;
    if contor==Ts/h
        k=k+1; contor=0;
    else
        end
end
end
figure; plot(tsim*1e3+(Tsim-p*Ts)*1e3*ones(length(Tsim)),xsim(1,:)); xlabel('time [ms]');
ylabel('iL');

```