

CONVERTOARE ȚUK DE GENERAȚIA A DOUA

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

Ing. Aurel Cireșan

Conducător științific:
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing. Dan Lascu
prof.univ.dr.ing. Adrian Graur
prof.univ.dr.ing. Dorin Petreuş
prof.univ.dr.ing. Viorel Popescu

Ziua susținerii tezei: 13 Martie 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

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.

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, sub îndrumarea d-lui prof. dr. ing. Mircea Ciugudean, 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 d-lui decan prof. dr. ing. Ivan Bogdanov, precum și comisiei de îndrumare formate din prof. dr. ing. Aurel Gontean, conf. dr. ing. Dan Negoșescu, conf. dr. ing. Adrian Popovici, conf. dr. ing. Dan Andreiciuc, conf. dr. ing. Ioan Lie, conf. dr. ing. Mircea Băbăiță.

Cu aleasă recunoștință, evoc personalitatea regretatului conf. dr. Nicolae Neamțu, cel care mi-a călăuzit primii pași spre orientarea către învățământul superior și care m-a sprijinit și încurajat permanent în toți anii de studenție.

De asemenea se cuvin mulțumiri d-lui conf. dr. Ioan Goleț, director al departamentului de matematică din cadrul UPT, cel care m-a sfătuit și încurajat permanent începând din anul 2000 și până în prezent.

Recunoștință adresez colegilor mei de doctorat, Daniel Drăghici și Mircea Gurbină, pentru experiența schimbată între noi și timpul petrecut împreună în sălile de lucru ale facultății.

În mod special îi mulțumesc d-lui prof. dr. ing. Viorel Popescu pentru eforturile generoase făcute pentru ca această teză să se finalizeze.

Sunt de menționat cele mai deosebite și alese mulțumiri adresate conducătorului de doctorat, prof. dr. ing. Dan Lascu, pentru implicarea sa, sprijinul, sugestiile, ideile și îndrumarea necontenită, care au dus la finalizarea acestei teze.

Nu în ultimul rând sunt adresate mulțumiri familiei, fiicei Laura pentru faptul de a-mi fi urmat în prezent ca studentă în anul al treilea la secția Engleză a acestei facultăți, motiv pentru care sunt mândru precum și soției Simona, pentru răbdarea, înțelegerea și suportul oferite în această perioadă în care nu au 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,
Februarie, 2014

Ing. Aurel Cireșan

Pentru Laura, Simona și Valeria, familiei mele

Cireșan, Aurel

Convertoare Ćuk de generația a doua

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 71, Editura Politehnica, 2014, 208 pagini, 184 figuri, 5 tabele.

ISSN:1842-7014

ISBN: 978-606-554-809-1

Cuvinte cheie: convertoare PWM, convertor buck, convertor boost, raport static de conversie , randament , topologie rezonantă, conducție continuă, solicitări, comutare la curent zero, comandă digitală predictivă în curent.

Rezumat: Lucrarea își propune prezentarea unor noi clase de convertoare obținute prin sinteză Zhou și configurând un circuit rezonant după modelul propus de prof. Ćuk în convertoarele sale recent brevetate. Dintre cele 20 de convertoare nou propuse analiza de detaliu se face pentru cele cu un singur transistor, adică două topologii de tip buck și două de tip boost. Se demonstrează că acestea prezintă avantajul unor solicitări în tensiune mai mici decât în cazul convertoarelor clasice, solicitări în curent identice cu cazul clasic, solicitări mai mici în curent ale bobinelor, în condițiile unor condiții de funcționare CCM mai relaxate. În cazul unei structuri buck se obțin și proprietăți EMI superioare datorită curentului de intrare fără fronturi abrupte. Deși există fenomene rezonante și există aceleași componente ca și într-un convertor QRC, raportul static de conversie rămâne independent de sarcină, ca în cazul convertoarelor PWM. În cazul convertoarelor buck cu tensiuni de ieșire apropiate de tensiunea de alimentare factorul de umplere necesar este mai mic decât la un buck clasic permițând o comandă mai simplă. Același avantaj există și pentru convertoarele de tip boost atunci când se doresc tensiuni de ieșire mari. Din acest punct de vedere noile convertoare seamănă cu cele pătratic. Toate considerațiile teoretice au fost verificate prin simulare și în final validate experimental. Se demonstrează că noilor structuri li se poate aplica comanda digitală predictivă în curent și sunt furnizate modalitățile și condițiile în care această tehnică poate fi aplicată.

Cuprins

Lista cu notații, abrevieri, acronime și simboluri.....	7
Lista cu tabele.....	10
Lista cu figuri	11
Introducere.....	19
Obiectul tezei	19
Structura tezei.....	21
Capitolul 1. Clase de convertoare dc-dc și modalități de sinteză	25
1.1. Convertoare pătratice	25
1.2. Convertoare cvasirezonaante și cvasipătratice	29
1.3. Comanda cu frecvență constantă a convertoarelor cvasirezonaante și rezonaante	31
1.4. Convertoare dc-dc cu două întrerupătoare active cu comandă independentă	33
1.4.1. Convertoare cascadate	36
1.4.2. Convertoare întreșesute.....	37
1.4.3. Convertoare suprapuse	38
1.5. Concluzii și contribuții personale.....	39
Capitolul 2. Convertoare de tip Ćuk de generația a doua.....	41
2.1. Convertoare de tip Ćuk-buck	41
2.2. Convertoare de tip Ćuk-boost	48
2.3. Concluzii și contribuții personale.....	53
Capitolul 3. Generarea unitară a noilor topologii de convertoare de tip Ćuk de generația a doua	54
3.1. Sinteza Zhou	54
3.2. Circuite de curent alternativ și de curent continuu	55
3.3. Proprietăți ale circuitelor de curent continuu și de curent alternativ	57
3.4. Reprezentarea algebrică a circuitelor de curent continuu și de curent alternativ.....	58
3.4.1. Reprezentarea algebrică a circuitelor de curent alternativ	58
3.4.2. Reprezentarea algebrică a circuitelor de curent continuu și modelul general de curent continuu	59
3.4.3. Convertoare cu trei sau mai multe stări topologice.....	60
3.4.4. Principiile metodei de sinteză Zhou	60
3.5. Sinteza convertoarelor DC-DC cu trei întrerupătoare.....	61
3.5.1. Topologii de curent continuu posibile.....	62
3.5.2. Inserarea numărului minim de bobine și capacități. Topologii	63
3.6. Clase de convertoare de tip Ćuk de generația a doua	70
3.7. Concluzii și contribuții personale.....	80
Capitolul 4. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborător, cu bobina în serie cu intrarea.....	81
4.1. Analiza de stare staționară	82
4.2. Caracteristici statice	85
4.3. Verificări prin simulare	89
4.4. Rezultate experimentale.....	92
4.5. Concluzii și contribuții personale.....	99
Capitolul 5. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborător, cu tranzistor în serie cu intrarea	101

6 Cuprins

5.1. Analiza de stare staționară	102
Eroare! Marcaj în document nedefinit.	
5.2. Caracteristici statice	105
5.3. Verificări prin simulare	109
5.4. Rezultate experimentale.....	112
5.5. Concluzii și contribuții personale.....	117
Capitolul 6. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor superior	119
6.1. Analiza de stare staționară	120
6.2. Caracteristici statice	123
6.3. Verificări prin simulare	127
6.4. Rezultate experimentale.....	131
6.5. Concluzii și contribuții personale.....	138
Capitolul 7. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor inferior	140
7.1. Analiza de stare staționară	141
7.2. Caracteristici statice	144
7.3. Verificări prin simulare	147
7.4. Rezultate experimentale.....	151
7.5. Concluzii și contribuții personale.....	158
Capitolul 8. Comenzi predictive pentru convertoare Ćuk de generația a doua propuse	160
8.1. Considerații generale	160
8.2. Tehnici de modulație PWM	161
8.3. Tipuri de comandă digitală predictivă în curent cu stabilitate totală sau parțială.....	162
8.3.1. Comanda trailing peak	163
8.3.2. Comanda leading valley.....	164
8.3.3. Comanda leading average.....	164
8.3.4. Comanda trailing triangle valley	165
8.3.5. Comanda trailing triangle average	166
8.3.6. Comanda leading triangle peak.....	167
8.3.7. Comanda leading triangle average	167
8.4. Stabilitatea comenzilor predictive	168
8.5. Comanda predictivă în curent pentru noile convertoare Ćuk de generația a doua propuse	170
8.6. Verificări prin simulare	172
8.7. Concluzii și contribuții personale.....	182
Capitolul 9. Concluzii finale și contribuții personale	183
9.1. Concluzii finale.....	183
9.2. Contribuții personale.....	183
Bibliografie	188
Lista cu lucrările științifice publicate	195
Anexe	197

Lista cu notații, abrevieri, acronime și simboluri

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

Notații

$x(t)$	- valoarea instantanee a mărimii x_1 notată cu literă mică
v_g, i_g	- valorile instantanee ale tensiunii de alimentare respectiv curentului de alimentare
f_0	- frecvența de rezonanță pentru un circuit
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 - $T_s = \frac{1}{f_s}$
t_{ON}	- intervalul de timp dintr-o perioadă de comutație în care un întrerupător este în stare de conducție
t_{OFF}	- intervalul de timp dintr-o perioadă de comutație în care un întrerupător este în stare de blocare - $t_{OFF} = T_s - t_{ON}$
D	- factorul de umplere în stare staționară, egal cu $\frac{t_{ON}}{T_s}$
D'	- valoarea complementară pentru factorul de umplere în stare staționară
d_n	- factorul de umplere discret, definit ca timpul de conducție din perioada n , t_{ONn} , raportat la perioada de comutație T_s , $d_n = \frac{t_{ONn}}{T_s}$
AC	- curent alternativ
DC	- curent continuu
dc-dc	- conversie curent continuu – curent continuu;
D_i	- dioda "i" din circuit
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
S	- notație generică pentru un întrerupător activ sau pasiv
ΔX	- pulsațiile vârf la vârf ale mărimii periodice $x(t)$

Abrevieri, Acronime

<i>Buck</i>	- notație generică pentru convertor coborâtor
<i>Boost</i>	- notație generică pentru convertor ridicător
<i>BoCBB</i>	- convertor boost cascadat cu buck
<i>BuCBB</i>	- convertor buck cascadat cu boost
<i>BuIBB</i>	- convertor buck-boost întrețesut buck
<i>BoIBB</i>	- convertor boost-buck întrețesut boost
<i>BoSBB</i>	- convertor buck-boost suprapus boost
<i>BuSBB</i>	- convertor buck-boost suprapus buck
<i>CCM</i>	- C ontinuous C onduction M ode - regim de curent neîntrerupt
<i>DCM</i>	- D iscontinuous C onduction M ode - regim de curent întrerupt
<i>DSP</i>	- D igital S ignal P rocessor - procesor de semnal numeric
<i>EMI</i>	- E lectro M agnetic I nterference - interferență electromagnetică
<i>KCL</i>	- K irchhoff C urrent L aw - legea I a lui Kirchhoff
<i>KVL</i>	- K irchhoff V oltage L aw - legea a II a lui Kirchhoff
<i>LA</i>	- L eading A verage - comandă în curent mediu pe front ridicător
<i>LP</i>	- L eading P eak - comandă în curent de vârf pe front ridicător
<i>LV</i>	- L eading V alley - comandă în curent de vale pe front ridicător
<i>LTA</i>	- L eading T riangle A verage - comandă în curent mediu cu purtătoare triunghiulară pe front ridicător
<i>LTP</i>	- L eading T riangle P eak - comandă în curent de vârf cu purtătoare triunghiulară pe front ridicător
<i>LTV</i>	- L eading T riangle V alley - comandă în curent de vale cu purtătoare triunghiulară pe front ridicător
<i>M</i>	- raport static de conversie, egal cu raportul componentelor continue ale tensiunilor de ieșire și intrare, $M = \frac{V_0}{V_g}$
<i>PFC</i>	- P ower F actor C orrection - corecția factorului de putere
<i>PV</i>	- P hoto V oltaic - celulă fotovoltaică
<i>PWM</i>	- P ulse W idth M odulation - modulația în durată a impulsurilor
<i>TA</i>	- T railing A verage - comandă în curent mediu pe front coborâtor
<i>TP</i>	- T railing P eak - comandă în curent de vârf pe front coborâtor
<i>TV</i>	- T railing V alley - comandă în curent de vale pe front coborâtor
<i>TTA</i>	- T railing T riangle A verage - comandă în curent mediu cu purtătoare triunghiulară pe front coborâtor
<i>TTP</i>	- T railing T riangle P eak - comandă în curent de vârf cu purtătoare triunghiulară pe front coborâtor
<i>TTV</i>	- T railing T riangle V alley - comandă în curent de vale cu purtătoare triunghiulară pe front coborâtor
<i>ZCS</i>	- Z ero C urrent S witching - comutație la curent zero
<i>ZVS</i>	- Z ero V oltage S witching - comutație la tensiune zero
<i>CF-ZCS,</i> <i>CF-ZVS</i>	-convertoare ZCS și ZVS funcționând cu frecvență constantă

Simboluri

<i>I</i>	- Intensitatea curentului electric	[A]
<i>V</i>	- Diferență de potențial electric, tensiune electrică	[V]
<i>P</i>	- Putere electrică activă	[W]
<i>R</i>	- Rezistență electrică	[Ω]
<i>C</i>	- Capacitate	[F]
<i>L</i>	- Inductanță	[H]
<i>f</i>	- Frecvență	[Hz]
<i>η</i>	- Randament	[%]
<i>t</i>	- Timpul curent	[s]

Lista cu tabele

Tabelul 3.1. Orientările întrerupătoarelor în circuite de curent continuu cu trei întrerupătoare. Sursa [105]	63
Tabelul 4.1. Valorile mărimilor măsurate pentru determinarea experimentală a raportului static de conversie și a randamentului convertorului din Fig. 4.1. Sursa [original]	97
Tabelul 6.1. Valorile mărimilor măsurate pentru determinarea experimentală a raportului static de conversie și a randamentului convertorului din Fig. 6.1. Sursa [original]	136
Tabelul 7.1. Valorile mărimilor măsurate pentru determinarea experimentală a raportului static de conversie și a randamentului convertorului din Fig. 7.1. Sursa [original]	157
Tabelul 8.1. Valorile raportului $\frac{\Delta V_{LOFF}}{V_{LOFF}}$ pentru diverse convertoare Ćuk de generația a doua. Sursa [original]	172

Lista cu figuri

Fig. I.1. Evoluția vânzărilor convertoarelor în comutație. Sursa [The Worldwide Market for Power Supplies]	20
Fig. 1.1. Celula de bază α_1 (a), modul de conectare al unei celule între sursă și sarcină Sursa [54]	26
Fig. 1.2. Convertorul α_1 - buck: $M(D) = D^2$. Sursa [54]	27
Fig. 1.3. Convertorul α_1 - boost: $M(D) = 1/(1-D)^2$. Sursa [54]	27
Fig. 1.4. Convertorul α_1 - buck-boost: $M(D) = -D^2/(1-D)^2$. Sursa [54]	27
Fig. 1.5. Celula de bază α_2 . Sursa [54]	28
Fig. 1.6. Convertorul α_2 - buck: $M(D) = D^2$. Sursa [54]	28
Fig. 1.7. Convertorul α_2 - boost: $M(D) = 1/(1-D)^2$. Sursa [54]	28
Fig. 1.8. Convertorul α_2 - buck-boost: $M(D) = -D^2/(1-D)^2$. Sursa [54]	28
Fig. 1.9. Celula de bază δ_1 . Sursa [54]	29
Fig. 1.10. Convertorul δ_1 - boost: $M(D) = 1/(1-D)^2$. Sursa [54]	29
Fig. 1.11. Exemple de celule cvasirezonaante ZSWJ-QRC derivate din celula ZSWJ-PWM. Sursa [54]	30
Fig. 1.12. Exemple de celule cvasirezonaante ZSWJ-QSW derivate din celula ZSWJ-PWM. Sursa [54]	31
Fig. 1.13. O celulă de bază ZVS (în comanda cu frecvență variabilă S_2 e o diodă) (a) și implementarea practică a întrerupătoarelor pentru ca celula să fie CF-ZVS (b). Sursa [54]	32
Fig. 1.14. O celulă de bază QSW (în comanda cu frecvență variabilă S_2 e o diodă) (a) și implementarea practică a întrerupătoarelor pentru ca celula să fie CF-QSW (b). Sursa [54]	33
Fig. 1.15. Mecanismul de transfer al energiei: a) pentru convertor buck și boost; b) pentru convertor buck-boost cu un singur întrerupător (Sursa [12])	34
Fig. 1.16. Dependența raportului P_i / P funcție de raportul static de conversie pentru diverse convertoare dc-dc. Sursa [12]	35
Fig. 1.17. Topologii în cascadă de tip buck-boost cu două întrerupătoare: a) convertor buck-boost cascadat ; b) convertor boost-buck cascadat. Sursa [12]	35
Fig. 1.18. Circuite de curent alternativ și de curent continuu: - pentru convertorul buck: curent alternativ a) și curent continuu b) - pentru convertorul boost: curent alternativ c) și curent continuu d) Sursa [12]	36
Fig. 1.19. Circuite echivalente pentru topologiile în cascadă buck-boost din Fig. 1.17: a) circuitul de curent alternativ unic; b) circuitul de curent continuu pentru convertorul buck-boost cascadat; c) circuitul de curent continuu pentru convertorul boost-buck cascadat. Sursa [12]	36
Fig. 1.20. Alte convertoare cu două bobine obținute prin cascada celulelor buck și boost: buck cascadat cu boost (a), (b) și boost cascadat cu buck (c), (d). Sursa [12]	37
Fig. 1.21. Circuite echivalente pentru topologiile întrețesute buck-boost: a) circuitul de curent alternativ unic;	

12 Lista cu figuri

b) circuitul de curent continuu pentru convertorul buck-boost întretesut buck (BuIBB);	
c) circuitul de curent continuu pentru convertorul boost-buck întretesut boost (BoIBB). Sursa [12]	37
Fig. 1.22. Convertoare buck-boost întretesute:	
a) buck-boost întretesut buck (BuIBB);	
b) buck-boost întretesut boost (BoIBB). Sursa [12].....	38
Fig. 1.23. Circuitele echivalente pentru convertoare suprapuse:	
a) circuit de curent alternativ inițial;	
b) circuit de curent continuu inițial;	
c) circuit de curent alternativ redus,	
circuit de curent continuu redus. Sursa [12].....	39
Fig. 1.24. Convertoare ridicătoare-coborâtoare suprapuse:	
a) (BuSBB),	
b) (BoSBB). Sursa [12].....	39
Fig. 2.1. Convertor Buck clasic. Sursa [27]	41
Fig. 2.2. Convertor Buck cu bobină cu priză mediană. Sursa [27].....	42
Fig. 2.3. Raportul static de conversie al convertorului Buck cu priză mediană. Sursa [27]	42
Fig. 2.4. Convertor Ćuk-buck cu transformator hibrid. Sursa [27]	43
Fig. 2.5. Convertor Ćuk-buck cu transformator hibrid.	
a) Starea topologică 1: S_1 în conductie.	
b) Starea topologică 2: S_1 blocat Sursa [27].....	44
Fig. 2.6. Forma de undă pentru curentul rezonant al convertorului din Fig. 2.4. Sursa [27]	44
Fig. 2.7. Formele de undă pentru convertorul Ćuk-buck cu transformator hibrid din Fig. 2.4. Sursa [27]	45
Fig. 2.8. Raportul static de conversie pentru convertorul Ćuk-buck. Sursa [27]	46
Fig. 2.9. Versiuni de convertoare Ćuk-buck cu transformatorul hibrid înlocuit cu un transformator fără izolare. Sursa [27].....	46
Fig. 2.10. Alte variante de convertoare Ćuk-buck rezultate din convertorul cu transformator hibrid prin conectarea în diferite puncte a laturii cu bobina rezonantă. Sursa [27]	47
Fig. 2.11. Raportul static de conversie pentru diferite valori ale lui n pentru convertorul Ćuk-buck din Fig. 2.10.b. Sursa [27].....	48
Fig. 2.12. Convertor Ćuk-boost de tip Sepic. Sursa [28]	49
Fig. 2.13. Convertor Ćuk-boost de tip Cuk. Sursa [28]	49
Fig. 2.14. Posibilele moduri de funcționare pentru convertoarele din Fig. 2.12. și Fig. 2.13. Sursa [28]	50
Fig. 2.15. Convertor Ćuk-boost de tip Sepic.	
a) cu izolare neinversor.	
b) cu izolare și tensiune de ieșire negativă. Sursa [28]	50
Fig. 2.16. Forme de undă pentru convertorul Ćuk-boost de tip Sepic cu izolare din Fig. 2.15.a. Sursa [28].....	51
Fig. 2.17. Convertor Ćuk-boost de tip Zeta.	
a) Convertor Ćuk-boost de tip Zeta neinversor.	
b) Convertor Ćuk-boost de tip Zeta inversor. Sursa [28].....	52
Fig. 2.18. Convertor Ćuk-boost de tip Zeta.	
a) cu izolare, neinversor.	
b) cu izolare, inversor. Sursa [28]	52

Fig. 3.1. Convertor Sepic. Circuite echivalente:	
a) Convertor Sepic;	
b) Circuit echivalent de curent alternativ;	
c) Circuit echivalent de curent continuu;	
d) Circuit echivalent extins de curent continuu. Sursa [105]	55
Fig. 3.2. Forme de undă ale curentului și tensiunii pentru întrerupătorul activ dintr-un convertor PWM DC-DC:	
- cu pulsații mici a) și c)	
- componentele alternative b) și d). Sursa [105]	56
Fig. 3.3. Convertor Sepic. Circuite echivalente:	
a) Circuitul echivalent pe durata intervalului DT_s , în care tranzistorul conduce și dioda este blocată;	
b) Circuitul echivalent pe durata intervalului $(1-D)T_s$, în care tranzistorul este blocat și dioda conduce. Sursa [105]	56
Fig. 3.4. Cele două circuite de curent alternativ posibile pentru convertoare cu trei întrerupătoare și două stări topologice. Sursa [105]	62
Fig. 3.5. Circuitul echivalent din Fig. 3.4 (a) cu sensuri: (b) circuitul echivalent pe durata intervalului DT_s , în care S_1 și S_2 conduc și \bar{S}_3 este blocat și (c) circuitul echivalent pe durata intervalului $(1-D)T_s$, în care S_1 și S_2 este blocat și \bar{S}_3 conduce. Sursa [105]	62
Fig. 3.6. Pozițiile posibile pentru întrerupătoarele din circuitele de curent continuu cu trei întrerupătoare. Sursa [105]	63
Fig. 3.7. Convertoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105]	65
Fig. 3.7. (continuare) Convertoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105]	66
Fig. 3.8. Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105]	67
Fig. 3.8. (continuare) Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105]	68
Fig. 3.9. Convertoare ridicătoare-coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105]	69
Fig. 3.10. Formele de undă pentru convertorul (4) din Fig. 3.8. De sus în jos: curentul prin bobină, curentul prin tranzistor și tensiunea pe tranzistor. Sursa [original]	71
Fig. 3.11. Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original]	72
Fig. 3.12. Convertoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original]	73
Fig. 3.12. (continuare 1) Convertoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original]	74
Fig. 3.12. (continuare 2) Convertoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original]	75
Fig. 3.13. Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original]	76
Fig. 3.13. (continuare 1) Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original]	77
Fig. 3.13. (continuare 2) Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original]	78

14 Lista cu figuri

Fig. 3.14. Convertoare coborâtoare-ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].....	79
Fig. 3.14. (continuare) Convertoare coborâtoare-ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].....	80
Fig. 4.1. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborâtor, cu bobina în serie cu intrarea. Sursa [original]	82
Fig. 4.2. Formele de undă teoretice pentru convertorul din Fig. 4.1. Sursa [original]	83
Fig. 4.3. Cele trei moduri posibile de funcționare. Sursa [original].....	85
Fig. 4.4. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere. Sursa [original]	86
Fig. 4.5. Solicitățile în tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare. Sursa [original]	87
Fig. 4.6. Cele două funcții care determină limita de funcționare CCM-DCM pentru noul convertor ridicător propus (roșu) și convertorul buck clasic (albastru). Sursa [original]	89
Fig. 4.7. Schema de simulare a convertorului propus. Sursa [original]	90
Fig. 4.8. Tensiunea de ieșire și tensiunea pe tranzistor. Sursa [original]	91
Fig. 4.9. Tensiunea pe condensatorul intern C. Sursa [original].....	91
Fig. 4.10. Curentul prin bobina rezonantă. Sursa [original].....	91
Fig. 4.11. Tensiunea de ieșire (albastru), tensiunea pe tranzistor (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].....	93
Fig. 4.12. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	93
Fig. 4.13. Curentul prin bobina principală (violet), tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu). Sursa [original].....	94
Fig. 4.14. Curentul prin bobina principală (violet), tensiunea pe tranzistor (albastru), tensiunea pe bobina principală (roșu). Sursa [original]	94
Fig. 4.15. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe dioda D_2 (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	95
Fig. 4.16. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 1 de funcționare. Sursa [original].....	95
Fig. 4.17. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare. Sursa [original].....	96
Fig. 4.18. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 3 de funcționare. Sursa [original].....	96
Fig. 4.19. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere: experimental (roșu) și ideal (albastru). Sursa [original]	98
Fig. 4.20. Randamentul măsurat în funcție de factorul de umplere. Sursa [original]	98
Fig. 5.1. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborâtor, cu tranzistor în serie cu intrarea. Sursa [original]	102
Fig. 5.2. Formele de undă teoretice pentru convertorul din Fig. 5.1. Sursa [original]	103
Fig. 5.3. Cele trei moduri posibile de funcționare. Sursa [original].....	105
Fig. 5.4. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere. Sursa [original]	107
Fig. 5.5. Solicitățile în tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare. Sursa [original]	107
Fig. 5.6. Schema de simulare a convertorului propus. Sursa [original]	110
Fig. 5.7. Tensiunea de ieșire și tensiunea pe condensatorul C. Sursa [original] ...	111

Fig. 5.8. Curentul prin bobina rezonantă. Sursa [original]	111
Fig. 5.9. Curentul prin tranzistor. Sursa [original]	112
Fig. 5.10. Tensiunea pe tranzistor. Sursa [original]	112
Fig. 5.11. Tensiunea de ieșire (roșu), și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	113
Fig. 5.12. Tensiunea pe condensatorul C (roșu), și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	114
Fig. 5.13. Tensiunea pe condensatorul C (roșu), și curentul prin bobina principală (violet). Sursa [original]	114
Fig. 5.14. Tensiunea pe tranzistor (galben), și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	115
Fig. 5.15. Tensiunea pe dioda D_2 (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	116
Fig. 5.16. Tensiunea pe condensatorul C (roșu), și curentul prin tranzistor (violet). Sursa [original]	116
Fig. 5.17. Tensiunea de ieșire (galben), tensiunea pe dioda D_2 (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].....	117
Fig. 6.1. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor superior. Sursa [original]	120
Fig. 6.2. Formele de undă teoretice pentru convertorul din Fig. 6.1. Sursa [original]	121
Fig. 6.3. Cele trei moduri posibile de funcționare. Sursa [original].....	122
Fig. 6.4. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere. Sursa [original]	124
Fig. 6.5. Solicitățile în tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare. Sursa [original]	124
Fig. 6.6. Cele două funcții care determină limita de funcționare CCM-DCM pentru noul convertor ridicător propus (roșu) și convertorul boost clasic (albastru). Sursa [original]	127
Fig. 6.7. Schema de simulare a convertorului propus. Sursa [original].....	128
Fig. 6.8. Tensiunea de ieșire. Sursa [original].....	129
Fig. 6.9. Tensiunea pe condensatorul C. Sursa [original].....	129
Fig. 6.10. Curentul prin bobina rezonantă. Sursa [original].....	129
Fig. 6.11. Curentul prin tranzistor. Sursa [original]	130
Fig. 6.12. Tensiunea pe tranzistor. Sursa [original]	130
Fig. 6.13. Curentul prin bobina principală L. Sursa [original]	130
Fig. 6.14. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 1 de funcționare. Sursa [original]	132
Fig. 6.15. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare. Sursa [original]	132
Fig. 6.16. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 3 de funcționare. Sursa [original]	133
Fig. 6.17. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea de ieșire (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	133
Fig. 6.18. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe dioda D_2 (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	134
Fig. 6.19. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe bobina principală L (roșu) și curentul prin bobina principală L (violet). Sursa [original] .	134

Fig. 6.20. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina principală L (violet).	
Sursa [original]	135
Fig. 6.21. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet).	
Sursa [original]	135
Fig. 6.22. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere: experimental (roșu) și ideal (albastru). Sursa [original]	137
Fig. 6.23. Randamentul măsurat în funcție de factorul de umplere.	
Sursa [original]	137
Fig. 7.1. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor inferior.	
Sursa [original]	141
Fig. 7.2. Formele de undă teoretice pentru convertorul din Fig. 7.1.	
Sursa [original]	143
Fig. 7.3. Cele trei moduri posibile de funcționare. Sursa [original].....	144
Fig. 7.4. Dependența raportului static de conversie față de factorul de umplere pentru convertorul boost clasic (verde) și pentru noul convertor ridicător propus (albastru). Sursa [original].....	145
Fig. 7. 5. Solicitățile în tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare.	
Sursa [original]	146
Fig. 7.6. Schema de simulare a convertorului propus. Sursa [original].....	148
Fig. 7.7. Tensiunea de ieșire. Sursa [original].....	149
Fig. 7.8. Tensiunea pe condensatorul C . Sursa [original].....	149
Fig. 7.9. Curentul prin bobina rezonantă. Sursa [original]	149
Fig. 7.10. Curentul prin bobina principală. Sursa [original]	150
Fig. 7.11. Curentul prin tranzistor. Sursa [original]	150
Fig. 7.12. Tensiunea pe tranzistor. Sursa [original]	151
Fig. 7.13. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 1 de funcționare. Sursa [original].....	152
Fig. 7.14. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare. Sursa [original].....	152
Fig. 7.15. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 3 de funcționare. Sursa [original].....	153
Fig. 7.16. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea de ieșire (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	153
Fig. 7.17. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), pulsațiile tensiunii de ieșire (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].....	154
Fig. 7.18. Tensiunea în punctul A (galben), tensiunea pe dioda D_2 (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original]	154
Fig. 7.19. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe bobina L (roșu) și curentul prin bobina L (violet). Sursa [original].....	155
Fig. 7.20. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina L (violet). Sursa [original]	156
Fig. 7.21. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet).	
Sursa [original]	156
Fig. 7.22. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere: experimental (roșu) și ideal (albastru). Sursa [original]	157
Fig. 7.23. Randamentul măsurat în funcție de factorul de umplere.	
Sursa [original]	158
Fig. 8.1. Tipuri de modulații. Sursa [11]	162

Fig. 8.2. Curentul inductiv în cazul comenzii trailing peak. Sursa [11].....	163
Fig. 8.3. Curentul inductiv în cazul comenzii leading valley. Sursa [11].....	164
Fig. 8.4. Curentul inductiv în cazul comenzii leading average. Sursa [11]	165
Fig. 8.5. Curentul inductiv în cazul comenzii trailing triangle valley. Sursa [11]	166
Fig. 8.6. Curentul inductiv în cazul comenzii trailing triangle average. Sursa [11]	166
Fig. 8.7. Curentul inductiv în cazul comenzii leading triangle peak. Sursa [11]	167
Fig. 8.8. Curentul inductiv în cazul comenzii leading triangle average. Sursa [11]	168
Fig. 8.9. Explicativă pentru stabilitatea comenzii trailing triangle valley. Sursa [11]	169
Fig. 8.10. Arhitectura de simulare pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă LP. Sursa [original]	173
Fig. 8.11. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă LP. Sursa [original]	174
Fig. 8.12. Tensiunea de ieșire pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă LP. Sursa [original]	174
Fig. 8.13. Factorul de umplere pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă LP. Sursa [original].....	175
Fig. 8.14. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă TTV. Sursa [original]	175
Fig. 8.15. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă TTA. Sursa [original]	177
Fig. 8.16. Factorul de umplere pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă TTA. Sursa [original].....	177
Fig. 8.17. Arhitectura de simulare pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă LV Sursa [original]	178
Fig. 8.18. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă LV. Sursa [original]	178
Fig. 8.19. Factorul de umplere pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă LV. Sursa [original]	179
Fig. 8.20. Detaliu din curentul inductiv pentru $D < 0,5$, evidențiind instabilitatea comenzii LV în această situație Sursa [original]	179
Fig. 8.21. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă LTP. Sursa [original]	180
Fig. 8.22. Detaliu din curentul inductiv pentru $D < 0,5$, evidențiind neliniaritatea curentului în a doua stare topologică pentru comanda LTP cu referință de valoare mică. Sursa [original].....	180
Fig. 8.23. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă TA. Sursa [original]	181
Fig. 8.24. Factorul de umplere pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă TA. Sursa [original]	181
Fig. A.4.1. Circuitul experimental pe placă de test realizat în cadrul laboratorului B 128a pentru convertorul analizat în Capitolului 4. Sursa [original].....	200
Fig. A.4.2. Placa de test utilizată în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolului 4. Circuit experimental. Sursa [original]	200
Fig. A.4.3. Placa de test utilizată în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolului 4. Circuit experimental. Sursa [original]	201

Fig. A.4.4. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare, pentru convertorul analizat în Capitolului 4.	
Sursa [original]	201
Fig. A.4.5. Sursa și multimetrul de laborator, utilizate în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolului 4. Valori experimentale măsurate.	
Sursa [original]	202
Fig. A.7.1. Circuitul experimental pe placă de test realizat în cadrul laboratorului B 128a pentru convertorul analizat în Capitolului 7.	
Sursa [original]	202
Fig. A.7.2. Circuitul experimental pe placă de test realizat în cadrul laboratorului B 128a pentru convertorul analizat în Capitolului 7.	
Sursa [original]	203
Fig. A.7.3. Circuitul experimental pe placă de test realizat în cadrul laboratorului B 128a pentru convertorul analizat în Capitolului 7.	
Sursa [original]	203
Fig. A.7.4. Placa de test utilizată în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolului 7. Circuit experimental. Sursa [original]	204
Fig. A.7.5. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare, pentru convertorul analizat în Capitolului 7.	
Sursa [original]	204
Fig. A.7.6. Sursa și multimetrul de laborator, utilizate în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolului 7. Valori experimentale măsurate.	
Sursa [original]	205

Introducere

Obiectul tezei

Motivația tezei este determinată de stadiul actual de dezvoltare din domeniul industrial și nu numai, care impune cerințe stricte asupra surselor de alimentare cu energie a echipamentelor utilizate în toate domeniile de activitate curente, precum și încadrarea acestora în anumite standarde tehnice specifice, privind compatibilitatea electromagnetică sau cele legate de factorul de putere. Cum în principal aceste surse de alimentare sunt de fapt convertoare dc-dc, care se utilizează în toate tipurile de conversie se conturează astfel o direcție de mare interes în cercetarea posibilităților de îmbunătățire a performanțelor acestor convertoare, pornind chiar și de la reducerea poluării armonice introduse de către acestea, așa cum se cunoaște, sursele în comutație fiind generatoare de acest gen de fenomene, reducerea pierderilor și a energiei disipate, reducerea dimensiunilor, a costurilor precum și creșterea, randamentului. De asemenea, motivația vine și din interesul personal legat de convertoare, care se dorește a merge spre perfecționare.

Importanța și actualitatea temei este dovedită de evoluția echipamentelor electronice, care are o tendință de miniaturizare/reducere a dimensiunilor, iar pentru a reuși îndeplinirea acestor condiții trebuie să se țină cont de faptul că sursa de alimentare, care intră în componența oricărui aparat electronic, trebuie ea însăși să posedă aceste calități.

Astfel, convertoarele de tensiune în comutație se utilizează pentru:

- alimentarea calculatoarelor, echipamentelor de birou, laptop-urilor,
- alimentarea echipamentelor de telecomunicații,
- alimentarea sub forma driverelor pentru motoarele de curent continuu, etc.

Dacă în anii 2000 estimările arătau că valoarea echipamentelor electronice de acest tip, tranzacționate pe piața produselor electronice, se ridica la 920 milioane de euro, ultimele studii realizate asupra acestui aspect indică creșteri semnificative a nivelului de vânzări, ajungându-se în anul 2013 la aproape 1125 milioane de euro, prognozând creșterea spectaculoasă a vânzărilor care se estimează că vor ajunge la 1665 milioane de euro în anul 2025. Un studiu realizat în anul 2013 de către Worldwide Market for Power Supplies, este prezentat în Fig.I.1.

Deși trendul ascendent de vânzări a acestor echipamente, ar indica o eficacitate din punct de vedere a realizării convertoarelor în comutație, una din problemele cele mai des întâlnite la mentenanța unui aparat electronic o reprezintă chiar convertorul în comutație. De aceea acestora le sunt necesare în permanență noi îmbunătățiri care să răspundă celor mai noi cerințe rezultate din nevoile dar și constrângerile datorate principiului ca energia trebuie prețuită, nefiind infinită, ea trebuie să nu fie risipită.

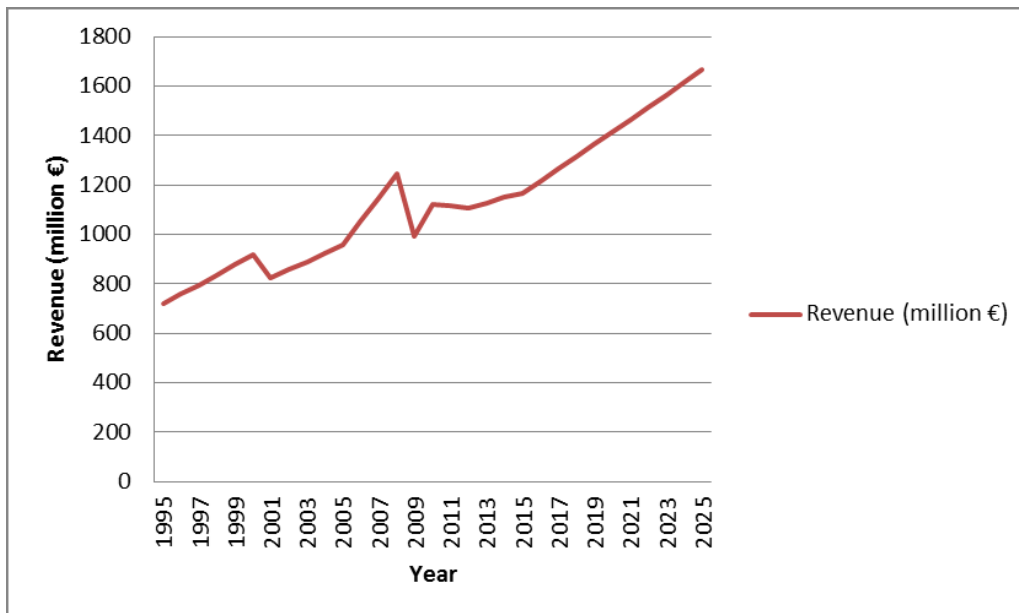


Fig.I.1. Evoluția vânzărilor convertoarelor în comutație.
Sursa: The Worldwide Market for Power Supplies.

Încadrarea temei în preocupările internaționale este evidentă, și are ca punct de plecare prezentarea de către prof. Cuk în anii 2010 și 2011 a două patente în Statele Unite ale Americii, unul pentru un convertor coborâtor cu izolare, iar celălalt fiind pentru un convertor ridicător. Acest fapt confirmă și mai bine importanța și actualitatea temei. Cercetarea fiind efectuată în cadrul Facultății de Electronică și Telecomunicații din Timișoara, dovedește de altfel și interesele colectivului de cercetare din cadrul Departamentului de Electronică Aplicată, loc în care în momentul curent se află implicate în procesul de cercetare științifică mai multe persoane, contribuind cu soluții noi la probleme cu teme de actualitate precum: comenzi predictive, fenomene de haos și instabilitate, etc.

Obiectivele științifice propuse pentru rezolvare în cadrul cercetării științifice efectuate au ca sursă de plecare în principal dezavantajele topologiei clasice de convertor buck și boost, pornind de la considerațiile legate de forma choppată a curentului de intrare, solicitările în tensiune sau curent ale componentelor semiconductoare, dar și de alte aspecte legate de rezistența de ieșire, frecvența de comutație, randament, dimensiuni fizice, greutate, costuri, **obiectivul major** fiind acela de a propune noi tipuri de convertoare coborâtoare și ridicătoare care să rezolve problemele prezentate anterior. **Acest obiectiv a și fost îndeplinit**, fiind propuse patru convertoare noi, două de tip coborâtor și două de tip ridicător, în urma cercetării efectuate pe parcursul a trei ani. Aceste convertoare prezintă solicitări reduse ale dispozitivelor semiconductoare, au fiabilitate și randament ridicat, dimensiuni reduse și greutate mică, pot fi comandate cu frecvențe de comutație ridicată și în final costul este optim.

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

Toate cele patru convertoare propuse au parcurs etapele menționate mai sus, rezultatele finale obținute validând pe rând corectitudinea etapei anterioare, pornind de la conceptul teoretic și până la confirmarea experimentală. Prin aceste rezultate și lucrările științifice publicate, lucrarea răspunde temei propuse, fiind valoroasă și mai ales originală.

Autorul reușește astfel, să aducă anumite contribuții personale la vastul domeniu al convertoarelor dc-dc, fiind luate în considerare ca punct de plecare în cadrul tezei, direcțiile de cercetare precizate mai sus.

Structura tezei

Lucrarea cuprinde în principal listele lucrărilor publicate, tabelelor și figurilor iar apoi o succintă introducere după care urmează cele nouă capitole. Primul capitol face o prezentare a stadiului actual privind sinteza de noi convertoare, urmează un capitol alocat celor două convertoare brevetate de prof. Čuk în anii 2010 și respectiv 2011, după care al treilea capitol tratează ideea, abordarea pe care autorul o propune în sinteza de noi convertoare. Urmează șase capitole destinate cercetărilor și contribuțiilor proprii autorului, capitolele 4, 5, 6, și 7 propunând și analizând fiecare dintre acestea câte un convertor nou. În capitolele 4 și 5 se propune și analizează câte un convertor coborâtor, în timp ce în capitolele 6 și 7 propun și analizează câte un convertor ridicător. În capitolul 8 se demonstrează posibilitatea aplicării unor metode digitale predictive de comandă performante în comanda acestor convertoare. Ultimul capitol este alocat concluziilor finale, contribuțiilor proprii autorului și posibilităților de studii de viitor. Se mai adaugă la final anexele și indexul lucrării.

Conținutul tezei, prin intermediul celor nouă capitole, abordează astfel, un domeniu de cercetare generos, autorul selectând doar aspectele esențiale în descrierea problematicii actuale și în continuare expunând, începând de la capitolul trei și până la finalul lucrării, contribuțiile personale legate de domeniul de cercetare.

Teza se axează pe introducerea unor contribuții personale care au ca sursă de plecare în principal dezavantajele topologiilor clasice, pornind de la considerațiile legate de forma choppată a curentului de intrare și/sau ieșire, solicitările în tensiune sau curent ale componentelor semiconductoare, dar și de alte aspecte legate de rezistența de ieșire, randament, dimensiuni fizice, greutate, costuri, etc. – din care se desprind următoarele **patru aspecte fundamentale** legate de acestea:

- 1. Propunerea unui principiu teoretic nou, o nouă strategie de obținere a unor familii de convertoare dc-dc plecând de la familiile Zhou cu solicitări mari în curent.**
- 2. Propunerea unui principiu nou de funcționare pentru un convertor DC-DC, bazat pe configurarea unei bucle rezonante, metodă care generează convertoare ce pot fi privite și ca o combinație între convertoarele PWM și cele QRC. Această comutare hibridă este de fapt cheia noii topologii propuse, mai performante decât corespondentul PWM clasic. Celelalte aspecte fundamentale decurg din aceasta, și anume:**
- 3. Propunerea a patru noi topologii de convertoare DC-DC, două coborâtoare și două ridicătoare.**
- 4. Analiza teoretică a celor patru topologiilor propuse, deducerea caracteristicilor statice și a relațiilor de bază pentru proiectare,**

precum și a unor tehnici digitale moderne de comandă pentru acestea.

În continuare vom expune în sinteză conținutul fiecărui capitol.

Capitolul 1 face o prezentare a stadiului actual privind sinteza de noi convertoare, cu accent pe convertoarele cu solicitări reduse de tensiune și curent pentru dispozitivele semiconductoare. Sunt trecute în revistă convertoarele pătratice, cele de tip întrețesut, cascadat sau suprapus și convertoarele cvasirezonaante obținute din părinți hard-switching.

Capitolul 2 este alocat celor două noi convertoare brevetate de prof. Ćuk în anii 2011 și respectiv 2010. Capitolul este important pentru că ideea de bază a tezei pleacă de la compararea topologiilor propuse de prof. Ćuk cu alte tipuri de convertoare. Se analizează funcționarea acestor convertoare, precum și diferite versiuni ale acestora, cu tensiune de ieșire pozitivă sau negativă, fără sau cu izolare galvanică.

Capitolul 3 prezintă ideea, pe care autorul o propune în sinteza de noi convertoare și astfel se definește practic abordarea pentru următoarele convertoare pe care le va propune și analiza. Este prezentată metoda de sinteză Zhou pentru că plecând de la ea viitoare cercetări ar putea să aducă în primul rând și la alte structuri de convertoare. Din considerente de simplitate, dar și de dimensiuni ale lucrării, autorul se fixează doar pe clasa convertoarelor cu o bobină și două capacități pe care o divizează, firesc, în subclase de convertoare coborâtoare, ridicătoare și coborâtoare-ridicătoare. În finalul capitolului, în urma unui studiu comparativ cu convertoarele propuse de prof. Ćuk și prezentate în capitolul 2, se propun 24 de noi convertoare pe care autorul le denumește "Ćuk de generația a doua". Dintre acestea, autorul selectează pe criterii legate de simplitatea topologiei și a comenziilor doar 4 reprezentanți pe care îi va analiza în capitolele următoare.

Capitolul 4 este dedicat primului convertor coborâtor nou propus de autor, soluția fiind rezultatul aplicării reunite a ideii rezultate în capitolul doi precum și a abordării sintezei rezultate din capitolul trei. Convertorul se distinge prin simplitate, prezentând o serie de avantaje comparativ cu topologia buck clasică: solicitări de tensiune mai mici ale dispozitivelor în condițiile menținerii acelorași solicitări în curent, curent de intrare nechoppat, cu consecințe favorabile privind compatibilitatea electromagnetică și poluarea armonică. Este efectuată o analiză de stare staționată, fiind deduse raportul static de conversie, cele trei moduri posibile de funcționare și principalele relații de proiectare. Este remarcabil faptul că condiția de funcționare CCM este mai puțin restrictivă decât în cazul convertorului buck clasic, ceea ce înseamnă posibilitatea de funcționare cu inductanță principală de valoare mai mică. Toate considerațiile teoretice sunt verificate întâi prin simulare și apoi confirmate experimental.

Capitolul 5 are ca obiect de investigație tot un nou convertor de tip buck propus de autor. Ca și precedentul, acesta are proprietăți superioare comparativ cu structura clasică în ceea ce privește solicitarea în tensiune și față de convertorul din capitolul 4 are solicitări în curent prin tranzistor și bobina principală mai mici, în timp ce condiția de funcționare CCM rămâne de asemenea mai relaxată. Analiza statică este efectuată de manieră tradițională, furnizându-se relațiile de proiectare. Se verifică prin simulare noua topologie iar în final sunt prezentate rezultatele experimentale care confirmă validitatea noii arhitecturi. Este de subliniat faptul că pentru o gamă largă a factorului de umplere se obțin randamente excelente. Totodată trebuie menționat faptul că, deși în funcționare există o semirezonață,

raportul static de conversie nu depinde de sarcină ca în cazul convertoarelor cvasirezonante, ceea ce este un atu incontestabil al noii topologii. Această proprietate remarcabilă este de altfel adevărată pentru toate cele patru convertoare propuse.

Capitolul 6 este destinat unei prime noi topologii de convertor ridicător propus de autor. Convertorul este analizat din punct de vedere static, prezentând avantajele unor solicitări în tensiune ale dispozitivelor semiconductoare mai mici decât la un boost clasic, ceea ce face ca și pierderile în comutație să fi diminuate iar randamentul crescut pentru că și pierderile în conducție sunt mai mici prin utilizarea unor tranzistoare cu rezistență drenă-sursă mai mică, pentru că se folosesc tranzistoare de tensiune mai mică. Ca și la convertoarele precedente se menține avantajul unei condiții de funcționare CCM mai puțin restrictive. Curentul prin bobina principală este și el mai redus decât la structura clasică. Fezabilitatea convertorului este confirmată atât prin simulare, cât și experimental.

Capitolul 7 analizează tot o structură nouă de convertor ridicător propusă de autor. Ca și convertorul analizat în capitolul 6, noua topologie menține aceleași avantaje. Considerațiile teoretice sunt și în acest caz verificate prin simulare și experimental. Și în cazul acestui convertor, similar celorlalte trei convertoare analizate raportul static de conversie, în cazul ideal, nu depinde de sarcină deși în structura convertoarelor există circuite rezonante. Comanda se poate face pe un interval larg de valori pentru factorul de umplere, fiind posibilă și comanda în frecvență, comandă de altfel aplicată tuturor celor patru noi topologii. Pentru toate cele patru cazuri de convertoare analizate, randamentele au valori excelente, în jur de 95%. Singurul dezavantaj al celor patru convertoare propuse este un domeniu mai restrâns al raportului static de conversie.

Capitolul 8 este alocat investigării posibilităților de aplicare a unor metode digitale de comandă performante în controlul acestor convertoare. Toate tehnicile digitale de comandă predictivă în curent sunt implementabile. Se exemplifică cu comanda leading peak și trailing triangle valley pentru convertorul propus de prof. Cuk și cu comenzile leading valley și trailing average pentru una dintre topologiile ridicătoare propuse. Validarea comenzilor predictive este făcută prin simulare în Caspoc.

Capitolul 9 reunește concluziile finale și sinteza tuturor contribuțiilor personale ce au rezultat în cadrul tezei, fiind reluate aici contribuțiile semnalate și la sfârșitul fiecărui capitol. Totodată aici sunt reluate sub formă grupată și direcțiile de cercetare viitoare, precum și unele prognoze și sugestii asupra evoluției domeniului din care menționăm corecția factorului de putere.

Anexele tezei cuprind doar programele Matlab realizate. Nu sunt introduse aici schemele de simulare, întrucât ele au fost inserate în capitolele care au tratat problematica respectivă. Tot aici în anexa 8 sunt prezentate câteva detalii foto corespunzătoare experimentelor realizate pentru două din cele patru convertoare implementate practic, și anume pentru convertoarele analizate în Capitolul 4 și Capitolul 7.

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 în prima fază prin **simulări**.

Convertoarele propuse au fost testate practic în laborator prin realizarea de **circuite experimentale**.

24 Introducere

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 2003, 2007 și 2010;
- pentru editare scheme: Altium Protel DXP 2004;
- pentru simulare: și CASPOC 2009;
- pentru calcule și grafice teoretice: Matlab 2010.

Pentru experimente au fost utilizate următoarele principale dotări tehnice existente în cadrul Laboratorului B 128a al Facultății de Electronică și Telecomunicații:

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

1. Clase de convertoare dc-dc și modalități de sinteză

1.1. Convertoare pătratice

Se cunoaște că în cazul convertoarelor PWM tradiționale, clasice raportul de conversie $M = \frac{V_o}{V_g}$ este limitat atât superior cât și inferior astfel:

- valoarea minimă M_{min} este limitată de timpul minim de conducție al tranzistorului (consecință a timpilor de comutație nenuli). Evident, M_{min} devine cu atât mai restrictiv cu cât frecvența de comutație este mai mare.
- valoarea maximă, M_{max} , nu poate depăși 1 în cazul convertorului buck, în timp ce pentru celelalte convertoare M_{max} este limitat de scăderea randamentului convertorului pe măsură ce factorul de umplere D se apropie de 1, din cauza componentelor neideale, dar uneori și de solicitările de tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare.

Există o serie de aplicații de conversie dc-dc care necesită un raport de conversie foarte mare sau foarte mic. Se pot astfel enumera:

- stabilizatoare de tensiune foarte mică (1,2V sau 3,3V) alimentate de la tensiuni medii (50V) la care nu este obligatorie izolarea galvanică (de exemplu în aparatura cosmică sau computere).
- surse de tensiune continuă de laborator, în care tensiunea de ieșire are o gamă largă.
- surse de tensiune pentru alimentarea instalațiilor de electroliză.
- surse de tensiune "universale", alimentate de la rețele de 110V/220V AC.
- surse de tensiune pentru aplicații cu ultrasunete.

În toate aceste cazuri topologiile de convertoare PWM convenționale vor trebui să funcționeze cu factori de umplere fie foarte mici fie foarte mari, ceea ce nu se poate realiza decât la frecvențe nepermise de joase.

Maksimović și Ćuk [68] au introdus o serie de convertoare numite "pătratice". Desigur că astfel de convertoare se pot realiza și cascând convertoare convenționale, așa cum se propune în [56], [71]. Totuși astfel de structuri necesită cel puțin două tranzistoare și au o complexitate relativ ridicată, atât în partea de putere cât și în partea de comandă, fapt ce compromite potențialele avantaje ale raportului de conversie extins. Tot Maksimović, împreună cu Ćuk, arată însă în [68] că se pot realiza convertoare cu dependență pătratică de factorul de umplere având cel mult 2 capacități, 2 bobine și 4 întrerupătoare, dintre care numai unul este tranzistor, restul fiind diode. Autorii dau, pentru un raport static de conversie, un număr de elemente reactive și un număr de întrerupătoare fixate, un procedeu sistematic de sinteză a tuturor topologiilor de convertoare PWM posibile care furnizează raportul respectiv de conversie. Maksimović și Ćuk au aplicat acest procedeu pentru a găsi convertoare PWM de ordinul 4 care furnizează următoarele rapoarte de conversie:

$$M(D) = D^2, \frac{D^2}{1-D}, \frac{D^2}{(1-D)^2} \quad (1.1)$$

În [54] se introduce o nouă procedură de sinteză bazată pe celule de comutație, arătându-se că structurile de convertoare fac parte din clase mai largi de convertoare cu rapoarte de conversie pătratice, ce au ca rădăcină o unică celulă de bază. În cele ce urmează se prezintă doar trei celule și topologiile optenabile convenabile din punct de vedere al simplității, generate din acestea.

Celula de bază a_1 este prezentată în Fig. 1.1.a. Întrerupătoarele S_1 și S_1' se comandă cu același semnal având factorul de umplere D , iar S_2 și S_2' cu semnal complementar. Acest mod de comandă relativ la notații se va păstra și pentru viitoarele celule de bază analizate. Această celulă cu trei terminale se va lega în toate modurile posibile la cele trei terminale ale ansamblului sursă-sarcină din Fig.1.1.b.

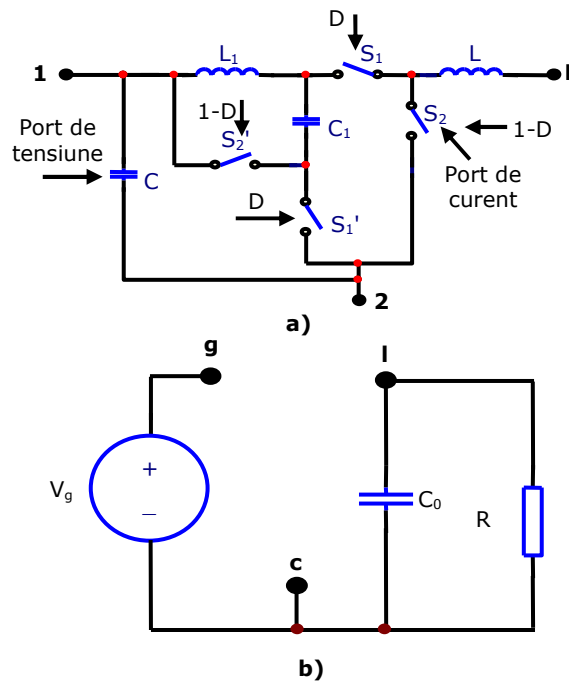


Fig. 1.1. Celula de bază a_1 (a), modul de conectare al unei celule între sursă și sarcină (b). Sursa [54].

Structura celulei din Fig. 1.1.a fiind asimetrică vor rezulta $3!=6$ convertoare distincte: 2 convertoare de tip buck, 2 de tip boost și 2 de tip buck-boost. Același lucru rămâne valabil și pentru celelalte celule. După implementarea practică a întrerupătoarelor dintre cele 6 topologii 3 convertoare vor avea fiecare câte 3 diode și un întrerupător funcționând în cadranul I și 3 convertoare vor avea o singură diodă și 3 întrerupătoare funcționând în cadranul I. Aceste din urmă 3 structuri nu prezintă interes din punct de vedere practic din cauza comenzii dificile (3

tranzistoare), motiv pentru care nu le mai reproducem mai jos și la fel vom face și în cazul celorlalte celule. Cele 3 conversoare conținând 3 diode și un întrerupător de primul cadran sunt exemplificate în Fig. 1.2-1.4 împreună cu rapoartele de conversie corespunzătoare.

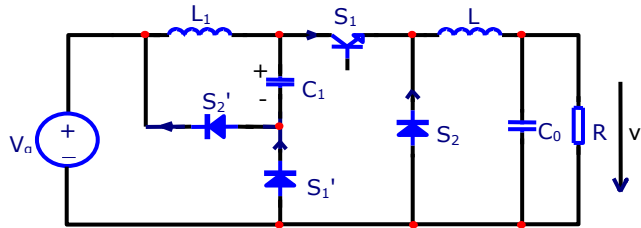


Fig. 1.2. Conversorul a_1 - buck: $M(D) = D^2$. Sursa [54].

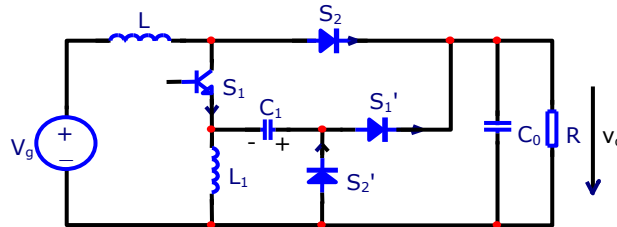


Fig. 1.3. Conversorul a_1 - boost: $M(D) = 1/1-D^2$. Sursa [54].

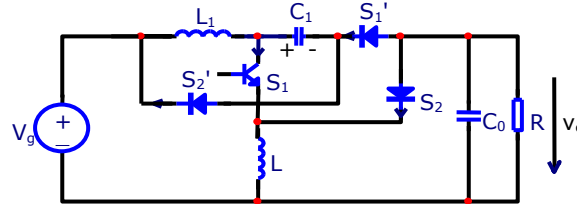


Fig. 1.4. Conversorul a_1 - buck-boost: $M(D) = -D^2/1-D^2$. Sursa [54].

În continuare, în Fig. 1.5-1.10. sunt reprezentate alte celule de bază și conversoarele cu un tranzistor și trei diode rezultate din acestea. Conversoarele a_1 -buck, a_2 -buck, β_1 -buck-boost, β_2 -buck-boost, β_3 -buck-boost și γ_1 -buck, au fost raportate de Maksimović și Ćuk în [1]. Este interesant de menționat faptul că unele topologii pătratice au o oarecare asemănare cu o cascadă de conversoare.

De exemplu în Fig. 1.2 S_1' , S_2' , L_1 și C_1 au o funcționare de genul convertorului buck, numit convertor buck pasiv, iar S_1 , S_2 , L și opțional C_0 formează un nou convertor buck, numit convertorul buck activ. Comutarea diodelor din convertorul pasiv este rezultatul curentului de intrare pulsatoriu (discontinuu) al convertorului activ. Rezultatul poate fi generalizat [65] în sensul că orice convertor PWM cu curent de intrare pulsatoriu precedat de un convertor buck pasiv își va multiplica raportul static de conversie propriu cu D .

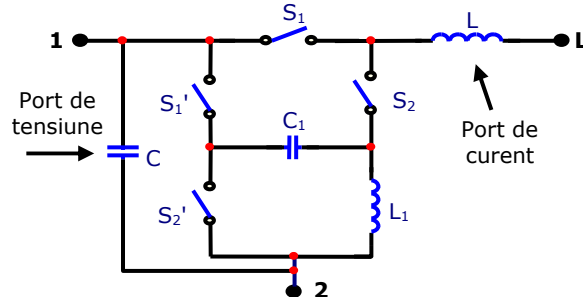


Fig. 1.5. Celula de bază a_2 . Sursa [54].

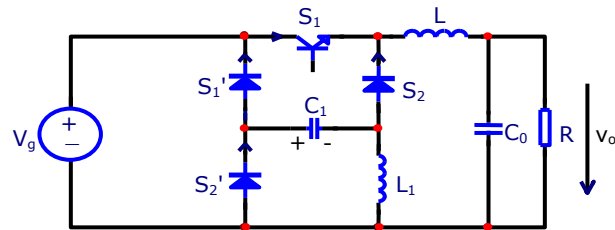


Fig. 1.6. Convertorul a_2 - buck: $M(D)=D^2$. Sursa [54].

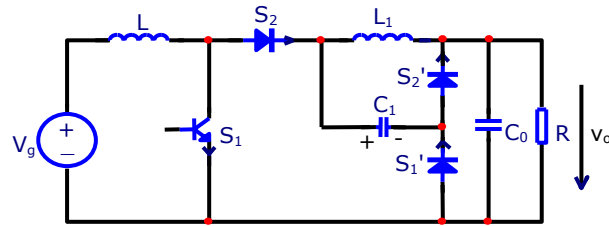


Fig. 1.7. Convertorul a_2 - boost: $M(D)=1/1-D^2$. Sursa [54].

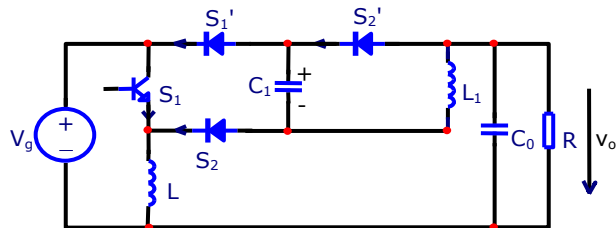
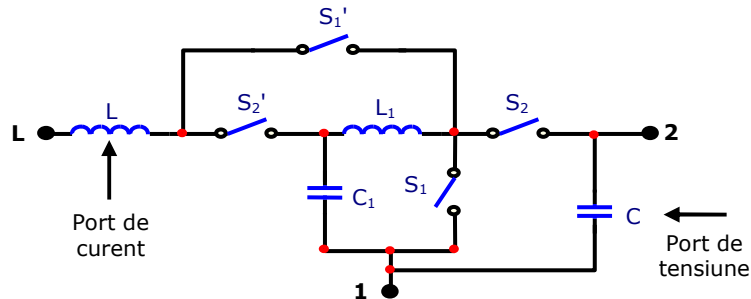
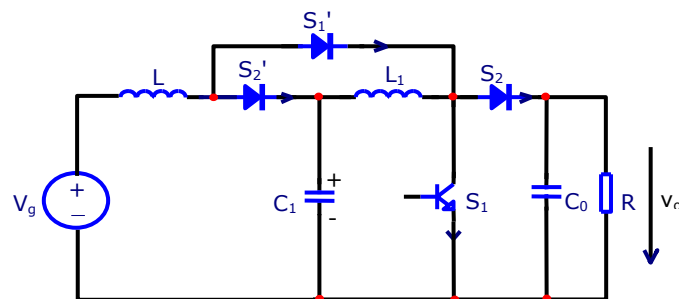


Fig. 1.8. Convertorul a_2 - buck-boost: $M(D)=-D^2/1-D^2$. Sursa [54].

Fig. 1.9. Celula de bază δ_1 . Sursa [54].Fig. 1.10. Conversorul δ_1 - boost: $M(D)=1/(1-D)^2$. Sursa [54].

1.2. Conversoare cvasirezonante și cvasipătratic

Principala justificare a introducerii conversoarelor cu întrerupătoare rezonante și anume: conversoare cu comutare la curent nul ("zero-current switching" - ZCS), cu comutare la tensiune nulă ("zero-voltage switching" - ZVS) [42], [61], [62], [63] a fost posibilitatea creșterii frecvenței de lucru comparativ cu corespundențele lor PWM, în condițiile menținerii randamentelor ridicate. Aceasta a permis reducerea elementelor reactive și construirea de conversoare mai ușoare și mai compacte. O generalizare a întrerupătoarelor rezonante a fost dată în [75], conducând la descoperirea a două noi clase de conversoare denumite conversoare ZCS sau ZVS cu undă cvasidreptunghiulară ("quasi-square wave - QSW") [100]. Conversoarele QSW pot fi considerate conversoare PWM funcționând în moduri discontinue la care se adaugă un singur element rezonant. În sensul acestor interpretări numai conversoarele QRC-ZCS și QRC-ZVS reprezintă cu adevărat conversoare cvasirezonante cu două elemente rezonante.

Clasele de conversoare denumite multirezonante ("multirezonant converters"- MRC) conțin rețele rezonante mai complexe, cu mai mult de două elemente rezonante [92].

Toate aceste conversoare se denumesc în literatură, în mod evident impropriu, cu termenul generic de conversoare cvasirezonante ("quasi-resonant converters" - QRC).

Caracteristic tuturor conversoarelor QRC este faptul că ele derivă din conversoare PWM prin adăugarea de elemente rezonante. Dacă nu se precizează altceva, termenul de "elemente rezonante" va desemna bobine și capacități liniare. Conectarea elementelor rezonante se face de așa manieră încât formele de undă ale

curentului și tensiunii pe elementele semiconductoare să se modifice, de la tranzițiile abrupte simultane în convertoarele PWM, în unde continue, cvasisinusoidale. Curentul prin sau tensiunea pe întrerupător sunt zero înainte și imediat după comutarea întrerupătorului, ceea ce conferă convertorului pierderi de comutație reduse și permite creșterea frecvenței.

O sinteză interesantă a convertoarelor cvasirezonaante, bazată pe teoria grafurilor este realizată în [64]. În [54] se propune o sinteză poate nu la fel de sistematică dar mai simplă, bazată pe celule de bază. Pentru a nu mai prezenta cazurile clasice, în Fig. 1.11, se prezintă ca exemplu celule cvasirezonaante și cvasipătratice provenite din celula Zeta-Sepic-Watkins-Johnson (ZSWJ), rezultatul fiind convertoare ZC-QRC respectiv ZV-QRC în timp ce în Fig. 1.12 se ilustrează convertoare ZC-QSW respectiv ZV-QSW, provenite din aceeași celulă.

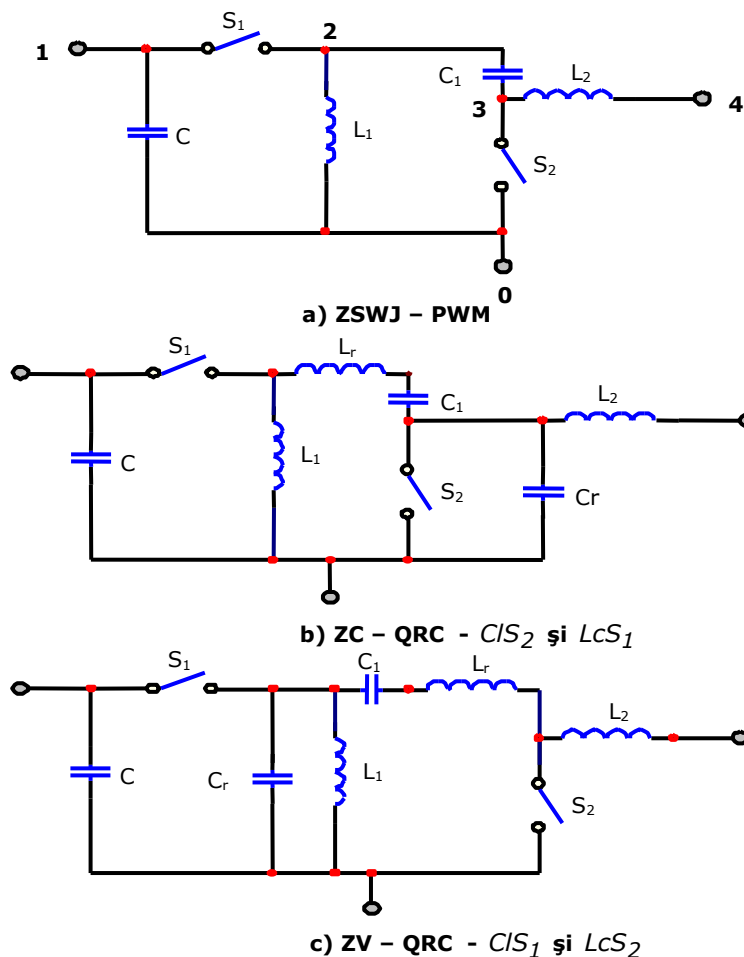


Fig. 1.11. Exemple de celule cvasirezonaante ZSWJ-QRC derivate din celula ZSWJ-PWM. Sursa [54].

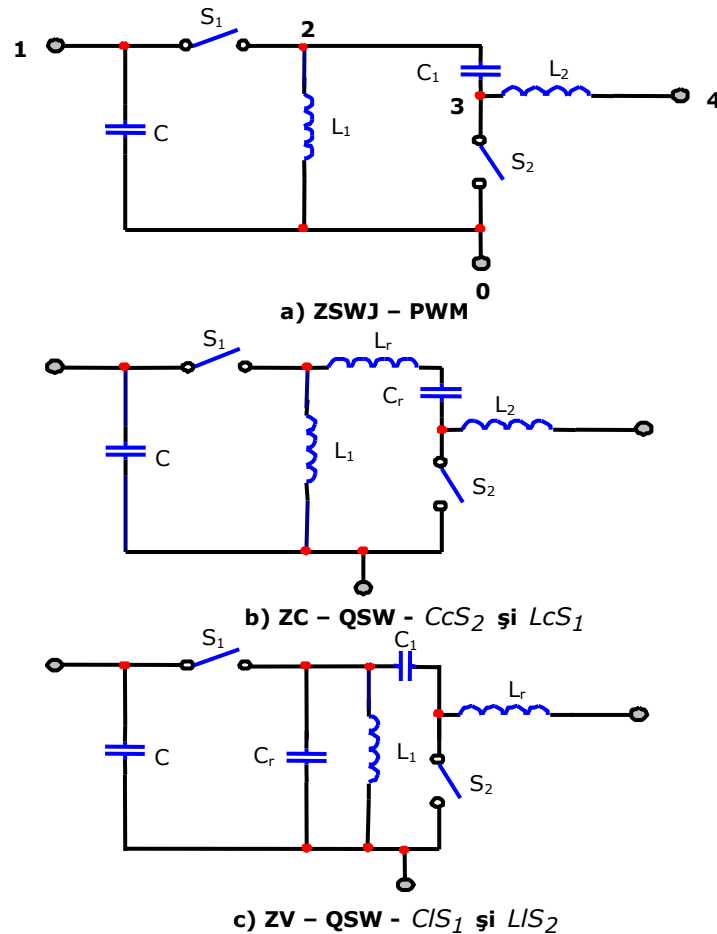


Fig. 1.12. Exemple de celule cvasirezonante ZSWJ-QSW derivate din celula ZSWJ-PWM.
Sursa [54].

1.3. Comanda cu frecvență constantă a convertoarelor cvasirezonante și rezonante

În comparație cu topologiile PWM din care provin, convertoarele QRC au o serie de dezavantaje binecunoscute:

- solicitări în curent și în tensiune ale întrerupătoarelor mai mari
- pierderi de conducție mai mari (date de faptul că dispozitivele de tensiune mare au rezistențe de conducție mari).
- domeniu limitat al sarcinii pentru care se realizează comutarea nedisipativă.
- domeniu limitat al raportului static de conversie.
- funcționarea la frecvență variabilă atunci când se face stabilizarea tensiunii de ieșire în raport cu variațiile sarcinii sau ale tensiunii de alimentare, sau când se dorește o tensiune de ieșire modificabilă.

Acest ultim dezavantaj face ca dispozitivele magnetice să nu poată fi utilizate în mod optim și ca zgomotul de conducție și radiație generat să fie dificil de controlat. De asemenea nu este neobișnuit ca funcționarea la frecvență constantă să fie impusă de sistemul în care convertorul QRC se integrează.

Calitativ, mecanismul prin care se ajunge la funcționarea cu frecvență variabilă poate fi explicat după cum urmează. Într-un convertor QRC cu un întrerupător activ și o diodă aducerea în conducție (pentru ZCS) sau în blocare (pentru ZVS) se face cu un semnal extern. În schimb a doua comutare apare natural, impusă de condiția de anulare a curentului (pentru ZCS) sau tensiunii (pentru ZVS), deci a unei rezonante. Ca rezultat, se pierde un grad de libertate și deci modificarea frecvenței se impune.

S-au propus mai multe metode de funcționare la frecvență constantă a convertoarelor QRC [67]. În toate este introdusă o comandă suplimentară independentă. Astfel în [44] se introduce un întrerupător adițional pentru a modifica valoarea aparentă a unui element rezonant. O altă posibilitate este utilizarea structurilor rezonante în punte completă unde există o diversitate de strategii de comandă pentru cele patru întrerupătoare active. Exemple de astfel de convertoare rezonante în punte sunt descrise în [76] și [97]. În [98] funcționarea la frecvență constantă se obține prin utilizarea a două convertoare rezonante de tip paralel legate cu ieșirile în serie și reglând defazajul. Conceptul este însă mai vechi, fiind introdus de General Dynamics Corporation [43]. Aceiași autori introduc conceptul de funcționare pe mod limitat [99] în care se menține aceeași structură ca în [98], dar se modifică secvența de comandă a întrerupătoarelor celor două convertoare paralele.

În aceeași abordare cu celulele de bază, în Fig. 1.13.b este exemplificată o celulă de bază, funcționând la frecvență constantă, CF-ZVS provenind din celula părinte ZVS din Fig. 1.13.a. Similar, se pot obține convertoare QSW [100] cu funcționare la frecvență constantă, o celulă tipică CF-ZVS – QSW fiind ilustrată în Fig. 1.14, la care ambele dispozitive comută la tensiune nulă, solicitările în tensiune fiind aceleași cu ale convertorului PWM părinte.

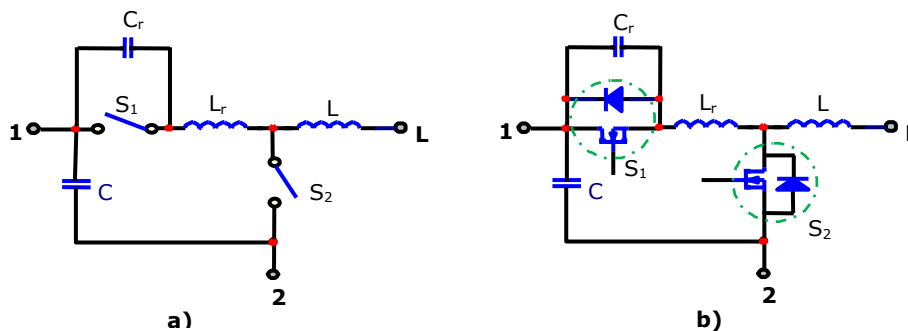


Fig. 1.13. O celulă de bază ZVS (în comanda cu frecvență variabilă S_2 e o diodă) (a) și implementarea practică a întrerupătoarelor pentru ca celula să fie CF-ZVS (b).

Sursa [54].

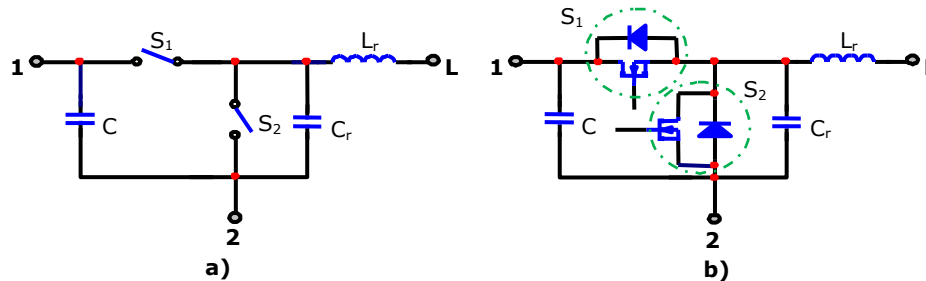


Fig. 1.14. O celulă de bază QSW (în comanda cu frecvență variabilă S_2 e o diodă) (a) și implementarea practică a întrerupătoarelor pentru ca celula să fie CF-QSW (b). Sursa [54].

1.4. Conversoare dc-dc cu două întrerupătoare active cu comandă independentă

În conversoarele buck și boost există două mecanisme prin care puterea activă totală, P , este transmisă de la tensiunea de alimentare spre sarcină [3], [13], [16], [107]. Astfel, o parte din putere, notată P_d , se transmite prin conexiune directă sarcinii, în timp ce cealaltă parte, numită putere indirectă, P_i , este procesată cu ajutorul elementelor de comutație cu o stocare intermediară într-un element reactiv. În Fig. 1.15.a sunt exemplificate cele de mai sus, unde notațiile S (D) pe fluxul de putere directă se referă la elementul semiconductor prin care se vehiculează puterea directă. Aceleași notații pentru puterea indirectă semnifică în partea stângă că dispozitivul de comutație prin care se înmagazinează puterea indirectă în elementul reactiv este tranzistorul în cazul ambelor conversoare, în timp ce pentru partea dreaptă notația D desemnează faptul că puterea indirectă înmagazinată de elementul reactiv este cedată sarcinii prin diodă. S-a demonstrat că abilitatea de a furniza sarcinii putere pe cale directă este strâns legată de solicitări mai reduse ale dispozitivelor, energie mai mică stocată în elemente reactive și în final randament mai bun [45]. În conversoarele capabile atât să ridice cât și să coboare tensiunea cum sunt topologiile buck-boost, Ćuk sau Sepic cu un singur întrerupător activ puterea directă este egală cu zero, așa cum se arată tot în Fig. 1.15.b, toată puterea de intrare fiind procesată de elementele de comutație.

O consecință nedorită a acestui fapt este aceea că solicitările componentelor și cerințele de stocare a energiei sunt mai mari. Fig. 1.16 prezintă dependența raportului P_i/P pentru conversoarele buck, boost, buck-boost, Ćuk și Sepic cu un singur întrerupător activ. În Anexa 1. C1 este prezentat programul în Matlab pentru această dependență, aferent graficului din Fig. 1.16.

Din cele discutate mai sus rezultă că solicitările de curent și tensiune pot fi reduse dacă se deschide o cale directă de vehiculare a energiei de la sursă la sarcină. Problema găsirii unor noi topologii cu această proprietate se pune în primul rând pentru situația aplicațiilor atât ridicătoare cât și coborâtoare (de tip buck-boost).

Evident cel mai firesc este să se cascadeze un convertor buck cu un convertor boost și invers, obținând topologiile buck-boost cascadeată și boost-buck cascadeată prezentate în Fig. 1.17.a respectiv Fig. 1.17.b. Este ușor de remarcat că dacă tranzistoarele se comandă sincron nu se configurează nici o cale directă de transfer a energiei. De aceea tranzistoarele trebuie comandate independent. Maniera optimă

de comandă este următoarea: când tensiunea de intrare instantanee este mai mică decât tensiunea medie de ieșire, tranzistorul din convertorul boost comută în timp ce tranzistorul convertorului buck este tot timpul în conducție.

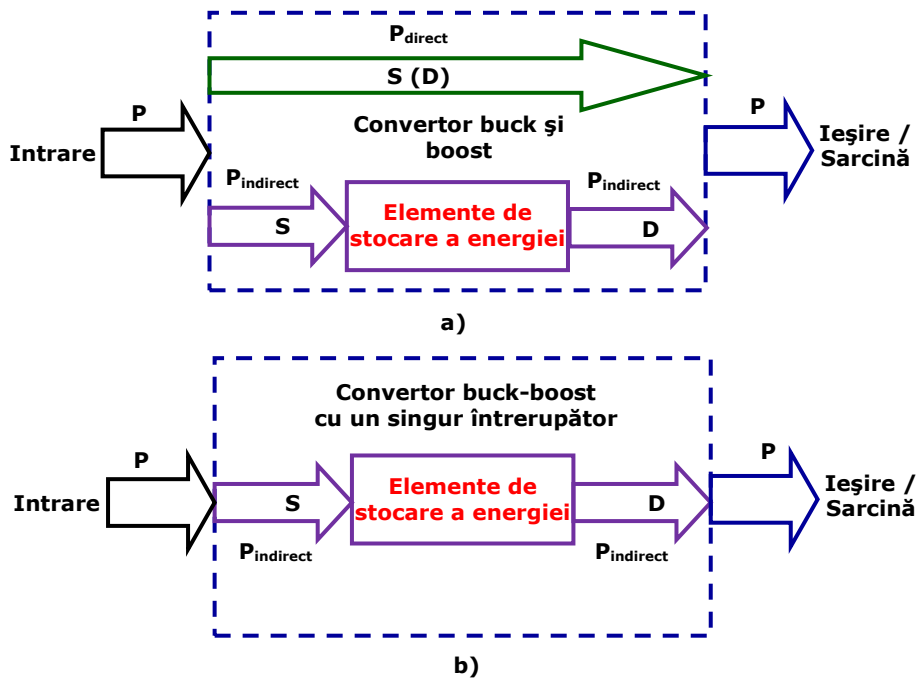


Fig. 1.15. Mecanismul de transfer al energiei:

- a) pentru convertor buck și boost;
- b) pentru convertor buck-boost cu un singur întrerupător Sursa [12].

Dacă tensiunea instantanee de intrare este mai mare, atunci tranzistorul din convertorul buck va comuta în timp ce tranzistorul din convertorul boost va fi permanent blocat. Astfel de configurații, mai ales utilizate ca și circuite PFC, vor prezenta pierderi de putere în conducție mari. De exemplu convertorul din Fig.1.17.a la tensiuni de alimentare mici va prezenta pierderi în conducție mari din cauza pierderilor suplimentare pe tranzistorul convertorului buck.

De aceea au fost dezvoltate alte topologii de convertoare ridicătoare-coborâtoare cu performanțe superioare privind pierderile în conducție și solicitările. O sinteză generală este realizată în [105]. Metoda de sinteză este cea propusă în [105], prezentată și în Capitolul 3 al acestei teze. Ea se bazează pe circuite echivalente de curent alternativ și curent continuu. În circuitele echivalente de curent alternativ sursele de tensiune și capacitățile de filtraj sunt scurtcircuitate, în timp ce sursele de curent și inductanțele sunt eliminate. În circuitele de curent continuu capacitățile de filtraj sunt eliminate iar bobinele de filtraj sunt scurtcircuitate. Astfel, atât în circuitele de curent alternativ cât și cele de curent continuu rămân numai elementele de comutație. În Fig. 1.18. sunt prezentate circuitele de curent alternativ și de curent continuu aferente convertoarelor buck și boost clasice. Metoda consideră circuitele de curent continuu și de curent alternativ posibile și furnizează reguli pentru circuitele de curent alternativ și conexiunile topologice dintre circuitele de curent continuu și curent alternativ.

1.4. Conversoare dc-dc cu două întrerupătoare active cu comandă independentă 35

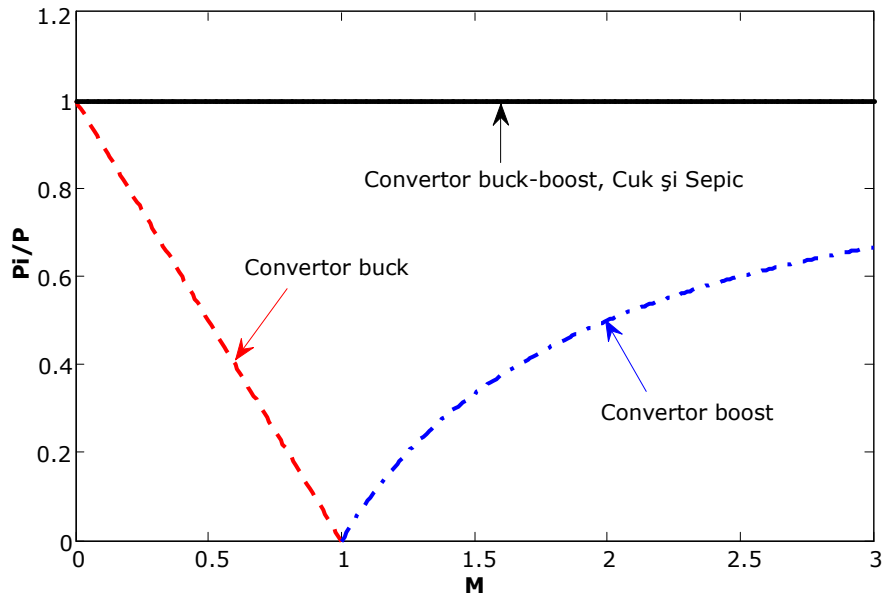


Fig. 1.16. Dependența raportului P_i/P funcție de raportul static de conversie pentru diverse conversoare dc-dc. Sursa [12].

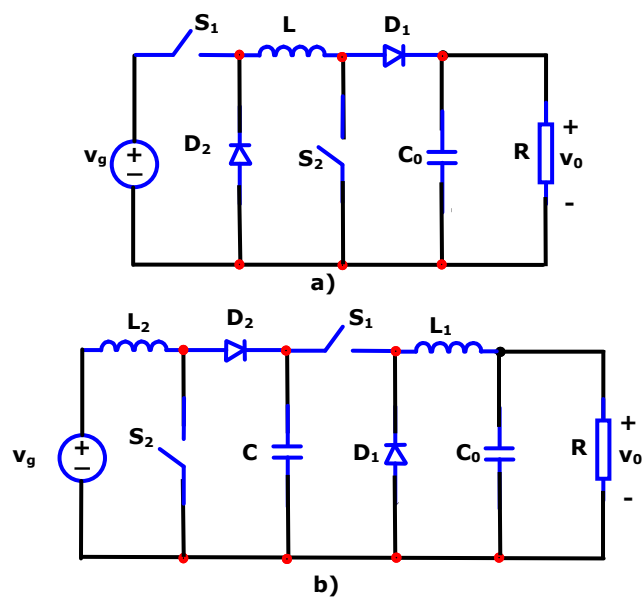


Fig. 1.17. Topologii în cascadă de tip buck-boost cu două întrerupătoare:
 a) convertor buck-boost cascadat ;
 b) convertor boost-buck cascadat.Sursa [12].

De asemenea este dezvoltată o metodă prin care se inserează numărul minim de bobine și capacități care să conducă la conversoare PWM funcționale din

punct de vedere al circuitelor de curent alternativ și de curent continuu. Pentru convertoarele cascade din Fig. 1.17. circuitul de curent alternativ este unic, fiind cel din Fig. 1.19.a). Practic circuitul de curent alternativ se compune din circuitele de curent alternativ ale convertoarelor buck și boost conectate într-un singur nod. Circuitele de curent continuu corespunzătoare convertoarelor din Fig. 1.17.a) și b) sunt cele din Fig. 1.19.b) respectiv Fig. 1.19.c).

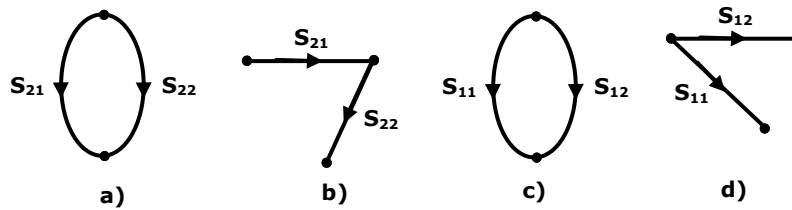


Fig. 1.18. Circuite de curent alternativ și de curent continuu:
- pentru convertorul buck: curent alternativ a) și curent continuu b)
- pentru convertorul boost: curent alternativ c) și curent continuu d)
Sursa [12].

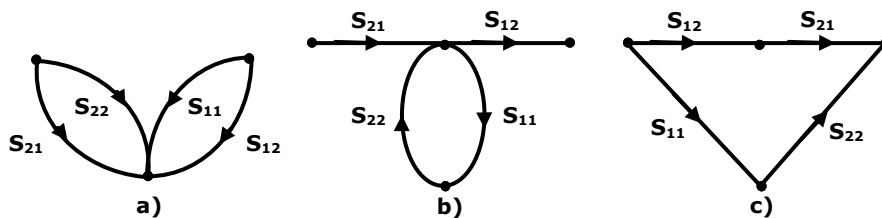


Fig. 1.19. Circuite echivalente pentru topologiile în cascadă buck-boost din Fig. 1.17:
a) circuitul de curent alternativ unic;
b) circuitul de curent continuu pentru convertorul buck-boost cascadat;
c) circuitul de curent continuu pentru convertorul boost-buck cascadat. Sursa [12].

Alte convertoare ridicător-coborâtoare satisfăcând condiția puterii indirecte minime se pot obține din alte posibile conectări ale celulelor boost și buck asociate cu o comandă adecvată. Astfel, pe lângă conexiunile în cascadă se arată că există și conexiuni întrepuse și suprapuse, toate cu două întrerupătoare. Rezultatele sintezei sunt rezumate în cele de mai jos.

1.4.1. Convertoare cascade

Pe lângă convertoarele din Fig. 1.17. mai există două topologii de convertoare cascade cu două bobine ce au aceleași circuite de curent alternativ și de curent continuu cu cele din Fig. 1.17. Aceste structuri sunt cele prezentate în Fig. 1.20. Pentru putere indirectă minimă, comanda se face astfel: când tensiunea de alimentare este mai mică decât tensiunea de ieșire tranzistorul din convertorul boost comută, în timp ce tranzistorul convertorului buck este permanent în conducție. Dacă tensiunea de intrare este mai mare decât tensiunea de ieșire tranzistorul convertorului buck comută, dioda convertorului boost fiind permanent în conducție. Dacă notăm cu D_1 și D_2 factorii de umplere ai tranzistoarelor din celulele buck

1.4. Conversoare dc-dc cu două întrerupătoare active cu comandă independentă 37

respectiv boost, atunci raportul static de conversie pentru toate conversoarele este

$$M = \frac{1 - D_1}{D_2}.$$

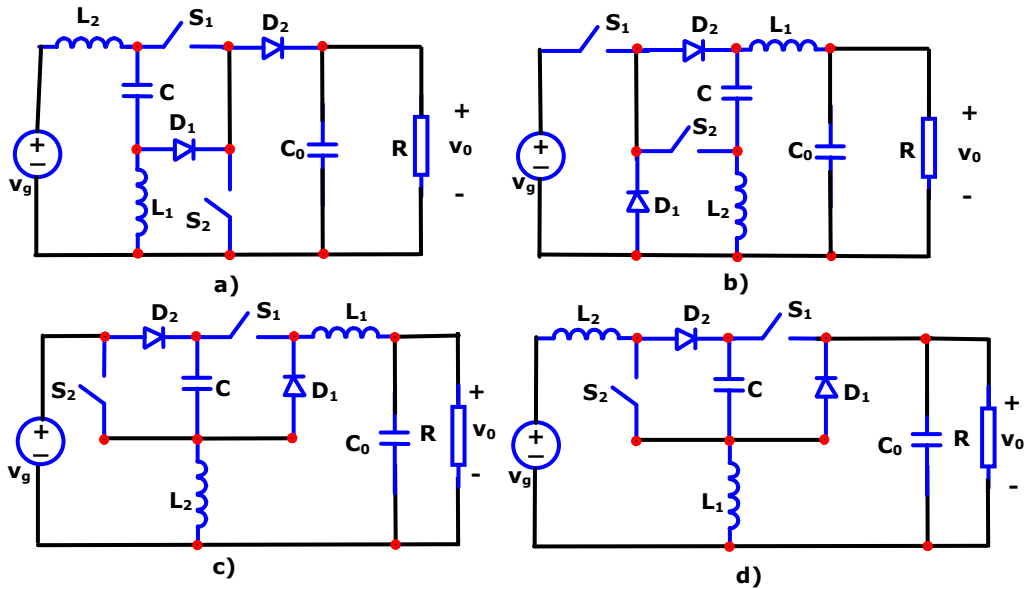


Fig. 1.20. Alte conversoare cu două bobine obținute prin cascada celulelor buck și boost: buck cascadat cu boost- (a), (b) și boost cascadat cu buck - (c), (d). Sursa [12].

1.4.2. Conversoare întrețesute

Există două familii de conversoare întrețesute având același circuit de curent alternativ ca cel al celor cascade, prezentat în Fig. 1.21.a, dar circuitele de curent continuu distincte, exemplificate în Fig. 1.21.b și c. În privința circuitelor de curent continuu una dintre celule este separată de cealaltă recăpătându-și funcționalitatea atunci când unul din întrerupătoarele celeilalte celule este adus în conducție. Familia în care celula buck este separată este denumită familia buck-boost întrețesut buck (BuIBB) având raportul static de conversie

$$M = \frac{1 - D_2}{D_1 + D_2 - D_1 D_2}.$$

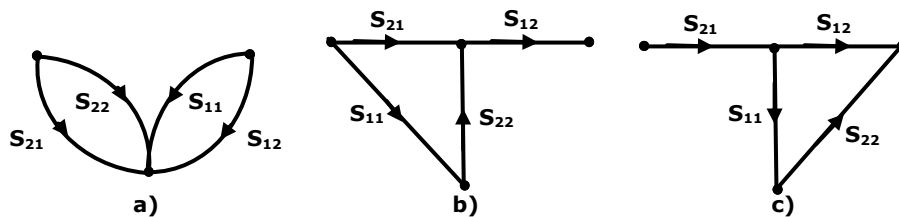


Fig. 1.21. Circuite echivalente pentru topologiile întrețesute buck-boost:

- a) circuitul de curent alternativ unic;
 - b) circuitul de curent continuu pentru convertorul buck-boost întrețesut buck (BuIBB);
 - c) circuitul de curent continuu pentru convertorul boost-buck întrețesut boost (BoIBB).
- Sursa [12].

Există doar un singur reprezentant de astfel de convertor cu două bobine prezentat în Fig. 1.22.a.

Familia convertoarelor în care celula boost este separată se numește familia buck-boost întretesut boost (BoIBB) și are tot un reprezentant cu două bobine ilustrat în

Fig. 1.22, având raportul static de conversie $M = D_1 + \frac{D_2}{1 - D_2}$.

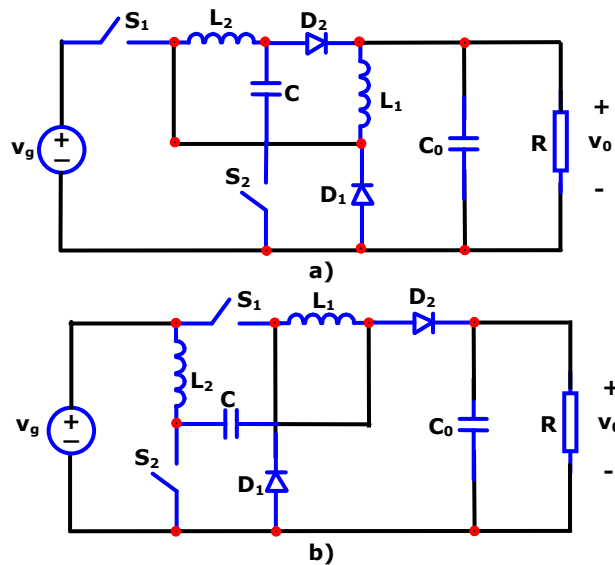


Fig. 1.22. Convertoare buck-boost întretesute:

- a) buck-boost întretesut buck (BuIBB);
b) buck-boost întretesut boost (BoIBB). Sursa [12].

1.4.3. Convertoare suprapuse

Pentru această familie circuitul de curent alternativ este cel din Fig. 1.23.a. În fiecare stare topologică unul și numai unul din cele patru întrerupătoare conduc, astfel că avem $D_{11} + D_{12} + D_{21} + D_{22} = 1$, unde D_{ij} este factorul de umplere aferent întrerupătorului S_{ij} . În Fig. 1.23.b se prezintă circuitul de curent continuu rezultat din suprapunerea celulelor buck și boost. Se observă faptul că atât în circuitul de curent continuu cât și cel de curent alternativ, S_{12} și S_{21} sunt în paralel, ceea ce înseamnă că unul din întrerupătoare este redundant. Astfel circuitele de curent alternativ și de curent continuu conținând numai trei întrerupătoare sunt prezentate în Fig. 1.23.c respectiv 1.23.d. Evident, notând acum întrerupătoarele cu S_1 , S_2 și S_3 , din punct de vedere al comenzii avem $D_1 + D_2 + D_3 = 1$. Întrerupătorul S_2 joacă rolul întrerupătorului S_{12} când celula boost este activă și al lui S_{21} când celula buck este activă. Implementând întrerupătoarele se obțin două convertoare cu două bobine și două întrerupătoare active. De observat că S_1 este bidirecțional în tensiune, ceea ce justifică inserierea lui D_1 cu Q_1 . Convertoarele sunt prezentate în Fig. 1.24, convertorul cu curent de ieșire nechopat numindu-se convertor buck-boost suprapus buck (BuSBB) deoarece și convertorul buck are curent de ieșire nechopat. Similar, convertorul cu curent de intrare nechopat se numește convertor

buck-boost suprapus boost (BoSBB). Ambele convertoare au raportul static de conversie de forma $M = \frac{D_1 + D_2}{D_1 + D_3}$.

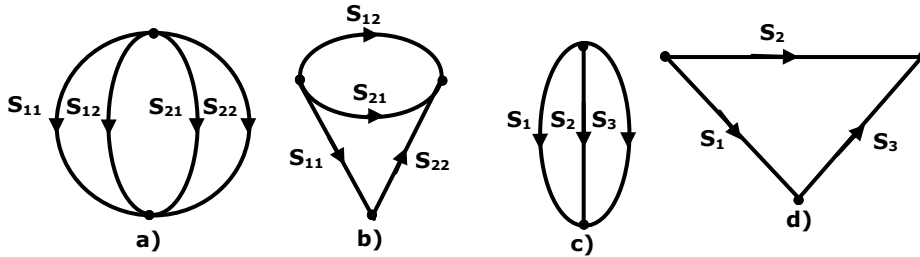


Fig. 1.23. Circuitele echivalente pentru convertoare suprapuse:

- a) circuit de curent alternativ inițial;
- b) circuit de curent continuu inițial;
- c) circuit de curent alternativ redus,
- d) circuit de curent continuu redus. Sursa [12].

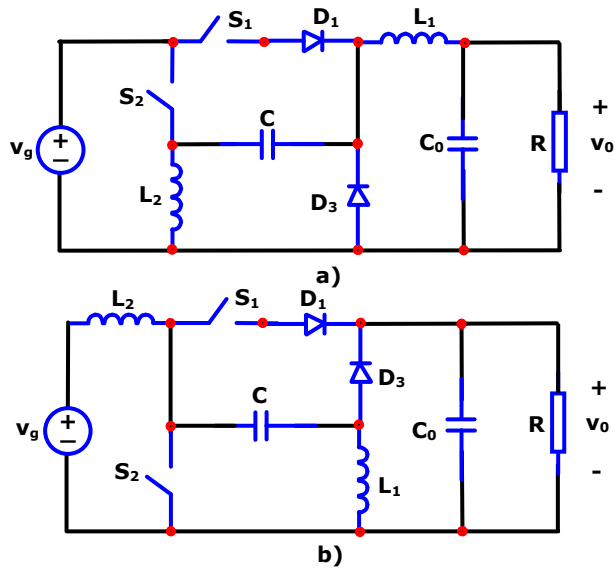


Fig. 1.24. Convertoare ridicătoare-coborâtoare suprapuse:

- a) (BuSBB),
- b) (BoSBB). Sursa [12].

1.5. Concluzii și contribuții personale

Studiul efectuat în acest capitol a rezumat principalele tipuri de sinteză a convertoarelor dc-dc, cu accent pe sinteza din celula de bază și sinteza Zhou. Se demonstrează că în acest mod se pot obține convertoare cu diferite rapoarte statice de conversie, în condițiile unor structuri reduse ale dispozitivelor și a menținerii funcționării cu frecvență constantă. Rațiunea includerii convertoarelor QRC este

justificată de faptul că în capitolele următoare se vor propune convertoare ce își configurează o topologie rezonantă în funcționare.

Contribuția personală a autorului este de a fi realizat o sinteză bibliografică de amploare și de a fi făcut o prezentare sintetică a stadiului actual în acest domeniu.

2. Convertor coborâtor și convertor ridicător de tip Ćuk generația a doua

În anii 2010 și 2011, prof. Slobodan Ćuk propune două familii de convertoare, una de tip buck și alta de tip boost, având o serie de proprietăți remarcabile. În lipsa unor denumiri unanim acceptate în literatură, probabil din cauza publicării prea recente, vom folosi pentru aceste noi convertoare și variantele lor denumirile de Ćuk-buck și respectiv Ćuk-boost.

Personalitate de marcă, prof. Ćuk afirmă în câteva prelegeri în care își prezintă noile familii de convertoare, deja brevetate în Statele Unite, că "era convertoarelor clasice a apus", și că viitorul este cel al convertoarelor cu din noua familie. În continuare, se prezintă în aspectele lor esențiale, aceste două familii, deoarece plecând de la ele autorul tezei va dezvolta noi topologii de convertoare.

2.1. Convertor de tip Ćuk-buck

În Fig. 2.1. se prezintă convertorul buck clasic, comandat prin modulația factorului de umplere al tranzistorului. Acest convertor devine neperformant în cazul în care sunt necesare rapoarte de conversie mici, de ex. 1:12 sau 1:24, întâlnite frecvent la microprocesoarele moderne ce necesită o tensiune de alimentare de 1 V sau 0,5 V, tensiune care se obține dintr-o sursă de alimentare de 12 V. Problema funcționării la factori de umplere nepermis de mici a fost soluționată cu convertoare pătratice sau prin utilizarea unui convertor având bobina cu priză mediană, ca în Fig. 2.2.[27].

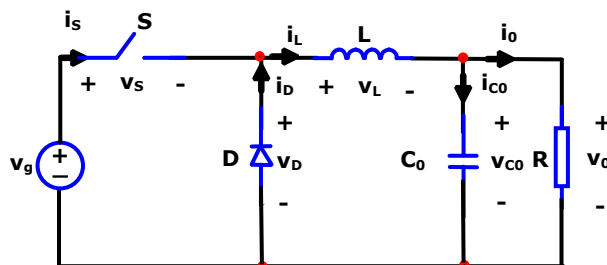


Fig. 2.1. Convertor Buck clasic. Sursa [27].

Raportul static de conversie M , este în acest caz: $M = \frac{D}{(1-D)n + D}$, în care

$n = 1 + \frac{N_1}{N_2}$. Este evident că pe măsură ce n crește, raportul static de conversie

scade la același factor de umplere, așa cum arată și Fig. 2.3. În Anexa 1. C2 este prezentat programul în Matlab pentru dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere, aferent graficului din Fig. 2.3.

Dezavantajul este că curentul de ieșire i_o , injectat în grupul RC , conține un front abrupt. Acesta, în conjuncție cu inductanțele de pierderi ale transformatorului, generează un spike semnificativ de tensiune cu consecințe legate de

compatibilitatea electromagnetică și cu diminuarea randamentului din cauza pierderilor de energie din inductanța de pierderi a transformatorului.

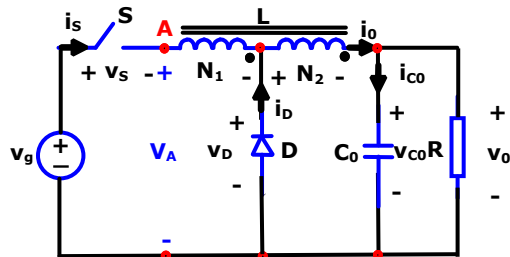


Fig. 2.2. Convertor Buck cu bobină cu priză mediană. Sursa [27].

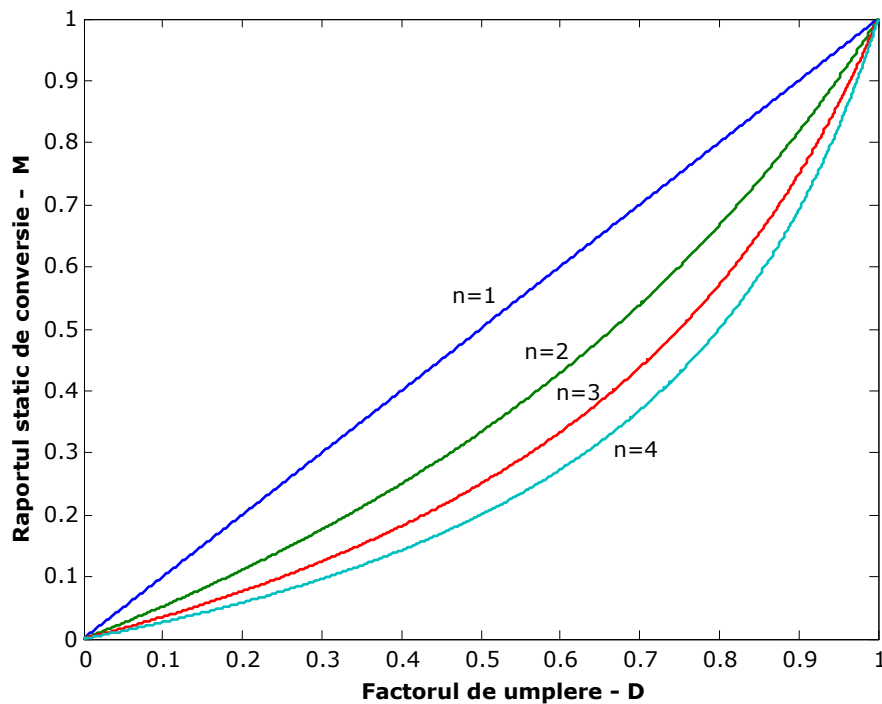


Fig. 2.3. Raportul static de conversie al convertorului Buck cu priză mediană. Sursa [27].

Fig. 2.4. ilustrează noua topologie buck cu elemente rezonante, propusă de prof. Ćuk. Comparativ cu structura clasică cu priză mediană se observă că există suplimentar un întrerupător S_{2r} , o bobină rezonantă L_R și o capacitate rezonantă C_r . În aplicațiile de tensiune mică, dioda D se substituie cu un redresor sincron, pentru micșorarea pierderilor în conducție, deoarece la rapoarte de conversie mici, curentul efectiv prin diodă este mult mai mare decât curenții efectivi prin tranzistoare.

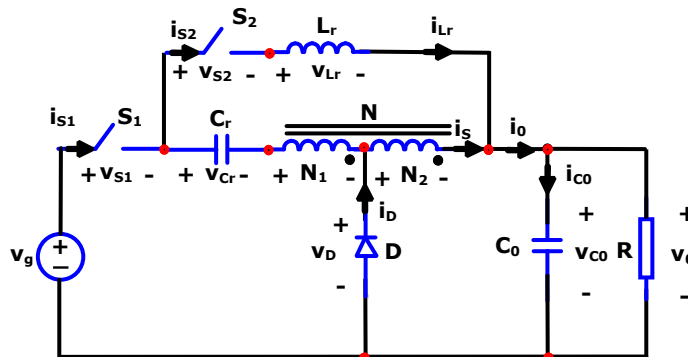


Fig. 2.4. Convertor Ćuk-buck cu transformator hibrid. Sursa [27].

De remarcat că poziționarea tranzistoarelor în schemă permite comanda acestora cu un circuit driver de tip superior, având ca referință tensiunea mică de ieșire. Cele două tranzistoare se comandă complementar, comanda fiind de fapt hibridă, între o comutare cu undă dreptunghiulară și una rezonantă. Prezența capacității rezonante în serie cu primarul face ca să nu existe magnetizare în curent continuu, în primar. Această structură cu două înfășurări, funcționează parțial ca o bobină cu priză mediană pentru curenți inductivi și parțial ca un transformator, pentru curentul capacitiv de descărcare rezonant. Această funcționare face ca să nu se necesite de obicei întrefier. Pe parcursul funcționării există două stări topologice, cea corespunzătoare lui S_1 în conducție și cea corespunzătoare lui S_1 blocat exemplificate în Fig. 2.5.a și 2.5.b.

În prima stare topologică, capacitatea rezonantă se încarcă de la sursa de alimentare și totodată se stochează energie inductivă în transformatorul hibrid. În a doua stare topologică au loc două descărcări: descărcarea energiei inductive și descărcarea energiei capacitive stocată în capacitatea rezonantă, ambele înmagazinate în starea topologică anterioară. Așa cum se arată în Fig. 2.5.b, există două căi prin care se livrează energie sarcinii. Spre deosebire de varianta clasică, se furnizează sarcinii un curent suplimentar, bazat pe stocarea energiei capacitive și transferul acesteia prin transformatorul hibrid, ceea ce înseamnă putere suplimentară transmisă sarcinii. Curentul de sarcină pe durata de blocare a tranzistorului S_1 are trei componente: descărcarea energiei inductive prin înfășurarea secundară a transformatorului hibrid, curentul de descărcare rezonantă al capacității reflectat în secundarul transformatorului și contribuția directă a curentului rezonant din bobina rezonantă. Datorită prezenței diodei D fenomenul rezonant durează doar o semiperioadă, așa cum se arată în Fig. 2.6.

Principalele forme de undă sunt exemplificate în Fig. 2.7., în care v_L este tensiunea pe ambele înfășurări ale transformatorului. Perioada de blocare corespunde exact unei semiperioade rezonante, ceea ce face ca pe capacitatea rezonantă C_r , tensiunea să fie cu o variație cosinusoidală. Spike-urile de tensiune asociate cu o conexiune serie tranzistor-bobină nu există deoarece în momentele comutației, curentul prin bobina rezonantă este nul. Funcționarea este cu frecvență variabilă, prin reglajul lui t_{ON} . O altă caracteristică a comutării hibride este aceea că, în ciuda unui fenomen rezonant, raportul static de conversie nu depinde de valorile lui L_R și C_r și nici de curentul de sarcină.

Se poate demonstra că raportul static de conversie este

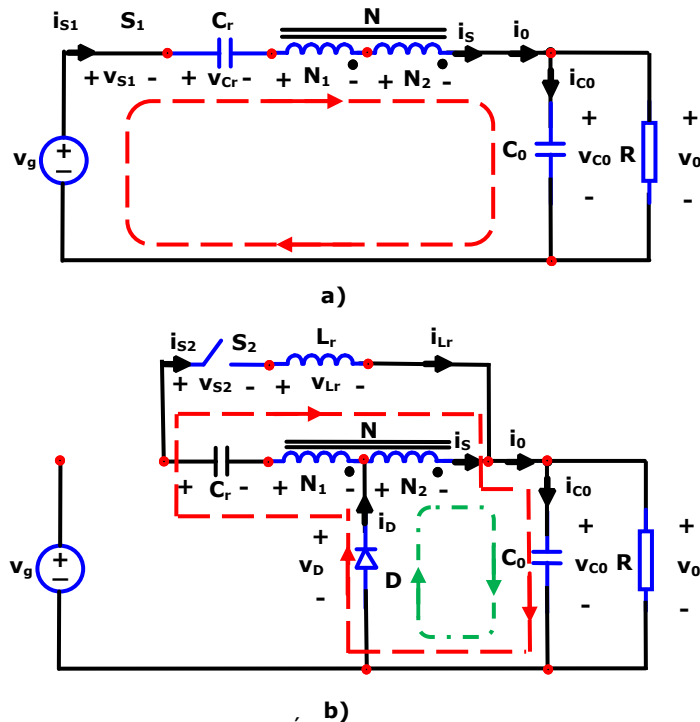
$$M = \frac{D}{n + D}$$


Fig. 2.5. Conversor Ćuk-buck cu transformator hibrid.
 a) Starea topologică 1: S_1 în conducție.
 b) Starea topologică 2: S_1 blocat. Sursa [27].

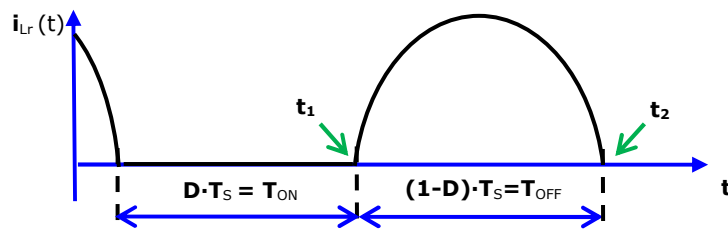


Fig. 2.6. Forma de undă pentru curentul rezonant al convertorului din Fig. 2.4.
 Sursa [27].

Famiile de caracteristici pentru diverse valori ale lui n sunt prezentate în Fig. 2.8. În Anexa 2. C2 este prezentat programul în Matlab pentru aceste familii de caracteristici, aferent graficului din Fig. 2.8.

Deci, spre deosebire de conversoarele cvasirezonante în care raportul static de conversie depinde de elementele rezonante și de sarcină, aceasta nu se mai întâmplă în cazul acestei structuri. De aceea tensiunea de ieșire poate fi stabilizată ca și în cazul conversoarelor PWM, ajustând factorul de umplere. Remarcabil este faptul că inductanța rezonantă are aplicată o tensiune cu pulsații mici și ca atare

bobina rezonantă poate fi cu aproximativ două ordine de mărime mai mică decât cea din convertorul PWM sau decât inductanța de magnetizare a transformatorului hibrid. De asemenea, la rapoarte de conversie mici prin capacitatea rezonantă va trece mai puțin de 20% din curentul de sarcină, ceea ce face ca și această capacitate să fie mică, eventual materializată cu două condensatoare chip în paralel. Solicitățile de tensiune ale dispozitivelor semiconductoare sunt $V_g - V_0$, pentru S_1 și S_2 și $(V_g - V_0)/n$ pentru diodă.

Deci solicitările în tensiune sunt mai mici decât în convertorul buck clasic, în cazul diodei această reducere fiind substanțială.

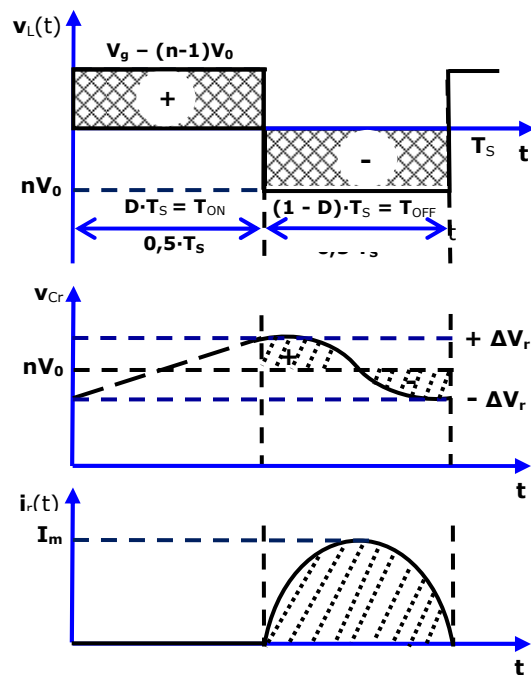


Fig. 2.7. Formele de undă pentru convertorul Ćuk-buck cu transformator hibrid din Fig. 2.4. Sursa [27].

În Fig. 2.9.a și 2.9.b sunt prezentate două variante ale convertorului, în care transformatorul hibrid este înlocuit cu un transformator cu două înfășurări separate. Alte topologii rezultate din structura de bază, se pot obține conectând latura ce conține întrerupătorul S_2 și bobina rezonantă L_r la un alt nod decât nodul de ieșire. De exemplu, în Fig. 2.10.a ea se conectează la priza transformatorului. Această configurație are dezavantajul că curentul rezonant nu contribuie la curentul de sarcină. În schimb, are avantajul că curentul rezonant nu mai trece prin dioda D și astfel pierderile în conducție pe diodă sunt mai mici. Configurația din Fig. 2.10.b, în care ramura rezonantă este conectată la masă, are două avantaje: comanda simplă pentru S_1 și S_2 , folosind un driver superior și un driver direct dacă se dorește redresor sincron pentru S_3 și protecția sarcinii în situația în care S_1 se defectează prin scurtcircuit, deoarece C_r este în serie cu sarcina.

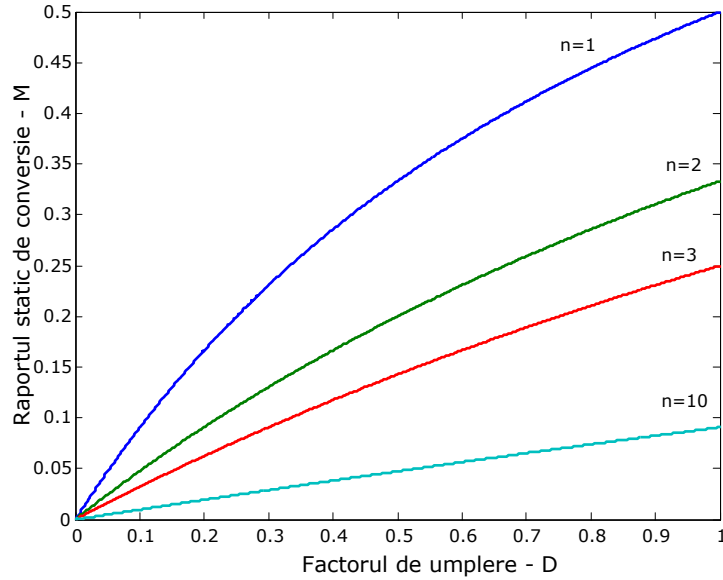


Fig. 2.8. Raportul static de conversie pentru convertorul Ćuk-buck. Sursa [27].

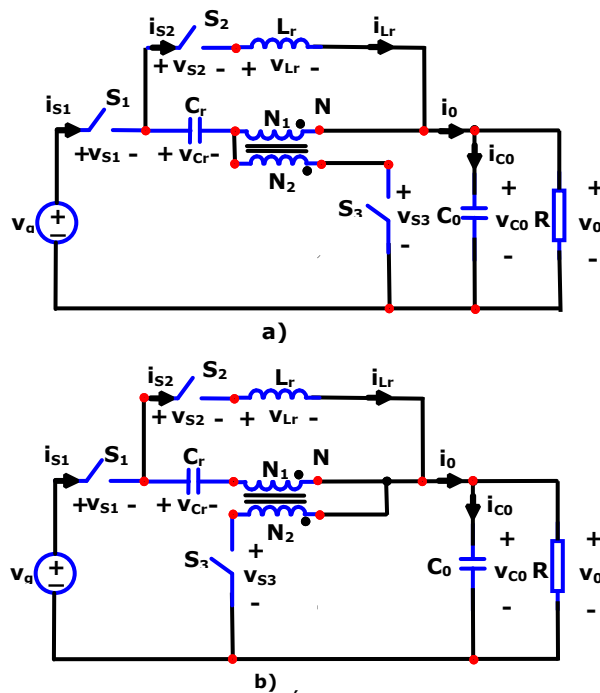


Fig. 2.9. Versiuni de convertoare Ćuk-buck cu transformatorul hibrid înlocuit cu un transformator fără izolare. Sursa [27].

Se poate demonstra că pentru convertorul din Fig. 2.10.b, raportul static de conversie este $M = \frac{D}{n}$, reprezentarea acestuia pentru diverse valori ale lui n fiind cea din Fig. 2.11. În Anexa 3. C2 este prezentat programul în Matlab pentru acest raport static, aferent graficului din Fig. 2.11.

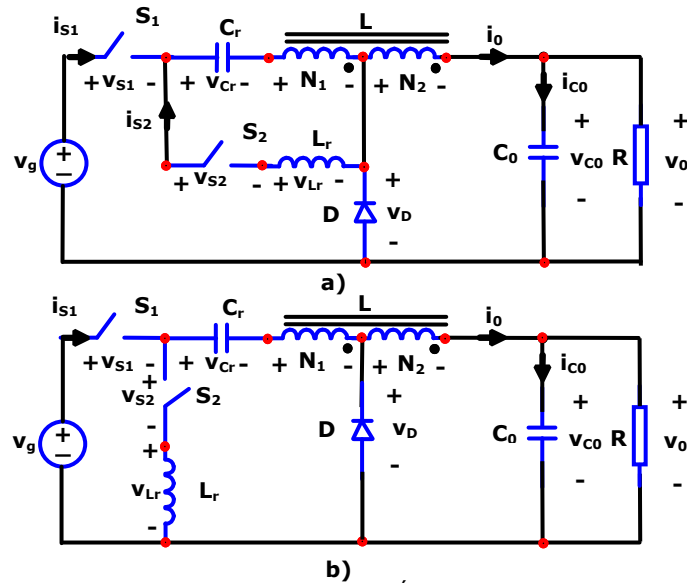


Fig. 2.10. Alte variante de conversie Ćuk-buck rezultate din convertorul cu transformator hibrid prin conectarea în diferite puncte a laturii cu bobina rezonantă. Sursa [27].

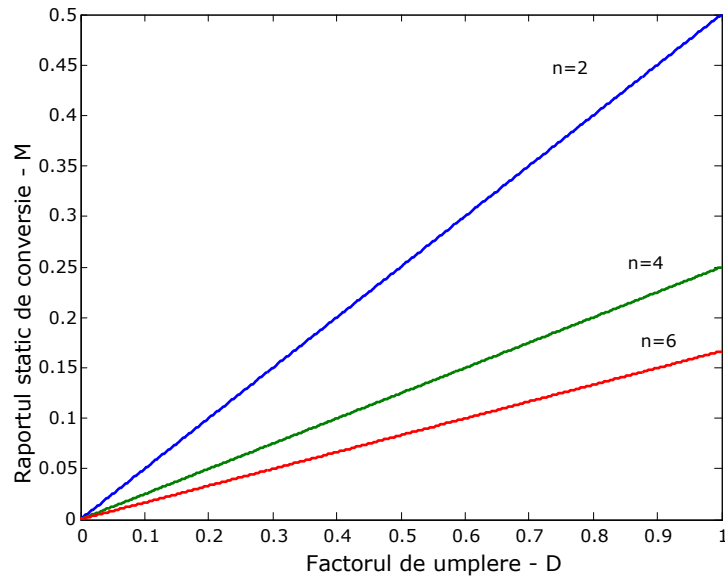


Fig. 2.11. Raportul static de conversie pentru diferite valori ale lui n pentru convertorul Ćuk-buck din Fig. 2.10.b. Sursa [27].

2.2. Convertoare de tip Ćuk-boost

Cu o tehnică asemănătoare, prof. Ćuk propune și o nouă variantă de convertor ridicător [28], [31], [32]. Se introduce pentru prima oară o familie de convertoare cu trei întrerupătoare și, întocmai ca la convertorul Ćuk-buck, structura prezintă tensiuni și curenți dreptunghiulari pe o fracțiune dintr-o perioadă în timp ce pe cealaltă stare topologică, tensiunile sunt cvasidreptunghiulare având suprapuse mici pulsații rezonante. Curenții prin întrerupătoare au forme rezonante, numai cu puțin mai mari ca și valoare efectivă, comparativ cu structura PWM clasică. Solicitățile în tensiune comparativ cu convertoarele PWM având același raport static de conversie, sunt substanțial reduse.

Reprezentanții de bază ai noii familii sunt prezentați în Fig. 2.12 și 2.13. Convertorul din Fig. 2.12. este versiunea neinversoare, în timp ce topologia din Fig. 2.13., prezintă o tensiune de ieșire de polaritate opusă celei de alimentare. Se remarcă din nou folosirea unei inductanțe rezonante L_r în tandem cu capacitatea rezonantă C_r .

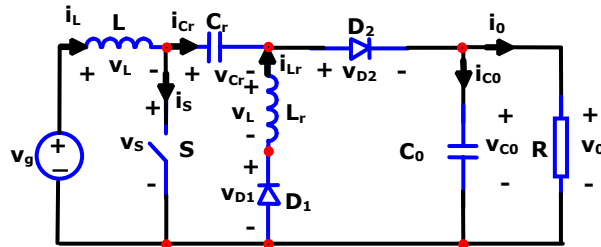


Fig. 2.12. Conversor Ćuk-boost de tip Sepic. Sursa [28].

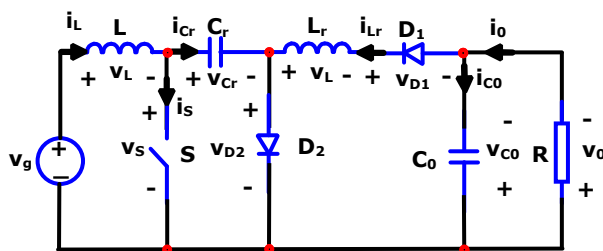


Fig. 2.13. Conversor Ćuk-boost de tip Cuk. Sursa [28].

Din principalele forme de undă exemplificate în Fig. 2.14., se observă că dioda D_2 comută complementar întrerupătorului activ S , ca și în cazul convertorului boost clasic. Bobina rezonantă nu are nici un efect asupra modului de comutare al diodei D_2 . Există trei moduri calitative de funcționare, notate cu 1, 2 și 3 în figura 2.14. În modurile 1 și 2 D_1 comută la curent zero, ceea ce este de dorit, deoarece pierderile de comutație vor fi mici. În modul 3 blocarea întrerupătorului S întrerupe curentul rezonant înainte ca acesta să se anuleze, iar din momentul t_2 , curentul prin D_1 scade linear. Se poate demonstra că ambele topologii au raportul static de conversie de forma $M = \frac{1}{1-D}$. Cu toate acestea componenta continuă pe

capacitatea internă este zero pentru varianta neinversoare și egală cu tensiunea de ieșire pentru varianta inversoare, cu consecințe directe asupra pierderilor în dispozitivele semiconductoare. Totodată, capacitatea de ieșire C_0 este atacată cu un curent dreptunghiular pentru cazul din Fig. 2.13.a în timp ce în Fig. 2.13.b, curentul are și o componentă rezonantă.

Versiunile izolate din Fig. 2.15.a și 2.15.b, se obțin de o manieră clasică, întocmai ca în convertorul Ćuk cu izolare, împărțind capacitatea flotantă C în două capacități C_1 și C_2 în serie și apoi inserând între acestea un transformator de izolare. Astfel raportul static de conversie este cel din versiunile neizolate, multiplicat cu n , adică $M = n \frac{1}{1-D}$.

Formele de undă detaliate aferente convertorului din Fig. 2.15.a, sunt redate în Fig. 2.16.

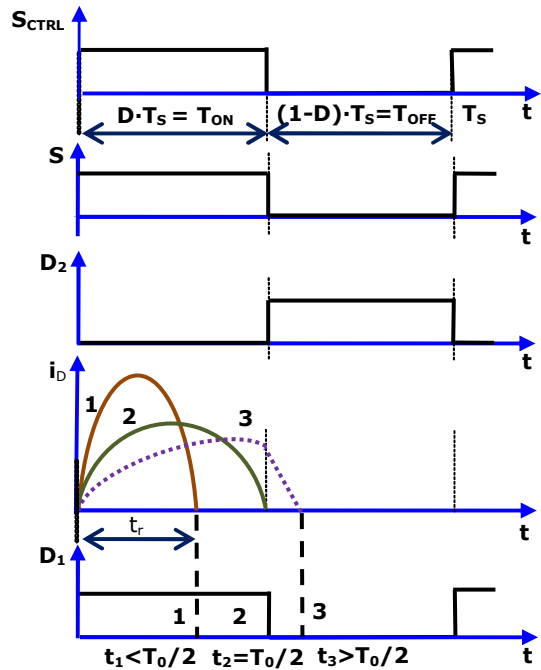


Fig. 2.14. Posibilele moduri de funcționare pentru conversoarele din Fig. 2.12 și Fig. 2.13. Sursa [28].

Se observă că ambele conversoare au bobina principală în serie cu intrarea, ceea ce face ca din sursa de alimentare să se absoarbă un curent neted, nechopât conferind structurii proprietăți de compatibilitate electromagnetică foarte bune.

Extensii ale celor două conversoare având întrerupătorul în serie cu intrarea, sunt prezentate în Fig. 2.17.a și 2.17.b. Ele au desigur avantajul posibilității de soft-start, ceea ce este mai dificil pentru conversoarele din Fig. 2.14.a și 2.14.b.

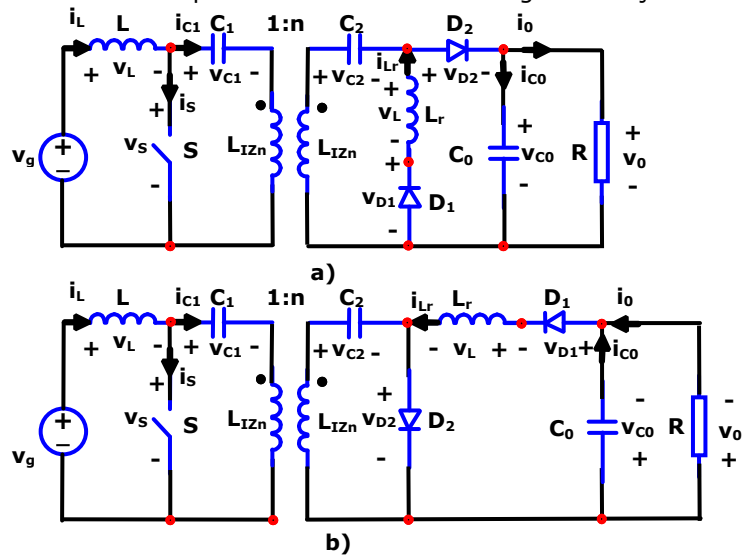


Fig. 2.15. Conversor Ćuk-boost de tip Sepic.

- a) cu izolare neinvertor.
- b) cu izolare și tensiune de ieșire negativă. Sursa [28].

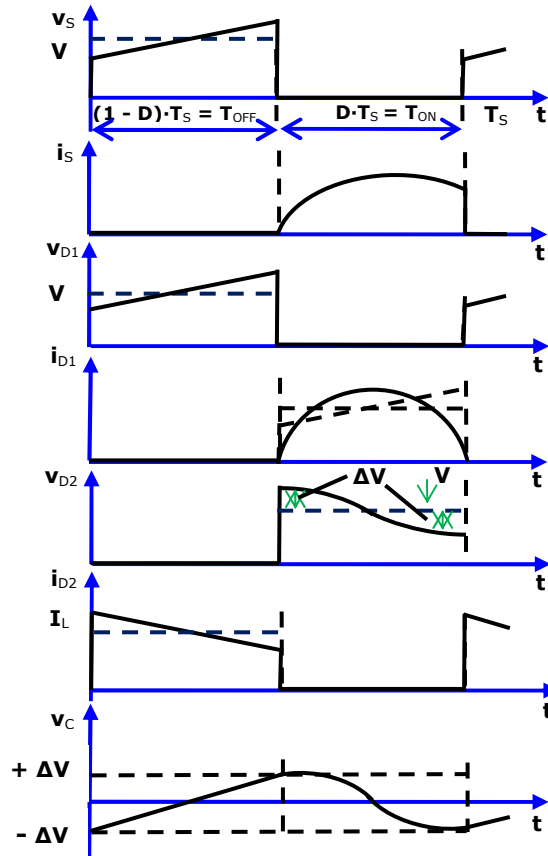


Fig. 2.16. Forme de undă pentru convertorul Ćuk-boost de tip Sepic cu izolare din Fig. 2.15.a. Sursa [28].

Se constată o asemănare cu convertorul Zeta clasic pe partea de intrare, după cum și structurile din Fig. 2.1.5.a și 2.15.b, prezintă o asemănare evidentă cu conversoarele Sepic, respectiv Ćuk clasice. Conversoarele din Fig. 2.18.a și 2.18.b, au corespondente izolate obținute prin înlocuirea bobinei principale cu un transformator. De reținut că acest transformator este magnetizat în curent continuu, deci performanțele vor fi inferioare față de conversoarele din Fig. 2.15.a și 2.15.b.

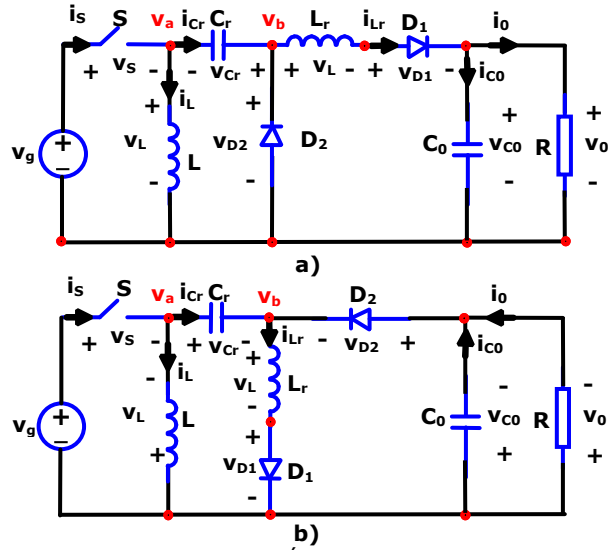


Fig. 2.17. Conversor Ćuk-boost de tip Zeta.
 a) Conversor Ćuk-boost de tip Zeta neinvertor.
 b) Conversor Ćuk-boost de tip Zeta invertor. Sursa [28].

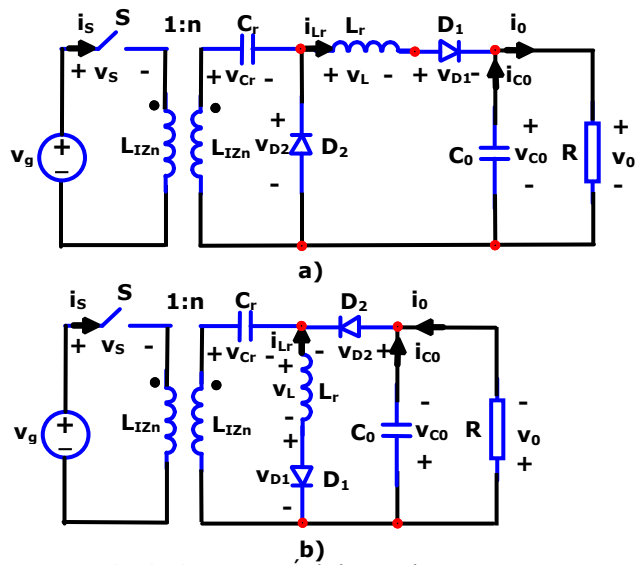


Fig. 2.18. Conversor Ćuk-boost de tip Zeta.
 a) cu izolare, neinvertor.
 b) cu izolare, invertor. Sursa [28].

2.3. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol au fost prezentate două familii de convertoare, una coborâtoare și alta ridicătoare, brevetate de prof. Čuk și care conțin elemente rezonante fără însă ca raportul static de conversie să devină dependent de sarcină. S-a considerat că acest capitol este necesar deoarece noile topologii dezvoltate de autor au o funcționare asemănătoare, incluzând un circuit rezonant, întocmai ca cele ale prof. Čuk.

Contribuția autorului este legată de parcurgerea, asimilarea și, după cum se va vedea în cele ce urmează, extinderea tehnicii propuse de prof. Čuk la alte convertoare. Merită subliniat că prof. Čuk, în prezentarea la conferința PCIM 2011, prognozează apusul erei convertoarelor buck și boost clasice și înlocuirea lor cu noile sale convertoare prezentate în acest capitol, mai ales că pentru unele dintre ele sunt posibile aplicații PFC [31], [32]. Deși autorul are anumite rezerve față de această afirmație, pe de altă parte personalitatea prof. Čuk este incontestabilă și de aceea se poate spune că și noile topologii propuse de doctorand ar putea fi promițătoare din această perspectivă, argument care l-a și motivat în continuarea studiului.

3. Generarea unitară a noilor topologii de convertoare de tip Ćuk de generația a doua

3.1. Sinteza Zhou

Există o largă varietate de tehnici de sinteză a convertoarelor PWM dc-dc [65], [93].

În teza sa de doctorat [105], D. Zhou generalizează definiția unui convertor DC-DC dată în [107]. Astfel, un convertor DC-DC este definit ca o rețea planară N , de graf G , care ascultă de următoarele cinci propoziții de mai jos:

P1: N conține numai următoarele elemente de circuit:

- un set de surse de tensiune continuă, $\mathbf{V}_g = \{V_{gi}, i = 1, \dots, N_g\}$
- un set de rezistențe de sarcină, $\mathbf{R} = \{R_i, i = 1, \dots, N_R\}$
- un set de inductanțe, $\mathbf{L} = \{L_j, j = 1, \dots, N_L\}$
- un set de capacități, $\mathbf{C} = \{C_i, i = 1, \dots, N_C\}$
- j seturi de întrerupătoare, $j \geq 2$, cu proprietatea că întrerupătoarele din același set sunt în conducție și în blocare simultan în decursul unei perioade de comutație T_s .

P2: Fiecare sarcină R_i formează o buclă cu un subset de elemente din $\mathbf{C} \cup \mathbf{V}_g$.

P3: În graful G nu există bucle formate numai cu elemente din $\mathbf{C} \cup \mathbf{V}_g$ și nici noduri generalizate, și nici curbe închise intersectate numai de elemente din \mathbf{L} .

P4: În graful G nu există bucle constituite numai din întrerupătoare ce aparțin aceluiași set și nici curbe închise intersectate numai de întrerupătoare aparținând aceluiași set.

P5: G este un graf neseparabil.

Definiție. Un graf G se zice separabil dacă există un subgraf g din G , astfel încât complementul \bar{g} al lui g și g au în comun un singur nod. Toate celelalte grafuri care nu au această proprietate se numesc neseparabile.

În continuare sunt prezentate cele mai importante proprietăți, relații și rezultate așa cum au fost ele introduse de Zhou în teza sa, desigur fără a avea pretenții de originalitate, dar considerându-se că pentru a da unitate tezei cât și pentru viitoare cercetări acestea sunt necesare.

Se presupune că convertoarele nu au în componență transformatoare și inductanțe cuplate. Definiția față de [64] este generalizată deoarece este extinsă la convertoare cu mai multe intrări și mai multe ieșiri și de asemenea, este extinsă de la convertoare cu două stări topologice la convertoare cu un număr arbitrar de stări topologice. Totodată într-o stare topologică sunt permise bucle formate numai din capacități și surse, precum și existența de curbe închise intersectate numai de inductanțe.

Propoziția *P2* asigură o tensiune de ieșire cu pulsații mici iar *P3*, *P4* și *P5* sunt necesare pentru ca implementarea să se facă cu un număr minim de elemente.

Se mai presupune că ipoteza de pulsații mici este adevărată pentru

variabilele de stare, astfel încât capacitățile pot fi înlocuite la frecvența de comutație și armonicele sale cu scurtcircuite iar bobinele cu circuite întrerupte.

3.2. Circuite de curent alternativ și de curent continuu

Pentru tensiunea pe și curentul prin întrerupătoare se adoptă regula de la receptori. Circuitele echivalente de curent alternativ oferă o reprezentare la frecvența de comutație și armonicele sale, fiind obținute din convertorul original prin scurtcircuitarea surselor de tensiune și a capacităților de filtraj, în timp ce sursele de curent și inductanțele de filtraj, sunt eliminate. Evident un circuit echivalent de curent alternativ va conține numai întrerupătoare.

În circuitele echivalente de curent continuu capacitățile de filtraj sunt eliminate și inductanțele de filtraj sunt scurtcircuitate. Dacă se consideră că sursele și sarcinile sunt uniportți externi convertorului atunci circuitul de curent continuu intern convertorului, conține numai întrerupătoare. Circuitul de curent continuu care conține și elementele externe se numește circuit de curent continuu extins. Pentru exemplificare, în Fig. 3.1. se prezintă circuitele echivalente aferente convertorului Sepic.

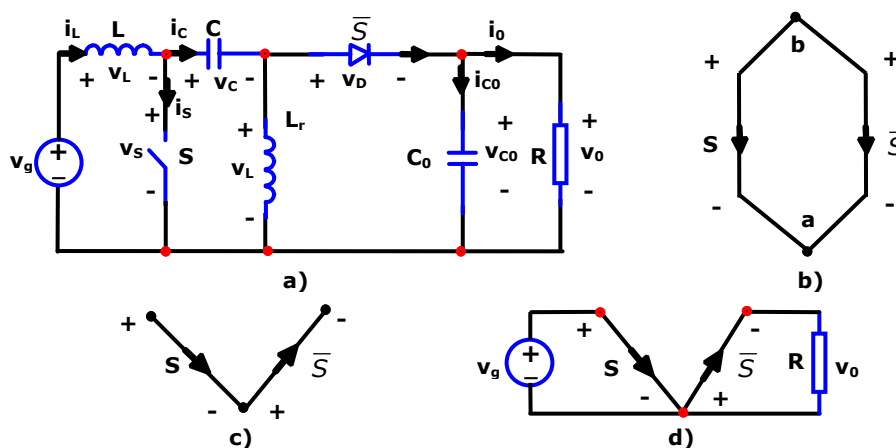


Fig. 3.1. Converter Sepic. Circuite echivalente:

- a) Converter Sepic; b) Circuit echivalent de curent alternativ; c) Circuit echivalent de curent continuu; d) Circuit echivalent extins de curent continuu. Sursa [105].

În ipoteza pulsațiilor mici, formele de undă ale tensiunii și curentului unui întrerupător sunt dreptunghiulare. Fiecare din cele două forme de undă poate fi separată în două componente: componenta continuă V_s respectiv I_s și componenta alternativă obținută prin scăderea componentei continue din valoarea instantaneei respectivă. În Fig. 3.2. se prezintă aceste forme de undă pentru un întrerupător activ (tranzistor). Pentru o diodă formele de undă pentru tensiune și curent, vor avea polarități opuse.

Din cele de mai sus este evident că, într-un circuit de curent continuu, un întrerupător poate fi înlocuit fie de o sursă de tensiune constantă V_s sau de o sursă de curent constant I_s . Aceleași mărimi de curent continuu se utilizează și pentru modelarea întrerupătorului în curent alternativ. Din Fig. 3.2. se observă că atunci când întrerupătorul conduce tensiunea alternativă corespunzătoare lui este $-V_s$ iar când este blocat, curentul aferent lui este $-I_s$. Deci modelul de curent

alternativ al întrerupătorului este:

$$\begin{cases} -V_S \text{ când } S \text{ ON} \\ -I_S \text{ când } S \text{ OFF} \end{cases}$$

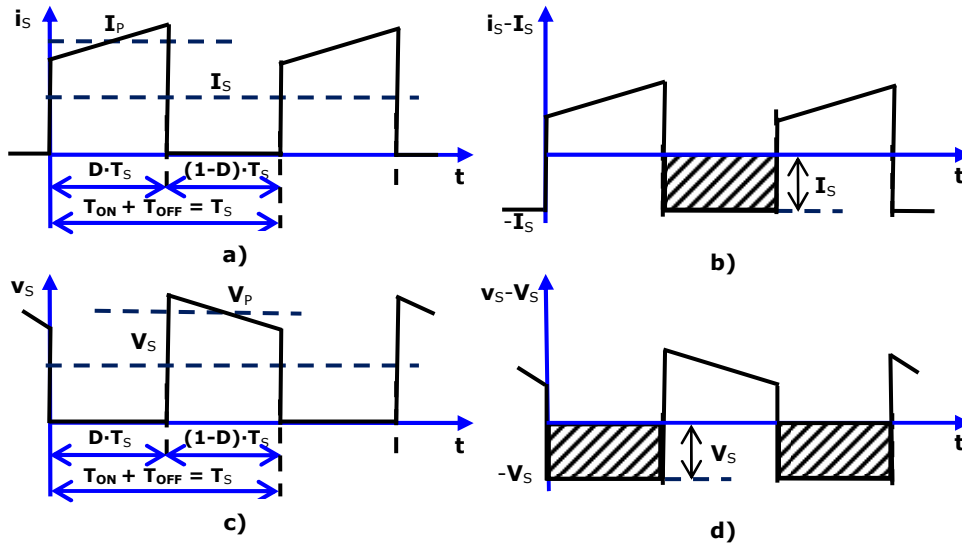


Fig. 3.2. Forme de undă ale curentului și tensiunii pentru întrerupătorul activ dintr-un convertor PWM DC-DC:

- cu pulsații mici a) și c)
- componentele alternative b) și d). Sursa [105].

Esențial este faptul că atât circuitele de curent continuu cât și cele de curent alternativ pot fi descrise în termeni de aceleași mărimi (în acest caz V_s și I_s).

Substituirea modelelor de curent alternativ al întrerupătoarelor în circuitul de curent alternativ din Fig. 3.1.b conduce la două circuite echivalente prezentate în Fig. 3.3.

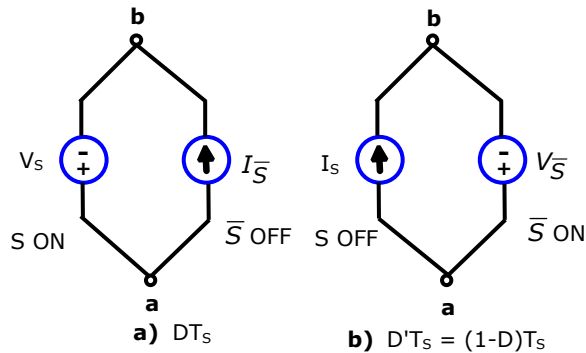


Fig. 3.3. Convertor Sepic. Circuite echivalente:

- Circuitul echivalent pe durata intervalului DT_s , în care tranzistorul conduce și dioda este blocată;
- Circuitul echivalent pe durata intervalului $(1-D)T_s$, în care tranzistorul este blocat și dioda conduce. Sursa [105].

Evident într-un circuit de curent alternativ componentele continue sunt nule, sau echivalent integrala tensiunii sau curentului alternativ aferente unui întrerupător pe o perioadă de comutație este zero. Deci,

$$\begin{cases} V_S D + V_{\bar{S}}(1-D) = 0 \\ I_S D - I_{\bar{S}}(1-D) = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

Relațiile (3.1) sunt similare celor care exprimă echilibrul tensiunilor pe o bobină și echilibrul curenților printr-un condensator într-un convertor DC-DC, lucru care se poate argumenta din modul de obținere al modelului de curent alternativ.

Pentru simplificare, formele de undă ale curenților și tensiunilor pe întrerupătoare se consideră eminentamente dreptunghiulare, de amplitudini V_p și I_p , unde V_p și I_p sunt valorile din mijlocul rampelor de tensiune respectiv curent. Evident această aproximare este argumentată de ipoteza pulsațiilor mici. V_p se numește *tensiunea de blocare sau solicitarea în tensiune* a întrerupătorului, iar I_p se numește *curentul de conducție sau solicitarea în curent* a întrerupătorului.

În cazul convertoarelor cu două întrerupătoare este clar că $V_S = (1-D)V_{pS}$ și $V_{\bar{S}} = DV_{p\bar{S}}$. Substituind aceste două expresii în prima relație din (3.1), rezultă că $V_{p\bar{S}} = -V_{pS}$, adică fiecare întrerupător are aceeași tensiune de blocare. Similar se arată că fiecare întrerupător are același curent de conducție. De aceea solicitările în tensiune și curent într-un convertor PWM cu două întrerupătoare se notează în mod unic cu V_{OFF} și respectiv I_{ON} , așa cum rezultă din [42].

3.3. Proprietăți ale circuitelor de curent continuu și de curent alternativ

Fie G_a , G_d , G_{ed} , grafurile corespunzătoare circuitelor de curent alternativ, de curent continuu și de curent continuu extinse, evident toate subgrafuri ale lui G , grafurile rețelei convertorului. Atunci au loc următoarele proprietăți cărora nu le mai dăm demonstrațiile:

Proprietatea 1. Într-un convertor PWM fără izolare:

1. nu există bucle proprii în G_a
2. nu există noduri (vârfuri) terminale (noduri având numai o latură (muchie) incidentă) în G_a .

Proprietatea 2. G_a și G_d nu au în comun bucle identice sau curbe închise identice ce conțin seturi de întrerupătoare ce comută în conducție sau în blocare în același timp.

În cazul convertoarelor cu două stări topologice, cu funcționare CCM, există numai două seturi de întrerupătoare, S și \bar{S} cu comutare complementară. Notăm cu G_1 și G_2 grafurile corespunzătoare stărilor topologice, cu S_{ON} respectiv S_{OFF} . În acest caz avem suplimentar următoarele proprietăți:

Proprietatea 3.

1. în G_1 respectiv G_2 există bucle constând numai din capacități și eventual surse de tensiune dacă și numai dacă în G_a există bucle conținând numai întrerupătoare din S respectiv din \bar{S} .
2. în G_1 respectiv G_2 există curbe închise intersectate numai de bobine dacă și numai dacă în G_a există curbe închise intersectate numai de întrerupătoare

din S respectiv \bar{S} .

Proprietatea 4. Tensiunea medie și curentul mediu aferente oricărui întrerupător sunt nenule.

Proprietatea 5. În G_d nu există bucle proprii iar în G_{ed} nu există noduri (vârfuri) terminale.

3.4. Reprezentarea algebrică a circuitelor de curent continuu și de curent alternativ

Analiza se va face pe convertoare cu două stări topologice, extinderea pentru convertoare cu mai multe stări topologice făcându-se în paragraful 3.4.3.

3.4.1. Reprezentarea algebrică a circuitelor de curent alternativ

Fie că graful G_a are n_{ta} noduri și b laturi (muchii). Din teoria grafurilor se cunoaște că orice arbore T_a are $n_a = n_{ta} - 1$ ramuri de arbore și cele $l_a = b - n_{ta} + 1$ ramuri din G_a din afara lui T_a se numesc coarde. Întrerupătoarele din circuitul de curent alternativ pot fi împărțite în patru seturi:

1. S_t – subsetul din S care sunt ramuri din T_a .
2. \bar{S}_t – subsetul din \bar{S}_t care sunt ramuri din T_a .
3. S_l – subsetul din S care sunt coarde.
4. \bar{S}_l – subsetul din \bar{S} care sunt coarde.

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff pentru fiecare buclă fundamentală se obține un set de l_a ecuații liniare independente în forma

$$\begin{bmatrix} v_{S_l} \\ v_{\bar{S}_l} \end{bmatrix} = -f_a^{l_a} \times n_a \begin{bmatrix} v_{S_t} \\ v_{\bar{S}_t} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} F_{l_t} & F_{l_{\bar{t}}} \\ F_{\bar{l}_t} & F_{\bar{l}_{\bar{t}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{S_t} \\ v_{\bar{S}_t} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

în care matricea F_a este partiționată în patru submatrice care leagă valorile tensiunilor instantanee ale lui S_l și \bar{S}_l de tensiunile lui S_t respectiv \bar{S}_t . Așa cum am văzut anterior, întrerupătoarele se modelează cu surse de tensiune continuă când conduc. Astfel:

$$\text{- pe durata } DT_s \text{ avem } v_{S_l} = -V_{S_l} \text{ și } v_{S_t} = -V_{S_t} \quad (3.3)$$

$$\text{- pe durata } (1-D)T_s \text{ avem } v_{\bar{S}_l} = -V_{\bar{S}_l} \text{ și } v_{\bar{S}_t} = -V_{\bar{S}_t} \quad (3.4)$$

În plus, se știe că în circuitul de curent alternativ, valoarea medie pe o perioadă de comutație a tensiunii aferente unui întrerupător este nulă și ca atare:

$$\int_0^{DT_s} v_{\bar{S}_l} dt = V_{\bar{S}_l} (1-D)T_s \quad (3.5)$$

$$\int_0^{DT_s} v_{\bar{S}_t} dt = V_{\bar{S}_t} (1-D)T_s \quad (3.6)$$

Integrând relația (3.2) de la 0 la DT_s și folosind relațiile (3.3), (3.5) și (3.6), după calcule se obține:

$$B_a V_S = 0 \quad (3.7)$$

unde,

$$V_s = \begin{bmatrix} V_{la} \\ V_{ta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sl} \\ V_{\bar{sl}} \\ V_{st} \\ V_{\bar{st}} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

și matricea B_a are forma

$$B_a = \left[\begin{array}{c|c} \underline{I_{la}} & \underline{F_{aD}} \\ \hline \underline{I_{la}} \text{ corzi} & \underline{I_{na}} \text{ ramuri} \end{array} \right] \left. \vphantom{\begin{array}{c|c} \underline{I_{la}} & \underline{F_{aD}} \\ \hline \underline{I_{la}} \text{ corzi} & \underline{I_{na}} \text{ ramuri} \end{array}} \right\} I_a \text{ bucle} \quad (3.9)$$

în care I_{la} este matricea unitate de ordin n_a iar F_{ad} este o matrice dreptunghiulară cu la linii și n_a coloane. Evident rangul lui B_a este I_a astfel avem un set de I_a ecuații liniare independente exprimate în termeni de b tensiuni medii pe întrerupătoare.

Ecuția (3.7) reprezintă forma generală a echilibrului tensiunilor pe bobină într-un convertor cu două stări topologice.

Prin dualitate se obține și ecuația generală de echilibru a curenților capacitivi în forma

$$Q_a I_s = 0 \quad (3.10)$$

unde

$$I_s = \begin{bmatrix} I_{la} \\ I_{ta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sl} \\ I_{\bar{sl}} \\ I_{st} \\ I_{\bar{st}} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

iar matricea Q_a are forma

$$Q_a = \left[\begin{array}{c|c} \underline{E_{aD}} & \underline{I_{na}} \\ \hline \underline{E_{aD}} \text{ la corzi} & \underline{I_{na}} \text{ ramuri} \end{array} \right] \left. \vphantom{\begin{array}{c|c} \underline{E_{aD}} & \underline{I_{na}} \\ \hline \underline{E_{aD}} \text{ la corzi} & \underline{I_{na}} \text{ ramuri} \end{array}} \right\} n_a \text{ curbe închise} \quad (3.12)$$

Evident Q_a are rangul n_a și deci avem un set de n_a ecuații liniare independente în termeni de b curenți medii prin întrerupătoare.

Din teoria circuitelor se știe că $E_a = -F_a^T$ și de aici avem că

$$E_{ad} = -F_{aD}^T \quad (3.13)$$

În concluzie, pentru orice convertor cu două stări topologice ecuațiile de echilibru a tensiunilor inductive corespund unu la unu cu I_a ecuații de buclă în I_a bucle fundamentale independente din graful G_a . Analog ecuațiile de echilibru ale curenților capacitivi corespund unu la unu cu n_a ecuații de curbă închisă aferente a n_a curbe închise fundamentale din graful G_a .

3.4.2. Reprezentarea algebrică a circuitelor de curent continuu și modelul general de curent continuu

Pentru simplitate presupunem că sursele de alimentare și sarcinile au aceeași masă notată ca nodul 0 în graful G_d . Fie N_g numărul surselor de tensiune independente și fie că G_d are $n_d + 1$ noduri (inclusiv nodul 0) și b laturi. Notăm de la 1 la N_g nodurile conectate la sursele de tensiune și de la $N_g + 1$ la $N_g + N_o$ nodurile conectate la sarcini. Celelalte noduri rămase le notăm de la $N_g + N_o + 1$ la n_d .

Definiție. Dacă un circuit de curent alternativ și un circuit de curent continuu corespund unui convertor PWM viabil, atunci circuitul de curent continuu se numește circuitul de curent continuu asociat circuitului de curent alternativ și graful G_d al circuitului de curent continuu se numește graful asociat grafului G_a a circuitului de curent alternativ.

În general, fiecare circuit de curent alternativ are un set de circuite de curent continuu asociate, fiecare dintre ele putând corespunde la convertoare viabile diferite. Un convertor DC-DC viabil trebuie să aibă o soluție de stare staționară unică și mărginită pentru tensiunile și curenții medii ai întrerupătoarelor.

Proprietatea 6. Fie că graful G_a are n_a ramuri și la corzi. Atunci graful G_d al fiecărui circuit de curent continuu asociat circuitului de curent alternativ va avea n_d ramuri și l_d corzi date de relațiile:

$$n_d = l_a + N_g \quad (3.14)$$

$$l_d = n_a - N_g \quad (3.15)$$

3.4.3. Convertoare cu trei sau mai multe stări topologice

În acest caz este posibil ca cel puțin un întrerupător să aibă tensiunea medie egală cu zero, ceea ce înseamnă o buclă proprie în G_d formată de acest întrerupător. În cele ce urmează vom considera însă numai convertoare fără bucle proprii în G_d . Vom admite că avem b întrerupătoare. Fie că numărul ecuațiilor liniare independente de echilibru al tensiunilor este q .

Proprietatea 7. Numărul ecuațiilor de echilibru al curenților este $b-q$.

Proprietatea 8. În circuitul de curent continuu există relațiile

$$n_d = q + N_g \quad (3.16)$$

și

$$l_d = b - q - N_g. \quad (3.17)$$

3.4.4. Principiile metodei de sinteză Zhou

Spre deosebire de alte metode de sinteză, Zhou propune [105] o metodă ce nu apelează la circuitele liniare din fiecare stare topologică ale fiecărui convertor ci se bazează pe deducerea circuitelor echivalente de curent alternativ și curent continuu, reprezentate prin grafuri G_a și G_d .

Procedura de sinteză începe de la un circuit de curent alternativ dat. Toate circuitele de curent continuu asociate au aceeași structură (n_d și l_d) care poate fi obținută din proprietatea 6 pentru un convertor cu două stări topologice sau din proprietatea 8 pentru circuite cu trei sau mai multe stări topologice, fără bucle proprii în circuitele lor de curent continuu.

Un pas esențial pentru o procedură sistematică este selectarea unei reprezentări matriceale adecvate pentru topologia convertorului. În acest scop se apelează la matricea de incidență, astfel că grafurile G_a și G_d sunt reprezentate de matricele de incidență corespunzătoare A_a și A_d .

Pentru un circuit de curent alternativ dat, se pot deduce ecuațiile de echilibru ale tensiunilor și curenților așa cum s-a arătat în paragrafele 3.4.1. sau 3.4.3. De asemenea pentru fiecare circuit de curent continuu asociat se poate obține

matricea de incidență redusă, A_{rd} , ștergând din A_d linia corespunzătoare nodului de masă. În continuare, se utilizează modelul de curent continuu dedus în paragraful 3.4.2. pentru calculul valorilor medii de tensiune și curent ale fiecărui întrerupător și pentru găsirea raportului static de conversie $M(D)$. După eliminarea cazurilor redundante și degenerate se implementează întrerupătoarele ideale cu dispozitive semiconductoare. De reținut că poziția bobinelor și capacităților nu a fost încă luată în considerație. De aceea următorul pas este inserarea numărului minim de bobine și capacități necesare pentru generarea unui convertor sau unor convertoare PWM valide pentru o pereche dată G_a și G_d . Procedura de inserare bazată pe comparația dintre A_a și A_d trebuie să garanteze că convertorul rezultat se reduce la circuitul de curent continuu atunci când bobinele sunt scurtcircuitate iar capacitățile eliminate și că se reduce la circuitul de curent alternativ atunci când bobinele sunt înlăturate iar capacitățile sunt scurtcircuitate.

Definiție. Ordinul unui circuit de curent continuu este definit de numărul minim de bobine și capacități necesar a fi inserate în circuitul de curent continuu pentru a genera cel puțin un convertor PWM valid.

Proprietatea 9. Într-un convertor PWM cu N_C capacități, N_L bobine, al cărui graf de curent alternativ G_a are n_{ta} noduri și q ecuații liniare independente de echilibru a tensiunilor, există relația:

$$N_C - N_L = q - n_a \quad (3.18)$$

În particular pentru convertoare cu două stări topologice $q=l_a$ și relația (3.18) devine

$$N_C - N_L = l_a - n_a \quad (3.19)$$

În [64] $l_a=n_a$ și de aici rezultă că $N_C=N_L$.

3.5. Sinteza convertoarelor DC-DC cu trei întrerupătoare

Suntem evident interesați de convertoare cu un număr cât mai mic de întrerupătoare și deoarece convertoarele cu două întrerupătoare sunt deja un domeniu bine fundamentat, ne vom concentra pe convertoare cu trei întrerupătoare și două stări topologice.

Pentru această familie există două circuite de curent alternativ posibile, prezentate în Fig. 3.1. Deoarece unul este dualul celuilalt sinteza este suficient a fi făcută doar pe unul dintre circuite. Acesta este ales cel notat cu (a). Deoarece în acest circuit există o buclă formată din ramurile lui S_1 și S_2 , conform proprietății trei orice convertor generat din acest circuit de curent alternativ, va avea o buclă formată numai din capacități și eventual surse de tensiune atunci când S_1 și S_2 conduc. Fig. 3.2. prezintă același circuit echivalent cu sensuri adoptate, precum și cele două circuite echivalente aferente celor două stări topologice. Presupunând că \bar{S}_3 este arborele și S_2 și S_3 utilizând rezultatele precedente, rezultă ecuația

$$\begin{bmatrix} V_{S_1} \\ V_{S_2} \\ I_{\bar{S}_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{D} \\ 0 & 0 & -\frac{1-D}{D} \\ \frac{1-D}{D} & \frac{1-D}{D} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S_1} \\ I_{S_2} \\ V_{\bar{S}_3} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Deoarece în circuit avem $l_a=2$ corzi și $n_a=1$ arbori, conform proprietății 6 fiecare circuit de curent continuu asociat nu va avea corzi și va avea $n_d=3$ arbori.

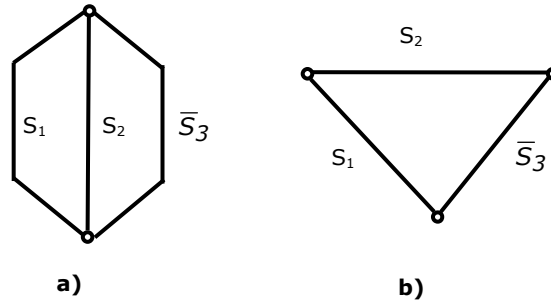


Fig. 3.4. Cele două circuite de curent alternativ posibile pentru convertoare cu trei întrerupătoare și două stări topologice. Sursa [105].

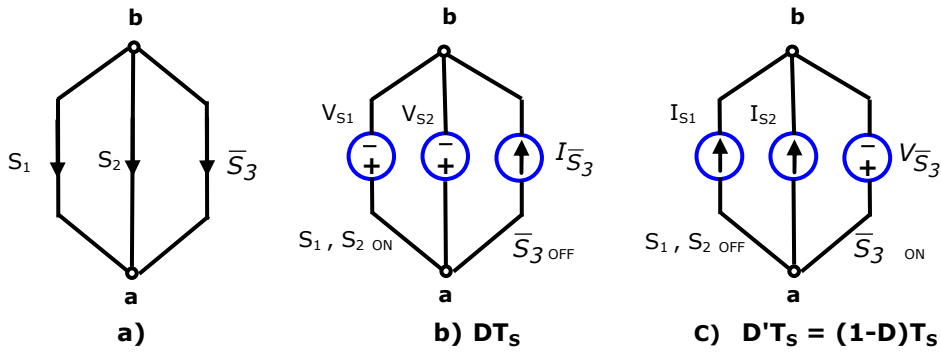


Fig. 3.5. Circuitul echivalent din Fig. 3.4 (a) cu senzori: (b) circuitul echivalent pe durata intervalului DT_s , în care S_1 și S_2 conduc și \bar{S}_3 este blocat și (c) circuitul echivalent pe durata intervalului $(1-D)T_s$, în care S_1 și S_2 este blocat și \bar{S}_3 conduce. Sursa [105].

3.5.1. Topologii de curent continuu posibile

Fiecare circuit de curent continuu are patru noduri care se pot împărți în două grupe: nodurile terminale 0, 1, 2 și nodul intern 3. Cele șase poziții posibile pentru fiecare ramură de întrerupător sunt prezentate în Fig. 3.6. Fiecare circuit poate fi reprezentat printr-un număr de forma $(i_1 i_2 i_3 . n)$, unde $i_1, i_2, i_3 \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ reprezintă pozițiile întrerupătoarelor S_1, S_2 , respectiv \bar{S}_3 . Același circuit de curent continuu se obține dacă orientările celor trei întrerupătoare sunt modificate simultan. Astfel, S_1 fixează direcția de referință în mod implicit, așa cum se arată în Fig. 3.6. Numărul $n \in \{1, 2, 3, 4\}$ specifică orientările celorlalte două ramuri de întrerupătoare, așa cum se exemplifică în Tabelul 3.1., în care + este orientarea de referință.

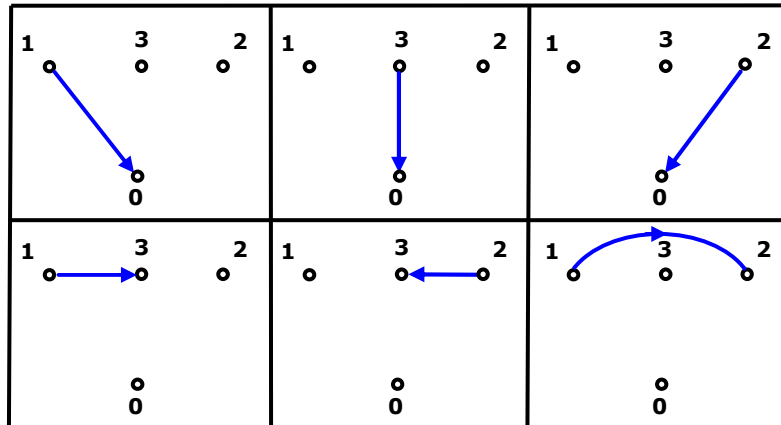


Fig. 3.6. Pozițiile posibile pentru întrerupătoarele din circuitele de curent continuu cu trei întrerupătoare. Sursa [105].

Din teoria grafurilor se cunoaște că pentru patru noduri etichetate există $4^{4-2} = 16$ arbori.

Deoarece S_1 și S_2 au același rol, putem presupune $i_1 < i_2$ pentru a elimina cazurile redundante. În fiecare arbore \bar{S}_3 poate fi plasat la oricare din cele trei ramuri și există patru orientări posibile conform tabelului 3.1. Astfel numărul total este $16 \times 3 \times 4 = 192$.

Tabelul 3.1. Orientările întrerupătoarelor în circuite de curent continuu cu trei întrerupătoare. Sursa [105].

n	S_2	\bar{S}_3
1	+	+
2	+	-
3	-	+
4	-	-

Pentru că numărul de topologii este foarte mare analiza se poate face pe calculator bazat pe modelul de curent continuu prezentat într-unul dintre paragrafele precedente și cazurile degenerate pot fi ușor eliminate, rezultând în final că numărul circuitelor de curent continuu posibile este 66. Pentru fiecare circuit se poate determina raportul static de conversie $M(D)$ înainte de inserarea bobinelor și capacităților.

3.5.2. Inserarea numărului minim de bobine și capacități. Topologii.

Conform proprietății 3 pentru toate convertoarele generate din circuitul de curent alternativ din Fig. 3.4 (a) avem $N_c = N_L + 1$. În consecință ordinul circuitului de curent continuu va fi determinat dacă se cunoaște N_L .

Cele 66 de circuite pot fi împărțite după ordinul lor și se poate demonstra că se obțin 24 de circuite de curent continuu de ordinul doi, 24 de circuite de curent continuu de ordinul patru și 18 circuite de curent continuu de ordinul șase. Pentru

toate cele 66 de circuite de curent continuu raportul static de conversie rezultă de forma:

$$M(D) = \frac{P(D)}{Q(D)} = \frac{a_0 D + a_1}{b_0 D + b_1} \quad (3.21)$$

Întrucât din punct de vedere practic dorim convertoare cu un număr cât mai redus de elemente, se iau în discuție numai convertoarele generate din circuitele de curent continuu de ordinul doi.

Fiecare circuit de curent continuu de ordinul doi generează un convertor cu o bobină și două capacități. Dintre ce 24 de convertoare cu circuite de curent continuu de ordinul doi, 10 sunt coborâtoare, 10 sunt ridicătoare și 4 sunt atât ridicătoare cât și coborâtoare.

Cele 10 convertoare coborâtoare sunt expuse în Fig. 3.7. Deoarece primele patru topologii din Fig. 3.7. conțin o capacitate internă flotantă, izolarea galvanică se poate obține simplu înlocuind capacitatea flotantă cu două capacități serie și inserând un transformator între cele două capacități, așa cum în mod tradițional se obțin convertoarele Ćuk, Sepic sau Zeta cu izolare.

Familia de convertoare ridicătoare este cea din Fig. 3.8. Primele patru convertoare din figură se pot utiliza în aplicații de înaltă tensiune. Dublorul cu diode de la ieșire poate fi extins la un multiplicator cu celule diodă-capacitate, crescându-se astfel domeniul de conversie. Convertoarele (1) și (4) au proprietăți benefice legate de interferența electromagnetică deoarece au curenți de intrare netezi, nechopați. Izolarea galvanică se poate obține pentru primele patru convertoare de aceeași manieră ca la primele patru convertoare coborâtoare. În plus pentru convertoarele (2) și (3) bobina se poate înlocui cu un transformator de izolare, pe modelul obținerii convertorului Flyback. De remarcat că primele patru convertoare se pot obține din primele patru convertoare coborâtoare, schimbând între ele sursa și sarcina.

Familia convertoarelor ridicătoare-coborâtoare este reprezentată în Fig. 3.9.

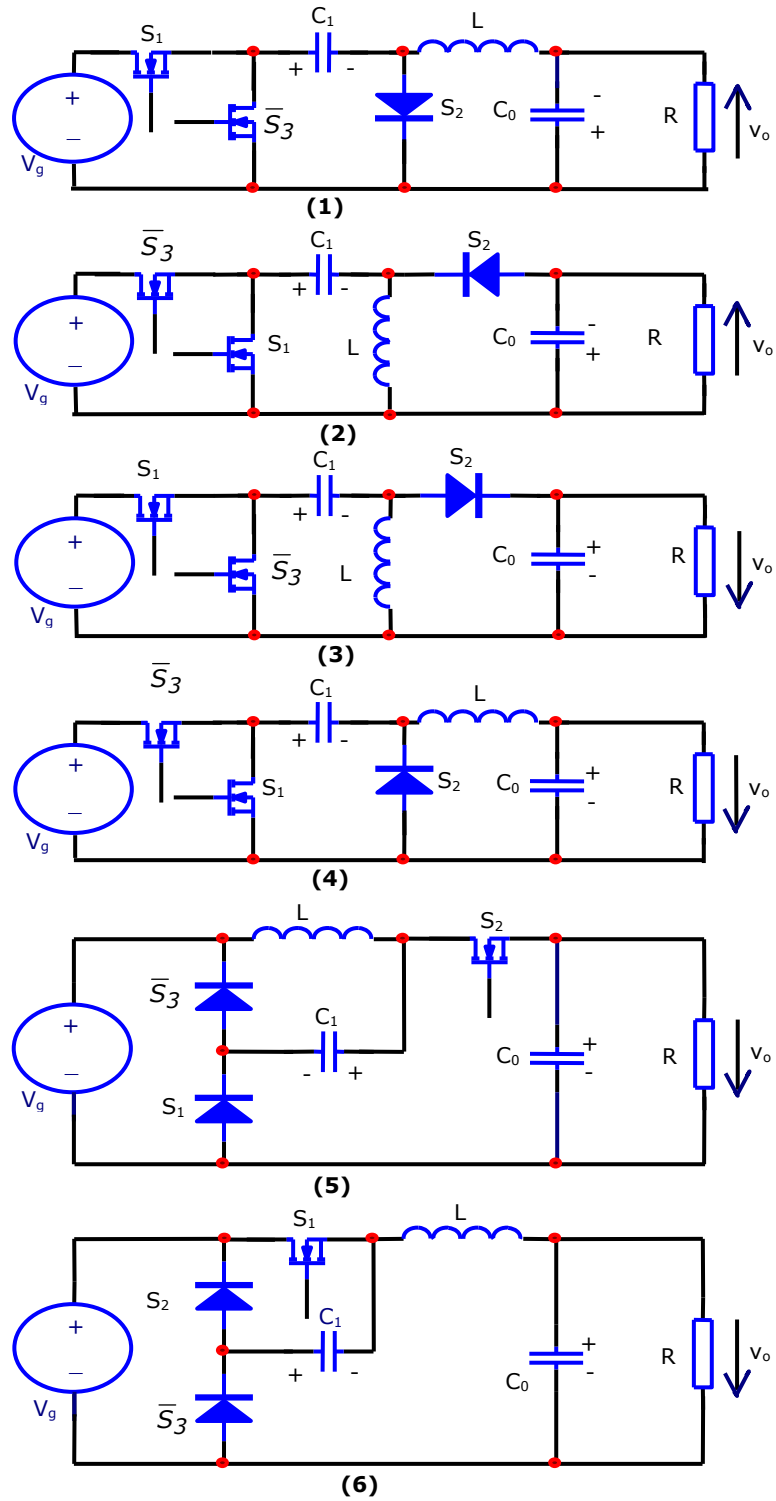


Fig. 3.7. Conversoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105].

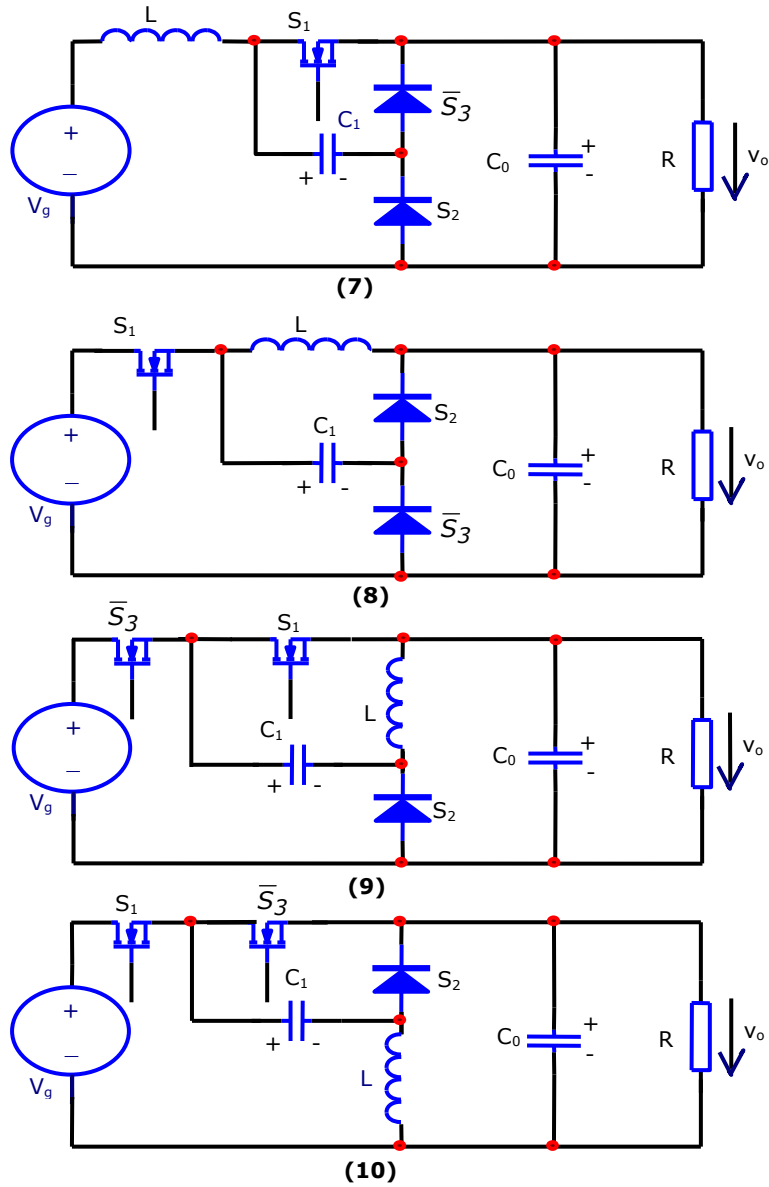


Fig. 3.7. (continuare) Conversoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105].

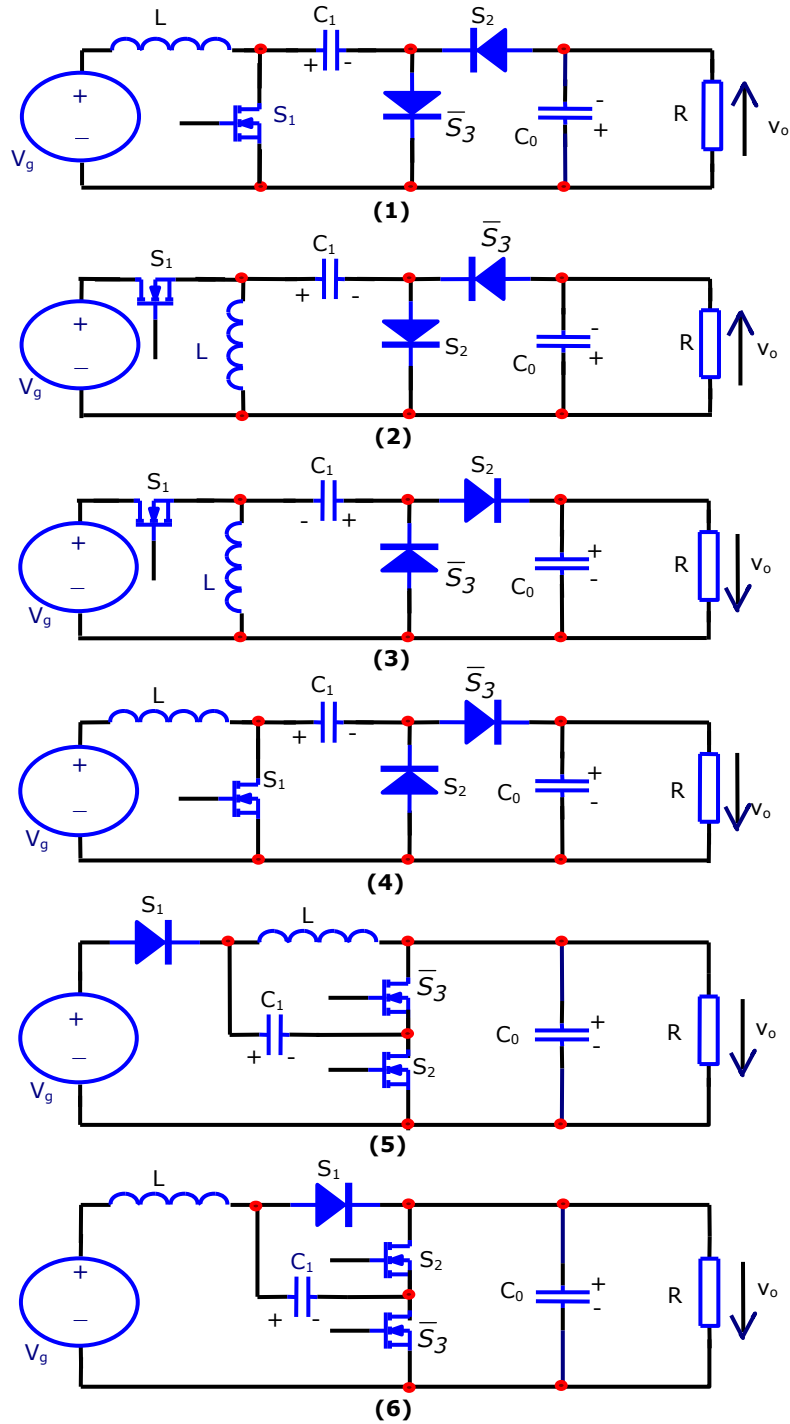


Fig. 3.8. Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105].

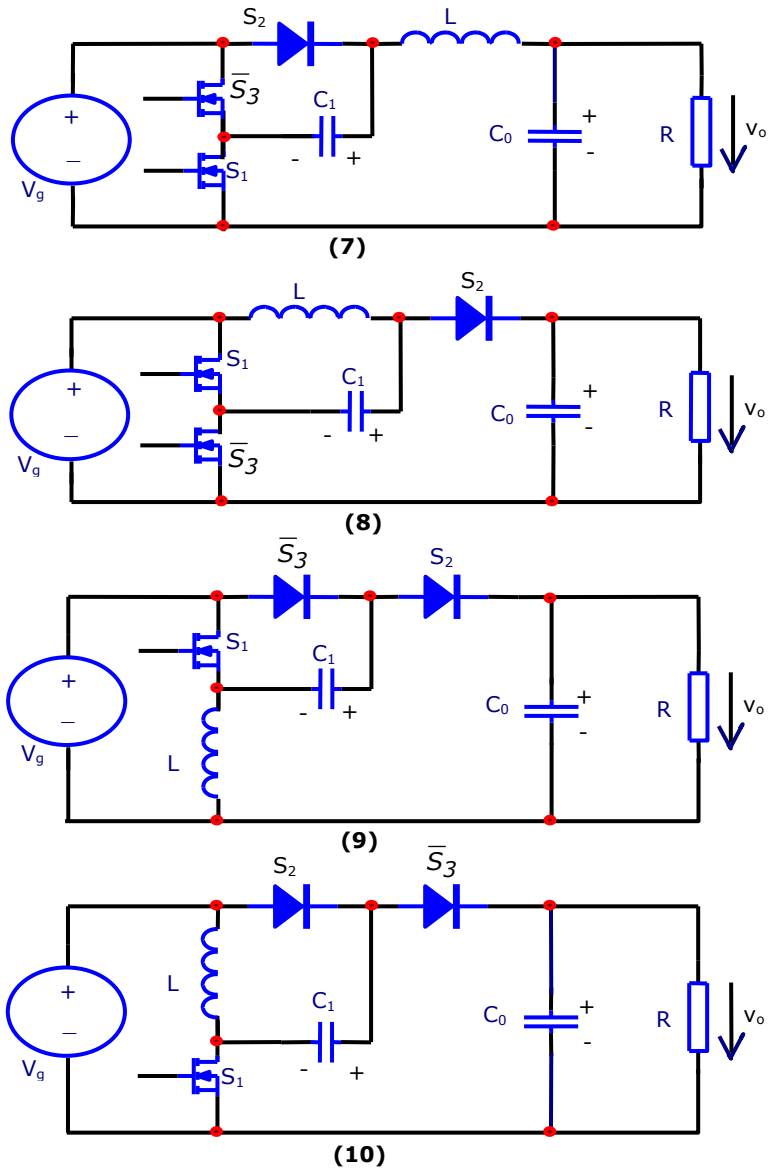


Fig. 3.8. (continuare) Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105].

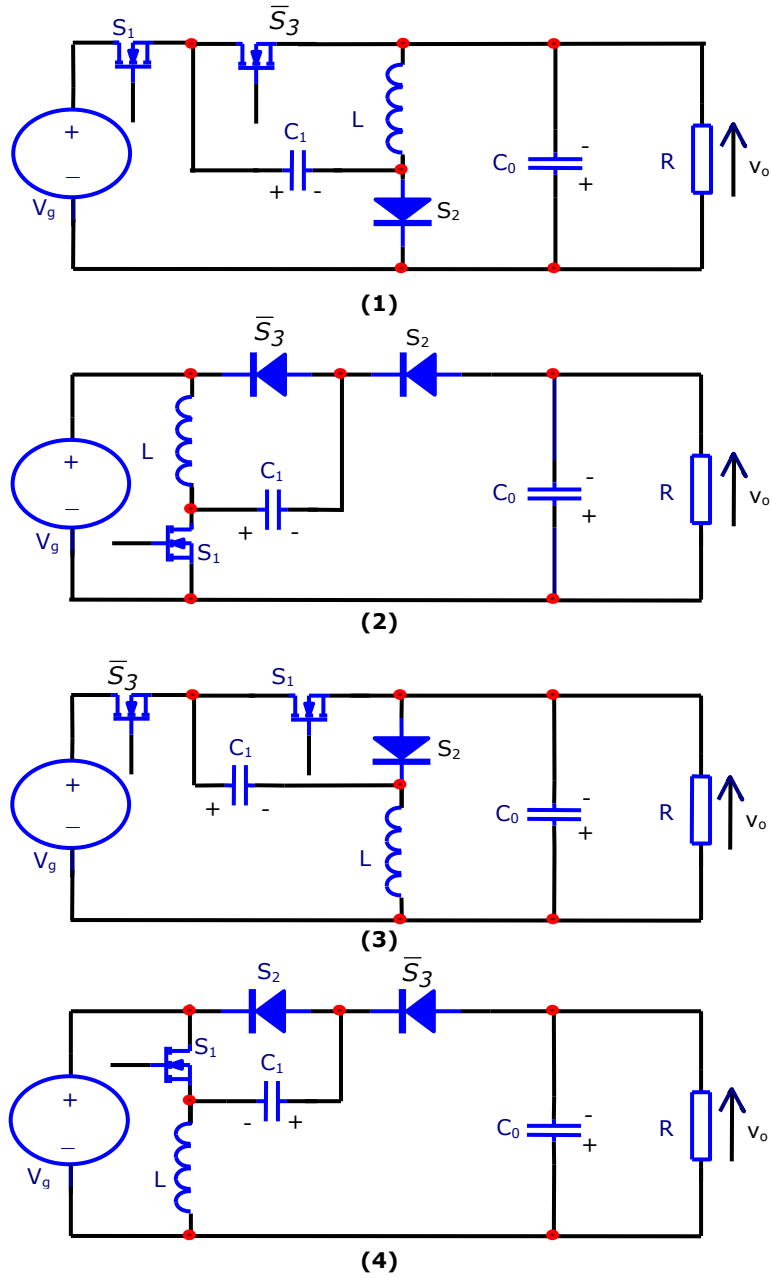


Fig. 3.9. Convertoare ridicătoare-coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, o bobină și două capacități. Sursa [105].

3.6. Clase de convertoare de tip Ćuk de generația a doua

Convertoarele obținute prin sinteza Zhou și prezentate în paragraful precedent au dezavantajul unui vârf mare de curent la aducerea tranzistorului în conducție. Într-adevăr, acest lucru este ușor de anticipat deoarece am stabilit în procesul de sinteză că orice convertor generat din circuitul de curent alternativ de bază va avea o buclă formată numai din capacități și eventual surse de tensiune atunci când S_1 și S_2 conduc. De exemplu, pentru circuitul (1) din Fig. 3.8. la aducerea în conducție tranzistorului S_1 , dioda S_2 va conduce și ea și astfel se închide o buclă eminentemente capacitivă pe traseul $S_1-C_0-S_2-C$. Cum cele două capacități au înainte de comutație tensiuni diferite, la comutație prin S_1 și S_2 vom avea un vârf de curent excesiv de mare. În Fig. 3.10. sunt prezentate rezultatele simulării convertorului (4) din Fig. 3.8., în care vârful de curent este evident.

Acest vârf de curent, pe lângă o solicitare substanțială a dispozitivelor semiconductoare, duce la scăderea dramatică a randamentului.

Pe de altă parte, o examinare atentă a convertoarelor Zhou și a convertoarelor Ćuk-boost brevetate de Prof. Ćuk și prezentate în capitolul 2 evidențiază o serie de similitudini. Pentru o mai facilă comparație convertoarele Cuk-boost sunt reproduse în Fig. 3.11., alături de primele patru convertoare ridicătoare propuse de Zhou și prezentate în paragraful 3.5.2. Se observă că perechile de convertoare (1)-(5), (2)-(6), (3)-(7), (4)-(8), diferă doar prin faptul că în serie cu S_2 apare inductanța L_r . Prezența acesteia are ca prim efect limitarea vârfului de curent cu consecințe benefice legate de randament. Apare astfel firesc ideea de a modifica familiile de convertoare Zhou în sensul ameliorării comutației hard-switching. Familia de convertoare astfel obținută va include și convertoarele Cuk-boost și de aceea o vom numi familia convertoarelor Cuk de generația a doua. Fig. 3.12., Fig. 3.13. și Fig. 3.14. ilustrează această nouă familie de convertoare pe clase coborâtoare, ridicătoare respectiv coborâtoare-ridicătoare.

Evident prezența lui L_r modifică funcționarea convertoarelor inițiale iar pe de altă parte trebuie investigate avantajele și dezavantajele fiecărei topologii în parte. Deoarece suntem interesați de o comandă cât mai simplă, dintre cele 24 de convertoare ne vom concentra doar pe structurile cu un tranzistor, astfel că studiul va viza doar convertoarele (5), (6), (7), (8) din Fig. 3.12., convertoarele (5), (6), (9), (10) din Fig. 3.13. (convertoarele (1), (2), (3), (4) din Fig. 3.13 au fost deja propuse de Prof. Ćuk și analizate) și convertoarele (2) și (4) din Fig. 3.14. Analiza face obiectul capitolelor următoare.

3.6. Clase de convertoare de tip Ćuk de generația a doua 71

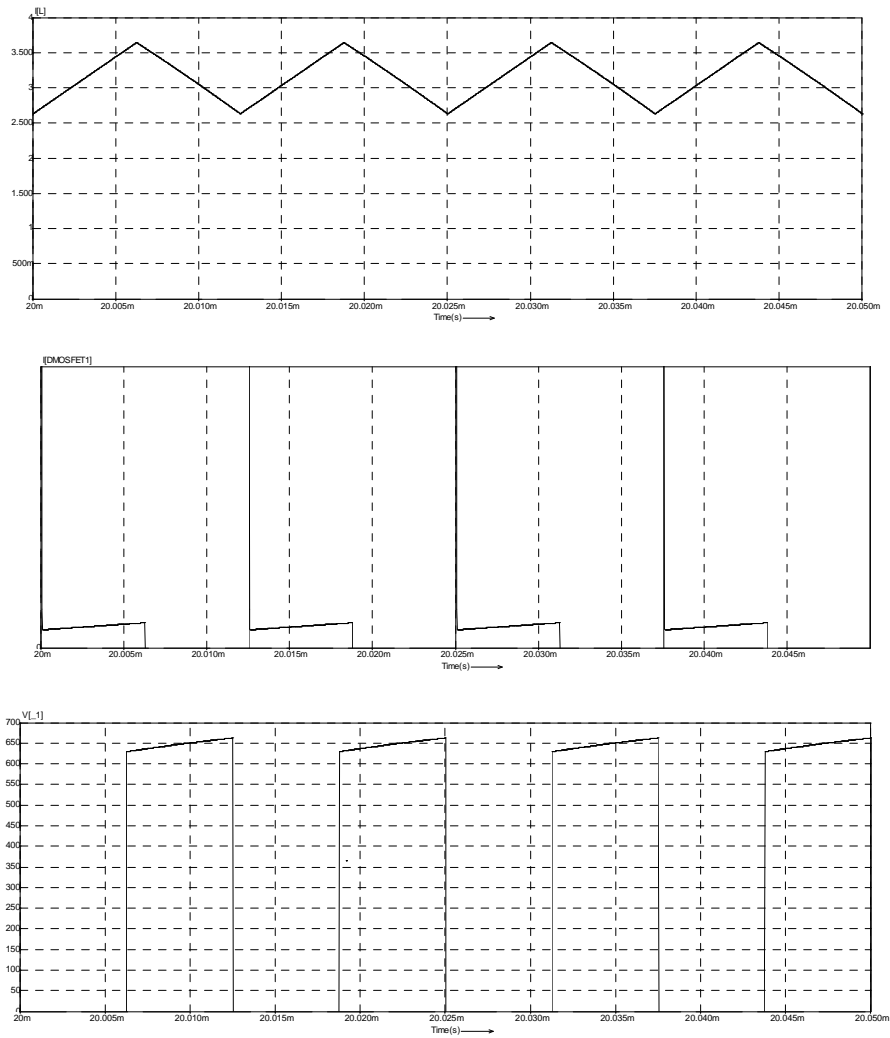


Fig. 3.10. Formele de undă pentru convertorul (4) din Fig. 3.8.
De sus în jos: curentul prin bobină, curentul prin tranzistor și tensiunea pe tranzistor.
Sursa [original].

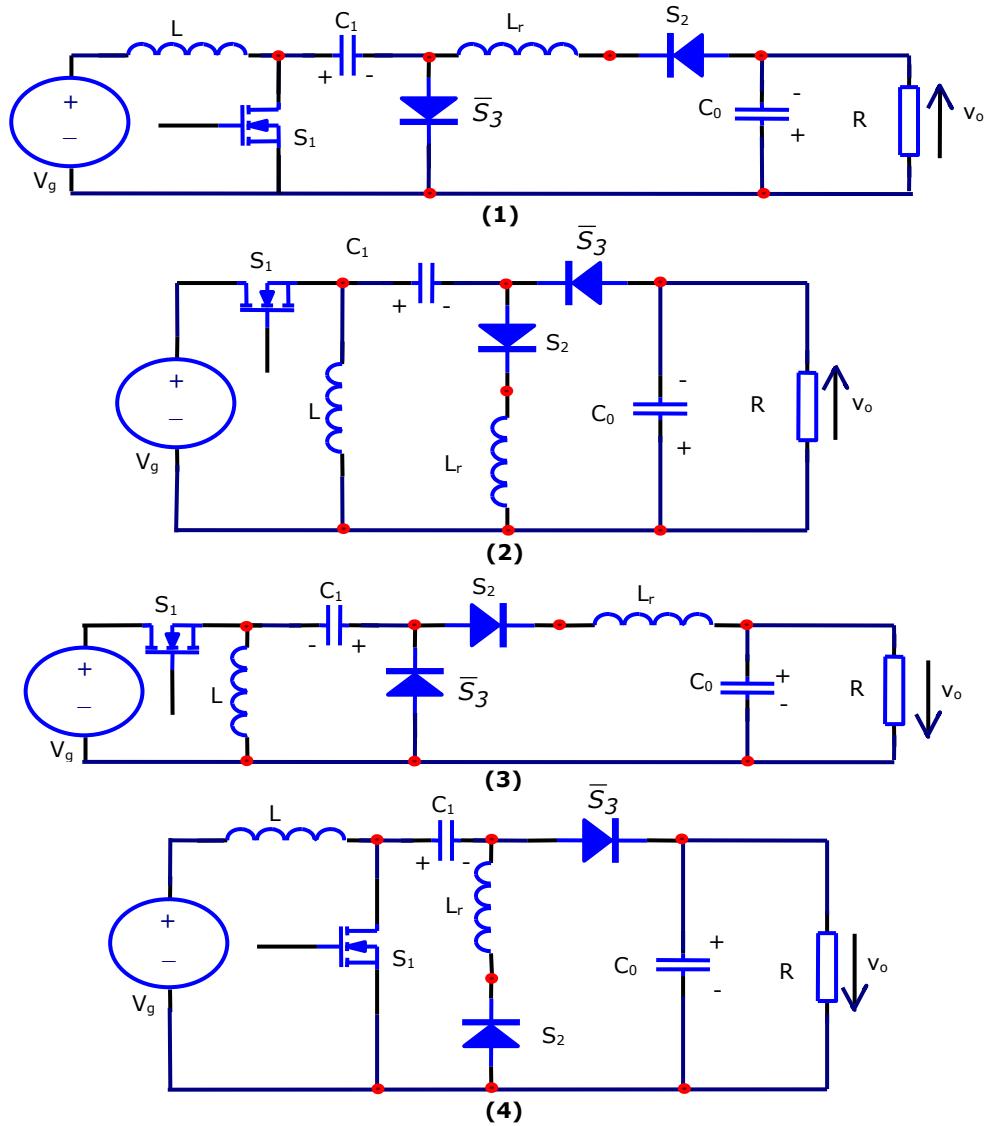


Fig. 3.11. Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].

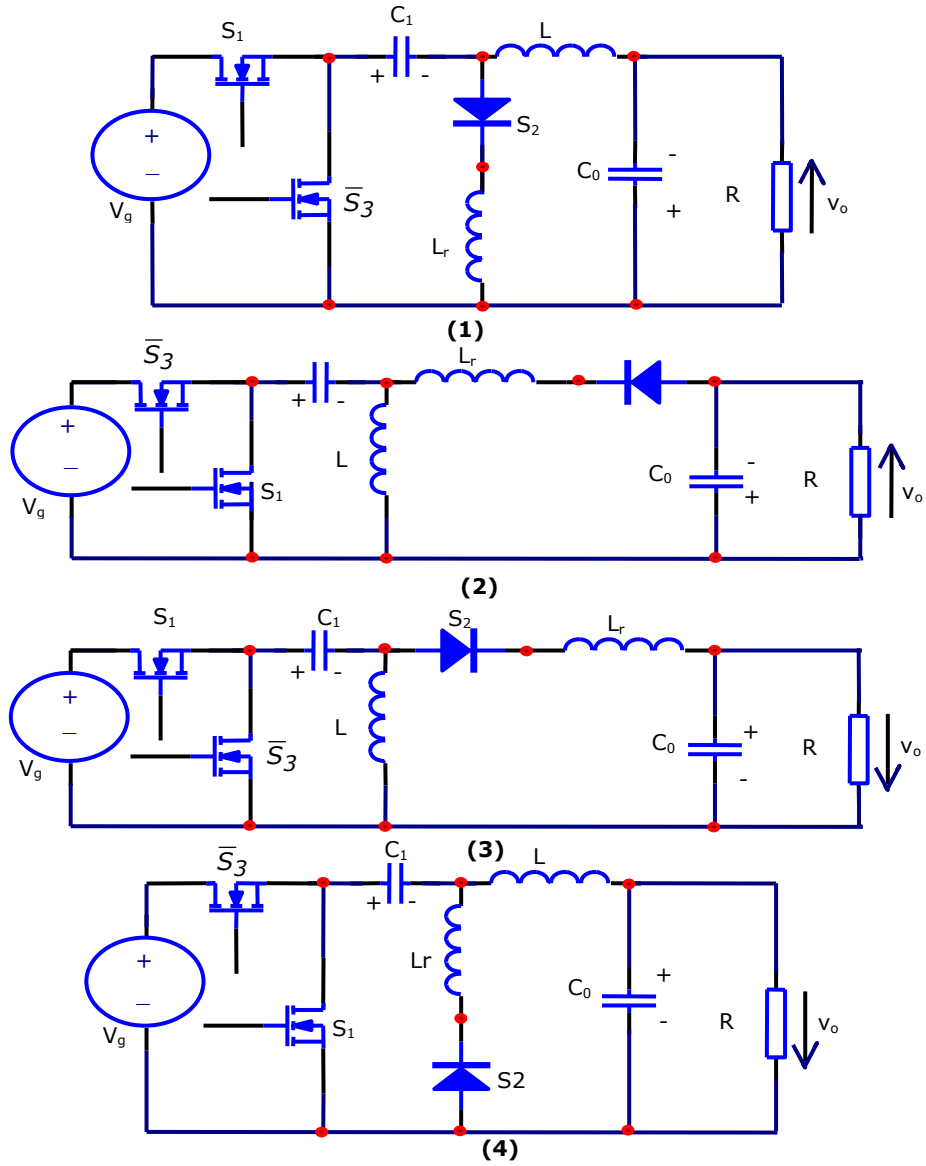


Fig. 3.12. Convertoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].

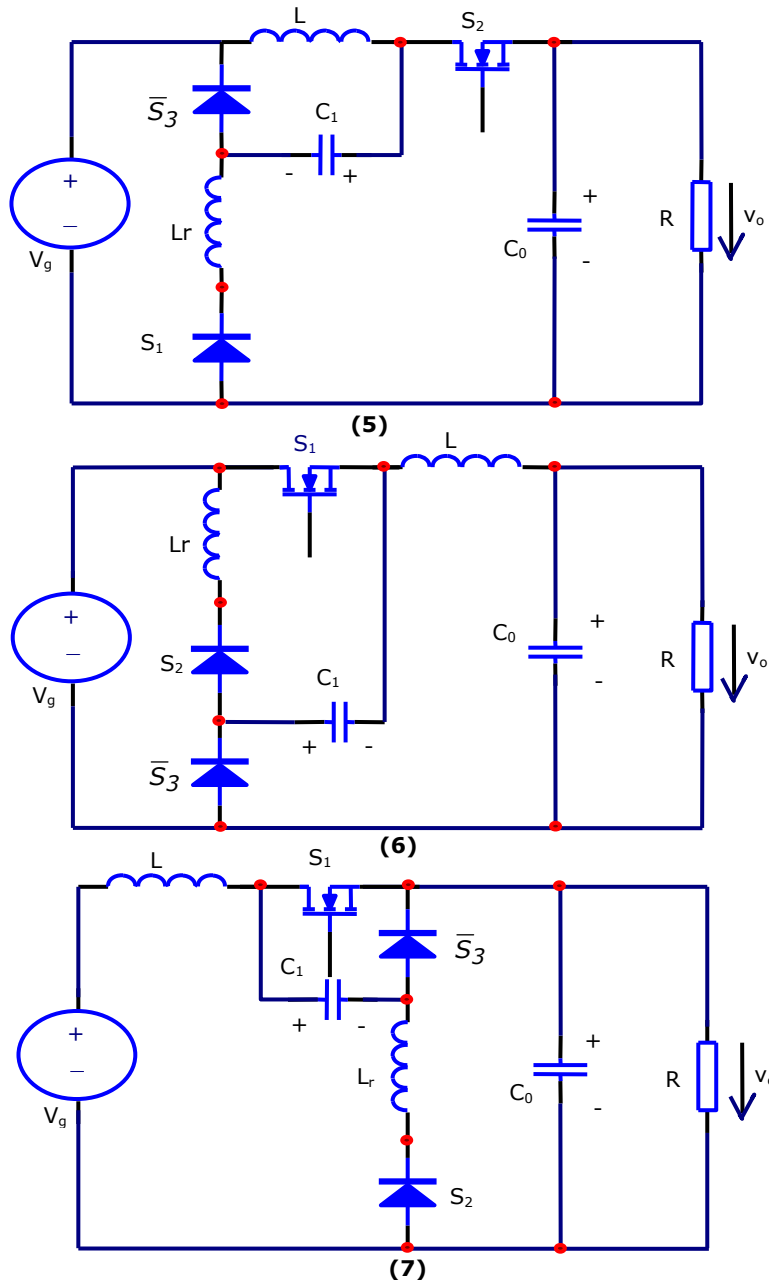


Fig. 3.12. (continuare 1) Convertoare coborătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].

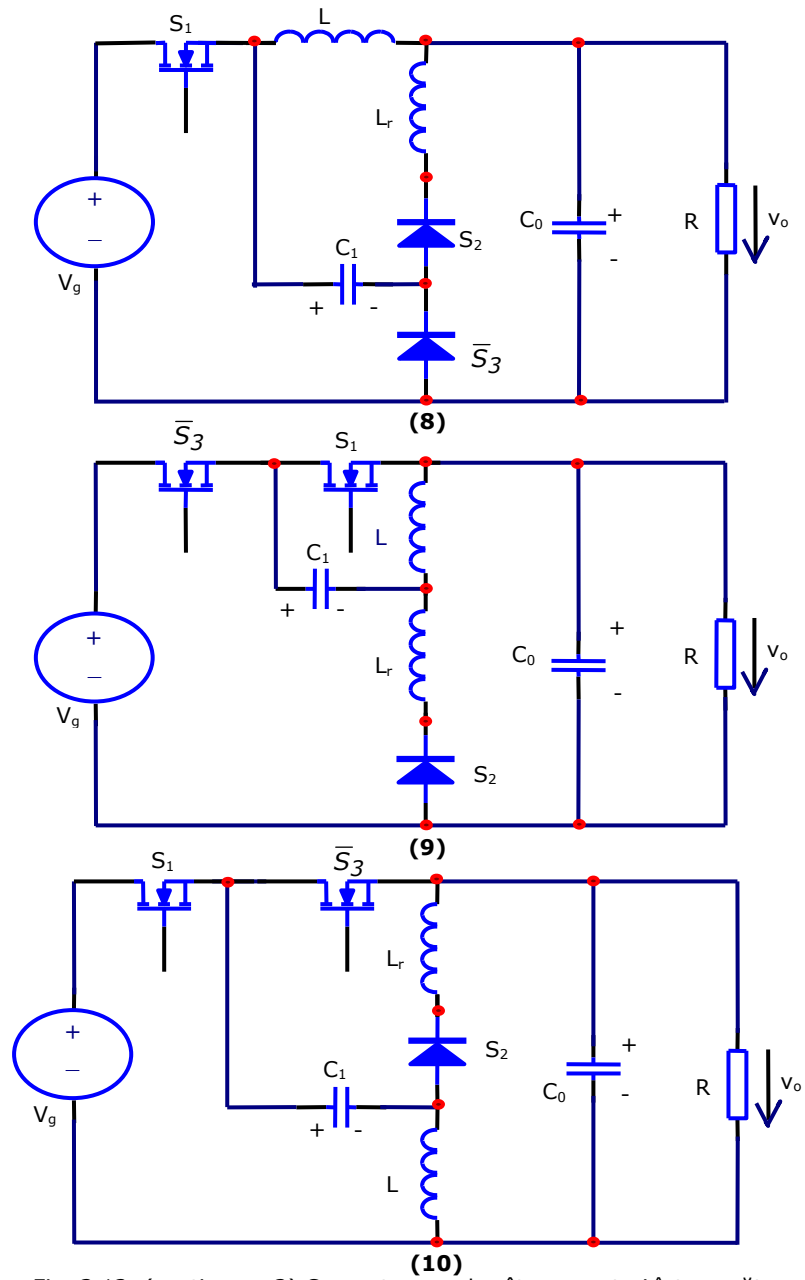


Fig. 3.12. (continuare 2) Conversoare coborâtoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].

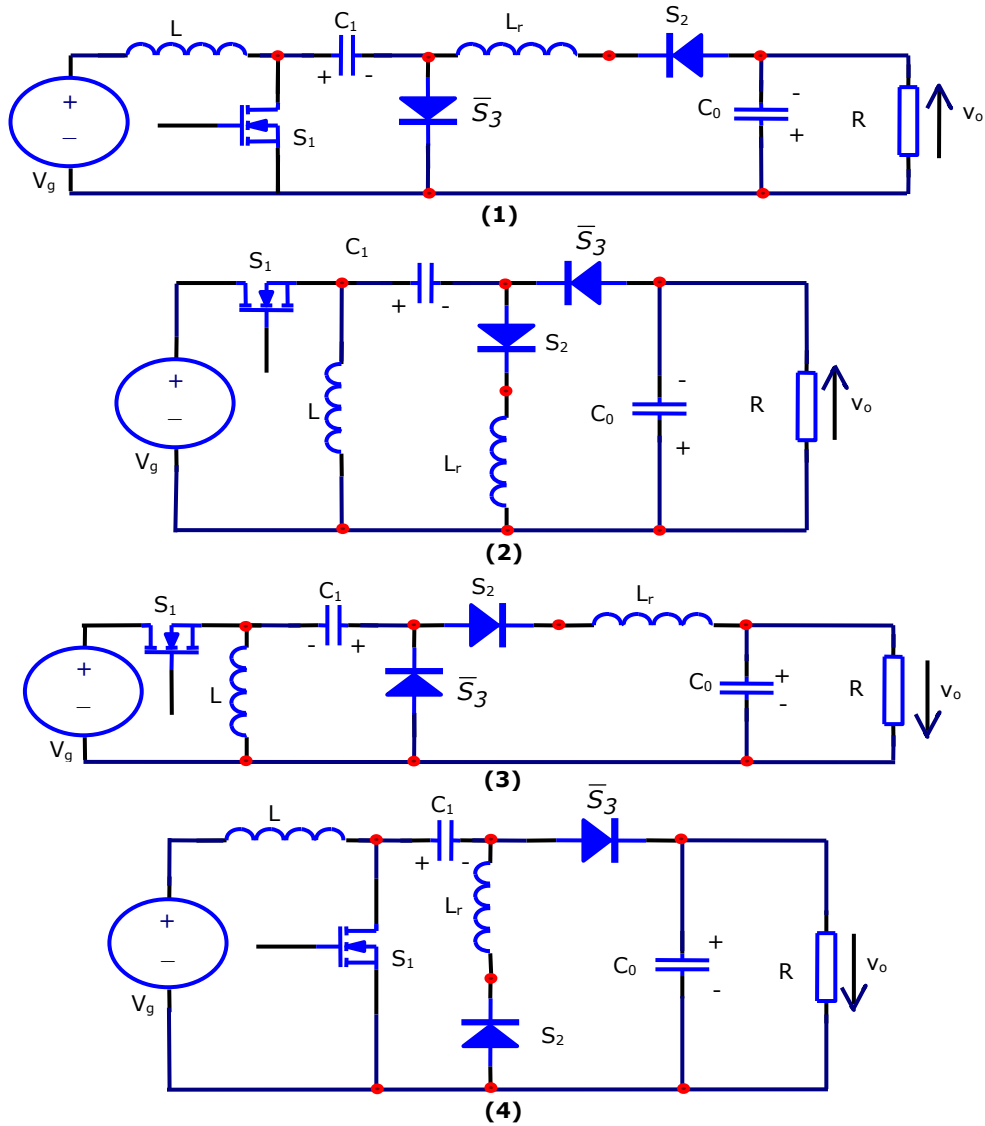
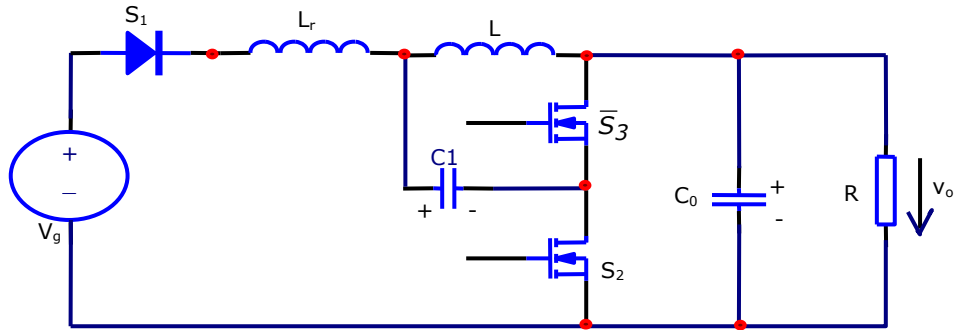
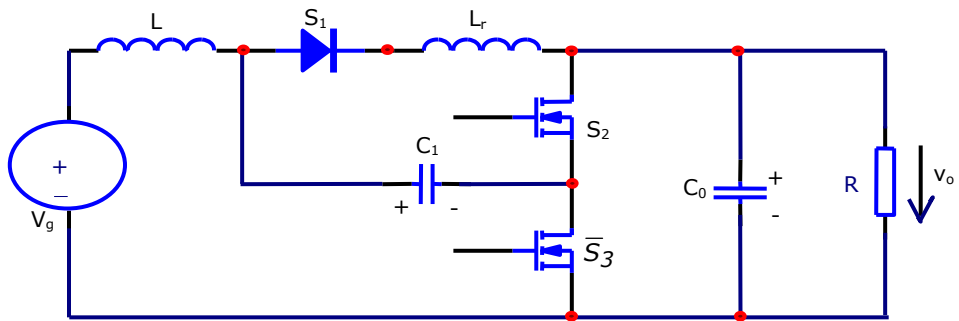


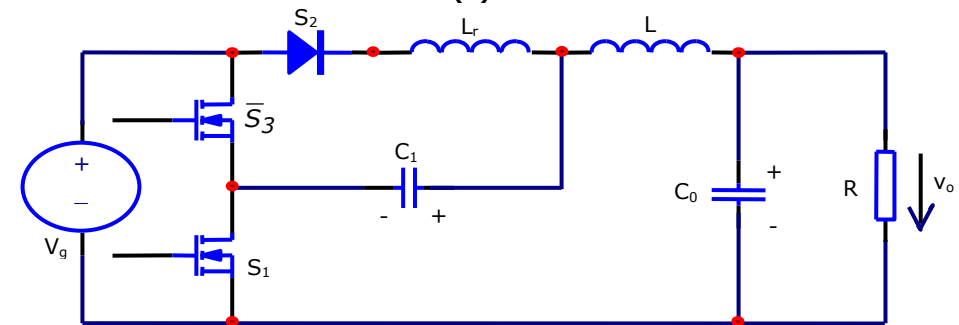
Fig. 3.13. Conversor ridicător cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].



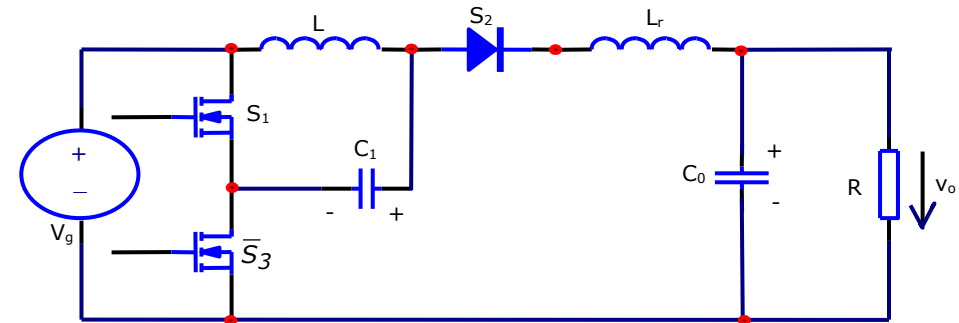
(5)



(6)



(7)



(8)

Fig. 3.13. (continuare 1) Convertoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].

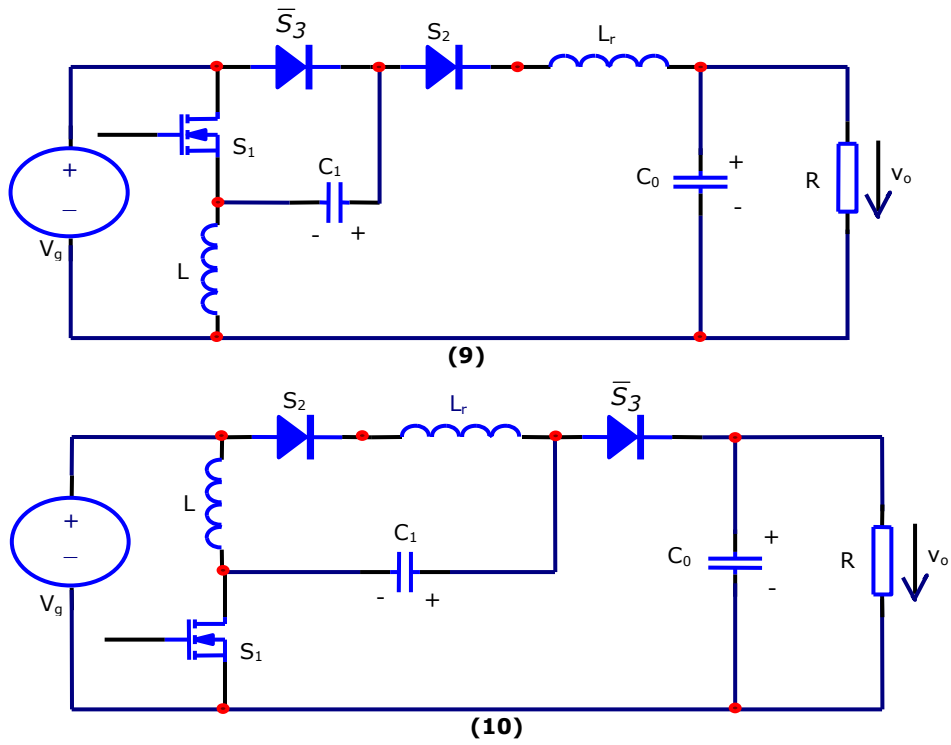


Fig. 3.13. (continuare 2) Conversoare ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].

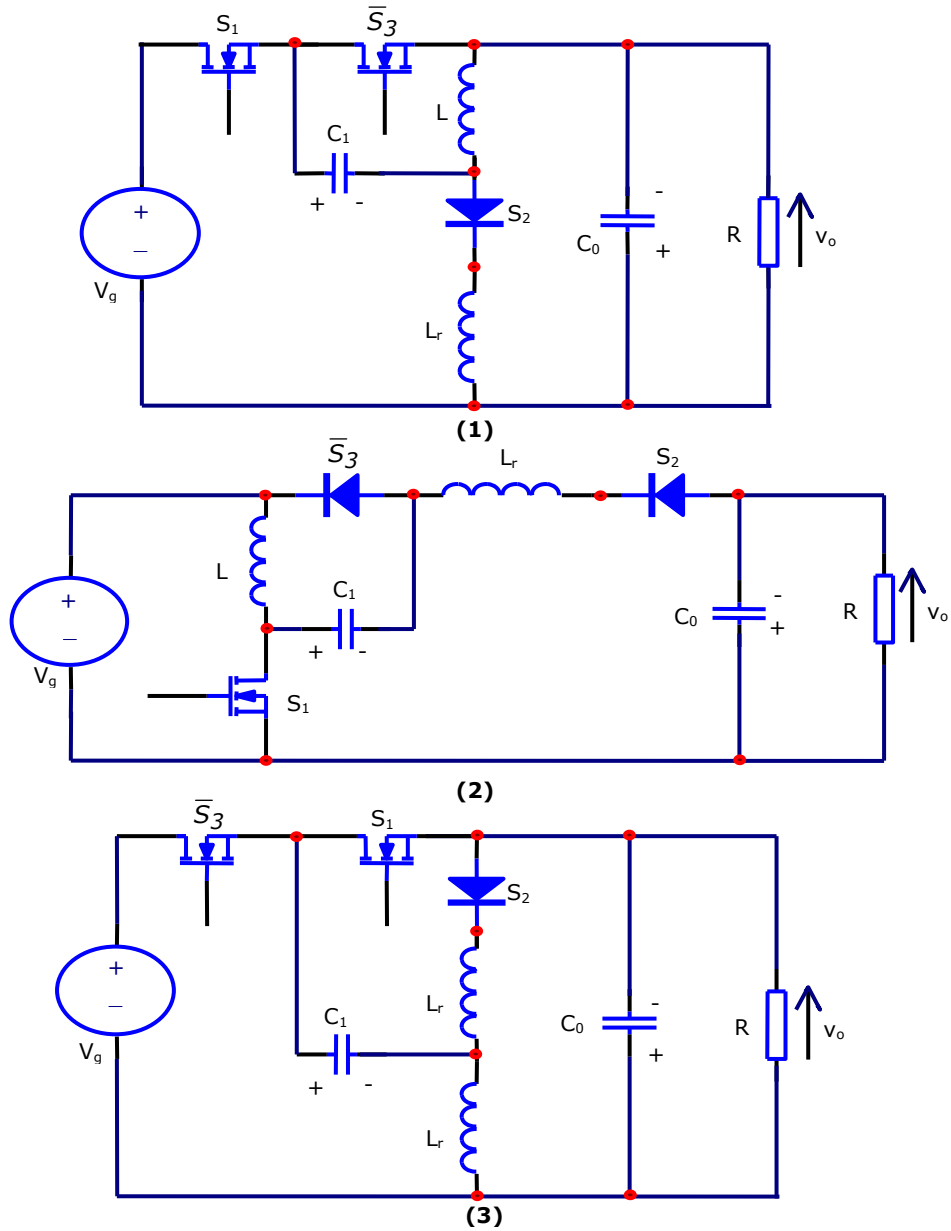


Fig. 3.14. Convertoare coborâtoare-ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].

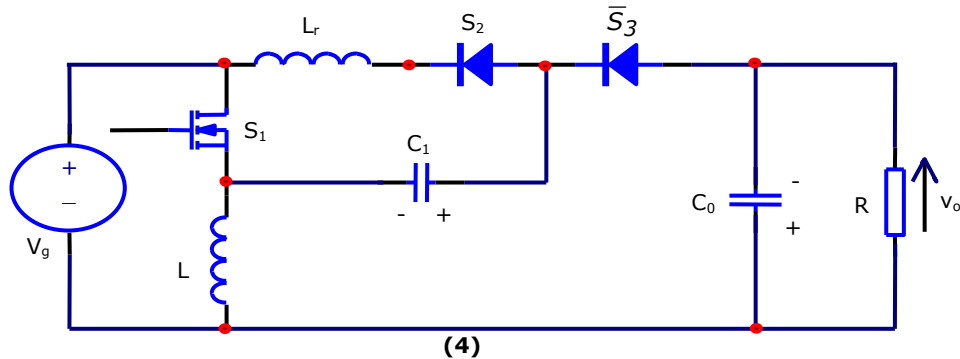


Fig. 3.14. (continuare) Conversoare coborâtoare-ridicătoare cu trei întrerupătoare, două stări topologice, două bobine și două capacități. Sursa [original].

3.7. Concluzii și contribuții personale

Metoda de sinteză Zhou deși este cea mai generală posibilă, rămâne totuși dificilă. De altfel doar colectivul de la Boulder Colorado a utilizat-o până în prezent, în ciuda rigurozității de aplicare. Autorul a considerat că este util să descrie această metodă de sinteză în lucrare, pe de o parte pentru a da un caracter unitar tezei, dar mai ales pentru a deschide calea generării unor noi familii de conversoare ce ar putea avea proprietăți și performanțe remarcabile, în condițiile unui număr redus de întrerupătoare active.

Principala contribuție a autorului o reprezintă ideea extinderii conceptului de a introduce un proces rezonant în prima stare topologică la familiile de conversoare ridicătoare, coborâtoare și ridicător-coborâtoare propuse de Zhou și având o bobină și două capacități. Mergând mai departe tehnica ar putea fi aplicată și altor familii generate prin sinteza Zhou.

4. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborâtor, cu bobina în serie intrarea

Introducere

În acest capitol se propune în premieră un convertor coborâtor de tip Ćuk de generația a doua, care oferă randament ridicat și prezintă solicitări mai mici în tensiune ale dispozitivelor semiconductoare, comparativ cu convertorul buck clasic, în timp ce solicitările în curent sunt identice. În plus, spre deosebire de convertorul buck clasic, noul convertor funcționează cu un curent de intrare nechoppat, prin urmare are proprietăți foarte bune privind compatibilitatea electromagnetică (EMI). Este investigată doar funcționarea în modul de conducție continuă (CCM), rezultatele teoretice fiind validate prin simulare pe calculator și prin experiment.

Unul dintre principalele obiective în proiectarea convertoare dc- dc este cel de a realiza transferul de energie cu randament cât mai ridicat.

În cazul convertorului dc-dc buck clasic, elementele semiconductoare sunt puternic solicitate, deoarece aceste dispozitive comută la valori ridicate ale tensiunii și /sau curentului. Pe de altă parte, în scopul de a obține echipamente mai compacte, cu dimensiuni și evident, greutate mai reduse, tendința este de a crește frecvența de comutație. Dar, odată cu creșterea frecvenței de comutație, pierderile de comutație devin mai mari. Soluția este de a modifica modul de comutație, astfel încât una sau ambele comutări să aibă loc la curent nul (ZCS) sau tensiune zero (ZVS). Adăugând numai două elemente reactive mici orice convertor poate fi transformat în omologul său cvasi-rezonant (QRC) [39]. Principalul dezavantaj al acestor convertoare este acela că solicitările de tensiune sau curent se dublează în comparație cu versiunea convertorului PWM părinte, la care se adaugă puternica dependență a tensiunii de ieșire în funcție de sarcină în așa-numitul mod de lucru cu semiundă.

În continuare se propune un nou tip de convertor coborâtor cu trei întrerupătoare, asemănător funcțional cu cele expuse de prof. Ćuk în [28]. Convertoare PWM cu trei întrerupătoare au fost, de asemenea, sintetizate de dr. Zhou în [105], dar familia ei de convertoare suferă din cauza modului de comutare hard-switching, și anume un vârf de curent ridicat din cauza descărcării unui condensator printr-o buclă de impedanță redusă, așa cum am arătat în capitolul precedent. În abordarea propusă, cu scopul de a reduce vârful de curent capacitiv și pierderile de comutație și urmărind o tensiune de ieșire cât mai puțin dependentă de sarcină, o bobină de impedanță mică este introdusă în serie cu unul din întrerupătoarele pasive. Acest inductor, împreună cu capacitatea din interiorul convertorului va forma un circuit rezonant, ameliorând astfel unul dintre procesele de comutație. Noul convertor propus poate fi privit ca o combinație între convertoarele PWM și cele QRC, iar această comutare hibridă conferă atuurile noii topologii propuse.

4.1. Analiza de stare staționară

Schema propusă pentru noul model de convertor coborâtor este prezentată în Fig. 4.1. Acesta poate fi privită și ca fiind obținută pornind de la unul dintre convertoarele prezentate de dr. Zhou în [105] prin introducerea unei bobine suplimentare L_r , în scopul de a preveni vârfurile de curent mari atunci când condensatorul intern se descarcă, necesitând deci evacuarea unei sarcini importante. Ca de obicei, în convertoarele DC-DC, comutatorul S va fi controlat (comandat) cu un semnal dreptunghiular PWM, cu factorul de umplere D și cu o frecvență de comutație f_s asociată unei perioade de comutație corespunzătoare T_s . În modul de lucru cu conducție continuă (CCM), funcționarea presupune că curentul prin inductorul L , i_L nu scade la zero, fiind întotdeauna pozitiv. Vom analiza fenomenele în acest regim de funcționare. În prima stare topologică, atunci când comutatorul S este în conducție, inițial și dioda D_1 este polarizată direct. Curentul absorbit de la sursa de intrare curge prin bobina L și grupul de sarcină R - C_o . În același timp, pe durata aceleiași stări topologice, este configurat un circuit rezonant. Presupunând că bobina L are o valoare mare a inductanței, bucla rezonantă configurată include componentele: C , S , C_o , D_1 și L_r . Considerând că valorile capacităților sunt în conformitate cu condiția, $C_o \gg C$, putem atunci admite că elementele reactive rezonante sunt L_r și C .

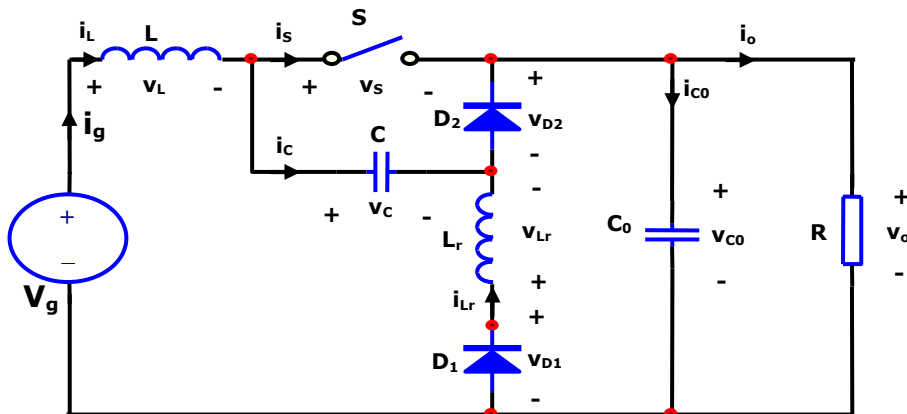


Fig. 4.1. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborâtor, cu bobina în serie cu intrarea. Sursa [original].

Deoarece dioda D_1 este conectată în serie în această buclă, curentul rezonant sinusoidal durează doar jumătate din perioada de rezonanță T_o deoarece D_1 este un element unidirecțional în curent. Condensatorul C este descărcat într-un mod dat de o formă de undă cosinusoidală pentru tensiunea pe acesta. Deci tensiunea de pe condensatorul C este o jumătate de cosinus suprapus peste o valoare dc. Energia în bobina rezonantă L_r este zero la începutul și la sfârșitul intervalului de conducție al tranzistorului, deoarece curentul rezonant durează exact o jumătate de sinusoidă.

În a doua stare topologică, atunci când comutatorul S este blocat și numai dioda D_2 conduce, curentul din bobina L încarcă condensatorul C . Această încărcare pot fi admisă a fi liniară, curentul prin inductorul L având pulsații mici în raport cu componenta continuă, exact ca în convertoarele PWM. Bucla de încărcare include elementele: tensiunea de intrare v_g , L , C și grupul C_o - R . Tensiunea negativă ce se aplică pe de această dată pe bobina L , determină o scădere a curentului i_L într-o manieră cvasi-liniară. Principalele forme de undă teoretice, bazate pe considerațiile de mai sus, sunt ilustrate în Fig. 4.2.

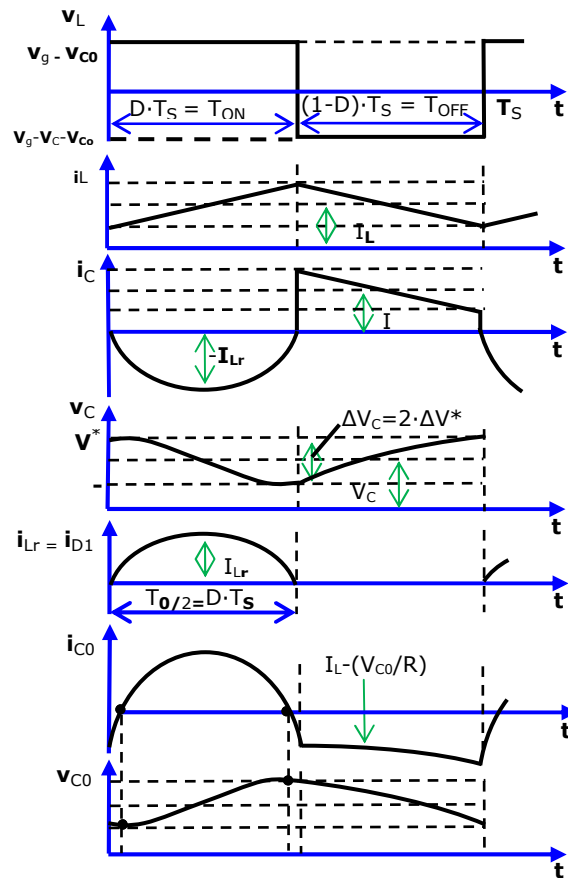


Fig. 4.2. Formele de undă teoretice pentru convertorul din Fig. 4.1. Sursa [original].

Similar cu analiza convertoarelor PWM clasice, vom presupune că tensiunile și curentii inductivi, respectiv tensiunile capacitive prezintă pulsații mici. De aceea tensiunea pe bobina L , v_L , poate fi considerată constantă în fiecare stare topologică. În prima stare topologică v_L este egală cu diferența dintre tensiunea de intrare, v_g , și tensiunea de ieșire, v_o , în timp ce în a doua stare topologică este egală cu tensiunea de intrare minus suma celor două tensiuni de pe condensatoare. Prin urmare, în prima stare topologică curentul i_L va crește liniar iar în al doilea interval va scădea liniar. Forma de undă pentru curentul prin bobină este un semnal triunghiular, ca în cazul convertorului PWM buck clasic.

Curentul i_{L_r} prin bobina rezonantă L_r și prin dioda D_1 este diferit de zero numai în prima stare topologică, pe durata primei jumătăți a perioadei de rezonanță, el fiind zero în a doua stare topologică, deoarece dioda D_1 este blocată. În ceea ce privește curentul prin condensatorul de ieșire, i_{C_o} , vom presupune că, la frecvența de comutație, impedanța condensatorului C_o este mult mai mică decât rezistența de sarcină. Aceasta implică faptul că în curent alternativ, toate componentele alternative ale curentului injectat în grupul C_o - R vor curge prin condensatorul C_o , în timp ce prin rezistența de sarcină, R , va curge numai componenta continuă. În prima stare topologică curentul prin condensatorul C_o va fi suma dintre curentul rezonant, i_{L_r} , și curentul prin bobina principală L , i_L , minus curentul de sarcină. În a doua stare topologică curentul care curge prin condensatorul C_o va consta doar din diferența dintre curentul prin bobina L , i_L , și curentul de sarcină, i_o .

Tensiunea de pe condensatorul de filtrare, v_{C_o} , va crește pe durata primei stării topologice și va scădea pe durata celei de a doua stării topologice, variațiile tensiunii fiind mici în cazul utilizării unei valori mari a capacității pentru C_o .

În urma celor prezentate în această descriere funcțională, se poate observa prezența unui fenomen rezonant determinat de condensatorul C și de bobina rezonantă L_r . Perioada de rezonanță a acestui fenomen rezonant este dată de relația lui Thomson:

$$T_0 = 2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C} \quad (4.1)$$

Comparând durata de conducție, T_{ON} , a tranzistorului S cu jumătate din această perioadă de rezonanță, rezultă că sunt posibile trei cazuri distincte de funcționare, așa cum sunt schițate în Fig. 4.3., notate cu Modul 1, Modul 2, respectiv Modul 3:

$$\begin{aligned} \text{Modul 1: } & T_{ON} > T_0/2 \\ \text{Modul 2: } & T_{ON} = T_0/2 \\ \text{Modul 3: } & T_{ON} < T_0/2 \end{aligned}$$

În modul 1 curentul rezonant i_{L_r} ajunge la zero înainte de sfârșitul duratei de conducție a tranzistorului. Acest mod prezintă o comutare (blocare) la curent zero, (ZCS), soft-switching pentru D_1 .

În modul 3 tranzistorul se blochează înainte de a se încheia jumătate din durata perioadei de rezonanță. Acest mod nu este recomandat, deoarece pierderile ar fi semnificative pe dioda D_1 , fiind un mod de funcționare hard-switching la blocarea diodei. În plus, ecuațiile de funcționare sunt ceva mai complicate de dedus. Pentru o funcționare optimă, care aduce solicitări reduse în tensiune pe dispozitivele semiconductoare, este recomandat modul 2, caz în care perioada de conducție a diodei, T_{ON} , trebuie să fie egală cu jumătate din perioada de rezonanță:

$$DT_S = \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C} \quad (4.2)$$

În implementările practice, se preferă funcționarea în primul mod, dar foarte aproape de modul al doilea, pentru a fi siguri că convertorul operează în modul soft-switching.

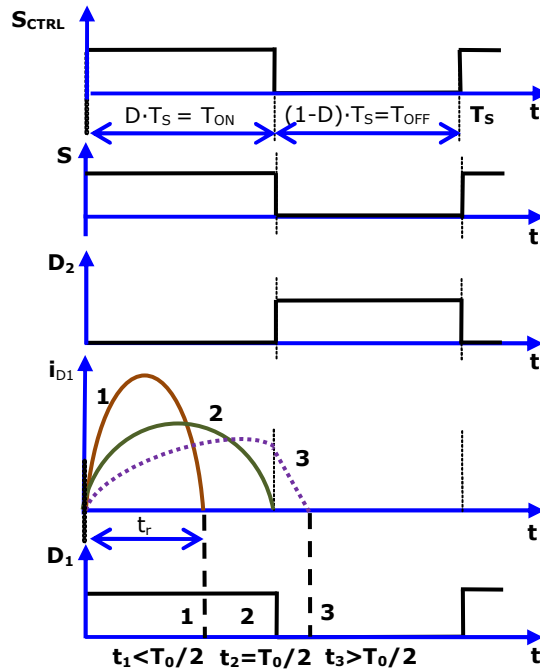


Fig. 4.3. Cele trei moduri posibile de funcționare. Sursa [original].

4.2. Caracteristici statice

Pentru a deduce raportul static de conversie, vom impune ca tensiunile medii pe bobinele L și L_R să fie nule, presupunând pulsații neglijabile pentru tensiunile de condensatoare. Conform Fig. 4.2. relațiile sunt:

$$D \cdot (V_g - V_{Co}) + (1-D) \cdot (V_g - V_{Co} - V_C) = 0 \quad (4.3)$$

$$D \cdot (V_C - V_{Co}) + (1-D) \cdot 0 = 0 \quad (4.4)$$

Din relațiile (4.3) și (4.4) se deduc ușor valorile medii ale tensiunilor capacitive:

$$V_C = V_{Co} = V_o \quad (4.5)$$

$$V_o = V_{Co} = \frac{V_g}{2-D} \quad (4.6)$$

Prin urmare, din (4.5) și (4.6), raportul static de conversie $M = \frac{V_o}{V_g}$, este egal cu:

$$M = \frac{1}{2-D} \quad (4.7)$$

Se poate observa că domeniul de valori pentru M este cuprins în intervalul

$$\frac{1}{2} \leq M \leq 1 \quad (4.8)$$

În Fig. 4.4. este prezentată dependența raportului static de conversie, M , funcție de factorul de umplere, D , pentru convertorul propus (curba de culoare

verde) și pentru comparație, aceeași dependență pentru convertorul buck clasic (curba de culoare albastră).

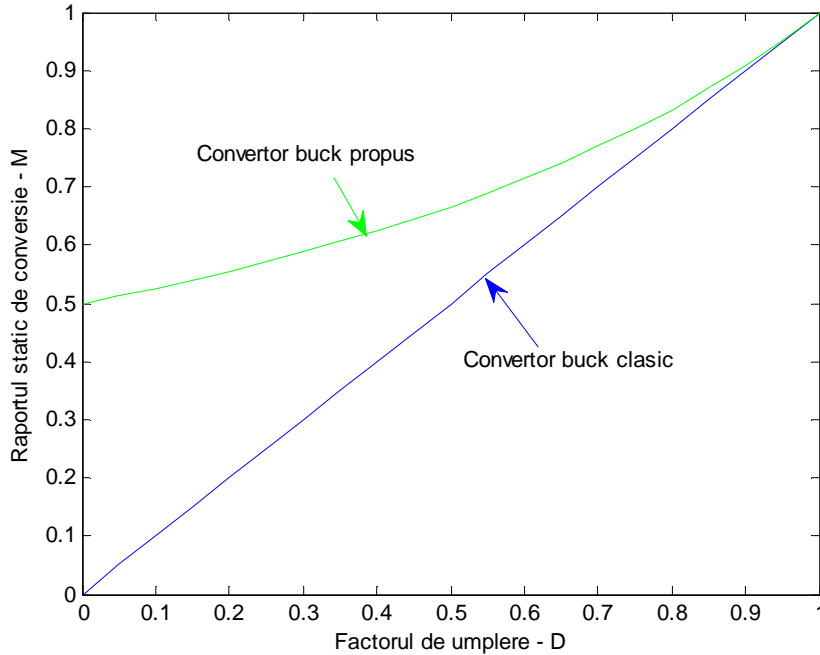


Fig. 4.4. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere.
Sursa [original].

Domeniul restrâns al raportului static de conversie poate fi un inconvenient în cazul unei diferențe mari între tensiunea de intrare și cea de ieșire, dar acest lucru va fi compensat de un set de avantaje prezentate în cele ce urmează mai jos.

Este cunoscut faptul că, solicitările în tensiune și/sau curent ale elementelor semiconductoare, afectează puternic costul convertorului. Vom face în acest sens o comparație cu topologia convertorului buck clasic. Principalele forme de undă pentru curentii și tensiunile, legate de solicitările dispozitivelor semiconductoare, sunt prezentate în Fig. 4.5.

Curentul mediu prin bobina L , I_L , este același ca și curentul de intrare I_g , prin urmare, poate fi ușor dedus ca fiind:

$$I_L = I_g = M \cdot I_o \leq I_o = I_L^{buck\ clasic} \quad (4.9)$$

Rezultă astfel un curent prin bobina principală L care este de M ori mai mic decât omologul său din convertorul buck clasic, ca atare și dimensiunile fizice pentru bobina L vor fi, mai mici.

Evident, curentul prin întrerupătorul S este același ca și în convertorul clasic deoarece prin C curentul mediu este nul și deci curentul mediu prin S este egal cu cel de intrare:

$$I_S = I_g = M \cdot I_o = I_S^{buck\ clasic} \quad (4.10)$$

Tensiunea maximă pe tranzistor este de M ori mai mică decât într-un convertor buck clasic, deoarece este egală cu tensiunea pe condensatorul C și folosind relația(4.5), rezultă că:

$$V_S = V_C = V_o = MV_g \leq V_g = V_S^{buck\ clasic} \quad (4.11)$$

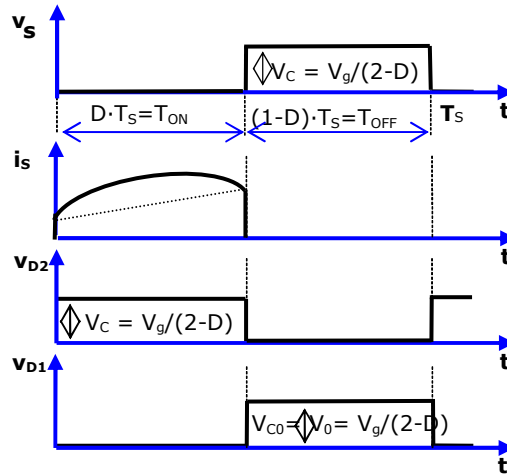


Fig. 4.5. Solicitățile în tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare.
Sursa [original].

Evaluarea curentului mediu prin dioda D_2 conduce la același rezultat ca și în cazul convertorului buck clasic:

$$I_{D2} = I_o - I_S = (1 - M) \cdot I_o = I_D^{buck\ clasic} \quad (4.12)$$

Dioda suplimentară D_1 nu este prezentă în topologia clasică, iar rolul său în acest convertor este de a conduce curentul rezonant. Curentul maxim la care este solicitată aceasta, este dat de relația:

$$I_{D1} = \frac{V_C}{\sqrt{\frac{L_r}{C}}} = \frac{V_g}{(2-D) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C}}} \quad (4.13)$$

Putem observa că unul dintre principalele avantaje este, de asemenea, faptul că curentul de intrare, i_g , nu este choppat, fiind neted, total diferit de curentul de intrare al convertorului buck clasic și acest lucru ar putea fi un argument pentru a investiga posibilitatea de a utiliza această nouă topologie în aplicații de corecție a factorului de putere (PFC).

O condiție pentru funcționarea corectă este aceea ca prin bobina de intrare L , curentul să nu se reducă la zero în a doua stare topologică, asigurându-se astfel funcționarea în modul de conducție continuă (CCM). Analitic, acest lucru poate fi scris ca:

$$I_{L\ min} = I_L - \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L \geq 0 \quad (4.14)$$

Pulsațiile vârf la vârf ale curentului prin bobina L se calculează de exemplu din prima stare topologică:

$$\Delta I_L = \frac{V_g - V_o}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (4.15)$$

Ținând cont de expresia lui I_L dată (4.9) și de (4.15), relația (4.14) se scrie echivalent:

$$M \cdot I_o \geq \frac{1}{2} \frac{V_g - V_o}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (4.16)$$

Scriind că $I_o = \frac{V_o}{R}$ și forțând factor comun pe V_o în membrul drept, relația (4.16) devine:

$$M \cdot \frac{V_o}{R} \geq \frac{1}{2} \frac{V_o \cdot \left(\frac{V_g}{V_o} - 1 \right)}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (4.17)$$

sau, ținând cont că în membrul drept $\frac{V_g}{V_o} = \frac{1}{M}$, după câteva calcule simple inegalitatea va avea forma:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_S}{R} \geq \frac{1 - M}{M^2} \cdot D \quad (4.18)$$

Înlocuind în relația (6.18) pe M din (6.7), se obține condiția finală de funcționare CCM:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_S}{R} \geq D \cdot (2 - D) \cdot (1 - D) \quad (4.19)$$

Se cunoaște că pentru un convertor buck clasic condiția de funcționare CCM este de forma:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_S}{R} \geq 1 - D \quad (4.20)$$

Este ușor de demonstrat că $D \cdot (2 - D) \leq 1$ pentru orice D . De aici rezultă imediat că $D \cdot (2 - D) \cdot (1 - D) \leq 1 - D$, fapt ilustrat și de Fig. 4.6., unde $f_1 = D \cdot (2 - D) \cdot (1 - D)$ și $f_2 = 1 - D$.

Se pune problema dacă există posibilitatea funcționării necondiționate CCM, adică a funcționării CCM pentru orice factor de umplere D . Matematic aceasta se realizează atunci când membrul stâng din (4.19) este încă mai mare decât valoarea maximă a expresiei în D , pentru valorile lui D din intervalul $[0, 1]$. Se demonstrează

simplu că funcția în D din membrul drept, este maximă pentru $D = \frac{3 - \sqrt{3}}{3}$, maximul

funcției fiind egal cu $\frac{2\sqrt{3}}{9}$. În acest fel condiția de funcționare necondiționată CCM

va fi:

$$\frac{2L \cdot f_S}{R} \geq \frac{2\sqrt{3}}{9} = 0,3849 \quad (4.21)$$

În cazul convertorului buck clasic, se cunoaște că această condiție de funcționare necondiționată CCM este:

$$\frac{2L \cdot f_S}{R} \geq 1 \quad (4.22)$$

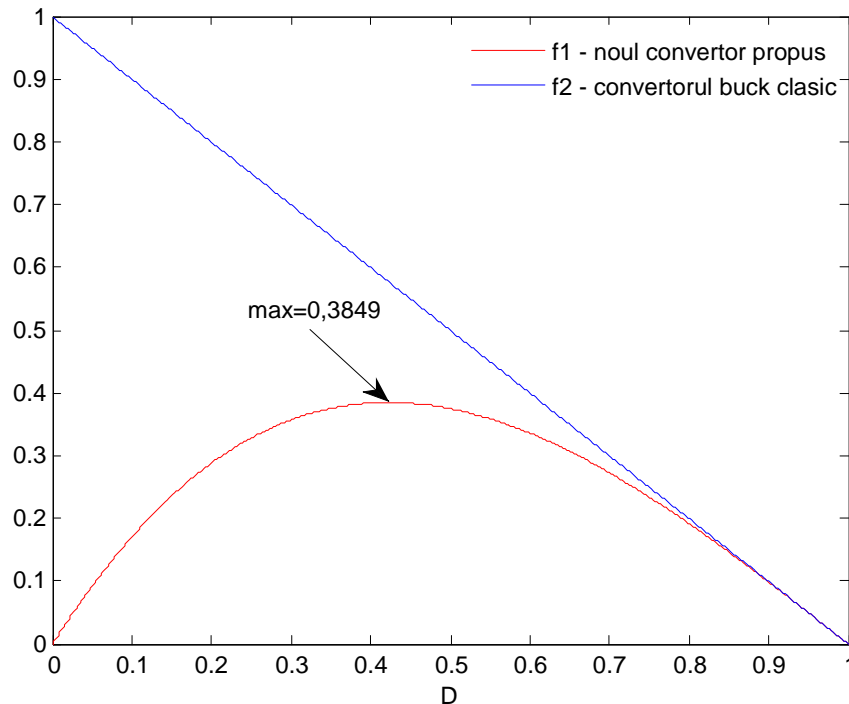


Fig. 4.6. Cele două funcții care determină limita de funcționare CCM-DCM pentru noul convertor coborător propus (roșu) și convertorul buck clasic (albastru). Sursa [original].

Deoarece $\frac{2\sqrt{3}}{9} < 1$ rezultă o condiție mai relaxată pentru noul convertor propus. Relațiile de mai sus sunt principalele ecuații care guvernează funcționarea noului convertor propus și ecuațiile de proiectare pot fi ușor astfel deduse, similar convertorului buck clasic.

4.3. Verificări prin simulare

Pentru a avea o primă verificare ale corectitudinii considerațiilor teoretice prezentate mai sus, s-au efectuat simulări ale noului convertor, utilizând programul CASPOC [89], care este un pachet software dedicat simulării pentru circuitele electronice de putere.

Valorile numerice pentru parametrii elementelor de circuit ale convertorului au fost: $V_g = 30\text{V}$; $L = 914\mu\text{H}$; $C = 1,49\mu\text{F}$; $L_r = 5,34\mu\text{F}$; $C_o = 4,35\mu\text{F}$; $R = 16,2\Omega$.

Parametrii semnalului de comandă PWM au fost: frecvența de comutație, $f_s = 40,33\text{kHz}$, respectiv, factorul de umplere, $D = 0,6$.

În Fig. 4.7. este prezentată schema de simulare. În Fig. 4.8. sunt expuse tensiunea de ieșire, împreună cu tensiunea pe tranzistor. Se poate observa că valoarea medie a tensiunii de ieșire este de aproximativ 21,4 V, așa cum a fost dedusă prin relația (4.6). Este de asemenea evident că solicitarea în tensiune a

90 Conversor Ćuk de generația a doua coborâtor, cu bobina în serie cu intrarea - 4

tranzistorului este egală cu valoarea tensiunii medii de ieșire, estimată de relația (4.11). În Fig. 4.9. este prezentată tensiunea pe condensatorul intern, de formă cosinusoidală în timpul primei stări topologice, în timp ce în Fig. 4.10. este exemplificat curentul prin bobina rezonantă, care într-adevăr este o semisinusoidă pozitivă.

Toate aceste simulări confirmă considerațiile teoretice și creează premisele reușitei unei implementări practice.

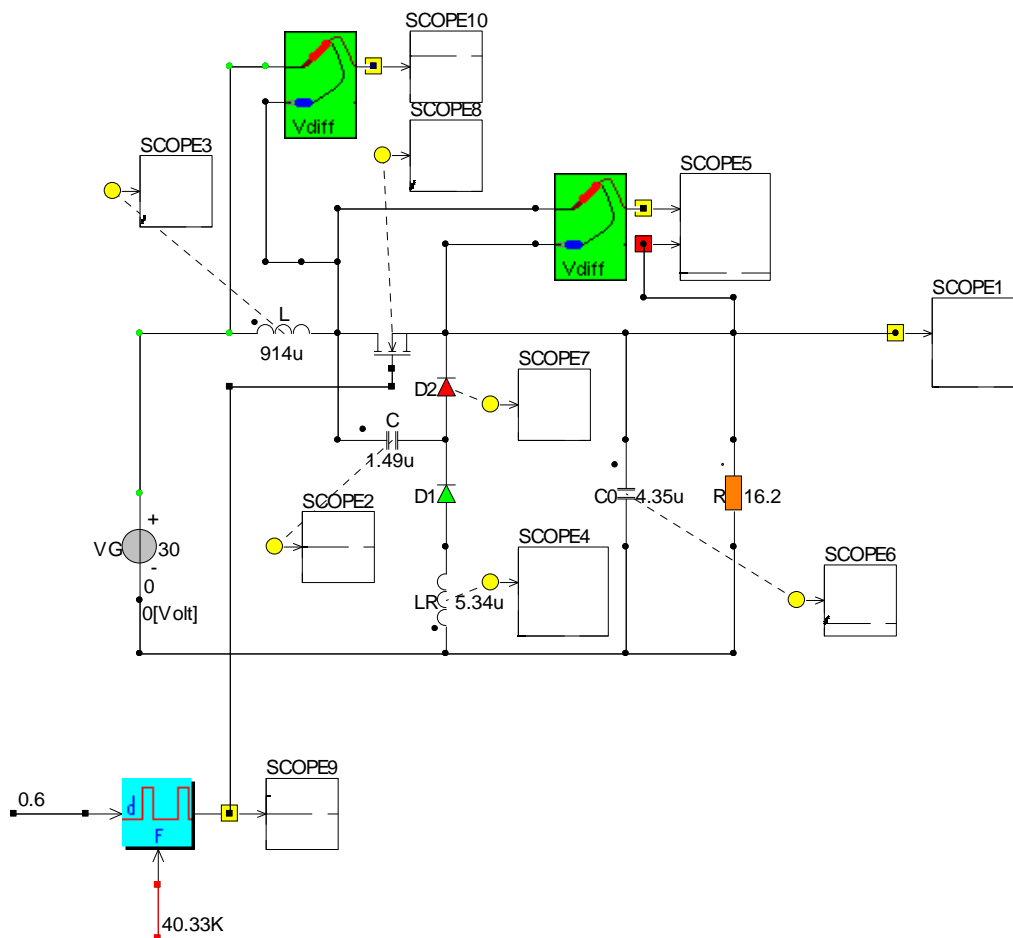


Fig. 4.7. Schema de simulare a convertorului propus. Sursa [original].

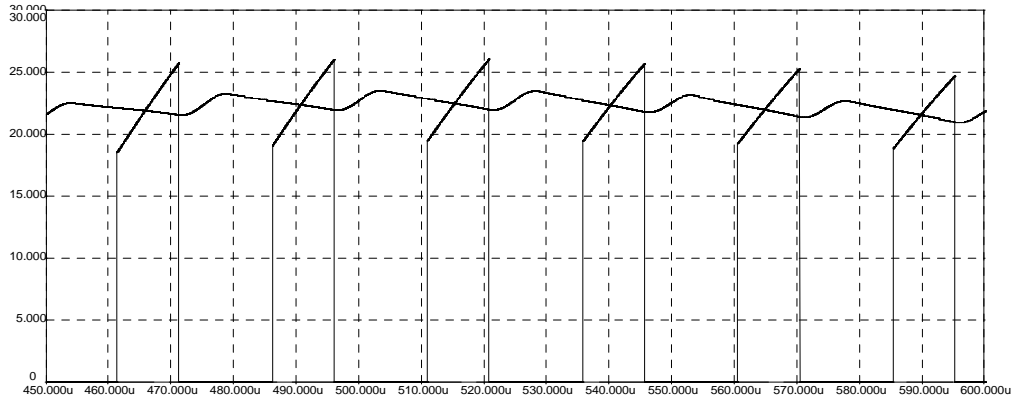


Fig. 4.8. Tensiunea de ieșire și tensiunea pe tranzistor. Sursa [original].

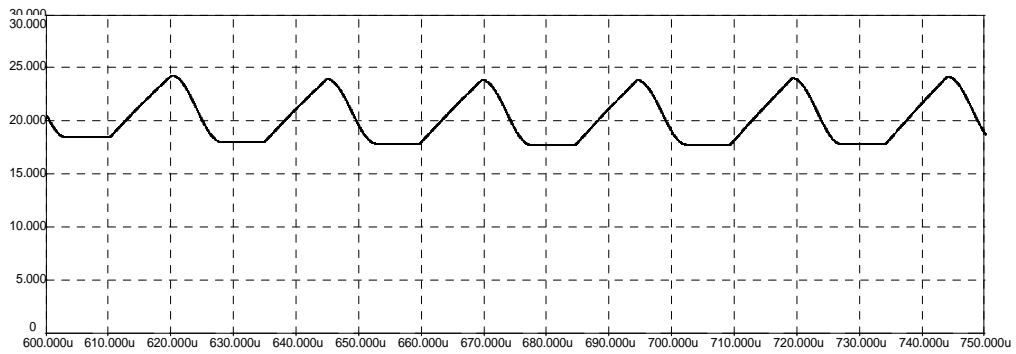


Fig. 4.9. Tensiunea pe condensatorul intern C. Sursa [original].

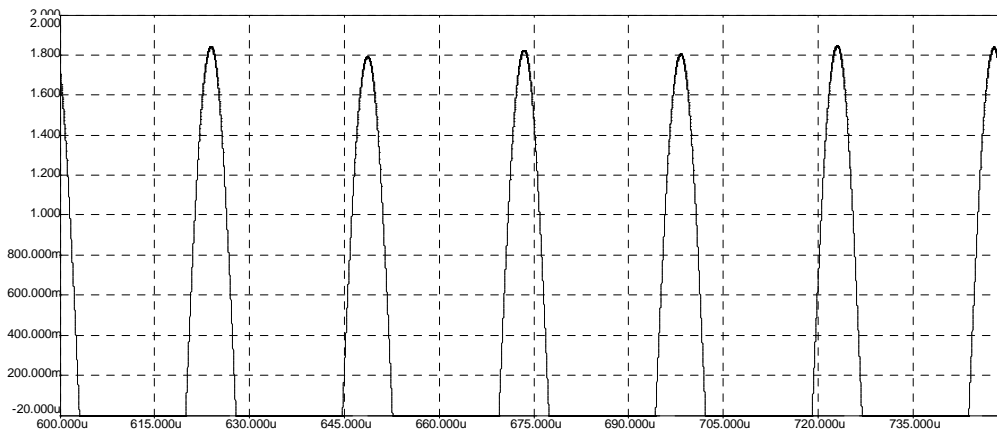


Fig. 4.10. Curentul prin bobina rezonantă. Sursa [original]

4.4. Rezultate experimentale

În scopul de a valida funcționarea convertorului propus, a fost realizat un model experimental. Valorile componentelor, utilizate la realizarea practică a circuitului experimental pentru convertor, sunt aceleași cu cele din simulare. Desigur, singura diferență este că pierderile în conducție și în comutație sunt prezente, astfel că de această dată, circuitul nu mai este unul ideal, ca în cazul circuitului simulat, ci este unul cu pierderi. Tranzistorul utilizat a fost unul de tip MOSFET de putere din seria IRF520 HEX-FET, în timp ce cele două diode au fost din seria PBYR10100.

În Fig. 4.11. sunt prezentate: tensiunea de ieșire, tensiunea pe tranzistor și curentul prin bobina rezonantă. Se poate constata o concordanță perfectă între teorie și practică observând atât formele de undă ale acestor mărimi cât și valorile numerice măsurate.

În Fig. 4.12. este expusă, tensiunea pe condensatorul C , împreună cu tensiunea pe tranzistor și curentul prin bobina rezonantă. Se poate observa că forma de undă și valoarea tensiunii continue pe condensator sunt în concordanță perfectă cu teoria.

Fig. 4.13. ilustrează curentul prin bobina principală L , tensiunea pe tranzistor împreună cu tensiunea pe condensatorul C . Se observă că forma de undă a curentului prin bobina principală respectă anticipările teoretice.

În Fig. 4.14. sunt prezentate curentul prin bobina principală, tensiunea pe tranzistor împreună cu tensiunea pe bobina principală. Este evident că forma de undă a tensiunii pe bobina principală este în concordanță cu cele anticipate teoretic.

Fig. 4.15. ilustrează tensiunea pe tranzistor, tensiunea pe dioda D_2 și curentul prin bobina rezonantă. Se confirmă că forma de undă a curentului prin bobina principală respectă deducerile teoretice.

În Fig. 4.16., Fig. 4.17. și Fig. 4.18., sunt ilustrate cele trei moduri de funcționare. Comutarea în modul de funcționare hard-switching al diodei D_1 , este evidentă, așa cum se poate observa din Fig. 4.17., pentru Modul 3 de funcționare.

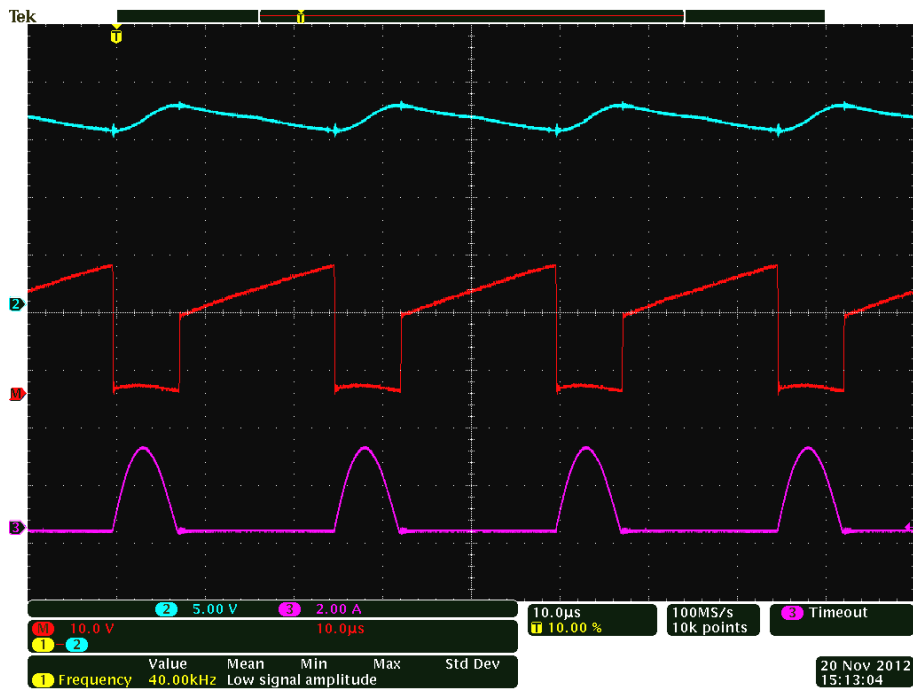


Fig. 4.11. Tensiunea de ieșire (albastru), tensiunea pe tranzistor (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].



Fig. 4.12. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

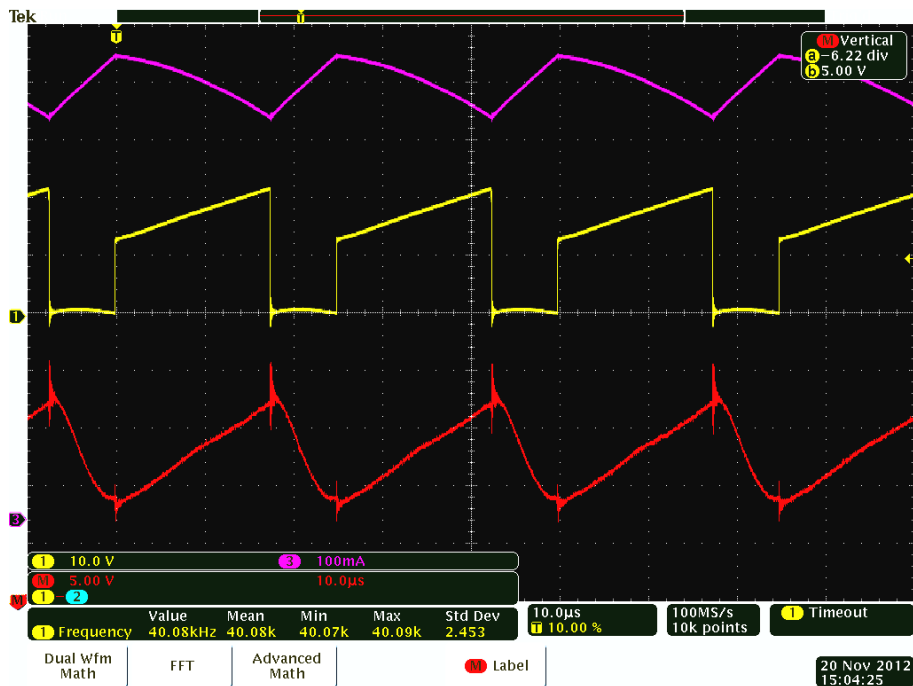


Fig. 4.13. Curentul prin bobina principală (violet), tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu). Sursa [original].

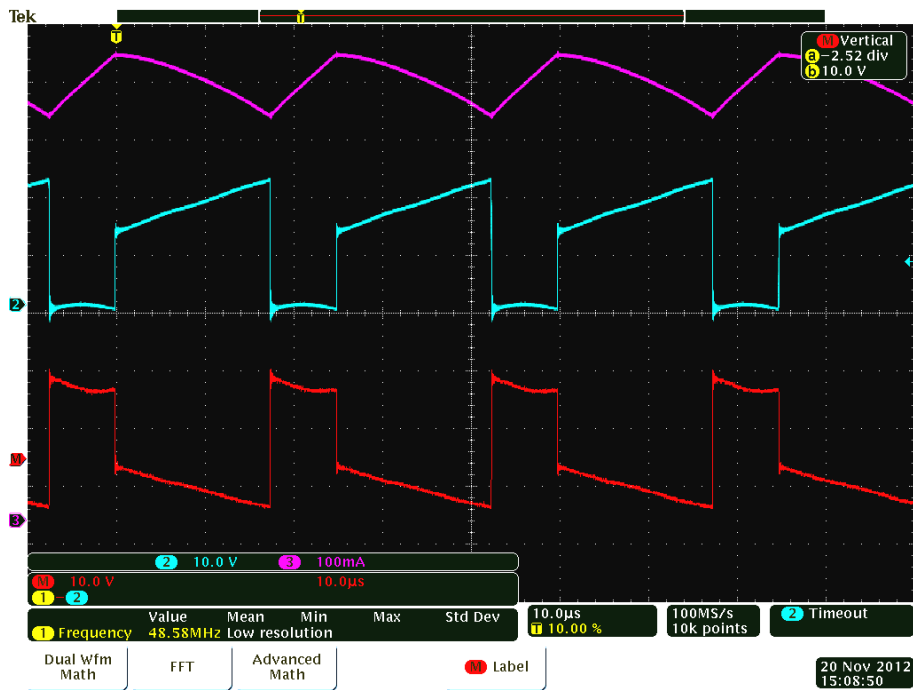


Fig. 4.14. Curentul prin bobina principală (violet), tensiunea pe tranzistor (albastru), tensiunea pe bobina principală (roșu). Sursa [original].



Fig. 4.15. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe dioda D_2 (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

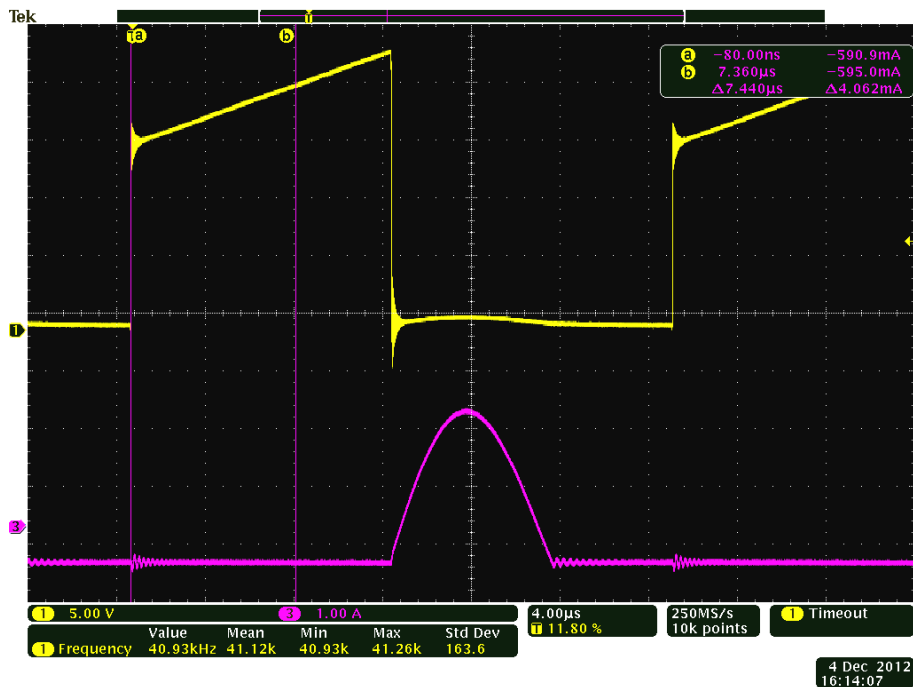


Fig. 4.16. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 1 de funcționare. Sursa [original].

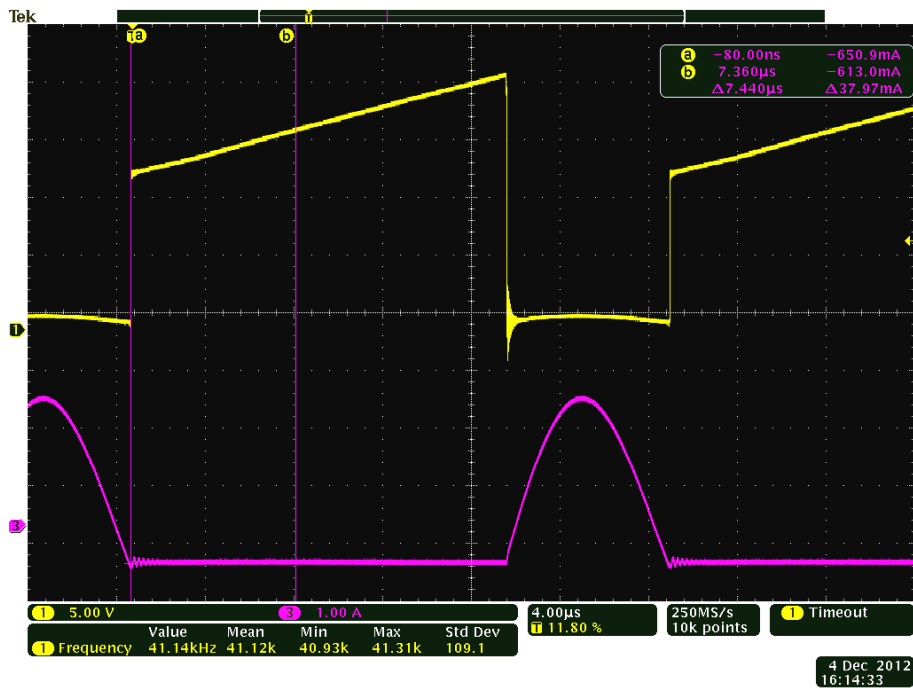


Fig. 4.17. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare. Sursa [original].

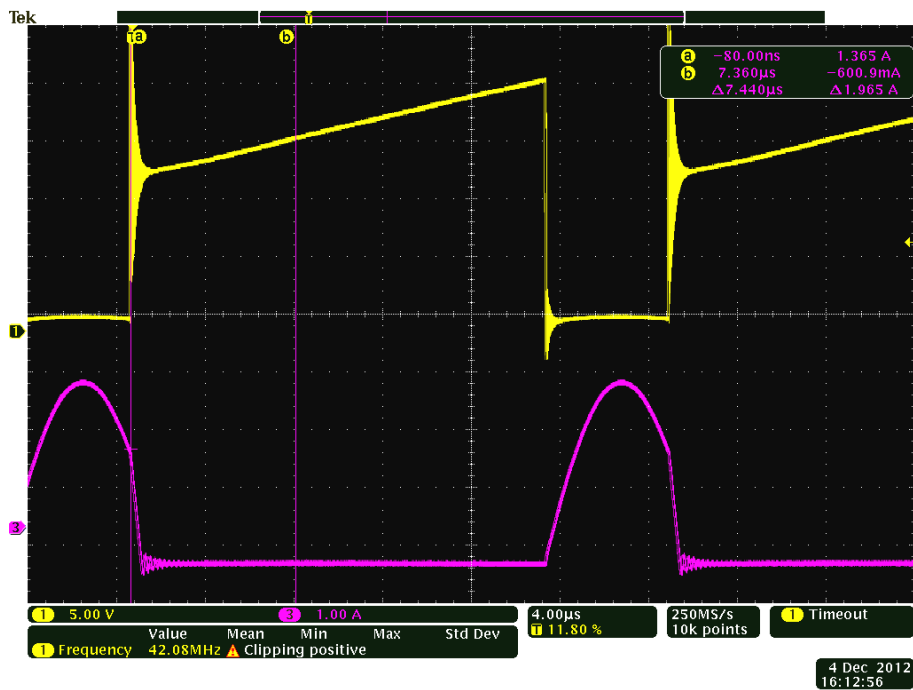


Fig. 4.18. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 3 de funcționare. Sursa [original].

În continuare, au fost efectuate măsurători pentru ridicarea curbelor ce dau dependența randamentului și a raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere. Factorul de umplere a fost modificat cu un pas de 0,05 pentru o gamă de valori cuprinse între 0,3 și 0,8. Valorile măsurate sunt prezentate sintetic în Tabelul 4.1. Graficele au fost obținute cu ajutorul programului Matlab, programul fiind prezentat în Anexa 1. C4.

Tabelul 4.1. Valorile mărimilor măsurate pentru determinarea experimentală a raportului static de conversie și a randamentului convertorului din Fig. 4.1.

D	t _{ON} [μ s] experim./teor.	V _o [V]	I _o [A]	V _g [V]	I _g [A]	P _o [W]	P _g [W]	η [%]
0,3	7,44 / 7,438	16,565	1,335	30	0,783	22,114	23,49	94,142
0,35	8,68 / 8,678	17,125	1,372	30	0,831	23,49	24,93	94,223
0,4	9,92 / 9,918	17,705	1,4	30	0,873	24,787	26,19	94,642
0,45	11,16 / 11,157	18,345	1,451	30	0,937	26,618	28,11	94,692
0,5	12,40 / 12,397	18,941	1,502	30	0,999	28,449	29,97	94,924
0,55	13,64 / 13,637	19,497	1,545	30	1,057	30,122	31,71	94,992
0,6	14,88 / 14,877	20,299	1,610	30	1,146	32,681	34,38	95,058
0,65	16,12 / 16,117	21,162	1,678	30	1,243	35,509	37,29	95,223
0,7	17,36 / 17,356	22,053	1,752	30	1,350	38,636	40,5	95,397
0,75	18,60 / 18,596	23,034	1,829	30	1,473	42,129	44,19	95,336
0,8	19,84 / 19,836	24,025	1,934	30	1,625	46,464	48,75	95,310

Curba dependenței raportului static de conversie funcție de factorul de umplere, atât în formă teoretică, dată de relația (4.7), de culoare albastră din grafic dar și cea rezultată în urma valorilor măsurate, cea de culoare roșie, este reprezentată în Fig. 4.19. Se poate observa cu ușurință cum dependența practică urmărește îndeaproape pe cea teoretică. Diferența minoră este cauzată în principal de căderile de tensiune pe diode și tranzistor.

În Fig. 4.20. se prezintă curba dependenței randamentului în funcție de factorul de umplere.

Se poate observa că este obținut un randament foarte bun, pentru un factor de umplere modificat într-o gamă largă. Randamentul maxim de 95,397 %, a fost obținut pentru un factor de umplere de 0,7.

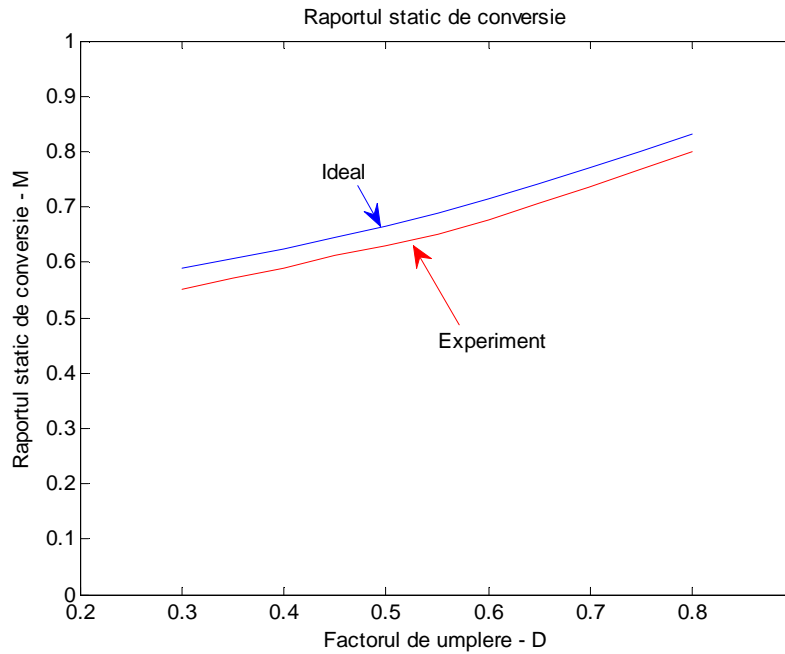


Fig. 4.19. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere: experimental (roșu) și ideal (albastru). Sursa [original].

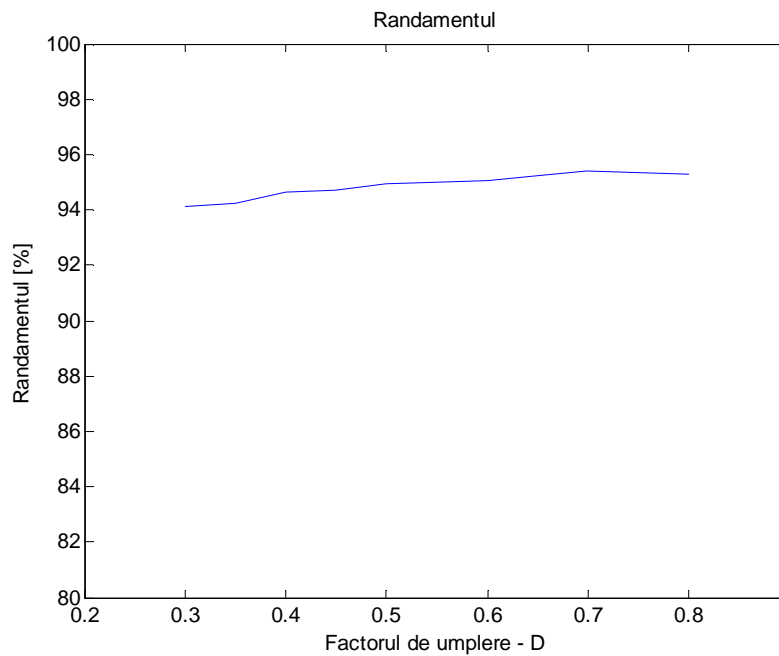


Fig. 4.20. Randamentul măsurat în funcție de factorul de umplere. Sursa [original].

4.5. Concluzii și contribuții personale

În acest capitol autorul propune un nou convertor coborâtor, cu un tranzistor și două diode. Cu doar trei componente suplimentare în comparație cu topologia buck PWM clasică, acest convertor prezintă o serie de **avantaje** și anume:

- solicitări reduse în tensiune pentru componentele semiconductoare. Tensiunea maximă pe tranzistor și dioda principală este mai mică decât într-un convertor buck clasic, fiind egală cu tensiunea de ieșire și nu cu cea de intrare;
- curentul mediu prin bobina principală L , I_L , este mai mic decât omologul său din convertorul buck clasic, ca atare și dimensiunile fizice pentru bobina L vor fi, mai mici;
- curentul mediu prin întrerupătorul S , I_S , este același ca și în convertorul buck clasic;
- curentul mediu prin dioda D_2 este egal cu cel din convertorul buck clasic;
- o condiție de funcționare CCM mai relaxată decât în convertorul buck clasic și la fel în cazul condiției de funcționare necondiționată CCM;
- randament mai mare datorat pierderilor mai mici pe semiconductoare;
- componentele suplimentare sunt aceleași ca și cele dintr-un convertor QRC și astfel se realizează o funcționare soft-switching, pentru unele dintre elementele semiconductoare, însă convertorul propus prezintă, solicitări în tensiune mai mici comparativ cu un convertor QRC;
- tensiunea de ieșire este teoretic, independentă de sarcină, ca în convertoarele PWM hard-switching, ceea ce nu se întâmplă în convertoarele QRC.
- forma nechoppată, netedă a curentului de intrare cu consecințe benefice în aspectele de EMI;
- în cazul în care se doresc tensiuni de ieșire mai mici dar apropiate de tensiunea de intrare, funcționarea convertorului se va face cu factori de umplere mai mici decât în topologia clasică, evitându-se astfel funcționarea cu timpi de blocare comparabili cu timpii de comutație ai tranzistorului.

Convertorul prezintă două **inconveniente**:

- raport static de conversie mai restrictiv, cuprins între 0,5 și 1;
- un cost potențial ușor crescut din cauza celor trei componente suplimentare folosite. Totuși acest aspect este discutabil deoarece ar trebui făcut un calcul exact întrucât este posibil ca date fiind solicitările în curent ale bobinei și în tensiune ale dispozitivelor semiconductoare, care sunt mai mici decât în cazul clasic, costurile acestora să compenseze costurile componentelor suplimentare. De aceea în capitolele care urmează, care conțin convertoare cu aceleași componente suplimentare, acest dezavantaj discutabil nu va mai fi menționat.

Contribuțiile autorului se regăsesc practic în noua topologie propusă și în toate avantajele pe care aceasta le aduce. Desigur, cea mai importantă contribuție o reprezintă idea de a transforma convertorul Zhou în conformitate cu modul în care prof. Čuk și-a elaborat noile convertoare. Ideea este de fapt o tehnică, nouă strategie de obținere a unor familii de convertoare dc-dc plecând de la familiile Zhou cu solicitări mari în curent. Această comutare hibridă este de fapt cheia noii topologii

propuse, mai performante decât corespondentul PWM clasic. Celelalte contribuții decurg din aceasta, și anume:

1. Analiza teoretică a topologiei propuse și deducerea caracteristicilor statice și a relațiilor de bază pentru proiectare.
2. Validarea prin simulare cu ajutorul programului CASPOC a convertorului și confirmare la nivel de simulare a conceptelor teoretice dezvoltate.
3. Construcția modelului experimental al convertorului și validarea prin experiment a fezabilității și superiorității noii topologii propuse.
4. Dezvoltarea unor programe Matlab simple pentru prelucrarea datelor experimentale.
5. Confirmarea topologiei propuse prin publicarea ei într-o lucrare științifică [21] la "*2013 IEEE 19th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*".

Dirrecțiile viitoare de studiu se vor axa pe investigația dacă această nouă topologie este potrivită utilizării în aplicațiile de corecție a factorului de putere (PFC) și, de asemenea, de a dezvolta alte tipuri de convertoare dc-dc, cu caracteristici cel puțin la fel de favorabile bazate pe tehnica și abordarea utilizată în acest capitol.

5. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborâtor, cu tranzistor în serie cu intrarea

Introducere

Acest capitol prezintă un nou convertor coborâtor de tip Ćuk de generația a doua, diferit de cel din capitolul anterior, care oferă solicitări reduse în tensiune ale dispozitivelor semiconductoare, solicitări în curent pe bobină mai mici și randament ridicat, comparativ cu convertorul buck clasic. Este analizată în detaliu funcționarea în modul de conducție continuă (CCM), fiind deduse ecuațiile principale de proiectare iar considerațiile teoretice sunt confirmate atât prin simulare cât și de rezultate experimentale.

În cazul convertorului buck clasic solicitările în tensiune ale semiconductoarelor sunt impuse de tensiunea de intrare, care este întotdeauna mai mare decât tensiunea de ieșire, de fapt cea mai mare tensiune din circuit. Acest lucru ar putea fi un dezavantaj în aplicații care necesită tensiune ridicată, impunând dispozitive semiconductoare scumpe. Tranzistoarele de tensiune mare prezintă o rezistență în conducție mai mare, ceea ce duce evident și la pierderi mai mari în conducție. Mai mult, pierderile în cupru pe bobină depind de asemenea de curentul continuu care trece prin aceasta iar în cazul convertorului buck clasic acest curent este egal cu curentul de ieșire, având valori semnificative. Pe de altă parte, pierderile de comutație sunt, de asemenea, crescute din cauza tensiunilor ridicate sub care comută dispozitivele dacă modul de comutare este unul hard-switching, reducând astfel randamentul și impunând unele limite superioare pentru frecvența de comutație. Din punctul de vedere al comenzii în cazul convertorului buck clasic, unde tensiunea de ieșire este cu puțin mai mică decât tensiunea de intrare, este necesar un factor de umplere foarte mare, rezultând timpi de blocare pentru tranzistor comparabili cu timpii de conducție, și prin urmare, acest lucru creează dificultăți comenzii. Convertoarele dc-dc cu un singur tranzistor și două diode ar putea fi o soluție pentru ultimul dezavantaj menționat mai sus și în [105] Zhou introduce o astfel de clasă de convertoare, dar și acestea suferă de pe urma solicitărilor pe dispozitive și a pierderilor cauzate de acest aspect. În [12] sunt generate familii noi de convertoare cu două tranzistoare, mai performante în mod semnificativ decât omologii lor clasici în sensul solicitărilor de comutație pe întrerupător și bobină. Totuși prezența a două dispozitive active complică comanda lor. În [28] Ćuk propune o nouă topologie de convertoare ridicătoare pornind de la un convertor clasic, prin introducerea a trei dispozitive noi: un condensator intern, o bobină rezonantă și o diodă suplimentară pentru limitarea intervalului de rezonanță la o durată de numai jumătate din durata perioadei de comutație, când tranzistorul conduce.

În continuare se prezintă un nou tip de convertor coborâtor capabil să rezolve o mare parte din dezavantajele și limitările menționate mai sus. Convertorul este dedus pornind de la unul dintre cele cu un singur tranzistor și două diode, dintre reprezentanții coborâtori propuși de Zhou [105], care este modificat folosind aceeași tehnică cu cea a prof. Ćuk utilizată de acesta pentru obținerea unui nou convertor boost [28].

5.1. Analiza de stare staționară

Noul convertor coborâtor propus este prezentat în Fig. 5.1, unde sunt de asemenea definite mărimile asociate ale tensiunilor și curenților. Acesta se obține pornind de la unul dintre convertoarele prezentate de dr. Zhou în [105] prin introducerea unei bobine suplimentare L_r , în scopul de a preveni vârfurile de curent mari atunci când condensatorul intern se descarcă, necesitând deci evacuarea unei sarcini importante. Întrerupătorul activ S , dioda D_2 , bobina L și condensatorul C_o sunt moștenite din convertorul buck clasic. Întrerupătorul S va fi comandat cu un semnal PWM, cu factorul de umplere D și cu o frecvență de comutație f_s asociată unei perioade de comutație corespunzătoare T_s . În modul CCM, funcționarea presupune că, curentul prin bobina L , i_L , nu scade la zero, fiind întotdeauna pozitiv și, prin urmare, dioda D_2 se va afla permanent în conducție, pe intervalul în care tranzistorul S este blocat. În prima stare topologică, atunci când întrerupătorul S este în conducție și de asemenea și dioda D_1 este polarizată direct, curentul absorbit de la sursa de intrare curge prin bobina L și este cedat grupului de sarcină $R-C_o$. Deoarece valoarea medie a tensiunii pe bobină este nulă, din evaluarea tensiunii continue pe condensatorul C în bucla constând din elementele $C - L_r - D_1 - L$, rezultă imediat că fiind $V_C = V_{D_1}$ și pentru că evident $V_{D_1} > 0$, rezultă că $V_C > 0$.

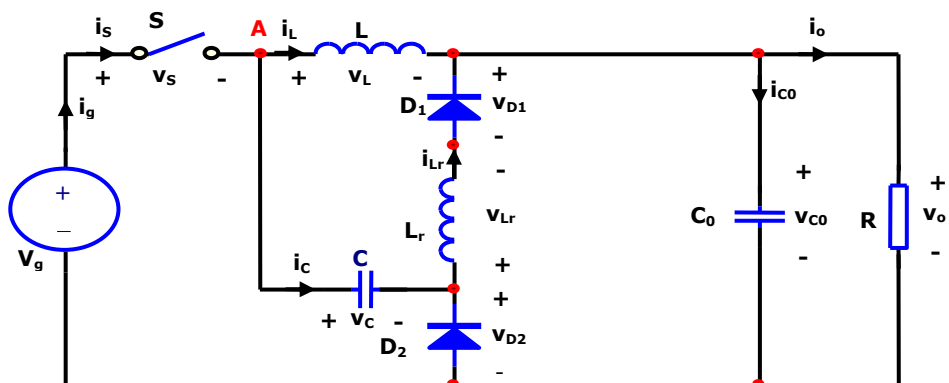


Fig. 5.1. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborâtor, cu tranzistor în serie cu intrarea. Sursa [original].

Principalele forme de undă teoretice, bazate pe considerațiile de mai sus, sunt ilustrate în Fig. 5.2.

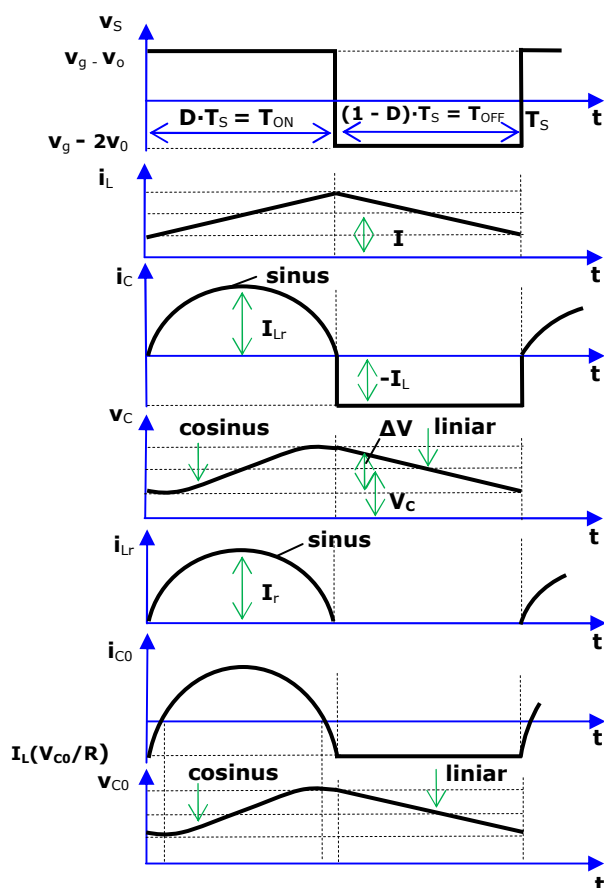


Fig. 5.2. Formele de undă teoretice pentru convertorul din Fig. 5.1. Sursa [original].

În a doua stare topologică, atunci când întrerupătorul S este blocat și numai dioda D_2 conduce, curentul din bobina L descarcă condensatorul C . Această descărcare pot fi admisă a fi liniară, curentul prin inductorul L având pulsații mici în raport cu componenta continuă, exact ca în convertoarele PWM. Bucla de descărcare include elementele: tensiunea de intrare D_2 , C , L și grupul C_o - R . Tensiunea negativă ce se aplică pe bobina L , determină o scădere a curentului i_L într-o manieră cvasi-liniară.

Asemănător analizei convertoarelor PWM clasice, vom presupune că tensiunile și curenții inductivi, respectiv tensiunile capacitive prezintă pulsații mici. De aceea tensiunea pe bobina L , v_L , poate fi considerată constantă în fiecare stare topologică. În prima stare topologică v_L este egală cu diferența dintre tensiunea de intrare, v_g , și tensiunea de ieșire, v_o , în timp ce în a doua stare topologică este egală cu tensiunea de intrare minus dublul tensiunii de ieșire. Prin urmare, în prima stare topologică curentul i_L va crește liniar iar în al doilea interval va scădea liniar. Forma de undă pentru curentul prin bobină este un semnal triunghiular, ca în cazul convertorului PWM buck clasic.

Curentul i_{Lr} prin bobina rezonantă L_r și prin dioda D_1 este diferit de zero în prima stare topologică, numai pe durata primei jumătăți a perioadei de rezonanță, el fiind zero în a doua stare topologică, deoarece dioda D_1 este blocată.

În ceea ce privește curentul prin condensatorul de ieșire, i_{Co} , vom presupune că, la frecvența de comutație, impedanța condensatorului C_o este mult mai mică decât rezistența de sarcină. Aceasta implică faptul că în curent alternativ, toate componentele alternative ale curentului injectat în grupul C_o - R vor curge prin condensatorul C_o , în timp ce prin rezistența de sarcină, R , va curge numai componenta continuă. În prima starea topologică curentul prin condensatorul C_o va fi suma dintre curentul rezonant, i_{Lr} , și curentul prin bobina principală L , i_L , minus curentul de sarcină, adică, $i_{Co} = i_L - \frac{V_{Co}}{R} = -i_{Lr} < 0$. În a doua stare topologică curentul care curge prin condensatorul C_o va consta doar din diferența dintre curentul prin bobina L , i_L , și curentul de sarcină, i_o , adică, $i_{Co} = i_L - \frac{V_o}{R}$.

Tensiunea de pe condensatorul de filtrare, v_{Co} , va crește pe durata primei stări topologice și va scădea pe durata celei de a doua stări topologice, variațiile tensiunii fiind mici în cazul utilizării unei valori mari a capacității pentru C_o .

Pe durata primei stări topologice, atunci când tranzistorul S este în starea de conducție și dioda D_2 este blocată, apare un circuit rezonant serie format din C , L_r , D_1 , C_o și V_g . Perioada de rezonanță a acestui fenomen rezonant este dată de relația

lui Thomson: $T_0 = 2\pi\sqrt{L_r C_e}$, unde $C_e = \frac{C C_o}{C + C_o}$, considerând că valorile capacităților

sunt alese astfel încât, $C_o \gg C$, putem admite că elementele reactive rezonante sunt L_r și C . Curentul prin bobina rezonantă L_r , i_{Lr} , va prezenta o formă de undă sinusoidală. Deoarece dioda D_1 este conectată în serie cu bobina rezonantă L_r în această buclă, curentul rezonant sinusoidal durează doar jumătate din perioada de rezonanță T_0 . Energia înmagazinată în bobina rezonantă L_r este nulă la începutul și la sfârșitul intervalului de conducție al tranzistorului, deoarece curentul de rezonanță reprezintă jumătatea unei sinusoide.

Comparând perioada de conducție, T_{ON} , a tranzistorului S cu jumătate din această perioadă de rezonanță, rezultă că sunt posibile trei cazuri distincte de funcționare, așa cum sunt schițate în Fig. 5.3., notate cu Modul 1, Modul 2, respectiv Modul 3:

$$\text{Modul 1: } T_{ON} > T_0/2$$

$$\text{Modul 2: } T_{ON} = T_0/2$$

$$\text{Modul 3: } T_{ON} < T_0/2$$

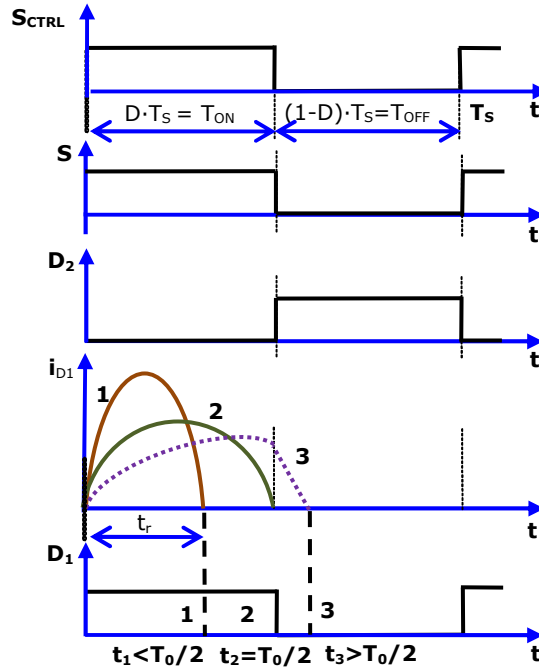


Fig. 5.3. Cele trei moduri posibile de funcționare.Sursa [original].

În modul 1 curentul rezonant i_{Lr} ajunge la zero înainte de sfârșitul duratei de conducție a tranzistorului. Acest mod prezintă o comutare (blocare) la curent zero, (ZCS), soft-switching pentru D_1 . În modul 3 tranzistorul se blochează înainte de a se încheia jumătate din durata perioadei de rezonanță. Acest mod nu este recomandat, deoarece pierderile ar fi semnificative pe dioda D_1 , fiind un mod de funcționare hard-switching la blocarea diodei.

Pentru o funcționare optimă, care aduce solicitări reduse în tensiune pe dispozitivele semiconductoare, este recomandat modul 2, caz în care perioada de conducție a diodei, T_{ON} , trebuie să fie egală cu jumătate din perioada de rezonanță:

$$DT_S = \pi\sqrt{L_r C_e} \tag{5.1}$$

Timpul de conducție al tranzistorului fiind impus de relația (5.1), tensiunea de ieșire este ajustată după necesități modificând frecvența de comutație.

În implementările practice, se preferă funcționarea în primul mod, dar foarte aproape de modul al doilea, pentru a fi siguri că convertorul operează în modul soft-switching și comanda prin factor de umplere

5.2. Caracteristici statice

Principalele relații de proiectare în curent continuu pot fi obținute în mod clasic [39]. Valorile capacităților condensatoarelor C și C_o se presupun a fi suficient de mari astfel încât să avem pulsații neglijabile pentru tensiunile pe acestea. Pentru a deduce raportul static de conversie, vom impune ca tensiunile medii pe bobinele L și L_R să fie nule și vom scrie relațiile ținând cont de Fig. 5.2.

Astfel, pentru bobina L avem:

$$D \cdot (V_g - V_{Co}) + (1 - D) \cdot (V_C - V_{Co}) = 0 \tag{5.2}$$

pentru bobina L , rezultând:

$$D \cdot (-V_C + V_g - V_{Co}) + (1 - D) \cdot 0 = 0 \quad (5.3)$$

Din relațiile (5.2) și (5.3) se deduc ușor valorile medii ale tensiunilor capacitive V_{Co} și V_C în funcție de V_g și V_o și luând în considerare faptul că $V_o = V_{Co}$, obținem:

$$V_o = \frac{1}{2-D} V_g \quad (5.4)$$

respectiv:

$$V_C = \frac{1-D}{2-D} V_g \quad (5.5)$$

Din (5.4), raportul static de conversie $M = \frac{V_o}{V_g}$, va fi:

$$M = \frac{1}{2-D} \quad (5.6)$$

Revenind în relația (5.3) și cum $V_o = V_{Co}$, tensiunea pe condensatorul C poate fi exprimată prin:

$$V_C = V_g - V_o \quad (5.7)$$

Cum D este subunitar, $0 \leq D \leq 1$, examinând relația (5.6), prima observație este aceea că, sunt posibil de obținut doar valori ale tensiunii de ieșire mai mari decât jumătate din tensiunea de intrare.

În Fig. 5.4. este prezentată dependența raportului static de conversie, M , funcție de factorul de umplere, D , pentru convertorul propus (curba de culoare verde) și, pentru comparație, aceeași dependență pentru convertorul buck clasic (curba de culoare albastră).

Domeniul restrâns al raportului static de conversie poate fi un inconvenient în cazul unei diferențe mari între tensiunea de intrare și cea de ieșire, dar acest lucru va fi compensat de un set de avantaje prezentate în cele ce urmează.

Este cunoscut faptul că, solicitările în tensiune și/sau curent ale elementelor semiconductoare, afectează puternic costul convertorului. Vom face în acest sens o comparație cu topologia convertorului buck clasic. Principalele forme de undă pentru curenții și tensiunile, legate de solicitările dispozitivelor semiconductoare, sunt prezentate în Fig. 5.5.

Prima observație este faptul că solicitarea în tensiune pe tranzistorul S și dioda D_2 este aceeași. Folosind relația (5.7) rezultă imediat că:

$$V_S = V_{D_2} = V_o \leq V_g = V_S^{buck\ clasic} \quad (5.8)$$

După cum se știe, într-un convertor buck clasic solicitările în tensiune pe tranzistor și diodă sunt egale cu tensiunea de intrare, V_g , care este întotdeauna mai mare decât tensiunea de ieșire, $V_o < V_g$. Din relația (5.8), rezultă că dispozitivele semiconductoare sunt supuse unor solicitări în tensiune mai mici în comparație cu topologia clasică. Acest lucru duce pentru ambele dispozitive la pierderi mai mici în conducție datorate rezistenței în conducție mai mici a tranzistorului și pierderi mai mici de comutație, deoarece dispozitivele semiconductoare sunt blocate la tensiuni mai mici. Prin urmare, se poate obține un randament mai ridicat și frecvența de comutație poate fi mărită.

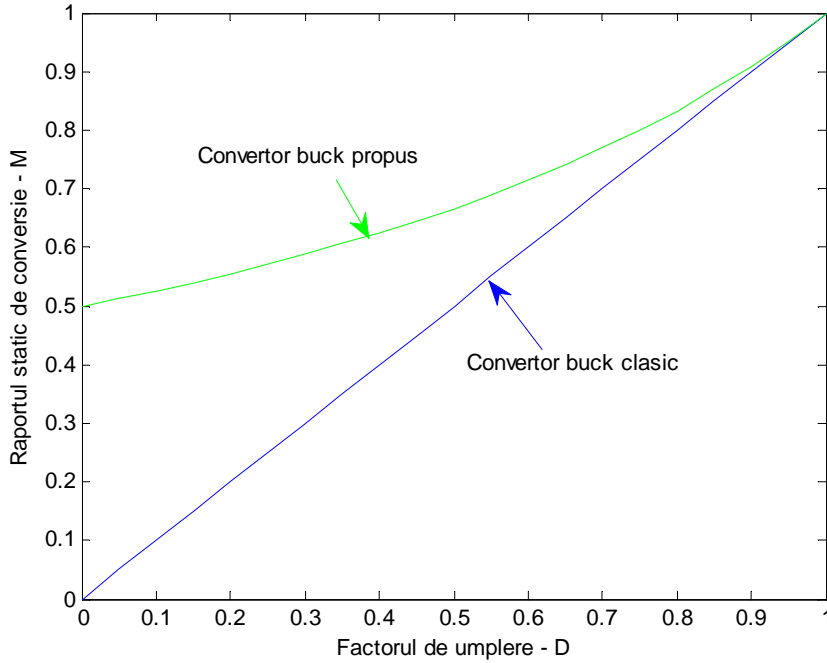


Fig. 5.4. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere. Sursa [original].

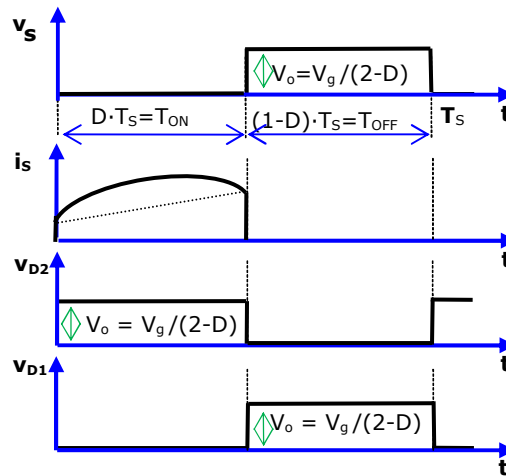


Fig. 5.5. Solicitările în tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare. Sursa [original].

Este important să rețineți că dioda D_1 este adusă în conducție sau blocată la curent zero (comutare la curent zero - ZCS) datorate bobinei rezonante care este în serie cu ea. Acest lucru este important mai ales la blocarea diodei D_1 ,

eliminând substanțial pierderile în blocare determinate de curenți inverși de valori ridicate și timp de tranziție lungi.

Deoarece toată energia stocată în L_r este eliberată înainte ca dioda să fie blocată, nu vom avea nici pierderi asociate acestei diode. Aplicând legea lui Kirchhoff (KCL) în nodul A din Fig. 5.2., având în vedere că valoarea medie a curentului prin condensatorul C este zero și presupunând randament unitar (100 %), rezultă că:

$$I_L = I_g = M \cdot I_o \leq I_o = I_L^{buck\ classic} \quad (5.9)$$

Cum $M < 1$, din (5.9) rezultă că $I_L < I_o$. Pe de altă parte, știind că într-un convertor buck clasic curentul prin bobină este egal cu curentul de ieșire, $I_L = I_o$, rezultă că curentul prin bobină în convertorul propus este mai mic decât omologul său din convertorul buck clasic. Acest lucru este remarcabil în sensul că pierderile în cupru ale bobinei vor fi mai mici și de asemenea bobina L va avea dimensiuni fizice și greutate mai mici.

Evident, curentul prin întrerupătorul S este egal cu cel din convertorul buck clasic deoarece ambele sunt egale cu curentul de intrare I_g :

$$I_S = I_g = I_S^{buck\ classic} \quad (5.10)$$

Evaluarea curentului mediu prin dioda D_2 conduce la același rezultat ca și în cazul convertorului buck clasic:

$$I_{D2} = I_o - I_S = (1 - M) \cdot I_o = I_D^{buck\ classic} \quad (5.11)$$

Dioda suplimentară D_1 nu este prezentă în topologia clasică, iar rolul său în acest convertor este de a conduce curentul rezonant. Curentul maxim la care este solicitată aceasta se găsește folosind (5.5) și este dat de relația:

$$I_{D1} = \frac{V_C}{\sqrt{\frac{L_r}{C}}} = \frac{(1 - D) \cdot V_g}{(2 - D) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C}}} \quad (5.12)$$

Tensiunea aplicată bobinei în starea "OFF" este mai mică decât în cazul unui convertor buck clasic, în timp ce în starea "ON" tensiunea aplicată bobinei este aceeași cu cea aplicată omologului său din convertorul buck clasic.

$$V_{L\ OFF} = 2V_o - V_g \cdot V_o = V_{L\ OFF}^{buck\ classic} \quad (5.13)$$

Deoarece inegalitatea $2V_o - V_g \cdot V_o$ este adevărată, fiind echivalentă cu $V_o < V_g$ care este evidentă fiind în discuție un convertor coborâtor.

O condiție pentru funcționarea corectă este aceea ca prin bobina de intrare L, curentul să nu se reducă la zero în a doua stare topologică, asigurându-se astfel funcționarea în modul de conducție continuă (CCM). Analitic, acest lucru poate fi scris ca:

$$I_{L\ min} = I_L - \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L \geq 0 \quad (5.14)$$

Pulsațiile vârf la vârf ale curentului prin bobina L se calculează de exemplu din prima stare topologică:

$$\Delta I_L = \frac{V_g - V_o}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (5.15)$$

Ținând cont de expresia lui I_L dată (5.9) și de (5.15), relația (5.14) se scrie echivalent:

$$M \cdot I_o \geq \frac{1}{2} \frac{V_g - V_o}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (5.16)$$

Scriind că $I_o = \frac{V_o}{R}$ și forțând factor comun pe V_o în membrul drept, relația (5.16) devine:

$$M \cdot \frac{V_o}{R} \geq \frac{1}{2} \frac{V_o \cdot \left(\frac{V_g}{V_o} - 1 \right)}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (5.17)$$

sau, ținând cont că în membrul drept $\frac{V_g}{V_o} = \frac{1}{M}$, după câteva calcule simple inegalitatea va avea forma:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_s}{R} \geq \frac{1 - M}{M^2} \cdot D \quad (5.18)$$

Înlocuind în relația (5.18) pe M din (5.6), se obține condiția finală de funcționare necondiționată CCM:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_s}{R} \geq (2 - D) \cdot (1 - D) \cdot D \quad (5.19)$$

Condiția (5.19) este identică cu cea a noului convertor coborât analizat în capitolul 4 și de aceea toate rezultatele de la convertorul respectiv se aplică identic și topologiei ce face subiectul prezentului capitol. Deci avem o condiție de funcționare CCM mai relaxată decât în cazul unui buck clasic și condiția de funcționare necondiționată CCM este:

$$\frac{2L \cdot f_s}{R} \geq \frac{2\sqrt{3}}{9} = 0,3849 \quad (5.20)$$

obținută pentru $D = \frac{3 - \sqrt{3}}{3}$. Desigur și condiția de funcționare necondiționată CCM este mai relaxată decât la un buck clasic, cu consecințe favorabile în privința dimensionării inductanței, referitor la dimensiuni și greutate. Relațiile de mai sus sunt principalele ecuații care guvernează funcționarea noului convertor propus și ecuațiile de proiectare pot fi ușor astfel deduse, similar convertorului buck clasic.

5.3. Verificări prin simulare

Într-o primă etapă, pentru a verifica corectitudinea considerațiilor teoretice prezentate mai sus, s-au efectuat simulări ale noului convertor coborât, utilizând pachetul software dedicat simulării pentru circuitele electronice de putere - CASPOC [89], precum și programul Matlab pentru calcule și grafice.

Pentru o comparație corectă între teorie, simulare și experiment, valorile numerice pentru parametrii elementelor de circuit ale convertorului au fost aceleași ca și cele care vor fi folosite ulterior în experiment:

$$V_g = 30V; L = 1,04mH; L_r = 11,6\mu H; C = 2,2\mu F; C_o = 6,6\mu F; R = 37,8\Omega.$$

Parametrii semnalului de comandă PWM au fost: frecvența de comutație, $f_s = 21,003kHz$, iar factorul de umplere calculat cu relația (5.1) a rezultat $D = 0,289$.

În Fig. 5.6. este prezentată schema de simulare. Sunt prezentate apoi rezultate ale simulării convertorului. Fig. 5.7. expune tensiunea de ieșire, împreună

110 Convertor Ćuk generația a doua coborâtor, cu tranzistor în serie cu intrarea - 5

cu tensiunea pe condensator. Se poate observa că valoarea medie a tensiunii de ieșire este de aproximativ 17,5 V, așa cum a fost dedusă prin relația (5.4), în timp ce tensiunea pe condensatorul C este de 12.5 V, stabilită de relația (5.7) iar forma cosinusoidală în timpul primei stări topologice pentru aceasta din urmă este confirmată. De asemenea se observă porțiunea rezonantă din tensiunea pe capacitatea C , remarcându-se că ea coincide cu curentul prin bobina rezonantă, așa cum teoretic s-a anticipat.

Este exemplificat apoi în Fig. 5.8. curentul prin bobina rezonantă L_r , care într-adevăr este o semisinusoidă pozitivă.

Fig. 5.9. arată curentul prin tranzistor, în timp ce Fig. 5.10 ilustrează tensiunea pe tranzistor. Este, de asemenea evident că solicitarea în tensiune a tranzistorului, cu excepția ripple - ului, are valoarea 17,5 V, fiind egală cu valoarea tensiunii medii de ieșire, estimată de relația (5.4) și reconfirmată și de (5.8). Simulările prezentate mai sus confirmă considerațiile anticipărilor teoretice și creează premisele reușitei implementării practice pentru acest convertor.

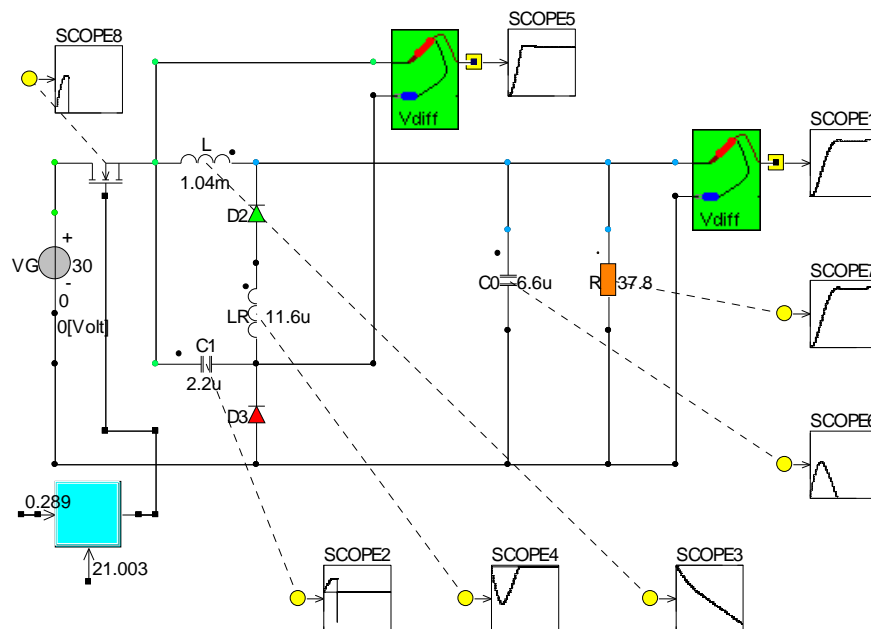


Fig. 5.6. Schema de simulare a convertorului propus. Sursa [original].

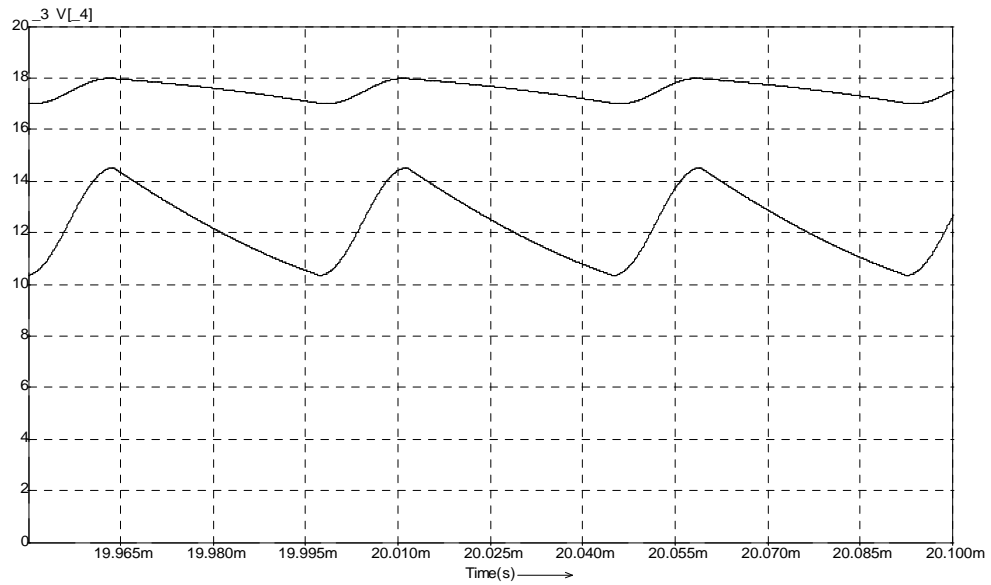


Fig. 5.7. Tensiunea de ieșire și tensiunea pe condensatorul C. Sursa [original].

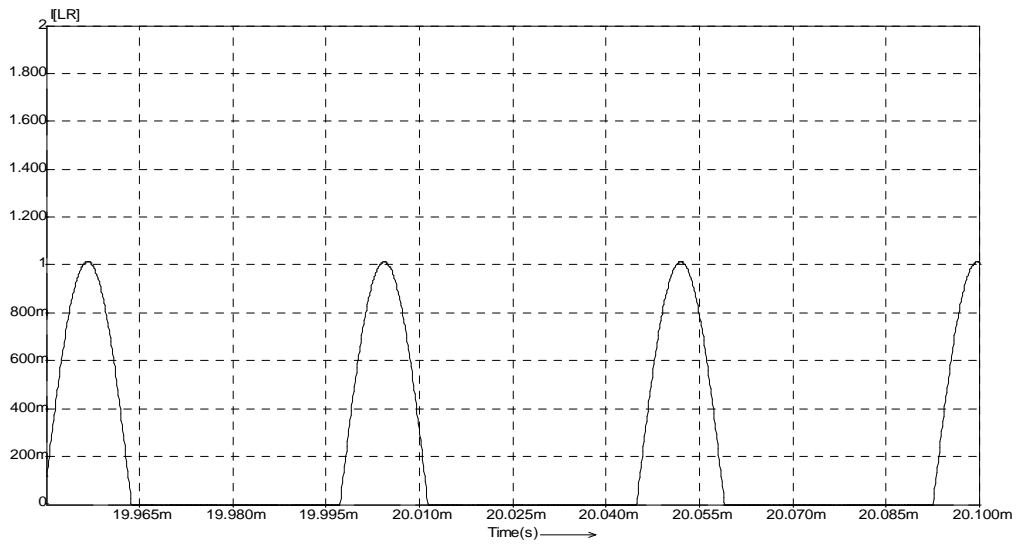


Fig. 5.8. Curentul prin bobina rezonantă. Sursa [original].

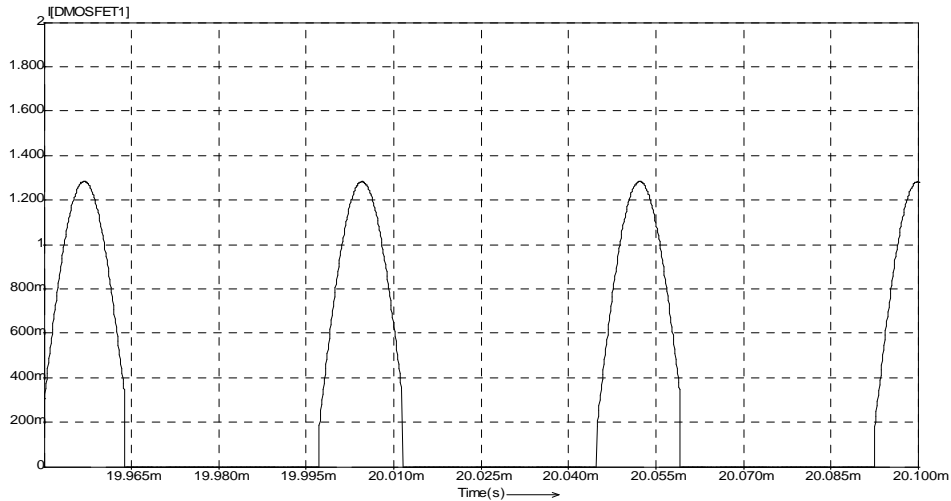


Fig. 5.9. Curentul prin tranzistor. Sursa [original].

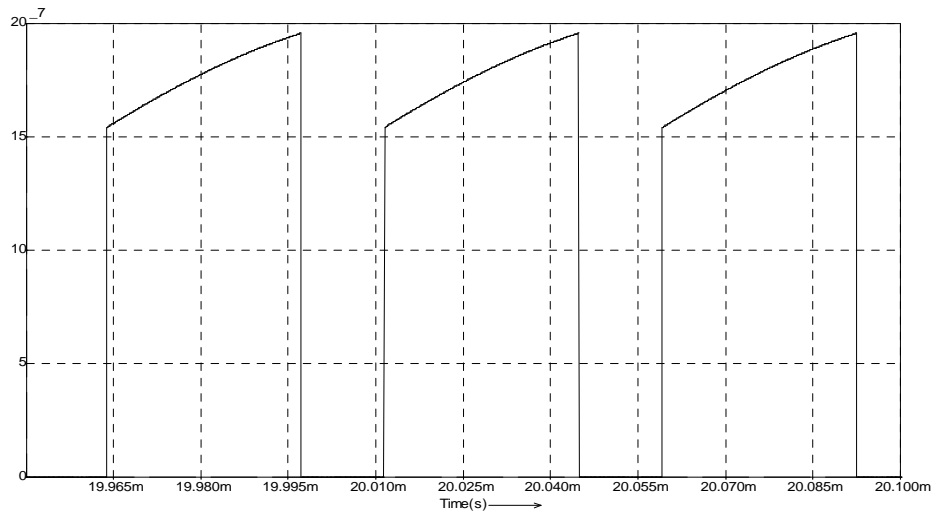


Fig. 5.10. Tensiunea pe tranzistor. Sursa [original].

5.4. Rezultate experimentale

În vederea validării funcționării convertorului propus, a fost realizat un model experimental. Valorile elementelor componente, utilizate la realizarea practică a circuitului experimental pentru convertor sunt aceleași cu cele din simulare. Singura diferență este că, de această dată pierderile în conducție și în comutație sunt prezente, astfel că circuitul nu mai este unul ideal, ca în cazul aceluiași circuit simulat, ci este unul cu pierderi. Tranzistorul utilizat a fost unul de tip MOSFET de

putere din seria IRF520 HEX-FET, în timp ce cele două diode au fost de tip PBYR10100.

În Fig. 5.11 sunt prezentate: tensiunea de ieșire și curentul prin bobina rezonantă. Se poate constata o concordanță perfectă între teorie și practică observând atât formele de undă ale acestor mărimi cât și valorile numerice măsurate. În Fig. 5.12 este expusă, tensiunea pe condensatorul C și curentul prin bobina rezonantă. Se poate observa că forma de undă și valoarea tensiunii continue pe condensator sunt în concordanță perfectă cu teoria.

Fig. 5.13 ilustrează tensiunea pe condensatorul C și curentul prin bobina principală L . Se poate observa că curentul prin bobina principală L are aproximativ aceeași formă liniară pe porțiuni, cum este în topologia clasică.

În Fig. 5.14 sunt prezentate tensiunea pe tranzistor și curentul prin bobina rezonantă. Este evident că forma de undă a tensiunii pe tranzistor este în concordanță cu cele anticipate teoretic. Curentul prin bobina rezonantă arată că rezonanța are loc în timpul de conducție, T_{ON} , a tranzistorului, respectiv diodei D_1 , timp de durată exact jumătate din perioada de rezonanță.



Fig. 5.11. Tensiunea de ieșire (roșu), și curentul prin bobina rezonantă (violet).
Sursa [original].

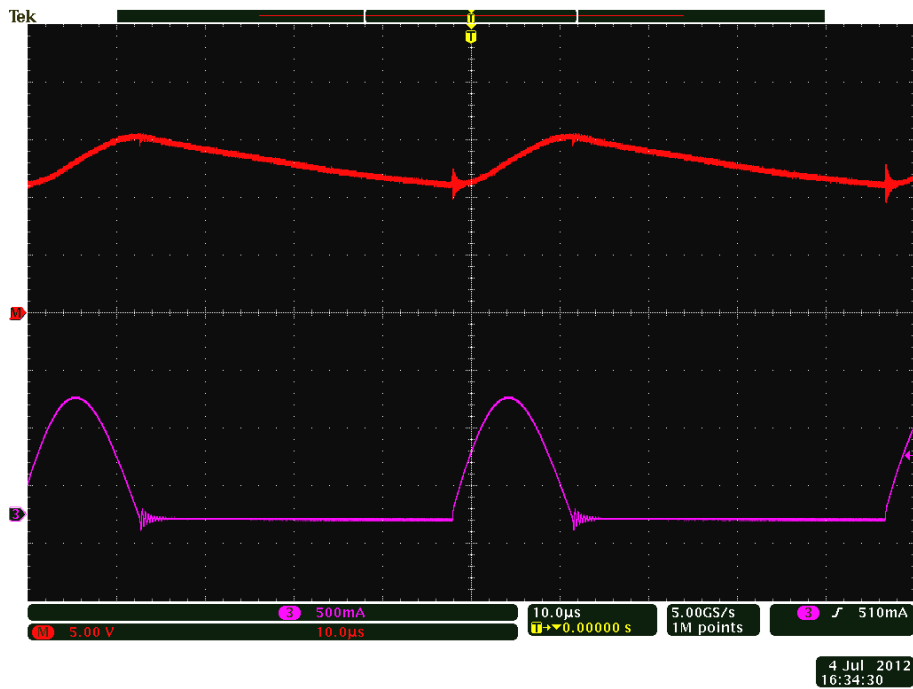


Fig. 5.12. Tensiunea pe condensatorul C (roșu), și curentul prin bobina rezonantă (violet).
Sursa [original].

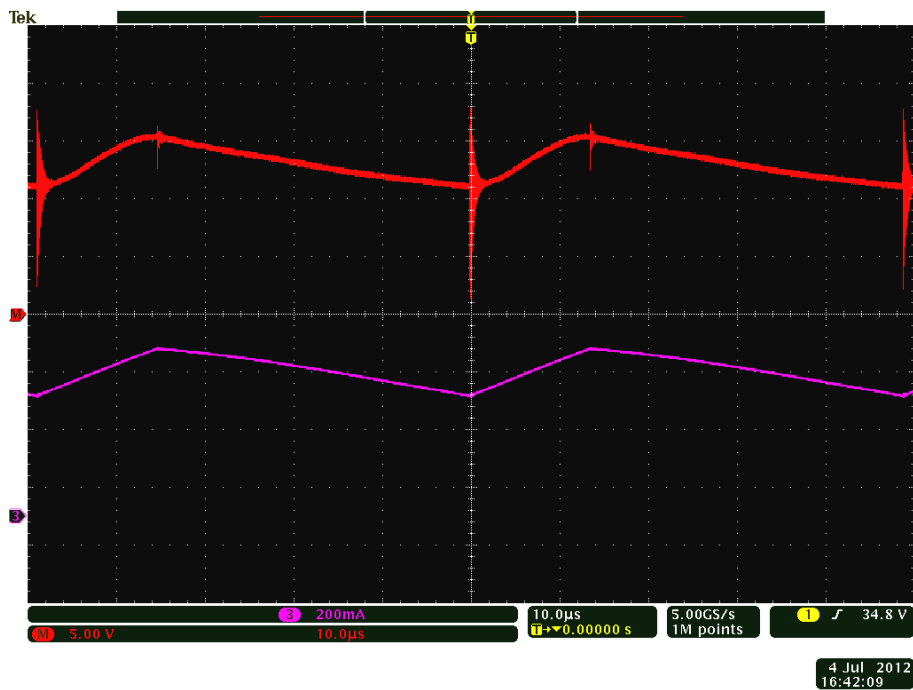


Fig. 5.13. Tensiunea pe condensatorul C (roșu), și curentul prin bobina principală (violet).
Sursa [original].

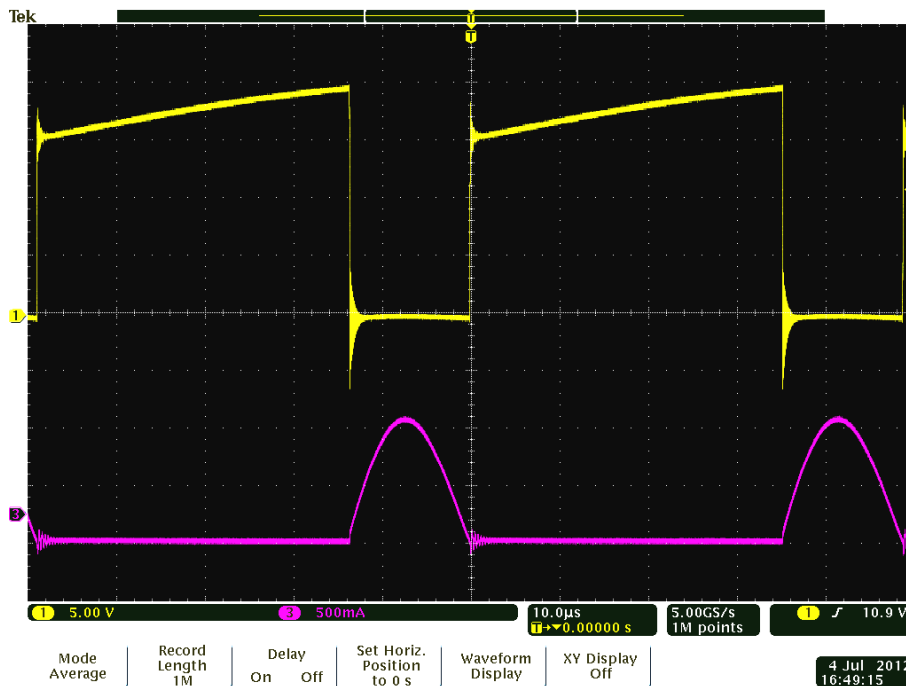


Fig. 5.14. Tensiunea pe tranzistor (galben), și curentul prin bobina rezonantă (violet).
Sursa [original].

Fig. 5.15 ilustrează tensiunea pe dioda D_2 și curentul prin bobina rezonantă. Se confirmă că forma de undă a curentului prin bobina rezonantă respectă deducerile teoretice.

În Fig. 5.16 sunt prezentate tensiunea pe condensatorul C și curentul prin tranzistor. Se poate remarca faptul că curentul prin tranzistor este suma curentului prin bobina principală L și a curentului prin bobina de rezonanță L_r , cum era de așteptat.

Din Fig. 5.17 se poate vedea tensiunea de ieșire, tensiunea pe dioda D_2 și curentul prin bobina rezonantă.

Similitudinile cu formele de undă simulate sunt evidente și faptul că solicitarea în tensiune a tranzistorului este egală cu tensiunea de ieșire este confirmată. Se confirmă de asemenea că solicitarea în tensiune a diodei D_2 este egală cu tensiunea de ieșire.

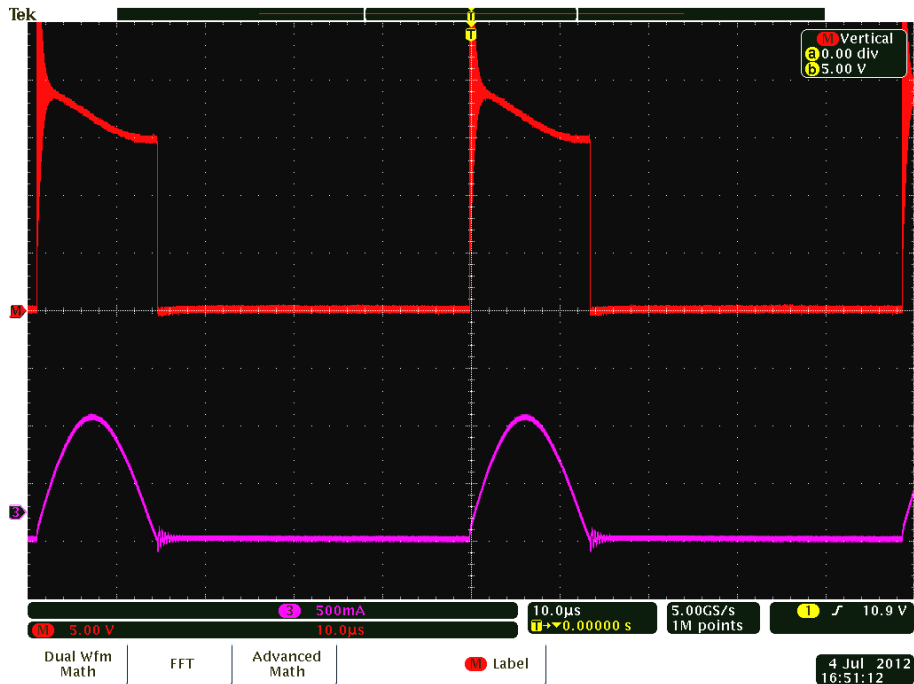


Fig. 5.15. Tensiunea pe dioda D_2 (roşu) și curentul prin bobina rezonantă (violet).
Sursa [original].

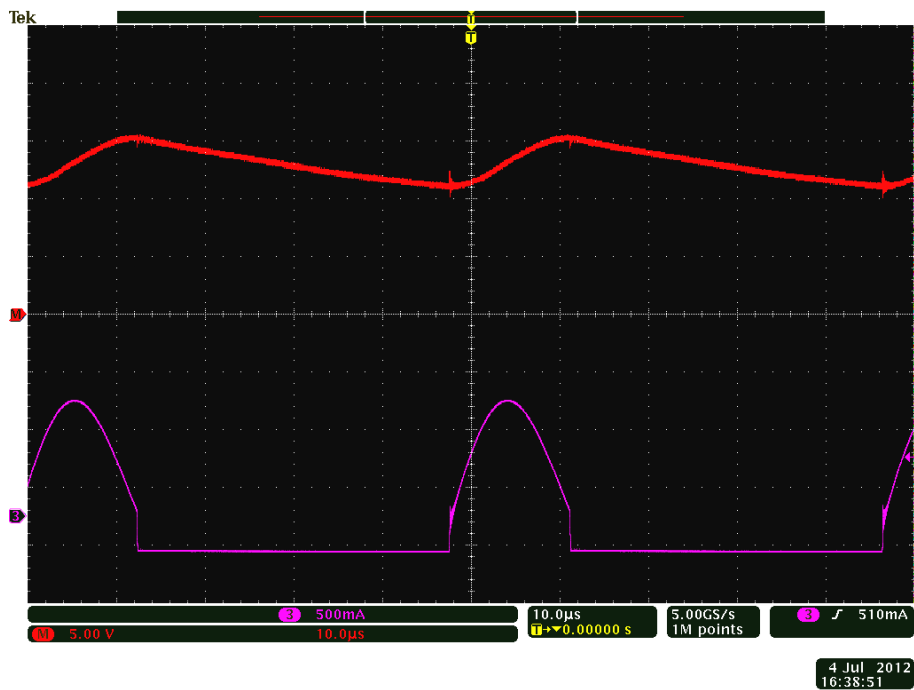


Fig. 5.16. Tensiunea pe condensatorul C (roşu), și curentul prin tranzistor (violet).
Sursa [original].

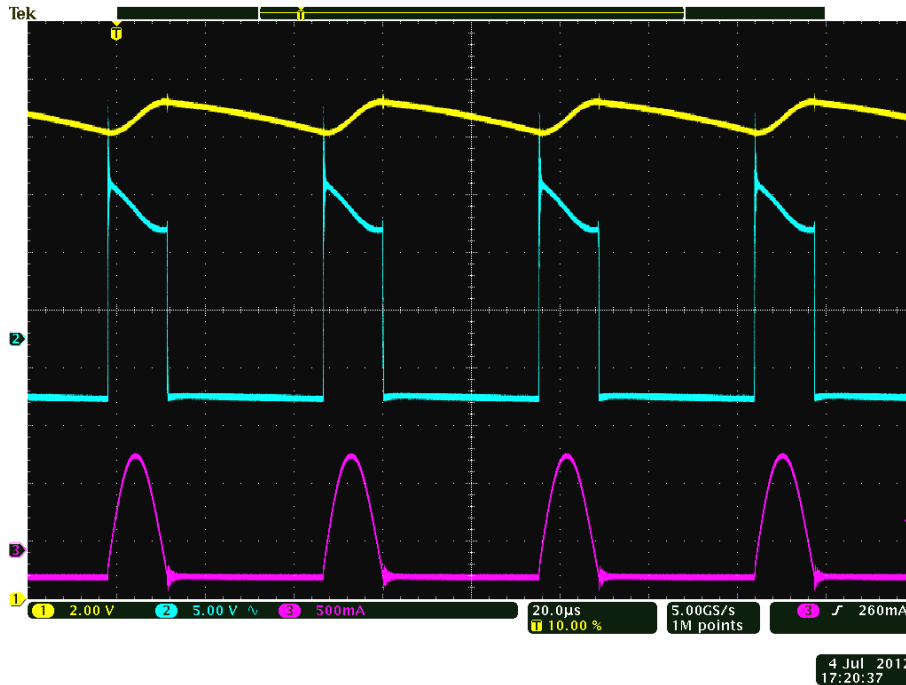


Fig. 5.17. Tensiunea de ieșire (galben), tensiunea pe dioda D_2 (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

Randamentul maxim măsurat al convertorului oferă o valoare de 95,95%, rezultând din valorile următoare: $V_O=16,78\text{V}$; $I_O=0,446\text{A}$, $V_G=30\text{V}$; $I_G=0,26\text{A}$.

De asemenea, randamentul acestui convertor este de valoare apropiată, puțin superioară față de cel al convertorului prezentat în capitolul 4.

5.5. Concluzii și contribuții personale

Și acest capitol propune un nou convertor coborâtor care are multe similitudini cu convertorul prezentat în capitolul precedent, inclusiv același raport static de conversie și aceeași condiție de funcționare CCM. De aceea este firesc ca să regăsim o serie din **avantajele** acestuia și pentru unitatea lucrării le vom reproduce în cele de mai jos:

- solicitări reduse în tensiune pentru componentele semiconductoare. Tensiunea maximă pe tranzistor și dioda principală este mai mică decât într-un convertor buck clasic, fiind egală cu tensiunea de ieșire;
- curentul mediu prin bobina principală L , I_L , este mai mic de $1/M$ ori decât omologul său din convertorul buck clasic, cu repercusiuni pozitive în magnetizarea și dimensiunile acestui element reactiv;
- curentul mediu prin întrerupătorul S , I_S , este același ca și în convertorul buck clasic;
- curentul mediu prin dioda D_2 este egal cu cel din convertorul buck clasic;
- condițiile de funcționare CCM și cea de funcționare necondiționată CCM sunt mai relaxate decât în convertorul buck clasic;

118 Convertor Ćuk generația a doua coborâtor, cu tranzistor în serie cu intrarea - 5

- randament superior, datorat pierderilor mai mici pe semiconductoare;
- comparativ cu un convertor QRC noul convertor are același număr și aceleași tipuri de elemente de circuit ca și un convertor QRC. Deosebirile radicale apar în ce privește solicitările în tensiune ale dispozitivelor și independența raportului static de conversie de sarcină, toate în favoarea noii topologii.
- spre deosebire de convertorul precedent tranzistorul este în serie cu intrarea ceea ce este un dezavantaj din punct de vedere al EMI dar care are avantajul că permite implementarea simplă a soft-start-ului;
- funcționarea la factori de umplere mai mici decât în convertorul clasic atunci când se doresc tensiuni de ieșire apropiate de tensiunea de alimentare.

Alături de forma choppată a curentului de intrare, singurul **dezavantaj** este domeniul mai restrâns al raportului static de conversie, cuprins între 0,5 și 1.

Ca și în capitolul precedent, contribuțiile autorului se regăsesc practic în noua topologie propusă și în toate avantajele pe care aceasta le aduce. Desigur, cea mai importantă contribuție o reprezintă idea de a transforma convertorul Zhou în conformitate cu modul în care Prof. Ćuk și-a elaborat noile convertoare. Celelalte contribuții decurg din aceasta, și anume:

1. Deducerea relațiilor de funcționare, a condiției de funcționare CCM, solicitărilor componentelor și în general a caracteristicilor statice.
2. Simularea structurii propusă și evidențierea concordanțelor dintre teorie și rezultatele simulării.
3. Confirmarea prin experiment a conceptelor teoretice elaborate, a fezabilității și superiorității noii topologii propuse comparativ cu structura clasică.
4. Dezvoltarea programelor Matlab pentru studiul teoretic și prelucrarea datelor experimentale.
5. Validarea științifică a topologiei propuse prin publicarea ei într-o lucrare științifică [17] indexată **ISI** - Web of Knowledge - Thomson Reuters și IEEE Explore 2013 la "2012 10th International Symposium on Electronics and Telecommunications Proceedings (ISETC '12)".

6. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor superior

Introducere

În acest capitol se propune un nou tip de convertor dc-dc ridicător. Comparativ cu topologia boost clasică, acesta prezintă solicitări în tensiune pe dispozitivele semiconductoare mai mici și aceleași solicitări în curent, toate obținute doar cu costul introducerii a trei componente suplimentare: o diodă, un condensator și o bobină de valoare redusă. Funcționarea sa este similară cu cea a convertoarelor hard-switching PWM, cu excepția faptului că în prima stare topologică include și un fenomen rezonant. Este analizată în detaliu funcționarea în modul de conducție continuă (CCM) pentru care sunt deduse relațiile de proiectare. Rezultatele teoretice au fost verificate întâi prin simulări, și apoi experimentul a confirmat cu exactitate fezabilitatea noului convertor propus.

După cum se știe, într-un convertor boost clasic tensiunea de ieșire este cea care impune solicitările în tensiune pe dispozitivele semiconductoare. Acest lucru implică faptul că, în aplicații de tensiune înaltă, solicitările în tensiune pe semiconductoare vor fi excesiv de mari, necesitând tranzistoare și diode mai scumpe. Pe de altă parte, tranzistoarele de tensiune ridicată prezintă rezistență în conducție mai mare, fapt care determină pierderi mai mari în conducție.

În ceea ce privește pierderile în cupru ale bobinei, se știe că ele depind de curentul continuu care trece prin bobină. În convertorul boost clasic curentul prin bobină este egal cu curentul de intrare, care este mare, de asemenea. Mai mult, modul de funcționare hard-switching al dispozitivelor semiconductoare se face la tensiuni ridicate, pierderile de comutație vor fi, de asemenea, crescute și astfel vor duce la scăderea randamentului, la impunerea unor limite superioare pentru frecvența de comutație. De asemenea, în cazul în care tensiunea de ieșire este mult mai mare decât tensiunea de intrare, factorul de umplere al semnalului de comandă necesar, va fi foarte mare și timpul de blocare al tranzistorului va fi comparabil cu cel de comutație, toate acestea făcând comanda dificilă.

În [105], deși dr. Zhou oferă o soluție pentru ultimul dezavantaj menționat și introduce o clasă de convertoare cu un singur transistor și două diode, acestea sunt supuse la vârfuri mari de curent. În [12] se introduc familii de topologii de convertoare cu două tranzistoare cu solicitări reduse pentru întrerupătoarele și bobine în comparație cu omologii lor clasici, dar prezența a două tranzistoare complică comanda. În [28] prof. Ćuk propune o nouă topologie de convertor ridicător cu trei dispozitive suplimentare: o diodă suplimentară, un condensator intern și o bobină rezonantă.

În continuare vom prezenta un nou convertor ridicător, care elimină toate dezavantajele menționate anterior. Convertorul a fost dezvoltat pornind de la o topologie boost propusă de Zhou în [105], convertorul rezultat fiind obținut adăugând o diodă și un circuit rezonant format dintr-un condensator intern și o bobină rezonantă, similar cu tehnica folosită de prof. Ćuk în [28].

6.1. Analiza de stare staționară

Noua topologie ridicătoare propusă este prezentată în Fig. 6.1, iar în Fig. 6.2 sunt expuse principale forme de undă. Se poate vedea că bobina L , dioda D_2 și tranzistorul S pot fi privite ca fiind moștenite de la convertorul boost clasic. Funcționarea CCM are aceeași semnificație ca și în topologia boost clasică, adică curentul prin bobină, i_L , nu ajunge la zero niciodată în timpul de conducție al diodei D_2 , în timp ce tranzistorul este blocat.

Asemănător analizei convertoarelor PWM clasice, vom presupune că tensiunile și curenții inductivi, respectiv tensiunile capacitive prezintă pulsații mici. Pe durata primei stări topologice, atunci când tranzistorul S este în starea de conducție și dioda D_2 este blocată, apare un circuit rezonant serie format în bucla $C - D_1 - L_r - C_o - V_g - S$. Condensatorul C este descărcat de un curent rezonant sinusoidal. Durata fenomenului rezonant este egală cu jumătate din perioada de rezonanță, deoarece dioda D_1 , fiind element unidirecțional în curent, întrerupe curentul rezonant după o semiperioadă. Curentul prin bobina L crește liniar și curentul prin tranzistor este suma curentului prin bobina L și a curentului prin bobina rezonanță.

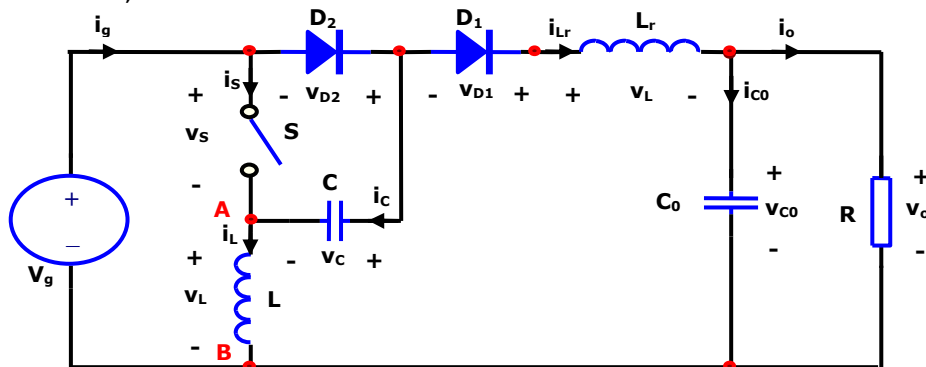


Fig. 6.1. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor superior.
Sursa [original].

Când tranzistorul este blocat, curentul i_L trece prin C , D_2 și V_g și condensatorul C este descărcat liniar dacă admitem i_L cu pulsații neglijabile. O evaluare a componentei continue a tensiunii în bucla $C - D_2 - V_g - L$ conduce cu ușurință la faptul că tensiunea de pe condensatorul C este egală cu tensiunea inversă de la bornele diodei D_2 plus tensiunea de intrare, $V_C = V_{D_2} + V_g$, explicând astfel polaritatea indicată în Fig. 6.1 pentru tensiunea condensatorului C .

Principalele forme de undă asociate funcționării convertorului presupunând că perioada de conducție a tranzistorului este egală exact cu jumătate din perioada de rezonanță, sunt trasate în Fig. 6.2.

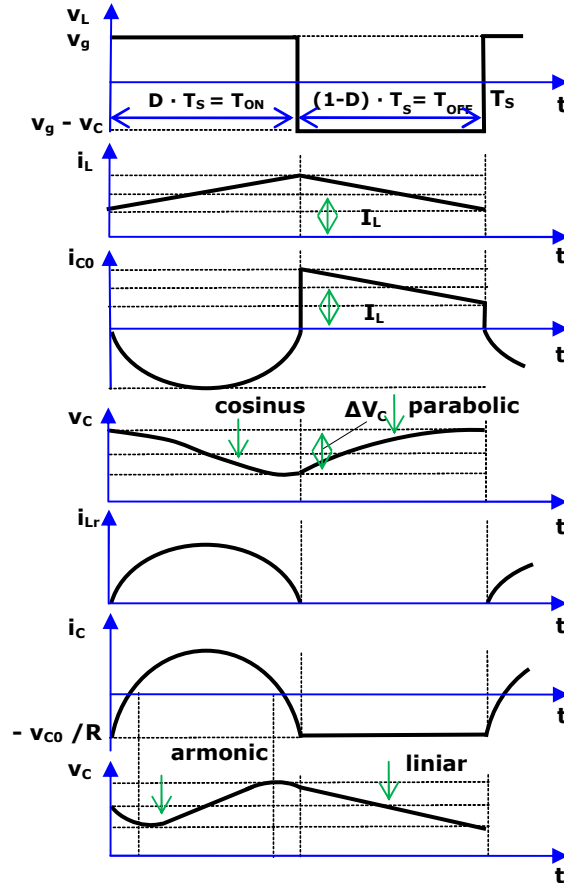


Fig. 6.2. Formele de undă teoretice pentru convertorul din Fig. 6.1. Sursa [original].

Perioada de rezonanță este dată de relația lui Thomson: $T_0 = 2\pi\sqrt{L_r C_e}$, în care $C_e = \frac{C C_0}{C + C_0}$. Considerând că valorile capacităților sunt astfel încât, $C_0 \gg C$,

putem admite că elementele reactive rezonante sunt L_r și C . Curentul prin bobina rezonanță L_r , i_{Lr} , va prezenta o formă de undă sinusoidală. Deoarece dioda D_1 este conectată în serie cu bobina rezonanță L_r în această buclă, curentul rezonant sinusoidal durează doar jumătate din perioada de rezonanță T_0 . Energia înmagazinată în bobina rezonanță L_r este nulă la începutul și la sfârșitul intervalului de conducție al tranzistorului, deoarece curentul de rezonanță reprezintă jumătatea unei sinusoide.

Comparând perioada de conducție, T_{ON} , a tranzistorului S cu jumătate din această perioadă de rezonanță, rezultă că sunt posibile trei cazuri distincte de funcționare, așa cum sunt schițate în Fig. 6.3., notate cu Modul 1, Modul 2, respectiv Modul 3:

Modul 1: $T_{ON} > T_0/2$

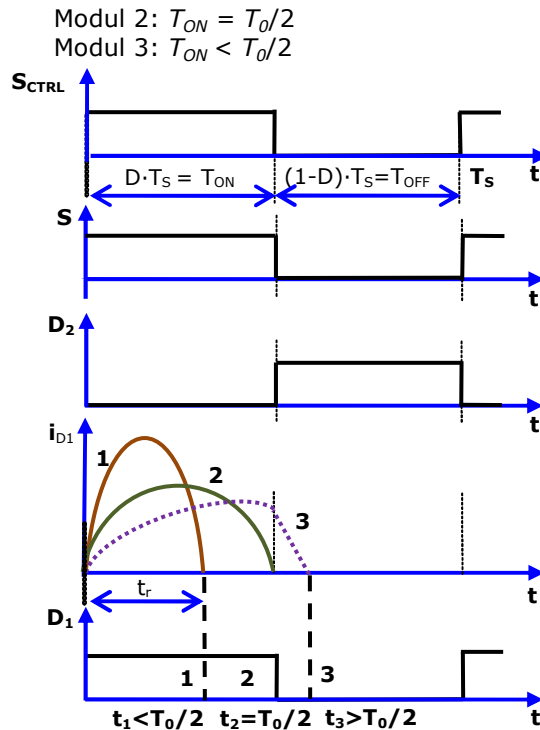


Fig. 6.3. Cele trei moduri posibile de funcționare. Sursa [original].

În modul 1 curentul rezonant i_{Lr} ajunge la zero înainte de sfârșitul duratei de conducție a tranzistorului. Acest mod ar putea fi acceptat, deoarece duce de asemenea la pierderi mici de comutație pentru că realizează o blocare la curent zero, (ZCS), soft-switching pentru D_1 , eliminându-se astfel pierderile cauzate de curenți inverși mari la blocare și perioade lungi de tranziție.

În modul 3 tranzistorul se blochează înainte de a se încheia jumătate din durata perioadei de rezonanță. Acest mod ar trebui evitat, deoarece pierderile ar fi semnificative pe dioda D_1 , fiind un mod de funcționare hard-switching la blocarea diodei, cu un curent important prin aceasta. În plus și ecuațiile de funcționare sunt ceva mai dificil de dedus.

Pentru o funcționare optimă, este recomandat modul 2, caz în care perioada de conducție a diodei, T_{ON} , trebuie să fie egală cu jumătate din perioada de rezonanță:

$$DT_S = \pi \sqrt{L_r C_e} \quad (6.1)$$

În această situație, cum timpul de conducție al tranzistorului este impus de relația (6.1), tensiunea de ieșire este ajustată modificând frecvența de comutație.

În implementările practice, se preferă funcționarea în primul mod, dar foarte aproape de modul al doilea, pentru a fi siguri că convertorul operează în modul soft-switching și cu modificarea factorului de umplere.

6.2. Caracteristici statice

Pentru deducerea raportului static de conversie, vom presupune că valorile condensatoarelor C și C_o sunt suficient de mari astfel încât să avem pulsații neglijabile pentru tensiunile pe acestea, și astfel tensiunile capacitive, să poată fi bine aproximate prin valorile lor medii.

Vom impune ca tensiunile medii pe bobinele L și L_R să fie nule și conform Fig. 6.2. din aceste condiții se obțin:

$$D \cdot V_g + (1 - D) \cdot (-V_C + V_g) = 0 \quad (6.2)$$

unde D reprezintă factorul de umplere pentru comanda tranzistorului. Din (6.2) tensiunea pe condensatorul C va fi:

$$V_C = \frac{V_g}{1 - D} \quad (6.3)$$

În mod similar, relația pentru bobina L_r se scrie în forma:

$$D \cdot (V_C + V_g - V_{C_o}) + (1 - D) \cdot 0 = 0 \quad (6.4)$$

Din (6.4), remarcând că, $v_o = v_{C_o}$, tensiunea continuă de ieșire este:

$$V_o = V_{C_o} = V_C + V_g = \frac{2 - D}{1 - D} V_g \quad (6.5)$$

Raportul static de conversie rezultă din egalitățile (6.3) și (6.5):

$$M = \frac{2 - D}{1 - D} = 1 + \frac{1}{1 - D} \quad (6.6)$$

Evident, din relația (6.6) rezultă în mod clar că, $M > 1$, deoarece D ia valori cuprinse în intervalul $[0, 1]$, justificând natura ridicătoare a convertorului. Mai precis, din relația (6.6) se arată simplu că $M \geq 2$.

În Fig. 6.4. este prezentată dependența raportului static de conversie, M , funcție de factorul de umplere, D , pentru convertorul propus (curba de culoare verde) și, pentru comparație, aceeași dependență pentru convertorul boost clasic (curba de culoare albastră).

Este cunoscut faptul că, solicitările în tensiune și/sau curent ale elementelor semiconductoare, afectează puternic costul convertorului. Vom face în acest sens o comparație cu topologia convertorului boost clasic. Principalele forme de undă pentru curenții și tensiunile, legate de solicitările dispozitivelor semiconductoare sunt prezentate în Fig. 6.5.

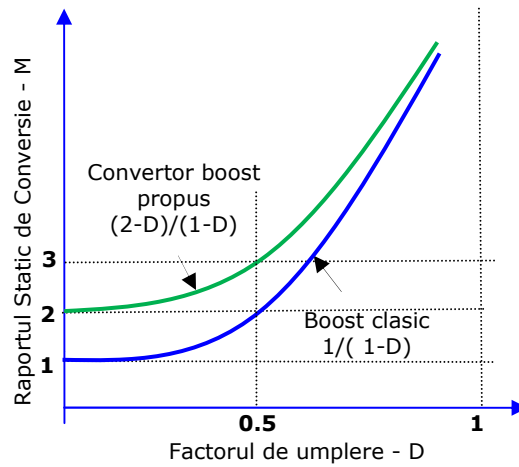


Fig. 6.4. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere.
Sursa [original].

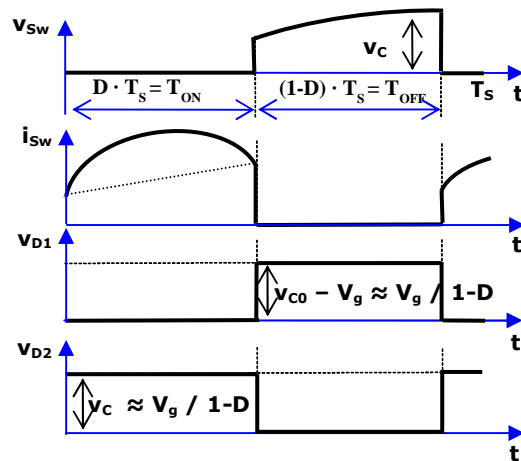


Fig. 6.5. Solicitări în tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare.
Sursa [original].

Din Fig. 6.2 și Fig. 6.5 se pot ușor estima solicitările în tensiune pe transistor și diode, ca fiind:

$$V_S = V_{D_2} = V_o - V_g \leq V_o^{boost\ clasic} \quad (6.7)$$

Cum solicitările în tensiune, la un convertor boost clasic sunt egale cu V_o , rezultă imediat că noul convertor propus prezintă solicitări în tensiune ale dispozitivelor semiconductoare mai mici, din tensiunea de ieșire fiind scăzută tensiunea de intrare în acest caz.

Prin urmare, pierderile de comutație vor fi mai mici, deoarece tranzistoarele vor putea fi alese pentru tensiuni mai mici, având rezistența în conducție mai mică. De asemenea, pierderile de comutație vor fi diminuate deoarece tranzistorul și diodele sunt aduse în blocare la tensiuni mai mici. Vom avea astfel un randament

mai mare și pot fi atinse frecvențe de comutație mai mari.

O investigație similară va fi realizată pentru deducerea curenților medii prin dispozitivele semiconductoare. Aplicarea legii I-a lui Kirchhoff (KCL) pentru nodul A, din Fig. 6.1, conduce la:

$$I_L + I_C + I_{D_2} = I_g \quad (6.8)$$

Pe de altă parte, pentru nodul B avem, $I_L = I_g - I_o$, rezultă imediat că:

$$I_L = I_g - I_o \leq I_g = I_L^{boost \text{ clasic}} \quad (6.9)$$

În topologia boost clasică curentul prin bobina L este identic cu curentul de intrare. Din relația (6.9) este relevat un alt avantaj important, acela că curentul prin bobina L în noua topologie este mai mic decât echivalentul său în cea clasică, din acesta scăzându-se curentul de ieșire. Ca urmare pierderile în cupru ale bobinei vor fi mai mici și de asemenea bobina L va avea dimensiuni fizice și greutate mai mici.

Este evident că curentul mediu prin tranzistor este egal cu curentul prin bobina L , prin urmare:

$$I_S = I_g - I_o = I_S^{boost \text{ clasic}} \quad (6.10)$$

Deci curentul prin tranzistor este același cu cel din topologia clasică. Curentul prin dioda D_2 este, de asemenea, la fel ca în cazul convertorului boost clasic, egal cu I_o .

Dioda suplimentară D_1 nu este prezentă în topologia clasică, iar rolul său în acest convertor este de a conduce curentul rezonant și a limita rezonanța la prima semiperioadă. Curentul maxim la care este solicitată aceasta folosind (6.5), este dat de relația:

$$I_{D1} = \frac{V_C}{\sqrt{\frac{L_r}{C}}} = \frac{(2-D) \cdot V_g}{(1-D) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C}}} \quad (6.11)$$

Concluzionând, în convertorul propus toate solicitările în tensiune sau curent sunt mai mici sau cel mult egale cu solicitările similare corespunzătoare din topologia boost clasică, acesta fiind unul dintre principalele avantaje ale arhitecturii propuse. Acest lucru ar putea fi un argument pentru a investiga posibilitatea de a utiliza această nouă topologie în aplicații de corecție a factorului de putere (PFC).

O condiție pentru funcționarea corectă este aceea ca prin bobina de intrare L , curentul să nu se reducă la zero în a doua stare topologică, asigurându-se astfel funcționarea în modul CCM. Analitic, acest lucru poate fi scris ca:

$$I_{L \min} = I_L - \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L \geq 0 \quad (6.12)$$

Pulsațiile vârf la vârf ale curentului prin bobina L se pot calcula de exemplu din prima stare topologică:

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (6.13)$$

Pe de altă parte, din nodul B, avem imediat că $I_L = I_g - I_o = M I_o - I_o$ și ținând cont și de (6.13), relația (6.12) se scrie echivalent:

$$(M-1) \cdot I_o \geq \frac{1}{2} \frac{V_g}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (6.14)$$

Scriind că $I_o = \frac{V_o}{R}$ și forțând factor comun pe V_o în membrul drept, relația (6.14) devine:

$$(M-1) \cdot \frac{V_o}{R} \geq \frac{1}{2} \frac{V_o \cdot \left(\frac{V_g}{V_o}\right)}{L} \cdot D \cdot T_S \quad (6.15)$$

sau, ținând cont că în membrul drept $\frac{V_g}{V_o} = \frac{1}{M}$, după câteva calcule simple inegalitatea va avea forma:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_S}{R} \geq \frac{D}{M(M-1)} \quad (6.16)$$

Înlocuind în relația (6.16) pe M din (6.6), se obține condiția finală de funcționare CCM:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_S}{R} \geq \frac{D(1-D)^2}{2-D} \quad (6.17)$$

În cazul convertorului boost clasic se cunoaște că condiția de funcționare CCM este

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_S}{R} \geq D(1-D)^2 \quad (6.18)$$

Deoarece $0 \leq D \leq 1$ atunci $2-D \geq 1$ și ținând cont de acest fapt este ușor de arătat că $\frac{D(1-D)^2}{2-D} \leq D(1-D)^2$, lucru exemplificat și în Fig. 6.6 unde

$f_1 = \frac{D(1-D)^2}{2-D}$ și $f_2 = D(1-D)^2$. Aceasta de fapt semnifică faptul că în cazul noului convertor ridicător propus, condiția de funcționare CCM este mai relaxată decât în cazul structurii clasice, permițând funcționarea cu valori mai mici ale bobinei L , deci cu dimensiuni și greutate reduse.

Se pune problema dacă există posibilitatea funcționării necondiționate CCM, adică a funcționării CCM pentru orice factor de umplere D . Matematic aceasta se realizează atunci când membrul stâng din (6.17) este încă mai mare decât valoarea maximă a expresiei în D din membrul drept. Se demonstrează simplu că funcția în D

din membrul drept, este maximă pentru $D = \frac{3-\sqrt{5}}{2}$, maximul funcției fiind egal cu

$\frac{5\sqrt{5}-11}{2} = 0,0902$. În acest fel condiția de funcționare necondiționată CCM va fi:

$$\frac{2L \cdot f_S}{R} \geq \frac{5\sqrt{5}-11}{2} = 0,0902 \quad (6.19)$$

În cazul convertorului boost clasic, se cunoaște că această condiție de funcționare necondiționată CCM se obține pentru $D = \frac{1}{3}$, fiind:

$$\frac{2L \cdot f_S}{R} \geq \frac{4}{27} = 0,1481 \quad (6.20)$$

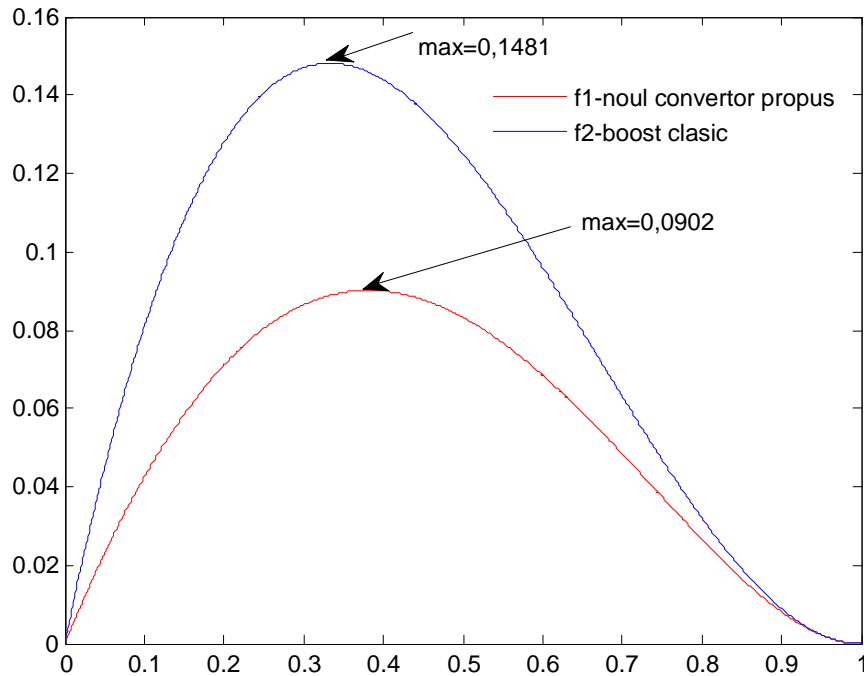


Fig. 6.6. Cele două funcții care determină limita de funcționare CCM-DCM pentru noul convertor ridicător propus (roșu) și convertorul boost clasic (albastru). Sursa [original].

Comparând relațiile (6.19) și (6.20), se observă o condiție mai relaxată pentru noul convertor propus, deoarece $\frac{5\sqrt{5}-11}{2} < \frac{4}{27}$. Relațiile de mai sus sunt principalele ecuații care guvernează funcționarea noului convertor propus și ecuațiile de proiectare pot fi ușor astfel deduse, similar convertorului boost clasic.

6.3. Verificări prin simulare

În scopul de a verifica aspectele teoretice prezentate anterior, convertorul ridicător propus a fost mai întâi simulat. Pentru simulare a fost utilizat programul CASPOC [89], dedicat simulării pentru circuitele electronice de putere, alimentarea convertorului fiind tipică pentru o tensiune de ieșire a unei celule fotovoltaice (PV). Pentru o comparație onestă între teorie, simulare și experiment, valorile numerice pentru parametrii elementelor de circuit ale convertorului au fost aceleași ca și cele care vor fi folosite ulterior în experiment:

$$V_g = 16,5V; L = 1,1395mH; L_r = 2,643\mu H; C = 937nF;$$

$$C_0 = 6,26\mu F; R = 275\Omega; f_s = 50kHz; D = 0,247.$$

Factorul de umplere, $D=0,247$ a fost ales pentru impunerea unei funcționări în modul 2. În Fig. 6.7. este prezentată scema de simulare. Sunt prezentate apoi rezultate ale simulării convertorului.

În Fig. 6.8 se prezintă tensiunea de ieșire. Se poate observa că tensiunea continuă de ieșire este foarte aproape de 38,41 V, așa cum rezultă din ecuația (6.5).

Fig. 6.9 arată tensiunea pe condensatorul C, componenta continuă pe acesta

este egală cu 21,91 V, fiind anticipată de relația (6.3) iar forma cosinusoidală a tensiunii de rezonanță a condensatorului C este evidentă și corespunde curentului bobinei rezonante, așa cum a fost anticipat de teorie.

În Fig. 6.10 se ilustrează curentul prin bobina rezonantă L_r , care într-adevăr este o semisinosoidă pozitivă.

Fig. 6.11 prezintă curentul prin tranzistor în timp ce în Fig. 6.12 este vizualizată tensiunea pe tranzistor. Forma curentului prin tranzistor indică faptul că aceasta este suma curentului prin bobina L și a curentului rezonant, așa cum a fost anticipat. Neglijând pulsațiile tensiunii pe tranzistor, se poate observa că solicitarea în tensiune pe tranzistor este egală cu 21,9 V, așa cum era de așteptat conform ecuației (6.7).

În Fig. 6.13 se poate vedea curentul prin bobina L . Se poate observa că curentul prin bobina principală L are aproximativ aceeași formă liniară pe porțiuni, cum este în topologia clasică.

Simulările prezentate mai sus confirmă considerațiile teoretice care vor trebui validate și prin experiment

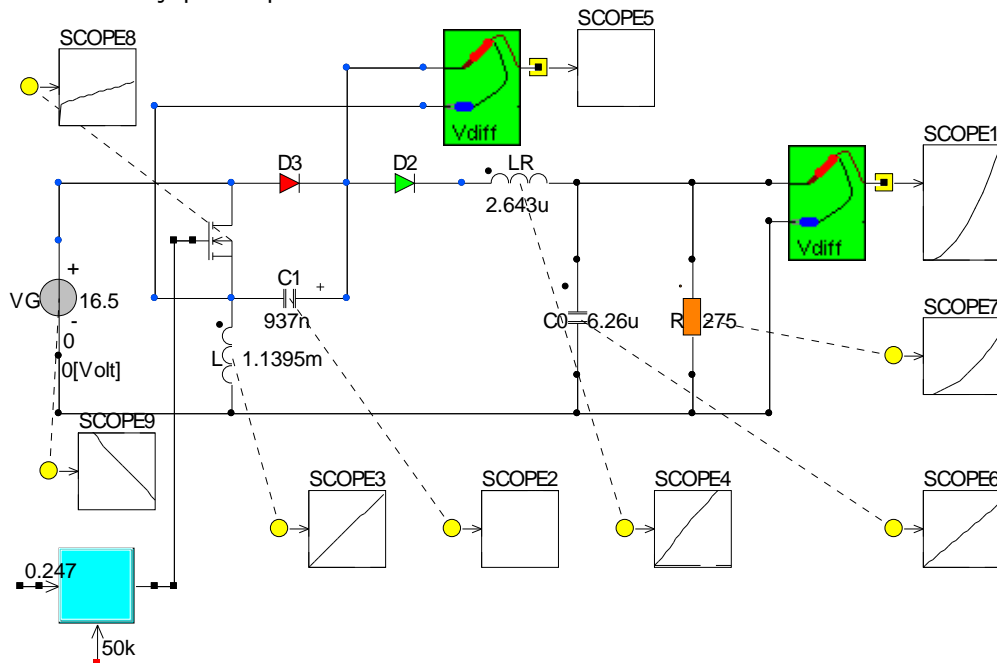


Fig. 6.7. Schema de simulare a convertorului propus. Sursa [original].

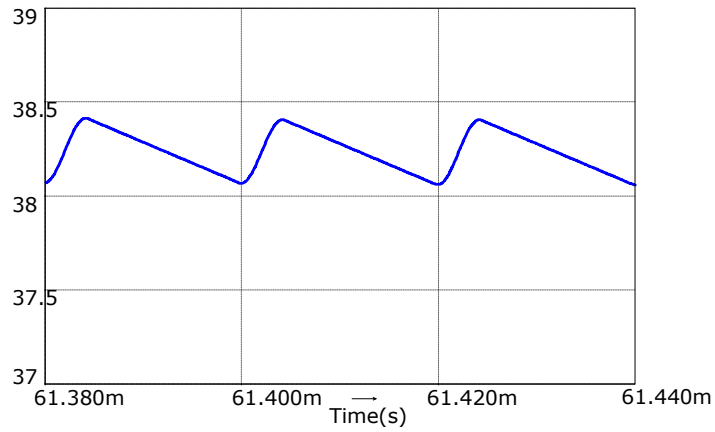


Fig. 6.8. Tensiunea de ieșire. Sursa [original].

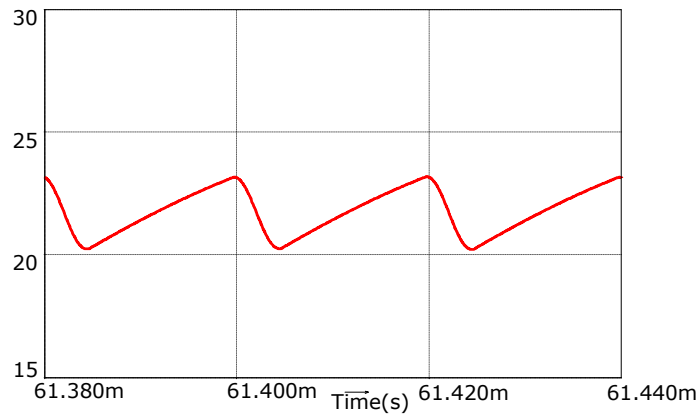


Fig. 6.9. Tensiunea pe condensatorul C. Sursa [original].

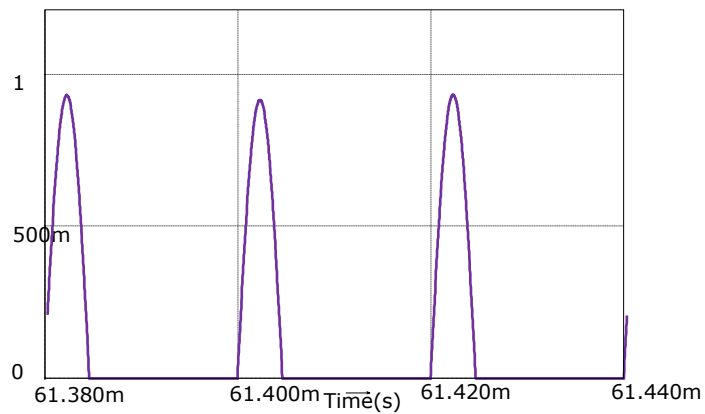


Fig. 6.10. Curentul prin bobina rezonantă. Sursa [original].

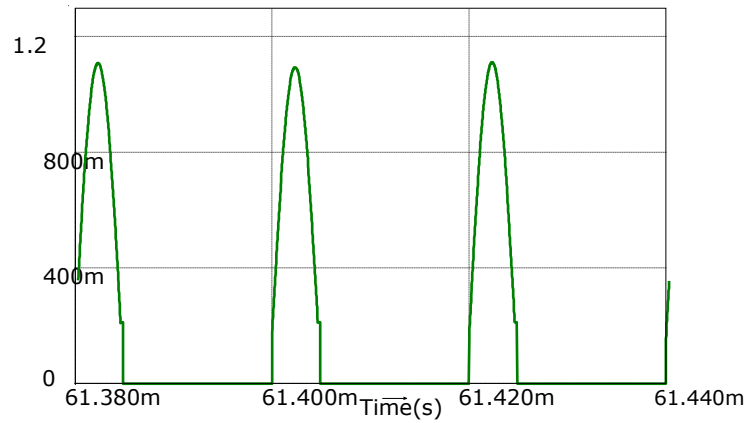


Fig. 6.11. Curentul prin tranzistor. Sursa [original].

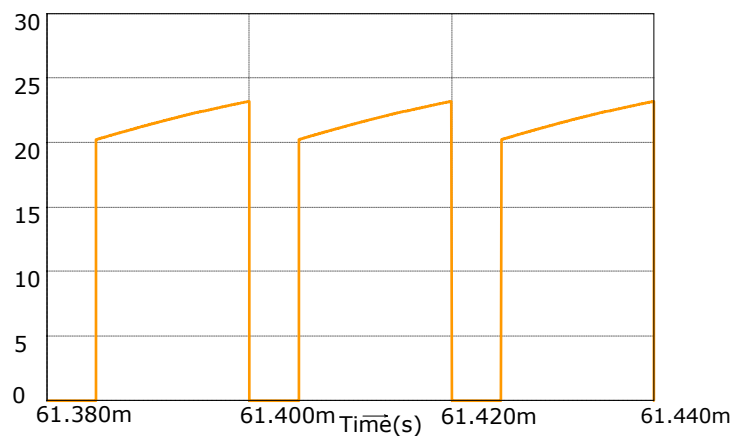


Fig. 6.12. Tensiunea pe tranzistor. Sursa [original].

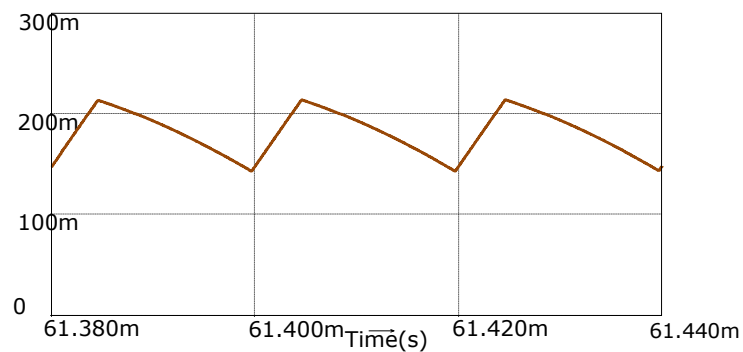


Fig. 6.13. Curentul prin bobina principală L. Sursa [original].

6.4. Rezultate experimentale

În vederea validării funcționării convertorului propus, a fost realizat un model experimental. Pentru o comparație echitabilă, valorile elementelor componente, utilizate la realizarea practică a circuitului experimental pentru convertor, sunt aceleași cu cele din simulare. Singura diferență este că, de acasă dată pierderile în conducție și în comutație sunt prezente, astfel că circuitul nu mai este unul ideal, ca în cazul aceluiași circuit simulat, ci este unul cu pierderi. Tranzistorul utilizat a fost unul de tip MOSFET de putere din seria IRF520 HEX-FET, în timp ce cele două diode au fost de tip PBYR10100.

Tensiunea drenă-sursă pe tranzistor, tensiunea pe condensatorul C și curentul prin bobina rezonantă aferente modurilor 1, 2 și 3 de funcționare sunt prezentate în Fig. 6.14, Fig. 6.15 și , respectiv Fig. 6.16.

Din motive de claritate, în special pentru componentele temporale, următoarele figuri vor include în mod implicit tensiunea drenă - sursă pe tranzistor ca și referință, prin urmare, această formă de undă nu va mai fi menționată atunci când se discută despre celelalte figuri, chiar dacă aceasta este prezentă.

Pulsațiile tensiunii de ieșire și curentul prin bobina rezonantă sunt prezentate în Fig. 6.17. Se poate observa că formele și valorile pulsației tensiunii de ieșire și a curentului prin bobina rezonantă sunt în bună concordanță cu teoria.

În Fig. 6.18 sunt arătate tensiunea pe dioda D_2 și curentul prin bobina rezonantă. De asemenea, solicitarea în tensiune pe dioda D_2 , egală cu tensiunea de ieșire este confirmată.

Fig. 6.19 ilustrează tensiunea și curentul pentru bobina principală L . Se poate observa că curentul prin bobina principală L are aproximativ aceeași formă liniară pe porțiuni, cum este în topologia clasică, fiind în concordanță cu teoria.

Tensiunea pe condensatorul C , împreună cu curentul prin bobina L sunt prezentate în Fig. 6.20, în timp ce Fig. 6.21 prezintă tensiunea pe condensatorul C , împreună cu curentul prin bobina rezonantă. Este ușor de remarcat că forma tensiunii pe condensatorul C este exact așa cum s-a prognozat teoretic și valoarea sa medie confirmă validitatea ecuației (6.3).

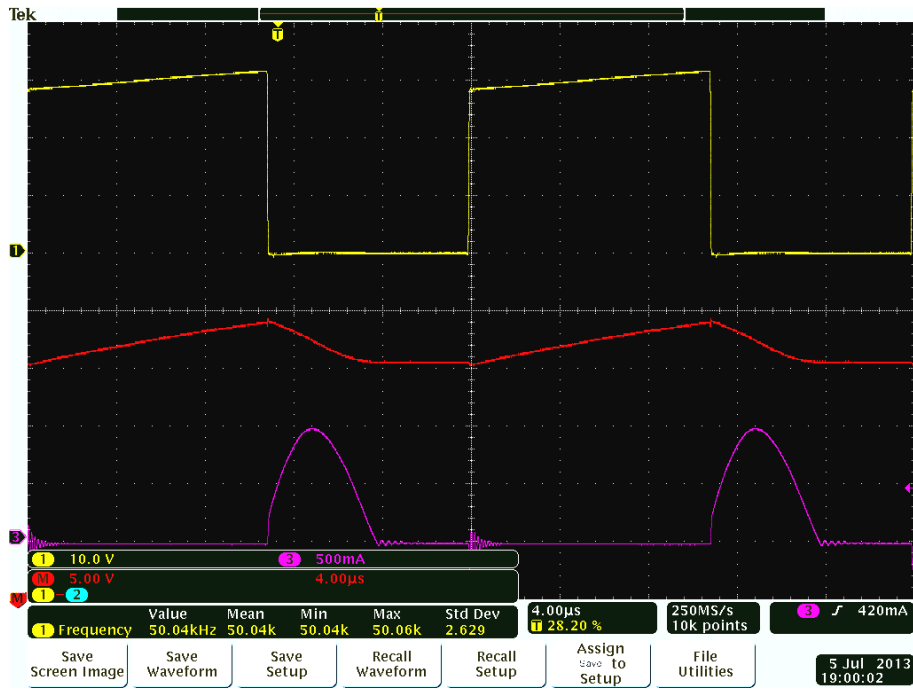


Fig. 6.14. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 1 de funcționare. Sursa [original].

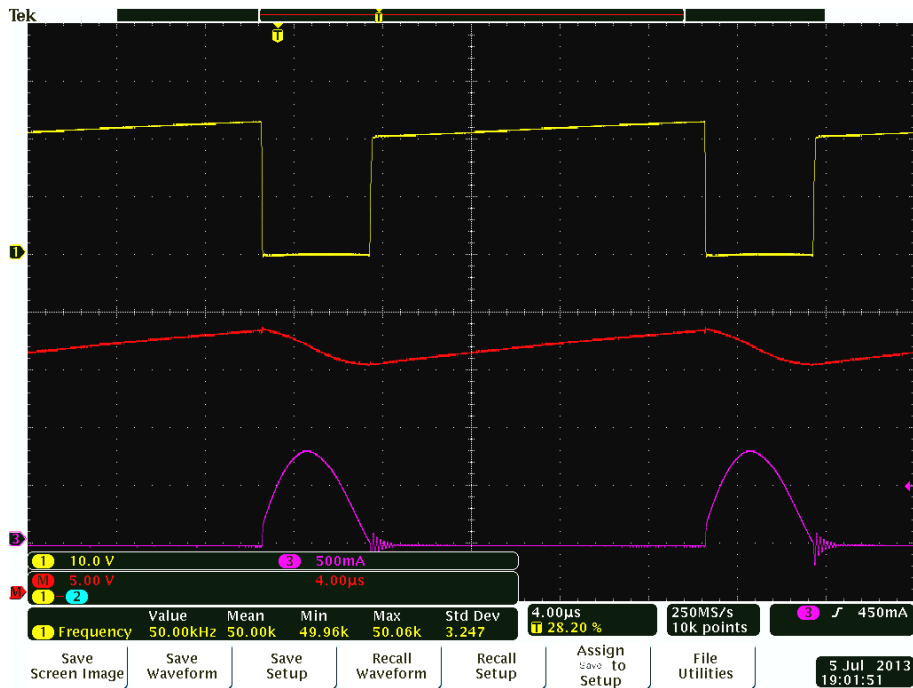


Fig. 6.15. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare. Sursa [original].

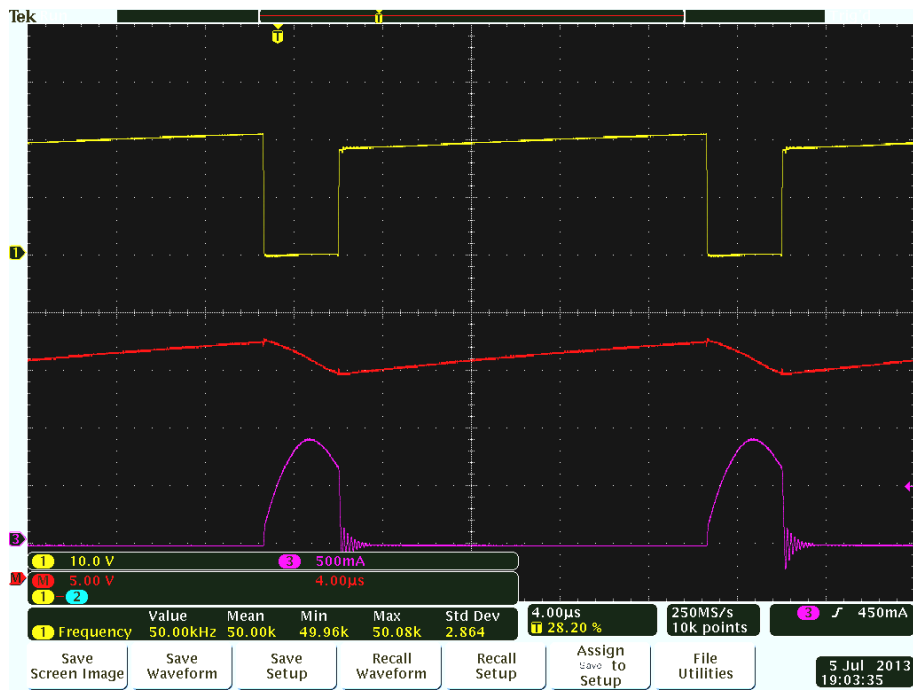


Fig. 6.16. Tensiunea pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roşu) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 3 de funcționare. Sursa [original].

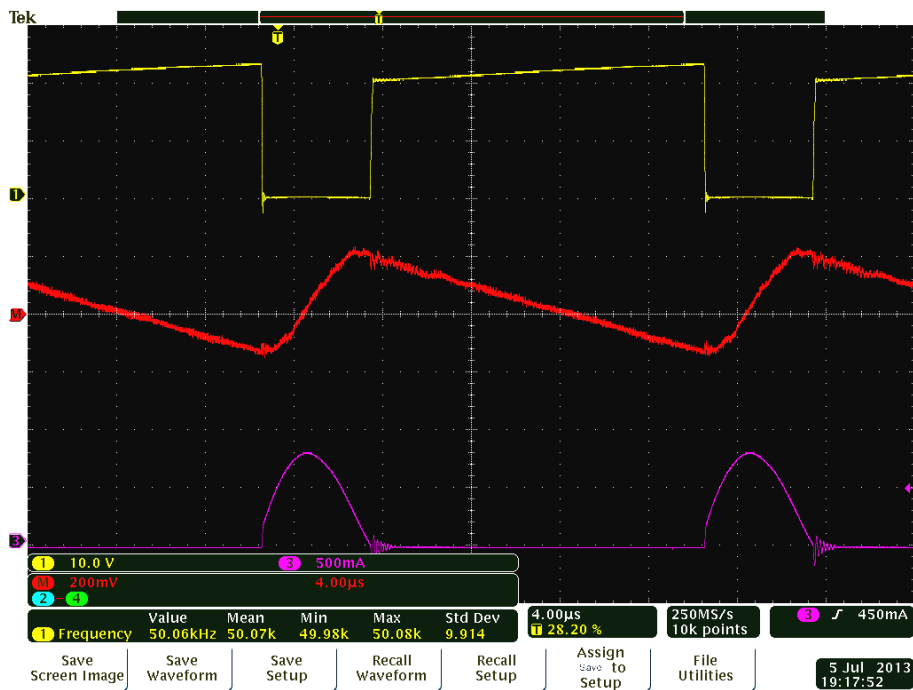


Fig. 6.17. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea de ieşire (roşu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

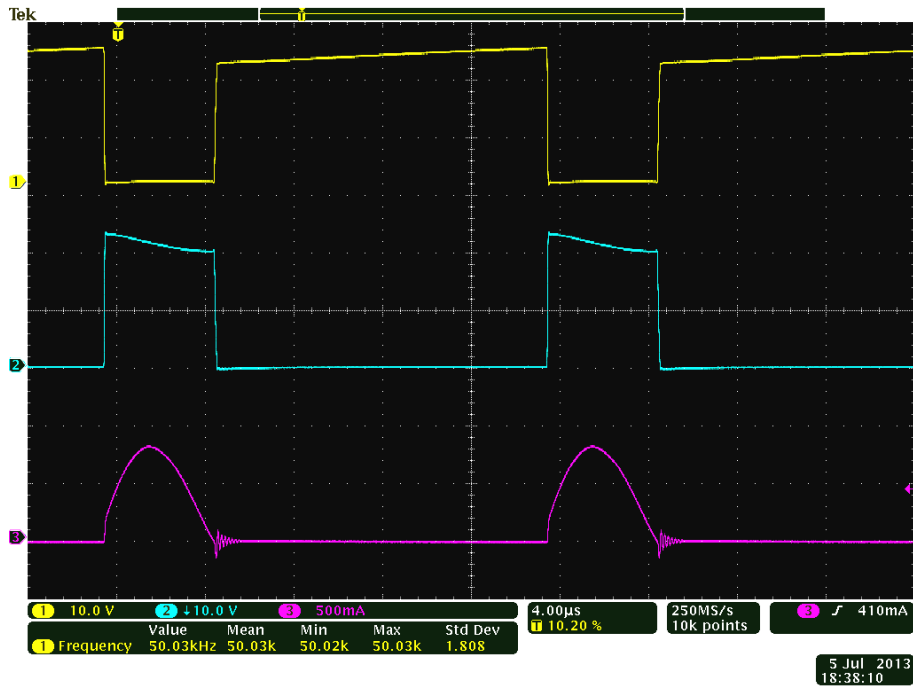


Fig. 6.18. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe dioda D_2 (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

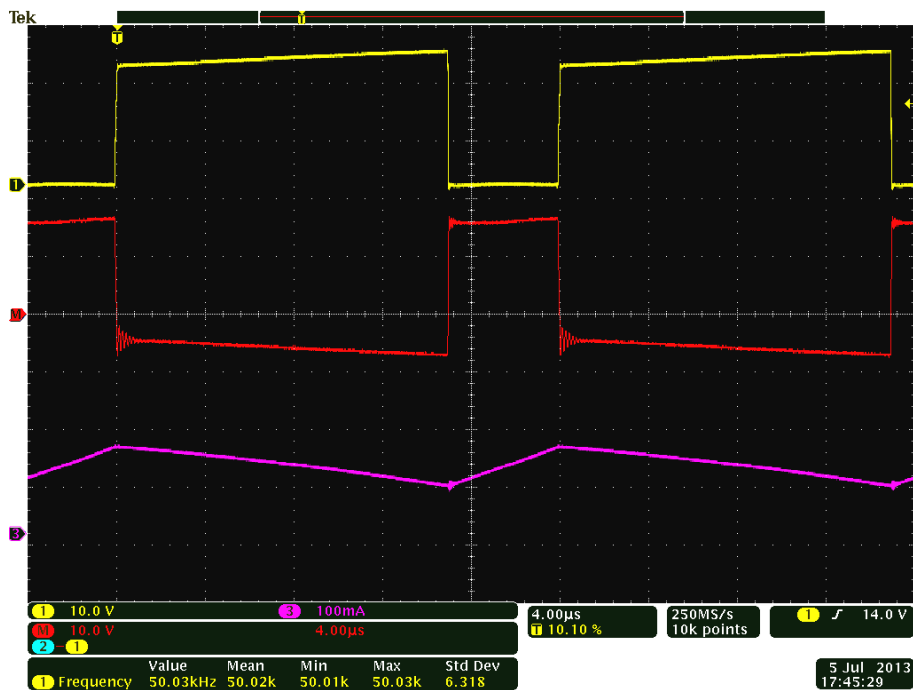


Fig. 6.19. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe bobina principală L (roșu) și curentul prin bobina principală L (violet). Sursa [original].

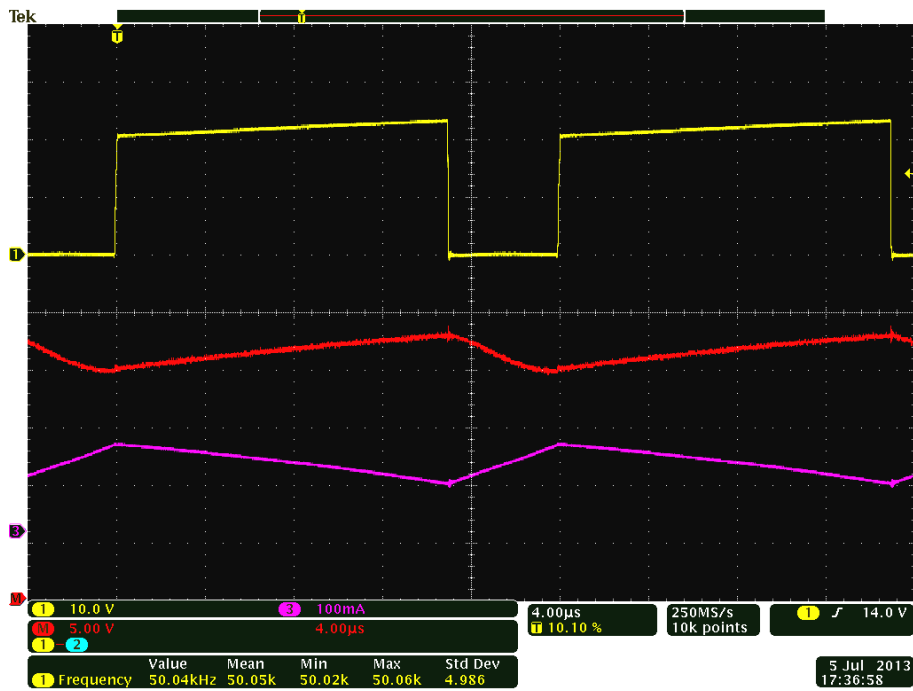


Fig. 6.20. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina principală L (violet). Sursa [original].

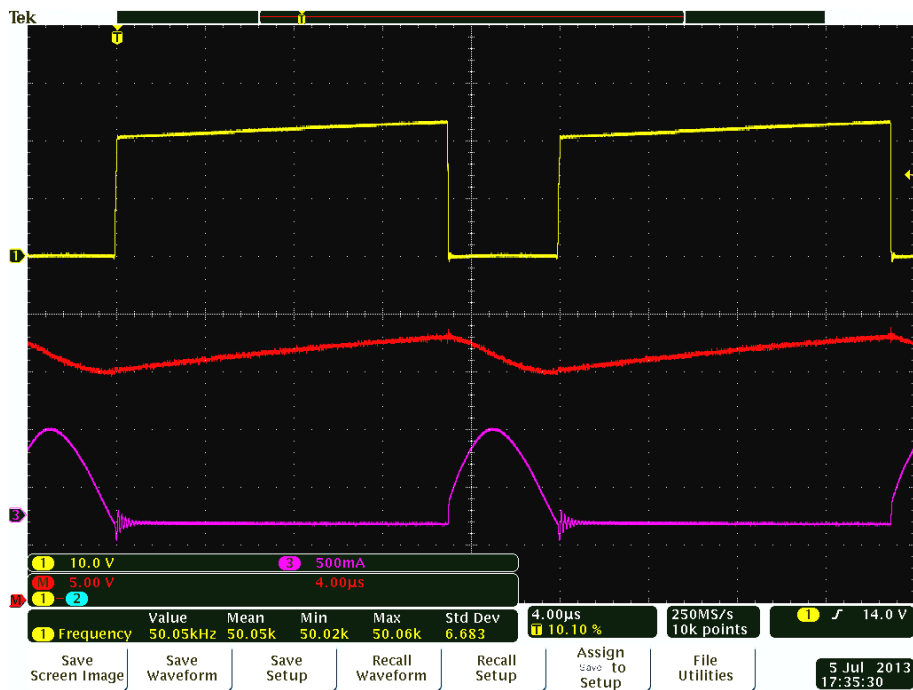


Fig. 6.21. Tensiunea (drenă-sursă) pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

În continuare au fost efectuate măsurători experimentale aferente funcționării în Modul 1, pentru ridicarea curbelor care dau dependența randamentului și a raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere. Factorul de umplere a fost modificat cu un pas de 0,05 pentru o gamă de valori cuprinse între 0,25 și 0,8. Valorile mărimilor măsurate sunt prezentate sintetic în Tabelul 6.1. Graficele au fost obținute cu ajutorul programului Matlab, programul fiind prezentat în Anexa 1. C6.

Tabelul 6.1. Valorile mărimilor măsurate pentru determinarea experimentală a raportului static de conversie și a randamentului.

D	t _{ON} [μ s] experim.	V _o [V]	I _o [A]	V _g [V]	I _g [A]	P _o [W]	P _g [W]	η [%]
0,25	5	37,216	0,13494	16,5	0.315	5,0219	5,1975	96,621
0,3	6	38,697	0,14024	16,5	0.341	5,4268	5,6265	96,450
0,35	7	40,41	0,14644	16,5	0.372	5,9176	6,1380	96,409
0,4	8	42,51	0,1541	16,5	0.412	6,5507	6,7980	96,362
0,45	9	44,96	0,16302	16,5	0.461	7,3293	7,6065	96,355
0,5	10	47,72	0,17306	16,5	0.520	8,2584	8,5800	96,251
0,55	11	51,26	0,18593	16,5	0.601	9,5307	9,9165	96,109
0,6	12	55,39	0,20097	16,5	0.704	11,1317	11,6160	95,830
0,65	13	61,04	0,22142	16,5	0.858	13,5154	14,1570	95,467
0,7	14	68,22	0,24765	16,5	1.078	16,8946	17,7870	94,982
0,75	15	78,15	0,28357	16,5	1.429	22,1609	23,5785	93,987
0,8	16	92,00	0,3336	16,5	2.03	30,6912	33,4950	91,629

Curba dependenței raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere, atât în formă teoretică, dată de relația (6.6), de culoare albastră din grafic cât și cea rezultată în urma valorilor măsurate, cea de culoare roșie, este reprezentată în Fig. 6.22. Se poate observa că, dependența practică urmărește îndeaproape pe cea teoretică, diferența fiind cauzată în principal de pierderile asociate solicitărilor pe dispozitivele semiconductoare, acestea fiind neideale. Evident în dependențele teoretice se pot introduce ajustări care să țină cont cel puțin de pierderile de conducție și astfel curbele vor avea o și mai bună coincidență.

În Fig. 6.23 se prezintă curba dependenței randamentului în funcție de factorul de umplere. Se poate observa că este obținut un randament foarte bun, mai mare de 94 %, pentru un factor de umplere modificat într-o gamă suficient de largă.

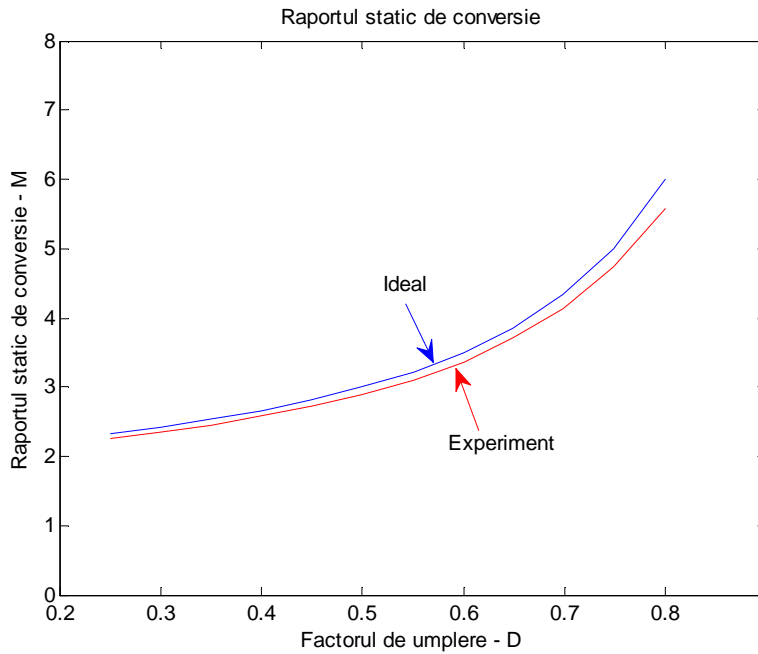


Fig. 6.22. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere: experimental (roșu) și ideal (albastru). Sursa [original].

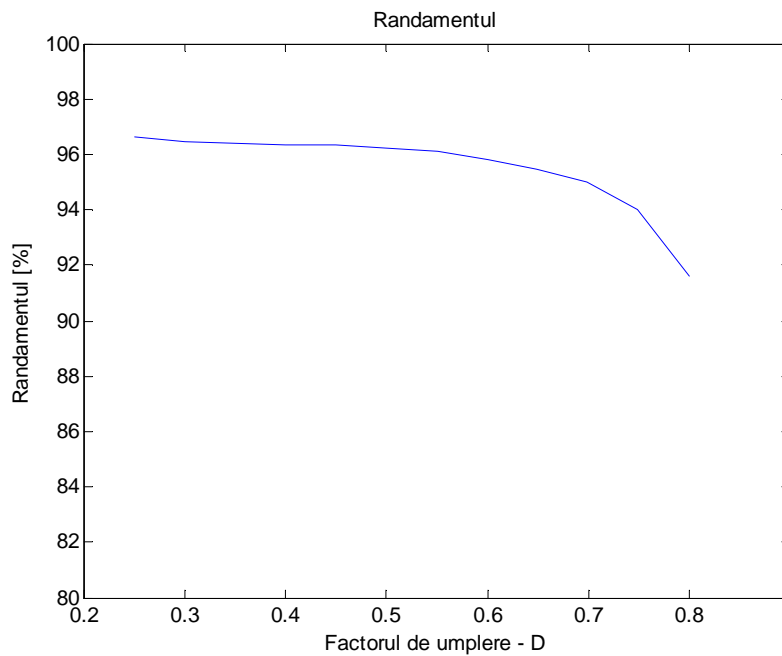


Fig. 6.23. Randamentul măsurat în funcție de factorul de umplere. Sursa [original].

6.5. Concluzii și contribuții personale

Principala contribuție personală a autorului în acest capitol este propunerea unei noi topologii ridicătoare de convertor dc-dc care prezintă o serie de **avantaje** relativ la structura boost clasică:

- solicitările în tensiune ale tuturor dispozitivelor semiconductoare sunt mai mici decât în structura clasică. Consecințele imediate sunt pierderile de conducție și de comutație mai mici.
- solicitarea în curent mediu pentru bobina principală L , este de $M/(M-1)$ ori mai mică decât în convertorul boost clasic. Aceasta permite ca acest dispozitiv magnetic să fie mai mic, contribuind la miniaturizarea convertorului;
- curentul mediu prin întrerupătorul S , I_S , este identic cu cel din convertorul boost clasic;
- curentul mediu prin dioda D_2 este și el egal cu cel din convertorul boost clasic și egal cu curentul de sarcină;
- condiția de funcționare CCM, inclusiv cea necondiționată este mai puțin restrictivă față de cea din convertorul boost clasic;
- randament foarte bun, prin micșorarea pierderilor pe elemente semiconductoare și bobină;
- raportul static de conversie independent de sarcină;
- pentru tensiuni de ieșire mari funcționarea se face la factori de umplere mai mici decât în topologia clasică ceea ce permite o comandă mai simplă, deoarece timpul de blocare al tranzistorului rămâne suficient de mare față de timpurile de comutație;
- curentul de intrare nu prezintă fronturi abrupte deoarece este suma a doi curenți inductivi. Așadar din punct de vedere al EMI structura are proprietăți favorabile;
- deși la o primă vedere structura are asemănări frapante cu un convertor QRC atât din punct de vedere al numărului de componente cât și al naturii acestora, deosebirea de un convertor QRC este radicală din cel puțin două puncte de vedere: comanda se face în factor de umplere și rezistența de ieșire este teoretic nulă iar solicitările dispozitivelor sunt mai mici sau cel mult egale cu cele din convertorul PWM părinte.

Singurul **dezavantaj** al topologiei propuse este restrângerea domeniului raportului static de conversie, între 2 și ∞ .

Desigur că pe lângă aceste contribuții există și unele inerente, care țin de metodologia cercetării și anume:

1. Efectuarea analizei de stare staționară, deducerea principalelor forme de undă, a ecuațiilor de funcționare inclusiv a condiției de funcționare CCM și a caracteristicilor statice.
2. Verificarea prin simulare a structurii propuse având ca rezultat final confirmarea considerațiilor teoretice.
3. Construcția unui prototip care a validat și prin experiment funcționalitatea topologiei propuse sub toate aspectele prognozate prin studiul teoretic.
4. Elaborarea programelor Matlab necesare în studiul teoretic și procesarea datelor experimentale.

5. Confirmarea în plan științific a cercetării prin publicarea topologiei propuse într-o lucrare științifică [19] indexată **BDI** - Scopus, CSA și Copernicus la "*International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*".

7. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor inferior

Introducere

În acest capitol se propune un nou convertor ridicător de tip Ćuk de generația a doua, care oferă solicitări mai mici în tensiune pe dispozitivele semiconductoare și randament ridicat în comparație cu convertor boost clasic. Funcționarea convertorului este similară cu cea a convertoarelor hard-switching PWM, cu excepția faptului că este introdus un interval de rezonanță în prima stare topologică. Accentul este pus pe modul cu conducție continuă (CCM) și sunt prezentate principalele mărimi și ecuațiile de funcționare.

Considerentele teoretice sunt verificate prin simulări și în final prin experimente care au confirmat fezabilitatea noii topologii propuse.

După cum este cunoscut, în convertorul boost clasic solicitările în tensiune pe dispozitivele semiconductoare sunt impuse de tensiunea de ieșire, care este cea mai mare tensiune din circuit. Acest lucru este un dezavantaj în aplicații de înaltă tensiune, care necesită dispozitive semiconductoare mai scumpe. Deoarece tranzistoarele de înaltă tensiune au rezistența în conducție mai mare, acest lucru duce, de asemenea, la pierderi mai mari în conducție. Pe de altă parte, pierderile în cupru depind de curentul prin bobină iar în topologia boost clasică acest curent este cel mai mare din circuit, fiind egal cu curentul de intrare. În plus, pierderile de comutație sunt, de asemenea, crescute, din cauza tensiunilor înalte sub care se efectuează comutația hard-switching a semiconductoarelor, rezultând astfel scăderea randamentului limitarea superioară a frecvenței de comutație. Referindu-ne la modul de comandă într-un convertor boost clasic, atunci când este nevoie de tensiuni de ieșire foarte mari, este necesar un factor de umplere mare, care face ca timpul de blocare al tranzistorului să fie comparabil cu timpii de comutație ai acestuia, astfel făcând comanda dificilă dacă nu imposibilă.

Convertoarele cu un singur tranzistor și două diode ar putea fi o soluție la ultimul dezavantaj menționat. În teza sa de doctorat [105] dr. Zhou introduce o astfel de clasă de convertoare, dar aceasta prezintă vârfuri de curent ridicate și deci pierderi importante. În [12] se introduc unele familii topologice de convertoare cu două tranzistoare mai performante în mod semnificativ decât omologii lor clasici în sensul solicitărilor pe întrerupătoare și bobină. Cu toate acestea, prezența a două dispozitive active face comanda destul de complicată.

În [28] prof. Ćuk propune o nouă topologie ridicătoare pornind de la topologia clasică prin inserarea a trei dispozitive: un condensator intern, un inductor rezonant și o diodă suplimentară pentru limitarea intervalului de rezonanță din prima stare topologică la o semiperioadă. Aceasta topologie pare promițătoare, deoarece poate fi folosită, de asemenea, în corecția factorului de putere (PFC). Prezentul capitol propune un nou convertor de tip boost, care elimină toate neajunsurile menționate anterior. Ideea a fost de a obține convertorul pornind de la unul dintre convertoarele cu un transistor și două diode, propus de dr. Zhou în [105]. Acest convertor este

modificat folosind aceeași tehnică folosită de prof. Ćuk pentru obținerea convertorului brevetat în [28].

7.1. Analiza de stare staționară

Fig. 7.1 prezintă noul convertor ridicător propus, cu tensiunile și curenții definiți ca și sensuri.

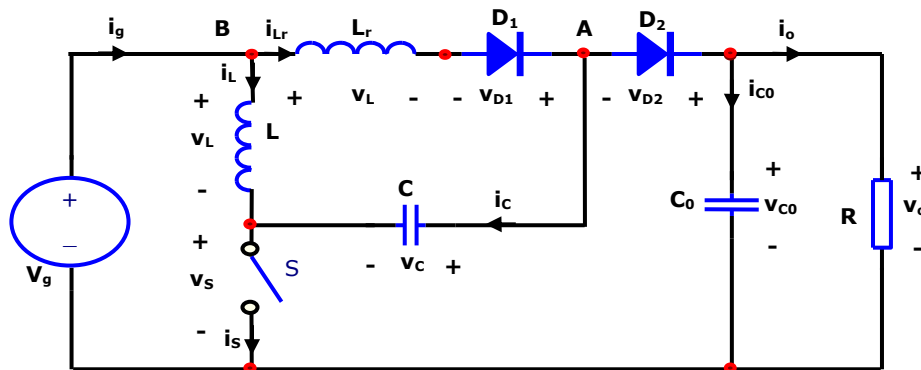


Fig. 7.1. Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor inferior.
Sursa [original].

Bobina L , dioda D_2 și tranzistorul S sunt moștenite de la convertorul boost clasic. De aceea, funcționarea în modul cu conducție continuă (CCM) este definită la fel ca în topologia clasică, adică curentul prin bobina L , i_L să fie întotdeauna pozitiv și, prin urmare, dioda D_2 va fi în stare de conducție pe întreaga durată de blocare a tranzistorului S . În prima stare topologică, atunci când tranzistorul este în conducție, se configurează un circuit rezonant constând din $V_g - L_r - D_1 - C - S$. Condensatorul C este descărcat și un curent sinusoidal, i_{Lr} , prin ramura $L_r - D_1$. Acest fenomen de rezonanță durează doar jumătate perioada de rezonanță, deoarece D_1 este un element unidirecțional curent.

Simultan, curentul prin bobina L crește liniar, deoarece tensiunea de intrare constantă este aplicată direct la bornele sale atunci când tranzistorul este în conducție. Prin tranzistor vor trece doi curenți: curentul liniar care parcurge bobina L și curentul sinusoidal care trece prin bobina rezonantă L_r . Când tranzistorul S este în conducție, dioda D_2 va fi permanent blocată, astfel că diferența dintre tensiunea de ieșire și tensiunea condensatorului C este aplicată invers peste ea. Parcurgând bucla $L_r - D_1 - C - L$ și luând în considerare faptul că tensiunea medie pe cele două bobine este nulă, rezultă imediat că tensiunea medie pe condensatorul C este egală cu tensiunea inversă de pe dioda D_1 , cu polaritatea indicată în Fig. 7.1.

În a doua stare topologică, atunci când tranzistorul este blocat, curentul i_L trece prin condensatorul C , dioda D_2 și sarcină. Condensatorul C este descărcat și această descărcare poate fi considerată liniară dacă curentul i_L are pulsații neglijabile. Funcționarea circuitului de ieșire $D_2 - C_0 - R$ este similară cu cea a convertorului clasic. Principalele forme de undă sunt prezentate în Fig. 7.2, unde s-a presupus că tranzistorul conduce o durată timp care este egală exact cu jumătate din perioada de rezonanță.

Perioada de rezonanță este dată de relația lui Thomson: $T_0 = 2\pi\sqrt{L_r C}$.

Curentul prin bobina rezonantă L_r , i_{L_r} , va prezenta o formă de undă sinusoidală. Deoarece dioda D_1 este conectată în serie cu bobina rezonantă L_r , curentul rezonant sinusoidal durează doar jumătate din perioada de rezonanță T_0 . Energia înmagazinată în bobina rezonantă L_r este nulă la începutul și la sfârșitul intervalului de conducție al tranzistorului, deoarece curentul de rezonanță reprezintă jumătatea unei sinusoide.

Comparând perioada de conducție, T_{ON} , a tranzistorului S cu jumătate din această perioadă de rezonanță, rezultă că sunt posibile [28] trei cazuri distincte de funcționare, așa cum sunt schițate în Fig. 7.3., notate cu Modul 1, Modul 2, respectiv Modul 3:

Modul 1: $T_{ON} > T_0/2$

Modul 2: $T_{ON} = T_0/2$

Modul 3: $T_{ON} < T_0/2$

În modul 1 și modul 2 curentul rezonant i_{L_r} ajunge la zero înainte sau la limita de la sfârșitul duratei de conducție a tranzistorului. Modul 1 ar putea fi acceptat, deoarece duce la pierderi mici de comutație pentru că realizează o comutație (blocare) la curent zero, (ZCS), soft-switching pentru D_1 , eliminându-se astfel pierderile cauzate de curenți inverși mari la aducerea în blocare și perioade lungi de tranziție. Acest lucru se petrece și în modul 2 de funcționare.

Pentru o funcționare optimă, este recomandat modul 2, caz în care perioada de conducție a diodei, T_{ON} , trebuie să fie egală cu jumătate din perioada de rezonanță:

$$DT_S = \pi\sqrt{L_r C} \quad (7.1)$$

În modul 3 tranzistorul se blochează înainte de a se încheia jumătate din durata perioadei de rezonanță. Acest mod ar trebui evitat, deoarece pierderile ar fi semnificative pe dioda D_1 , fiind un mod de funcționare hard-switching ar duce și mai mult la mărirea pierderilor cauzate de curenți inverși mari la aducerea în blocare și perioade lungi de tranziție. În plus, ecuațiile de funcționare sunt ceva mai complicat de dedus.

Deoarece timpul de conducție al tranzistorului este impus de relația (7.1), gradul de libertate necesar comenzii se obține modificând frecvența de comutație.

În implementările practice, se preferă funcționarea în primul mod, dar foarte aproape de modul al doilea, pentru a fi siguri că convertorul funcționează cu comutare soft, reglajul tensiunii de ieșire făcându-se din factorul de umplere.

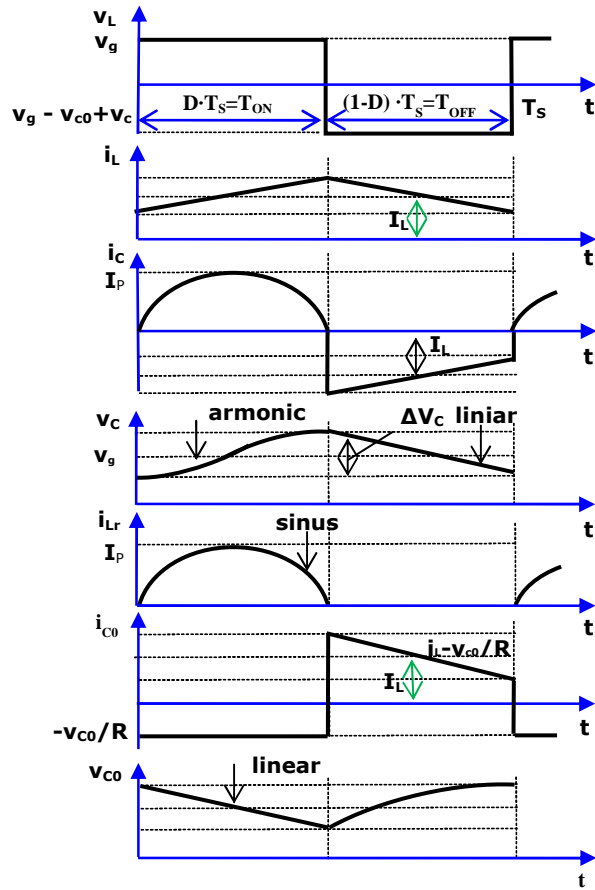


Fig. 7.2. Formele de undă teoretice pentru convertorul din Fig. 7.1. Sursa [original].

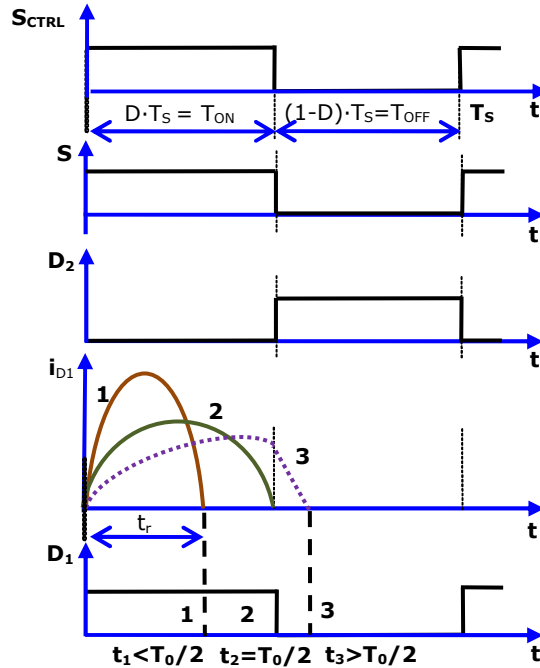


Fig. 7.3. Cele trei moduri posibile de funcționare. Sursa [original].

7.2. Caracteristici statice

Principalele relații de funcționare se pot deduce clasic ca în [39], vom presupune că curenții inductivi, respectiv tensiunile capacitive prezintă pulsații mici, valorile instantanee fiind bine approximate de componentele continue. Impunând ca valoarea medie a tensiunii pe L să fie nulă putem scrie că:

$$DV_g + (1 - D)(V_g - V_{Co} + V_C) = 0 \quad (7.2)$$

aceeași relație pentru L_r duce la:

$$D(V_g - V_C) + (1 - D)0 = 0 \quad (7.3)$$

Din (7.3) rezultă imediat că:

$$V_C = V_g \quad (7.4)$$

și înlocuind în (7.2), tensiunea continuă de ieșire este:

$$V_o = V_{Co} = \frac{2 - D}{1 - D} V_g \quad (7.5)$$

Prin urmare, raportul static de conversie este:

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{2 - D}{1 - D} = 1 + \frac{1}{1 - D} \quad (7.6)$$

Relația (7.6) scoate în evidență natura ridicătoare al convertorului, deoarece D ia valori între 0 și 1. De fapt, este clar că raportul static de conversie statică este $M \geq 2$. În Fig. 7.3. este prezentată dependența raportului static de conversie, M , funcție de factorul de umplere, D , pentru convertorul propus (curba de culoare verde) și, pentru comparație, aceeași dependență pentru convertorul boost clasic

(curba de culoare albastră).

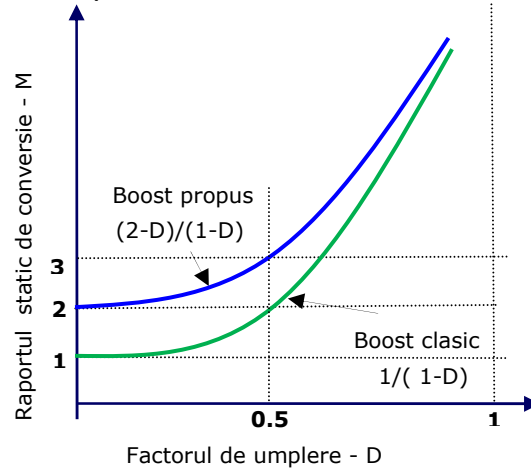


Fig. 7.4. Dependența raportului static de conversie față de factorul de umplere pentru convertorul boost clasic (verde) și pentru noul convertor ridicător propus (albastru). Sursa [original].

Este clar că același raport static de conversie se obține în cazul noii topologii la un factor de umplere mai mic decât în cazul unui boost clasic. Această proprietate este utilă atunci când se doresc tensiuni de ieșire mari care în cazul noului convertor se vor obține la factori de umplere încă moderați.

Din Fig. 7.2 și Fig. 7.5 se pot ușor estimata solicitările în tensiune pe transistor și diode, ca fiind:

$$V_S = V_{D_2} = V_{D_1} = V_{C_0} - V_C = V_0 - V_g \leq V_S^{\text{boost clasic}} \quad (7.7)$$

După cum este cunoscut, într-un convertor boost clasic solicitările în tensiune pe tranzistor și diode sunt egale cu tensiunea de ieșire, V_o . Din relația (7.7) rezultă că dispozitivele semiconductoare sunt supuse unor solicitări mai mici în comparație cu topologia clasică. Acest lucru face ca pentru toate cele trei dispozitive să avem pierderi mai mici de conducție, în special în aplicații de înaltă tensiune, ca urmare a faptului că vom avea tranzistoare de tensiune mai mică, care au rezistența în conducție mai mică. Pierderile de comutație se reduc și ele datorită faptului că dispozitivele semiconductoare comută sub tensiuni mai mici. Prin urmare se poate obține un randament mai ridicat și frecvența de comutație poate crește. În scopul de a estima valoarea medie a curentului pe bobina L , aplicând legile lui Kirchhoff (KCL) pentru convertorul din Fig. 7.1, obținem următoarea relație dintre valorile curentilor:

$$I_L + I_C + I_{D_2} = I_g \quad (7.8)$$

Pe de altă parte, în curent continuu $I_{D_2} = I_o$ și valoarea curentului prin orice condensator este zero $I_C = 0$. Luând acestea în considerare, pornind de la (7.8), rezultă că:

$$I_L = I_g - I_o \leq I_L^{\text{boost clasic}} \quad (7.9)$$

Având în vedere faptul că într-un convertor boost clasic curentul prin bobina L , este egal cu curentul de intrare, I_g , din relația (7.9), este clar că în noul convertor

curentul prin bobina L este mai mic. Acesta este un avantaj, deoarece se reduc semnificativ atât mărimea miezului magnetic și greutatea acestei bobine. Curentul mediu prin tranzistor este egal cu curentul mediu prin bobina L , deoarece curentul mediu prin condensatorul C este zero:

$$I_S = I_g - I_o = I_S^{boost\ classic} \quad (7.10)$$

Astfel se obține același curent prin tranzistor ca și în topologia clasică. De asemenea, curentul prin dioda D_2 este egal cu cel de la convertorul boost clasic, deoarece circuitele de ieșire ale celor două convertoare sunt aceleași.

$$I_{D_2} = I_o = I_{D_2}^{boost\ classic} \quad (7.11)$$

Dioda suplimentară D_1 nu este prezentă în topologia clasică, iar rolul său în acest convertor este de a limita rezonanța la prima semiperioadă. Curentul maxim la care este solicitată aceasta folosind (9.6), este dat de relația:

$$I_{D1} = \frac{V_C}{\sqrt{\frac{L_r}{C}}} = \frac{(2-D) \cdot V_g}{(1-D) \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C}}} \quad (7.12)$$

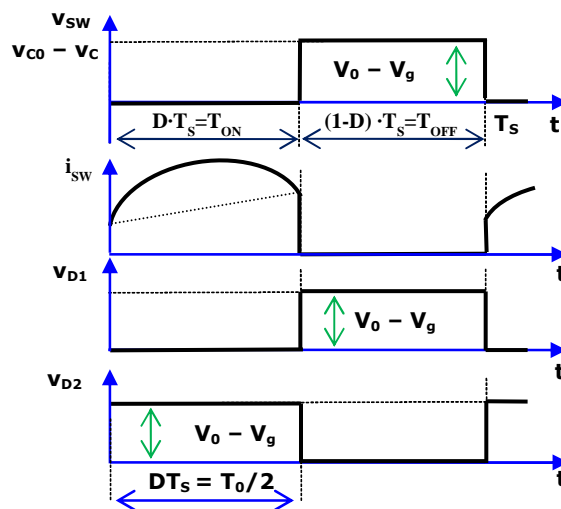


Fig. 7. 5. Solicitățile în tensiune și curent ale dispozitivelor semiconductoare.
Sursa [original].

Concluzionând, în convertorul propus toate solicitările în tensiune sau curent sunt mai mici sau cel mult egale cu solicitările similare corespunzătoare din topologia boost clasică, acesta fiind unul dintre principalele avantaje ale arhitecturii propuse.

Ne propunem să găsim condiția de funcționare CCM. În acest scop impunem ca prin bobina L curentul să nu se anuleze, adică:

$$I_{L\ min} = I_L - \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L \geq 0 \quad (7.13)$$

Pulsațiile vârf la vârf ale curentului prin bobina L sunt date de aceeași relație ca cea din convertorul clasic:

$$\Delta I_L = \frac{V_g}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (7.14)$$

Pe de altă parte, din nodul B, avem imediat că $I_L = I_g - I_o = MI_o - I_o$ și ținând cont și de (7.14), relația (7.13) se scrie echivalent:

$$(M-1) \cdot I_o \geq \frac{1}{2} \frac{V_g}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (7.15)$$

Scriind că $I_o = \frac{V_o}{R}$ și forțând factor comun pe V_o în membrul drept, relația (7.15) devine:

$$(M-1) \cdot \frac{V_o}{R} \geq \frac{1}{2} \frac{V_o \cdot \left(\frac{V_g}{V_o}\right)}{L} \cdot D \cdot T_s \quad (7.16)$$

sau, ținând cont că în membrul drept $\frac{V_g}{V_o} = \frac{1}{M}$, după câteva calcule simple inegalitatea va avea forma:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_s}{R} \geq \frac{D}{M(M-1)} \quad (7.17)$$

Înlocuind în relația (7.17) pe M din (7.6), se obține condiția finală de funcționare necondiționată CCM:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f_s}{R} \geq \frac{D(1-D)^2}{2-D} \quad (7.18)$$

Condiția (7.18) este identică cu cea a noului convertor ridicător analizat în capitolul 6 și de aceea toate rezultatele privind condiția de funcționare CCM de la convertorul respectiv se aplică identic și convertorului analizat în prezentul capitol. Deci avem o condiție de funcționare CCM mai relaxată decât în cazul unui boost clasic și condiția de funcționare necondiționată CCM este

$$\frac{2L \cdot f_s}{R} \geq \frac{5\sqrt{5} - 11}{2} = 0,0902 \quad (7.19)$$

obținută pentru $D = \frac{3 - \sqrt{5}}{2}$. Desigur și condiția de funcționare necondiționată CCM este mai relaxată decât la un boost clasic, cu consecințe favorabile în privința dimensionării inductanței L , ca dimensiuni și greutate. Relațiile de mai sus sunt principalele ecuații care guvernează funcționarea noului convertor propus și ecuațiile de proiectare pot fi ușor deduse, similar convertorului boost clasic.

7.3. Verificări prin simulare

În scopul de a verifica aspectele teoretice prezentate anterior, convertorul ridicător propus a fost mai întâi simulat. Pentru simulare a fost utilizat programul CASPOC [89], alimentarea convertorului fiind tipică pentru o tensiune de ieșire a unei celule fotovoltaice (PV). Pentru o comparație justă între teorie, simulare și experiment, valorile numerice pentru parametrii elementelor de circuit ale convertorului au fost aceleași ca și cele care vor fi folosite ulterior în experiment:

$$V_g = 16,5V; L = 914\mu H; C = 1,49\mu F; L_r = 5,34\mu H;$$

$$C_o = 4,35\mu F; R = 204\Omega; f_s = 40kHz; D = 0,3545.$$

Factorul de umplere $D = 0,3545$, a fost ales conform relației (7.6) pentru

impunerea unei funcționări în modul 2. În Fig. 7.6. este prezentată scema de simulare. Sunt prezentate apoi rezultate ale simulării convertorului.

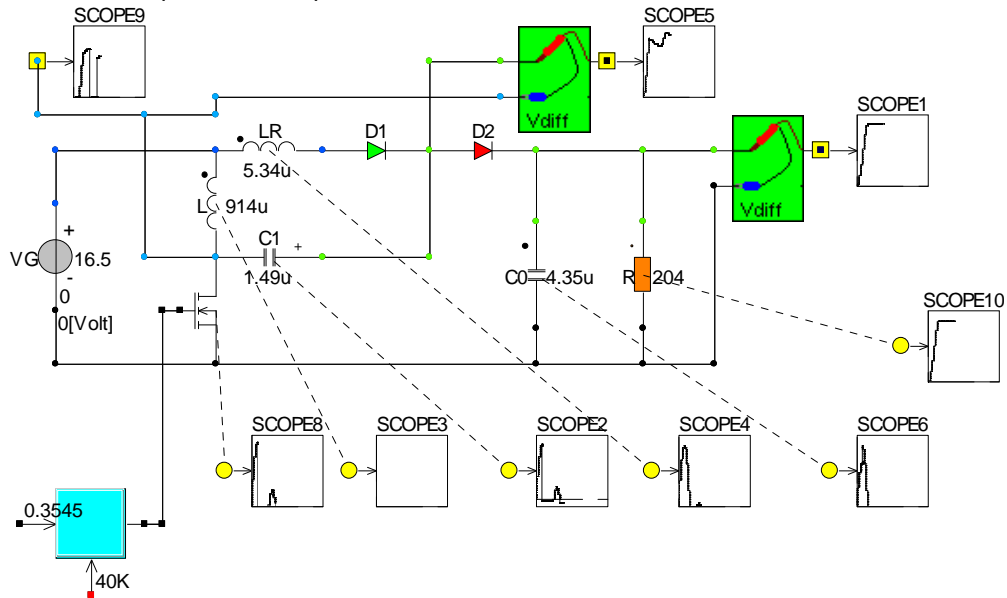


Fig. 7.6. Schema de simulare a convertorului propus. Sursa [original].

În Fig. 7.7 se prezintă forma simulată a tensiunii de ieșire în timp ce Fig. 7.8 evidențiază tensiunea pe condensatorul C. Se poate observa că tensiunea continuă de ieșire este foarte aproape de 42 V, în timp ce ecuația (7.5) prezice valoarea calculată de 41,98 V. Tensiunea medie pe condensatorul C este egală cu 16,5 V, atât cât rezultă din relația (7.4) și de asemenea, natura rezonantă prin forma cosinusoidală a tensiunii condensatorului C este evidentă și corespunde temporal curentului bobinei rezonante, așa cum a fost anticipat de teorie.

Curentul prin bobina rezonantă, L_r , este ilustrat în Fig. 7.9, în timp ce în Fig. 7.10 se poate vedea curentul prin bobina L.

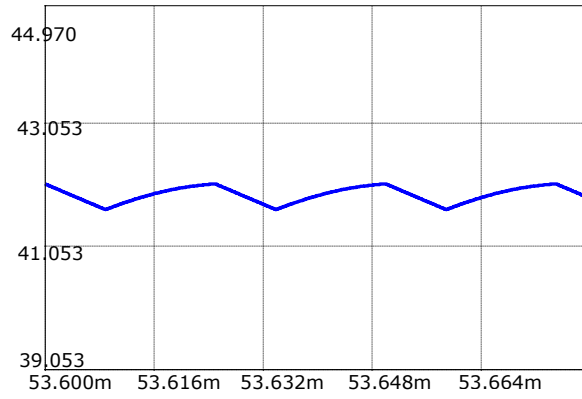


Fig. 7.7. Tensiunea de ieșire. Sursa [original].

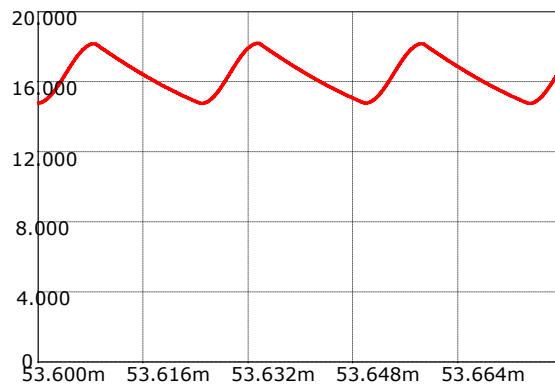


Fig. 7.8. Tensiunea pe condensatorul C. Sursa [original].

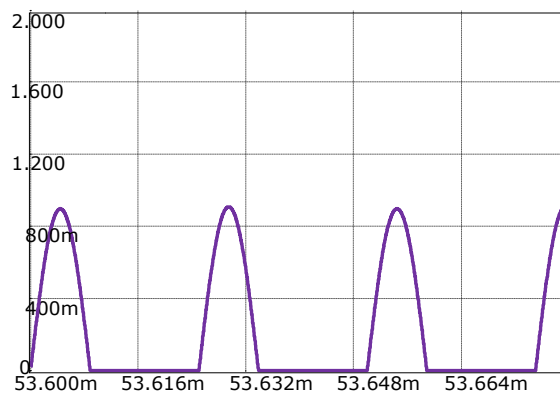


Fig. 7.9. Curentul prin bobina rezonantă. Sursa [original].

Se confirmă forma curentului prin bobina rezonantă L_r , care într-adevăr este o semisiunosoidă pozitivă. Se poate observa, de asemenea, că și curentul prin bobina principală L are aproximativ aceeași formă liniară pe porțiuni, cum este omologul său din topologia clasică.

Fig. 7.11 prezintă curentul prin tranzistor în timp ce în Fig. 7.12 este reprezentată tensiunea pe tranzistor. Forma curentului prin tranzistor indică faptul că aceasta este suma curentului prin bobina L și a curentului prin bobina rezonantă L_r , așa cum a fost anticipat, prognozat. Neglijând pulsațiile tensiunii pe tranzistor, se poate observa că solicitarea în tensiune pe tranzistor este egală cu 25,5 V, așa cum era de așteptat conform relației (7.7).

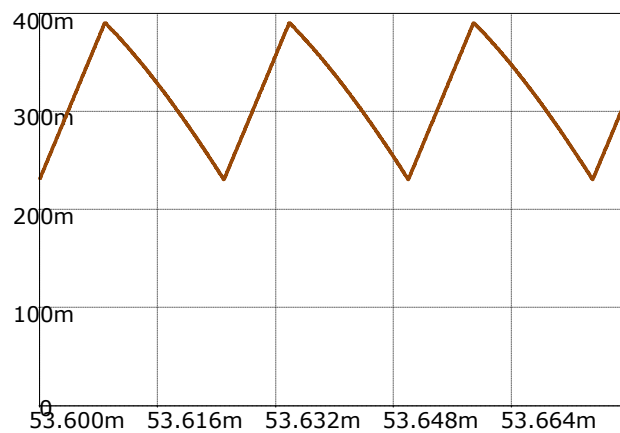


Fig. 7.10. Curentul prin bobina principală. Sursa [original].

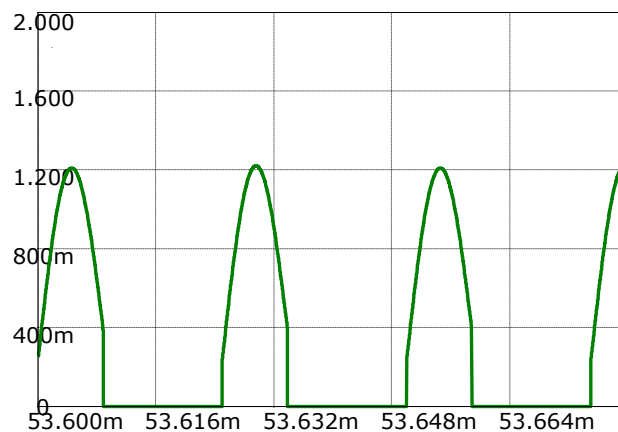


Fig. 7.11. Curentul prin tranzistor. Sursa [original].

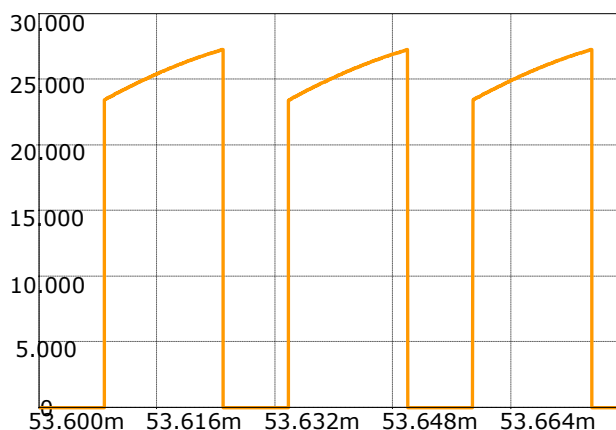


Fig. 7.12. Tensiunea pe tranzistor. Sursa [original].

Astfel simulările au validat în totalitate considerentele și prognozele teoretice.

7.4. Rezultate experimentale

Confirmarea funcționării și a proprietăților convertorului propus, s-a făcut pe un montaj experimental. Pentru o comparație echitabilă, valorile elementelor componente, utilizate la realizarea practică a circuitului experimental pentru convertor, au fost aceleași cu cele din simulare. Singura diferență este că, în experiment există pierderi în conducție și în comutație, astfel că circuitul nu mai este unul ideal, ca în cazul simulat. Tranzistorul utilizat a fost unul de tip MOSFET de putere din seria IRF520 HEX-FET, în timp ce cele două diode au fost de tip PBYR10100.

Tensiunea drenă-sursă pe tranzistor și curentul prin bobina rezonantă aferente modurilor 1, 2 și 3 de funcționare sunt prezentate în Fig. 7.13, Fig. 7.14 și respectiv, Fig. 7.15.

Făcând excepție pentru Fig. 7.18, din motive de evidențiere a componentelor temporale, următoarele figuri vor include în mod implicit tensiunea drenă - sursă pe tranzistor ca și referință, prin urmare, această formă de undă nu va mai fi menționată atunci când se discută despre celelalte figuri, chiar dacă aceasta este prezentă și în acestea.

Tensiunea de ieșire și curentul prin bobina rezonantă sunt prezentate în Fig. 7.16. iar în Fig. 7.17 se ilustrează pulsatiile tensiunii de ieșire și curentul prin bobina rezonantă.

În fig. 7.18 sunt evidențiate tensiunea în punctul A față de masă, tensiunea pe dioda D_2 și curentul prin bobina rezonantă. Se confirmă că solicitarea în tensiune a diodei D_2 este egală cu tensiunea de ieșire minus tensiunea de intrare.

Fig. 7.19 prezintă tensiunea pe bobina L alături de curentul prin bobina L . Se poate observa că curentul prin bobina L are aproximativ aceeași formă liniară pe porțiuni ca în topologia clasică.

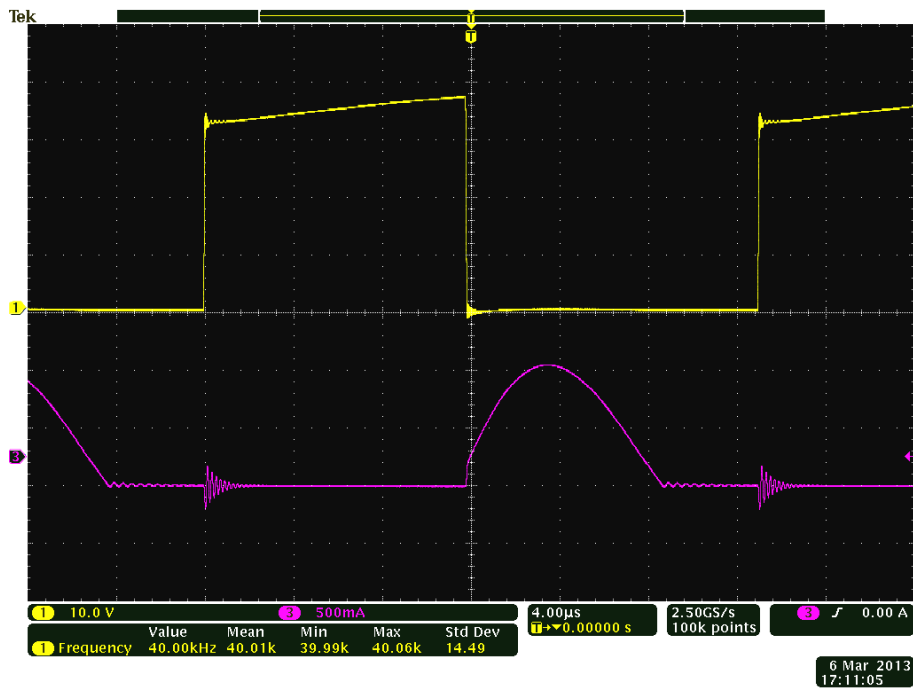


Fig. 7.13. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 1 de funcționare. Sursa [original].

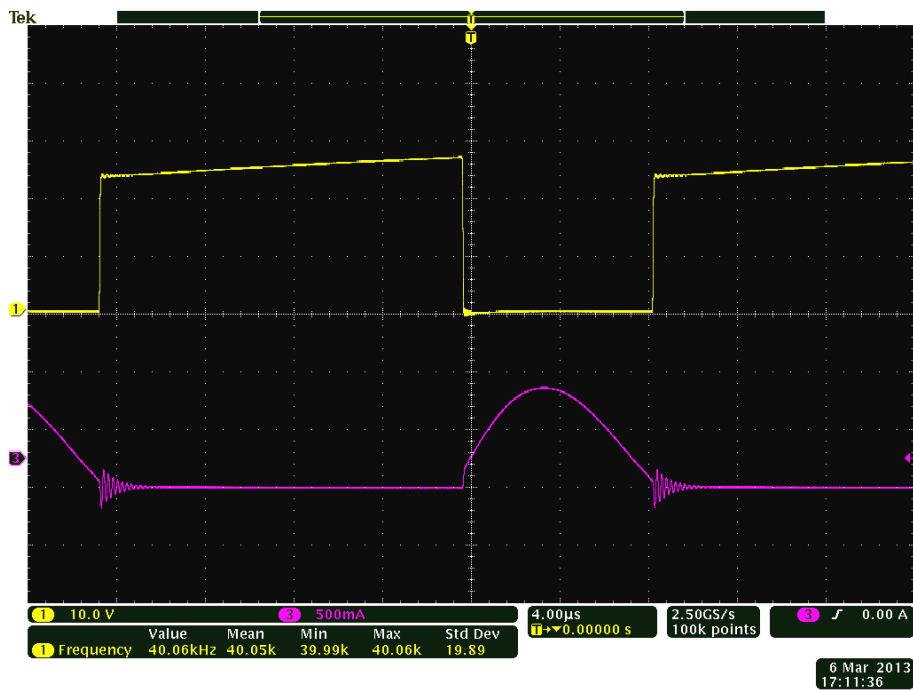


Fig. 7.14. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare. Sursa [original].

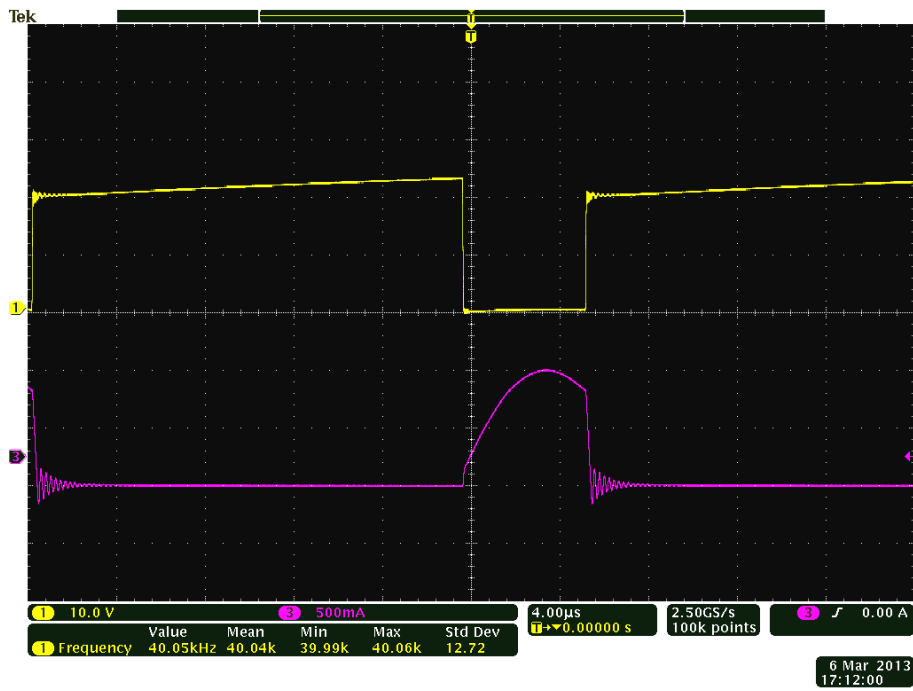


Fig. 7.15. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 3 de funcționare. Sursa [original].

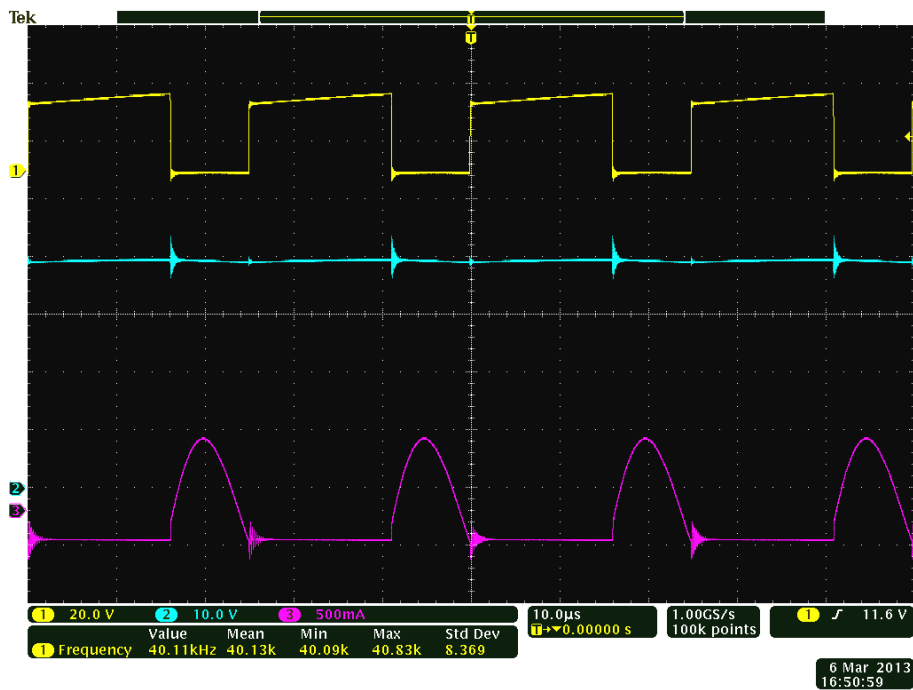


Fig. 7.16. Tensiunea drenă-sursă pe tranzistor (galben), tensiunea de ieșire (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

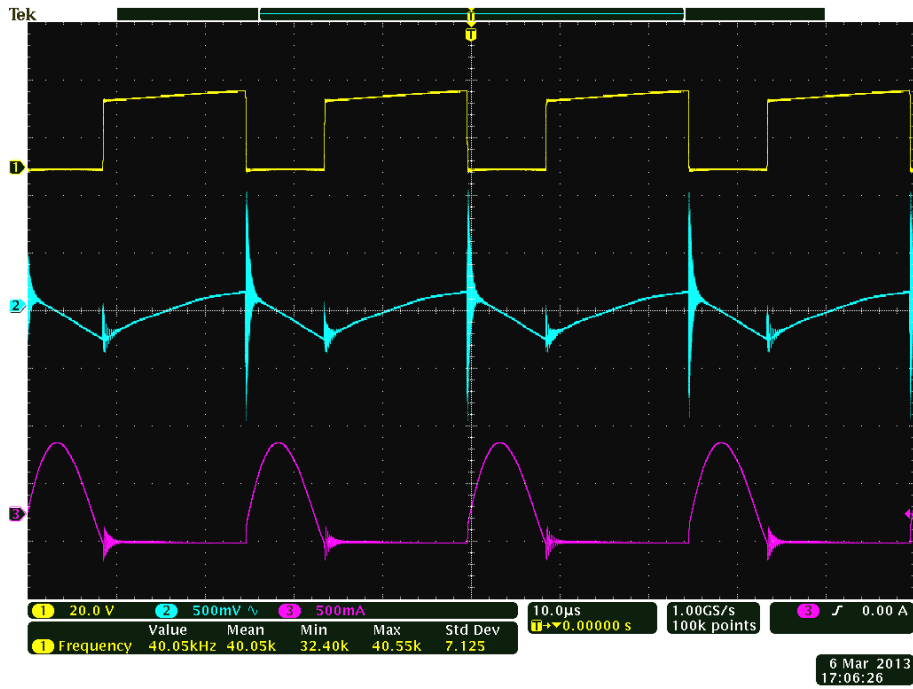


Fig. 7.17. Tensiunea drenă-sursă pe tranzistor (galben), pulsațiile tensiunii de ieșire (albastru) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

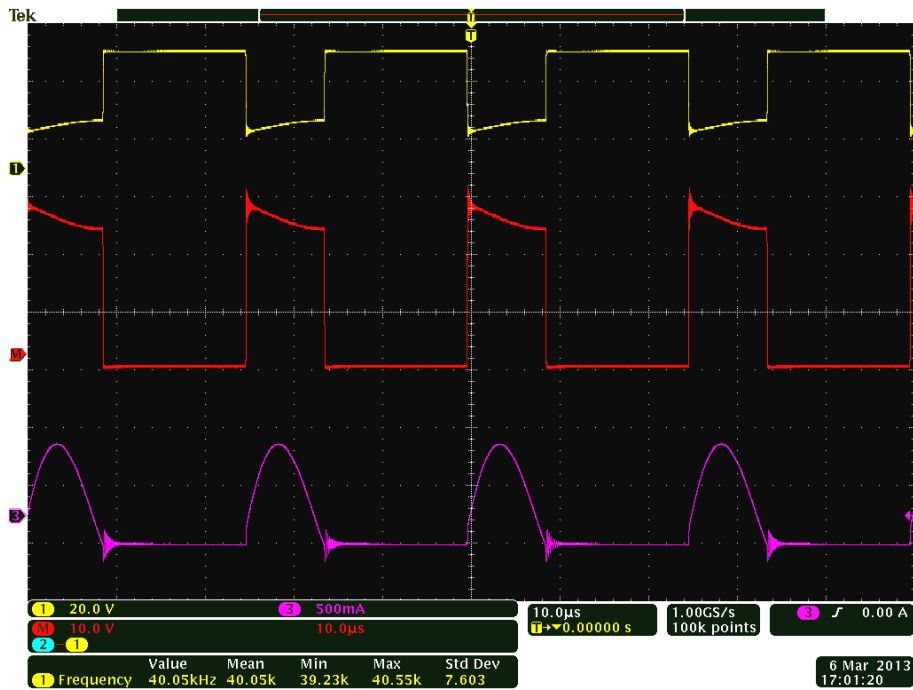


Fig. 7.18. Tensiunea în punctual A (galben), tensiunea pe dioda D_2 (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

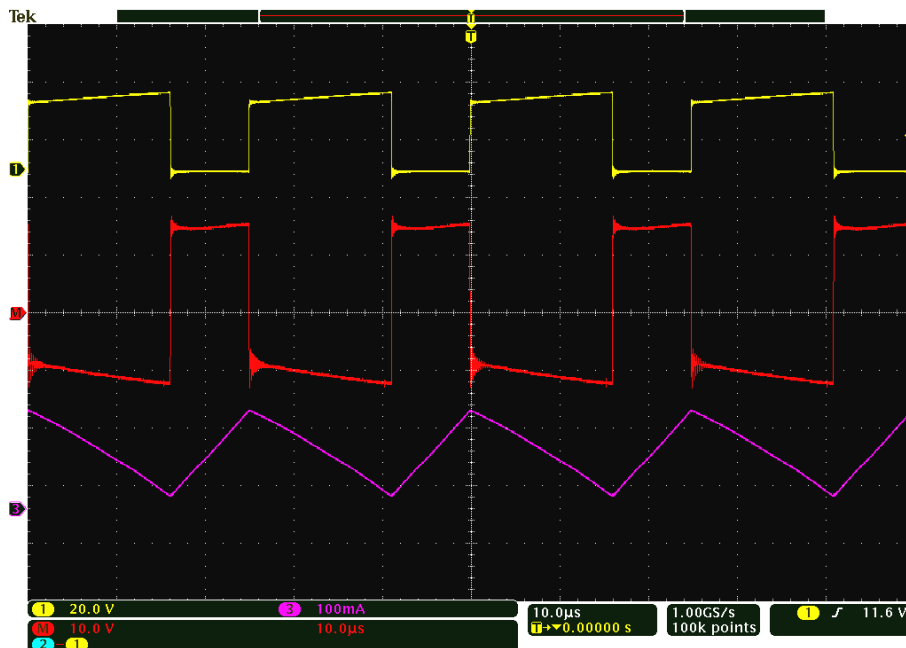


Fig. 7.19. Tensiunea drenă-sursă pe tranzistor (galben), tensiunea pe bobina L (roşu) și curentul prin bobina L (violet). Sursa [original].

Tensiunea condensatorului C , alături de curentul prin bobina L sunt ilustrate în Fig. 7.20, pe când Fig. 7.21 prezintă aceeași tensiune a condensatorului C , de această dată, împreună cu curentul prin bobina rezonantă. Poate fi remarcat faptul că atât forma tensiunii condensatorului C este exact așa cum a fost presupus în teorie, iar valoarea medie a acestei tensiuni capacitive este egală cu tensiunea de alimentare.

Similitudinile dintre formele de undă reale și cele simulate sunt evidente.

În continuare, au fost efectuate măsurători experimentale aferente funcționării în Modul 1, pentru ridicarea curbelor care dau dependența randamentului și a raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere. Factorul de umplere a fost modificat cu un pas de 0,05 pentru o gamă de valori cuprinse între 0,3 și 0,75. Valorile mărimilor măsurate sunt prezentate sintetic în Tabelul 9.1. Graficele au fost obținute cu ajutorul programului Matlab, programul fiind prezentat în Anexa 1. C7.

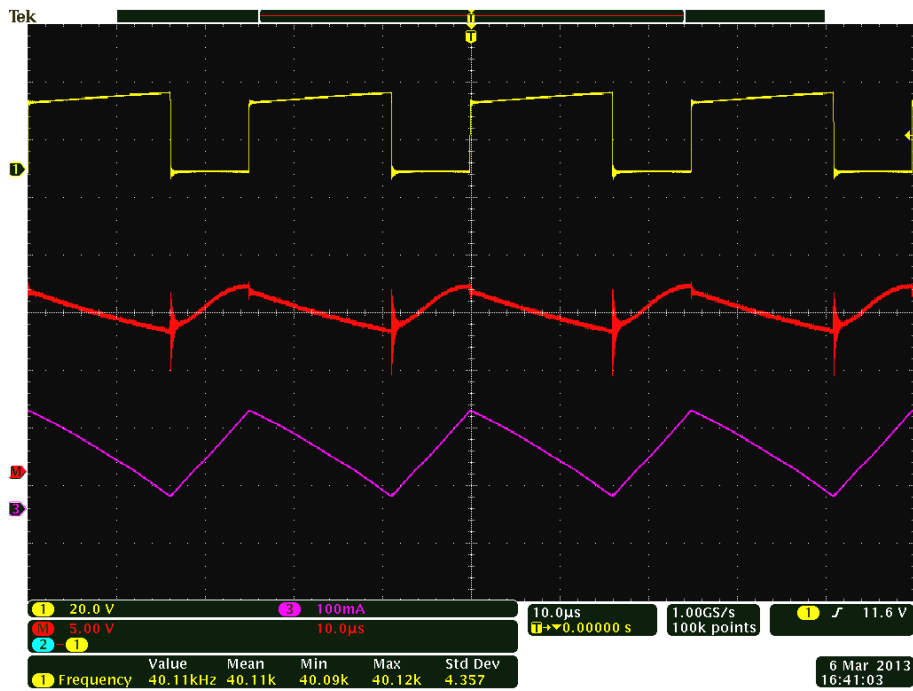


Fig. 7.20. Tensiunea drenă-sursă pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina L (violet). Sursa [original].

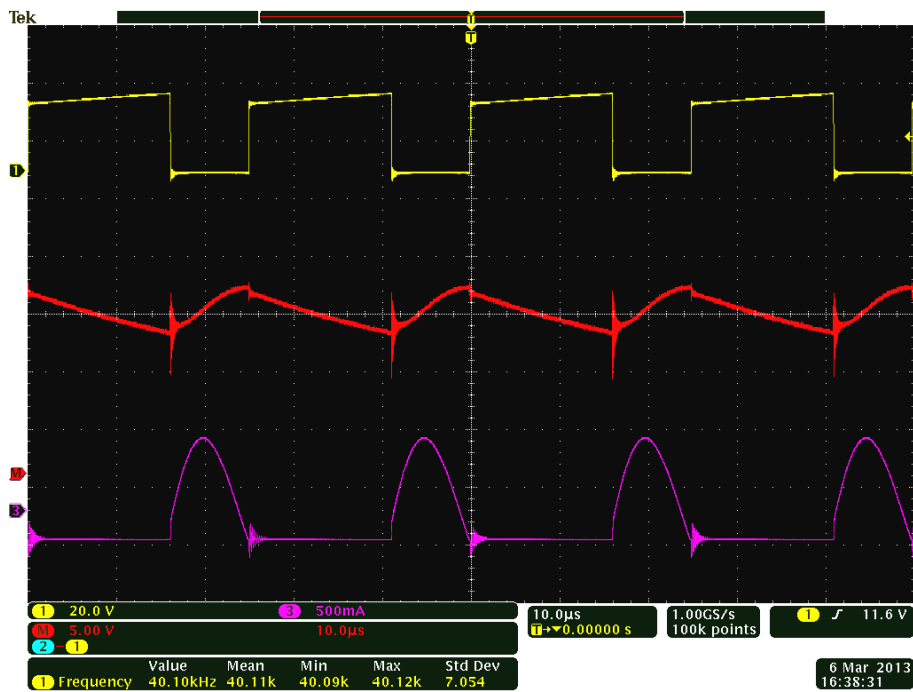


Fig. 7.21. Tensiunea drenă-sursă pe tranzistor (galben), tensiunea pe condensatorul C (roșu) și curentul prin bobina rezonantă (violet). Sursa [original].

Tabelul 7.1. Valorile mărimilor măsurate pentru determinarea experimentală a raportului static de conversie și a randamentului.

D	t_{on} [μ s] experim./teor.	V_0 [V]	I_0 [A]	V_g [V]	I_g [A]	P_0 [W]	P_g [W]	η [%]
0,3	7,5 / 7,52	38,560	0,200	16,5	0,486	7,712	8,019	96,171
0,35	8,75 / 8,76	40,387	0,209	16,5	0,533	8,440	8,794	95,974
0,4	10,00 / 10,00	42,345	0,220	16,5	0,587	9,315	9,685	96,179
0,45	11,25 / 11,24	44,715	0,232	16,5	0,655	10,373	10,807	95,984
0,5	12,50 / 12,52	47,558	0,248	16,5	0,746	11,794	12,309	95,816
0,55	13,75 / 13,76	50,814	0,264	16,5	0,852	13,414	14,058	95,418
0,6	15,00 / 15,00	54,880	0,286	16,5	0,999	15,695	16,483	95,219
0,65	16,25 / 16,24	59,220	0,308	16,5	1,172	18,239	19,338	94,316
0,7	17,50 / 17,48	66,420	0,345	16,5	1,491	22,914	24,601	93,142
0,75	18,75 / 18,76	76,140	0,398	16,5	1,993	30,303	32,884	92,151
0,8	20,00 / 20,00	-	-	-	-	-	-	-

Curbele dependenței raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere, atât în formă teoretică, dată de relația (7.5), de culoare albastră dar și cea rezultată în urma valorilor măsurate, cea de culoare roșie, sunt reprezentate în Fig. 7.22. Se poate observa cum caracteristica reală o urmărește pe cea teoretică, diferența fiind cauzată în principal de pierderile în conducție asociate semiconductoarelor.

O analiză mai rafinată presupune ca pentru curba teoretică să fie incluse și pierderile în conducție.

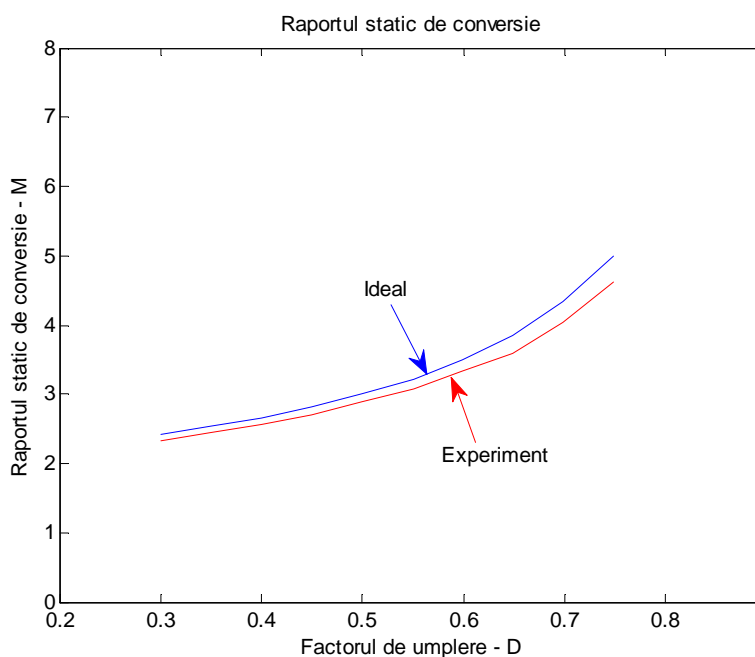


Fig. 7.22. Dependența raportului static de conversie în funcție de factorul de umplere: experimental (roșu) și ideal (albastru). Sursa [original]

În Fig. 7.23 se prezintă curba dependenței randamentului în funcție de factorul de umplere. Se poate observa că este obținut un randament foarte bun, mai mare de 92 %, pentru un factor de umplere modificat într-un domeniu larg.

Se observă că randamentul maxim de 96,179 %, a fost obținut pentru un factor de umplere de 0,4, zona între 0,4 și 0,5 fiind cea cu randamentul cel mai bun.

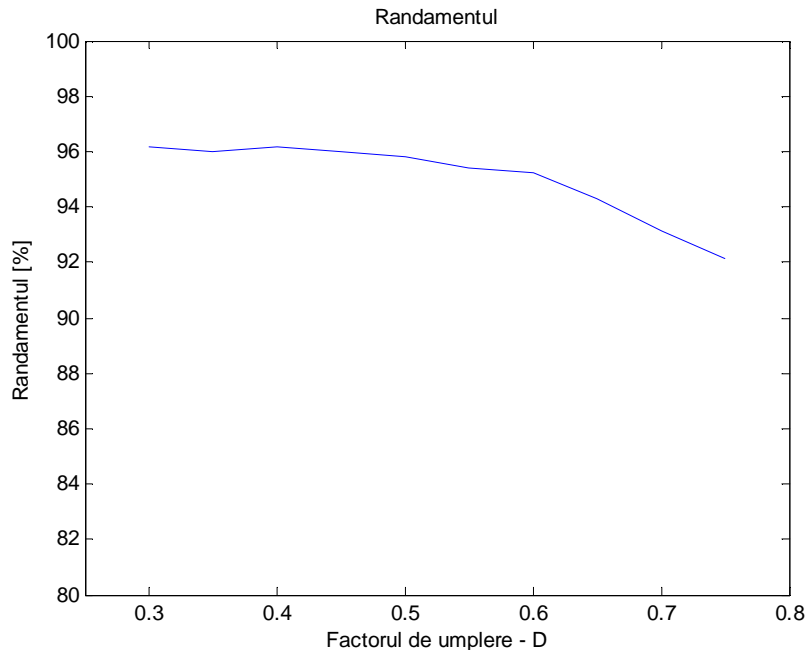


Fig. 7.23. Randamentul măsurat în funcție de factorul de umplere. Sursa [original].

7.5. Concluzii și contribuții personale

Ca și în capitolul precedent se propune și în acest capitol un nou convertor ridicător. Este interesant de remarcat că cele două convertoare ridicătoare, deși cu topologii diferite au același raport static de conversie și aceeași condiție de funcționare CCM, precum și o serie de proprietăți benefice comune. De aceea în ceea ce privește **avantajele**, practic majoritatea vor fi reproduse mai jos identic cu cele din capitolul precedent:

- solicitări reduse în tensiune pentru componentele semiconductoare, solicitările fiind mai mici cu tensiunea de alimentare față de solicitările convertorului boost clasic;
- curentul mediu prin bobina principală L , I_L , este mai mic de $M/(M-1)$ ori decât omologul său din convertorul boost clasic, cu repercusiuni benefice în ce privește magnetizarea și dimensiunile acestui element reactiv;
- curentul mediu prin întrerupătorul S , I_S , este același ca și în convertorul boost clasic;
- curentul mediu prin dioda D_2 este egal cu cel din convertorul boost clasic;
- condițiile de funcționare CCM și cea de funcționare necondiționată CCM sunt mai relaxate decât în convertorul boost clasic;
- randament superior, datorat pierderilor mai mici pe semiconductoare;

comparativ cu un convertor QRC noul convertor are același număr și aceleași tipuri de elemente de circuit ca și un convertor QRC. Deosebirile radicale apar în ce privește solicitările în tensiune ale dispozitivelor și independența raportului static de conversie de sarcină, toate în favoarea noii topologii.

- curentul de intrare nu conține fronturi abrupte deoarece este suma a doi curenți inductivi. Acest fapt se repercutează pozitiv în proprietățile EMI ale noului convertor.
- funcționarea la factori de umplere mai mici decât în convertorul clasic atunci când se doresc tensiuni de ieșire mari, ceea ce facilitează comanda.

Singurul **dezavantaj** al topologiei propuse este restrângerea domeniului raportului static de conversie, între 2 și ∞ .

Desigur că pe lângă aceste contribuții major există și unele subiacente, care țin și de etapizarea cercetării și anume:

1. Studiul de stare staționară sub aspectul formelor de undă și al relațiilor ce guvernează funcționarea CCM a convertorului.
2. O primă validare prin simulare a conceptelor teoretice dezvoltate.
3. Experimentarea practică a convertorului propus în urma căreia au fost confirmate toate estimările teoretice cantitative și calitative.
4. Dezvoltarea de programe Matlab adiacente studiului teoretic și prin experiment.
5. Pentru recunoașterea științifică a topologiei propuse, un articol [18] în acest sens aflându-se în procesul final de recenzie la o publicație **ISI** - Thomson Reuters la "*Advances in Electrical and Computer Engineering (A.E.C.E.)*".

Capitolul 8. Comanda predictivă a noilor convertoare Ćuk de generația a doua

8.1. Considerații generale

Capitolul de față își propune să arate că noile convertoare propuse se pretează la a le fi aplicate toate tehnicile de modulație cunoscute asociate cu metodele predictive de comandă digitală în curent. După o scurtă trecere în revistă a acestora se arată cum aceste tehnici pot fi implementate pe noile structuri propuse și se exemplifică aplicarea lor pe doi reprezentanți ai familiei.

Comenzile digitale [6], [8], [9], [36], [41], [48], [50], [73], [78] și [79] 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 bazate pe comandă digitală sunt deja larg răspândite în comanda motoarelor din aplicații mono sau trifazate 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 chiar și pentru convertoarele de înaltă frecvență, de putere mică și medie [15]. Scopul acestui capitol este de a propune și analiza algoritmi și metode de implementare a comenzii digitale în curent pentru convertoare dc-dc Ćuk de generația a doua.

În anumite aplicații realizate utilizând comenzi 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], [11], [40], [51], [69], [88], [91] și [108]. 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.

Se va investiga tehnica de comandă digitală predictivă relativ la un parametru al curentului prin bobina principală a convertoarelor nou propuse, predicția factorului de umplere realizându-se pe baza eșantioanelor acestui curent inductiv și a tensiunilor de intrare și/sau ieșire.

Se cunoaște că există trei tipuri de comandă predictivă în curent (valley, average, peak) aplicabile tuturor convertoarelor de bază (buck, boost, buck-boost) [11]. La fel ca și în cazul comenzii analogice în curent, problema instabilității poate exista și în cazul comenzii digitale predictive, care însă poate fi evitată prin alegerea metodei de modulație în concordanță cu tipul de comandă predictivă folosită.

8.2. Tehnici de modulație 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. În general, frecvența impulsurilor poate fi constantă sau variabilă. În aplicațiile analizate în continuare se admite că frecvența semnalului PWM este fixă, deci și frecvența de comutație a convertorului este fixă. Funcția de comutație a tranzistorului principal $q(t)$, se obține prin compararea unui semnal de referință, $v_c(t)$, cu un semnal purtător, $v_{saw}(t)$ și poate fi descrisă matematic astfel:

$$q(t) = \text{sgn}(v_c(t) - v_{saw}(t)) \quad (8.1)$$

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

În funcție de tipul semnalului purtător folosit, se pot defini patru tipuri de modulație:

- a. Modulația pe front coborâtor (**Trailing edge modulation - T**) – se realizează cu o purtătoare de tip dinte de fierăstrău, după cum este prezentat în Fig. 8.a. În acest caz, frontul ridicător al semnalului de comandă apare la intervale egale de timp (multiplii ai perioadei de comutație T_s), în timp ce frontul coborâtor este modulată în ritmul semnalului de comandă. Altfel spus, tranzistorul va intra în conducție la începutul fiecărei perioade de comutație și se va bloca după un interval de timp cu localizare variabilă dT_s , unde d este factorul de umplere. Tranzistorul rămâne blocat până la sfârșitul perioadei de comutație.
- b. Modulația pe front ridicător (**Leading edge modulation - L**) – se realizează cu o purtătoare de tip dinte de fierăstrău inversat (Fig. 8.1b). În acest caz, frontul coborâtor al semnalului de comandă apare la intervale egale de timp, în timp ce frontul ridicător este modulată. Deci, la începutul fiecărei perioade de comutație tranzistorul se blochează, urmând să intre în conducție după un interval de timp $(1-d)T_s$. Tranzistorul rămâne în conducție până la sfârșitul perioadei de comutație.
- c. Modulația triunghiulară pe front coborâtor (**Trailing triangle modulation - TT**) – se realizează cu o purtătoare triunghiulară ce pornește crescător (Fig. 8.1c). În acest caz, ambele fronturi sunt modulate. Esențial este că la începutul perioadei de comutație tranzistorul conduce, este blocat la momentul $(d/2)T_s$ și este readus în conducție la momentul $(1-d/2)T_s$.
- d. Modulația triunghiulară pe front ridicător (**Leading triangle modulation - LT**) – se realizează cu o purtătoare triunghiulară ce pornește descrescător (Fig. 1d). Astfel, la începutul perioadei de comutație tranzistorul este blocat, acesta este adus în conducție la momentul $\frac{1-d}{2}T_s$ și este blocat din nou la momentul $\frac{1+d}{2}T_s$.

Toate aceste tipuri de modulație pot fi asociate celor trei tehnici de comandă digitală predictivă în curent.

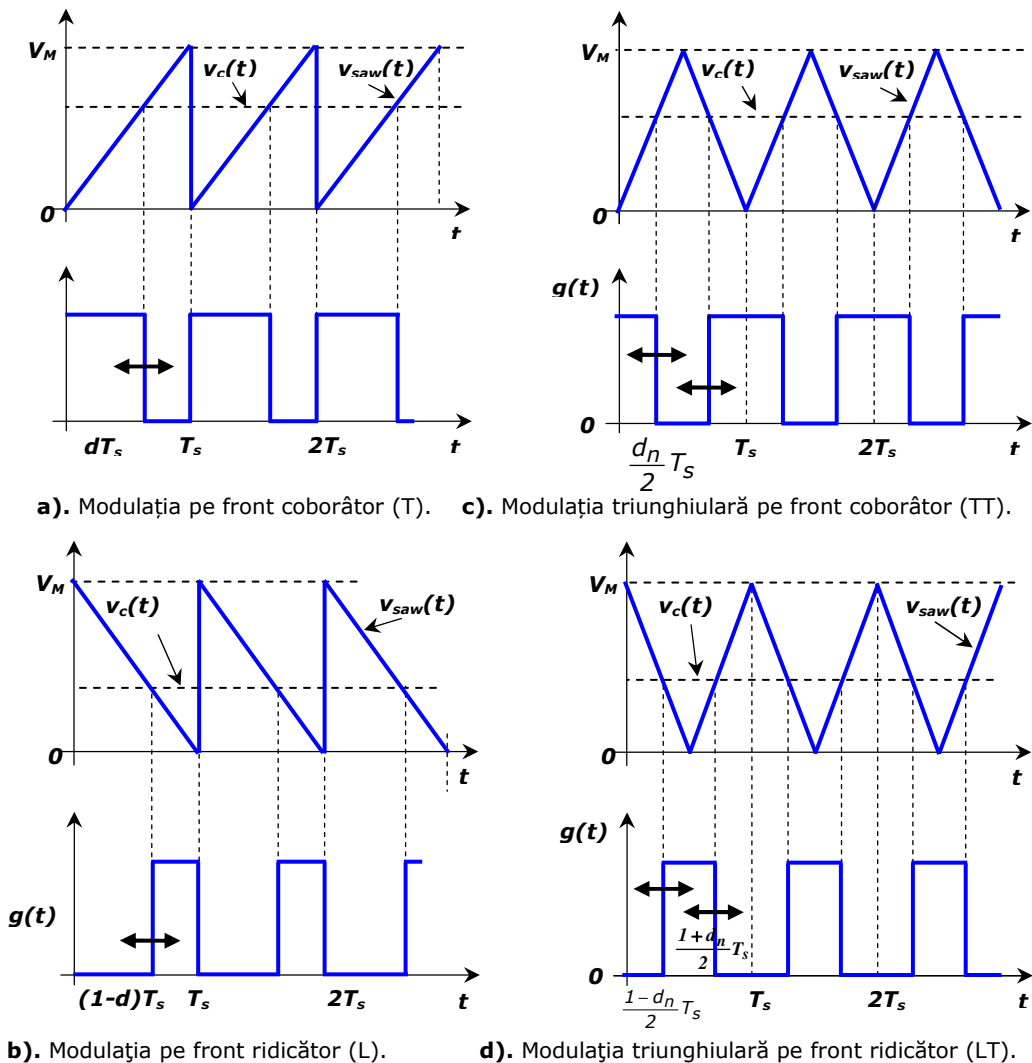


Fig. 8.1. Tipuri de modulații. Sursa [11].

8.3. Tipuri de comandă digitală predictivă în curent cu stabilitate totală sau parțială

Există trei metode de comandă digitală predictivă 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**).

Toate cele trei tehnici de comandă în curent se bazează pe utilizarea eșantioanelor curentului inductiv și ale tensiunilor de intrare/ieșire pentru a calcula factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât valoarea

țintă controlată (curentul de vârf, de vale sau mediu) să fie egală cu curentul de referință. Eșantionarea curentului inductiv se face la intervale echidistante de timp, egale cu perioada de comutație, T_s .

Având 4 tipuri de modulație și 3 tehnici de comandă în curent, este clar că vom avea 12 modalități de comandă în curent asociate cu tipuri de modulație.

În continuare, se prezintă modul de determinare al factorului de umplere pentru cele trei tipuri de comandă în corelație cu diferitele tehnici de modulație. Din motive de dimensiune a expunerii nu vor fi analizate toate cele 12 cazuri. Pentru fiecare pereche comandă - modulație se va prezenta forma de undă a curentului inductiv al unui convertor generic cu funcționare în CCM, marcând cu roșu punctul controlat. Astfel, când tranzistorul conduce, curentul inductiv va crește cu o pantă notată M_1 , iar când tranzistorul este blocat, curentul inductiv scade cu panta $-M_2$, unde M_1 și M_2 sunt mărimi pozitive. Valorile celor două pante depind de tensiunile de intrare și ieșire ale convertoarelor. În toate considerațiile viitoare mărimile corespunzătoare unei perioade de comutație sunt indexate cu indicele perioadei sau se fac notații de tipul $i(n)$, unde prin $i(n)$ se înțelege valoarea curentului eșantionat la începutul perioadei n de comutație.

8.3.1. Comanda trailing peak

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, notat I_{ref} , în condițiile unei modulații de tip T . Pe baza Fig. 8.2. se impune ca valoarea curentului țintă din perioada $n+1$ să fie egală cu I_{ref} , obținându-se relația:

$$I_{ref} = i(n) + M_1 d_n T_s - M_2 (1 - d_n) T_s + M_1 d_{n+1} T_s \quad (8.2)$$

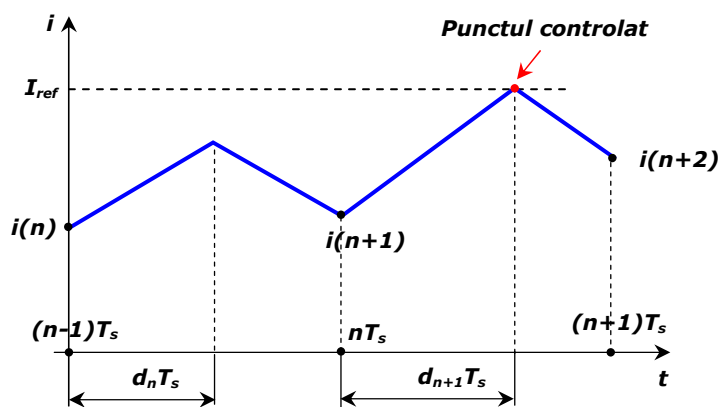


Fig. 8.2. Curentul inductiv în cazul comenzii trailing peak. Sursa [11].

din care se determină recurența dorită în forma:

$$d_{n+1} = -\frac{M_1 + M_2}{M_1} d_n - \frac{1}{M_1 T_s} [i(n) - I_{ref}] + \frac{M_2}{M_1}. \quad (8.3)$$

8.3.2. Comanda leading valley

Acest tip de comandă calculează factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât valoarea curentului de vale din următoarea perioadă să fie egală cu valoarea de referință. Fig. 8.3. ilustrează acest tip de comandă și pe baza ei se poate scrie următoarea relație care calculează curentul de vârf din perioada $n+1$ și impune ca această valoare să fie egală cu curentul de referință:

$$I_{ref} = i(n) - M_2(1 - d_n)T_s + M_1 d_n T_s - M_2(1 - d_{n+1})T_s \quad (8.4)$$

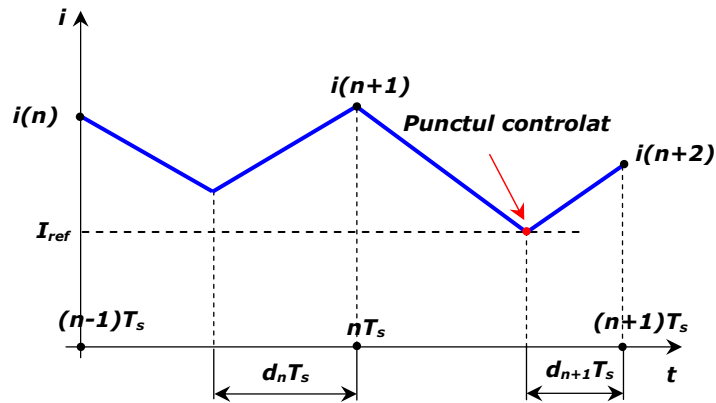


Fig. 8.3. Curentul inductiv în cazul comenzii leading valley. Sursa [11].

Se aduc toți termenii care nu îl conțin pe d_{n+1} în membrul stâng și rezultă următoarea relație de recurență:

$$d_{n+1} = -\frac{M_1 + M_2}{M_2} d_n - \frac{1}{M_2 T_s} [i(n) - I_{ref}] + 2 \quad (8.5)$$

8.3.3. Comanda leading average

Scopul acestui tip de comandă este de a prognoza factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât în perioada următoare să se asigure un curent care în stare staționară să coincidă cu curentul mediu. Se alege acest curent ca fiind mijlocul pantei crescătoare din perioada $n+1$ și se impune ca acest curent să fie egal cu curentul de referință, în condițiile unei modulații L . Pe baza Fig. 8.4. se poate scrie următoarea relație:

$$I_{ref} = i(n) - M_2(1 - d_n)T_s + M_1 d_n T_s - M_2(1 - d_{n+1})T_s + \frac{1}{2} M_1 d_{n+1} T_s \quad (8.6)$$

obținând relația de recurență a lui d_{n+1} de forma:

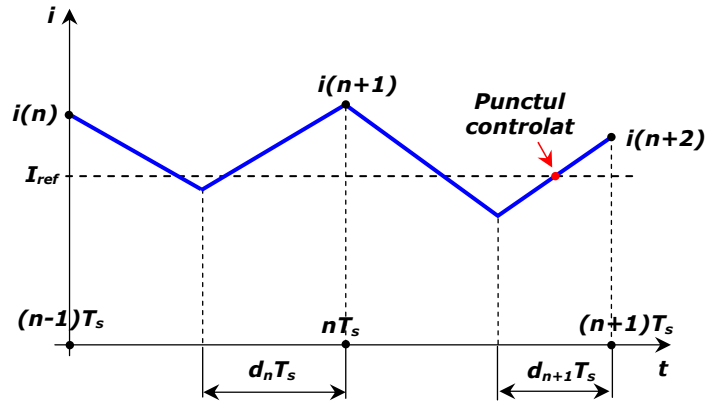


Fig. 8.4. Curentul inductiv în cazul comenzii leading average. Sursa [11].

$$d_{n+1} = -2 \frac{M_1 + M_2}{M_1 + 2M_2} d_n - \frac{2}{(M_1 + 2M_2)T_s} [i(n) - I_{ref}] + \frac{4M_2}{M_1 + 2M_2} \quad (8.7)$$

8.3.4. Comanda trailing triangle valley

Acest de tip de comandă are același obiectiv cu cel al comenzii leading valley și anume acela de a determina factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât valoarea de vâle a curentului din perioada următoare de comutație să fie egală cu curentul de referință. Diferența dintre cele două constă în faptul că acest tip de comandă folosește modulația triunghiulară pe front coborât. Formele de undă ale curentului inductiv corespunzătoare acestui tip de comandă sunt prezentate în Fig. 8.5. Pe baza lor se poate deduce formula de recurență a lui d_{n+1} pornind de la relația:

$$I_{ref} = i(n) + \frac{1}{2} M_1 d_n T_s - M_2 (1 - d_n) T_s + \frac{1}{2} M_1 d_n T_s + \frac{1}{2} M_1 d_{n+1} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s \quad (8.8)$$

rescrisă sub formă explicită astfel:

$$d_{n+1} = -2 \frac{M_1 + M_2}{M_1 + 2M_2} d_n - \frac{2}{(M_1 + 2M_2)T_s} [i(n) - I_{ref}] + \frac{4M_2}{M_1 + 2M_2} \quad (8.9)$$

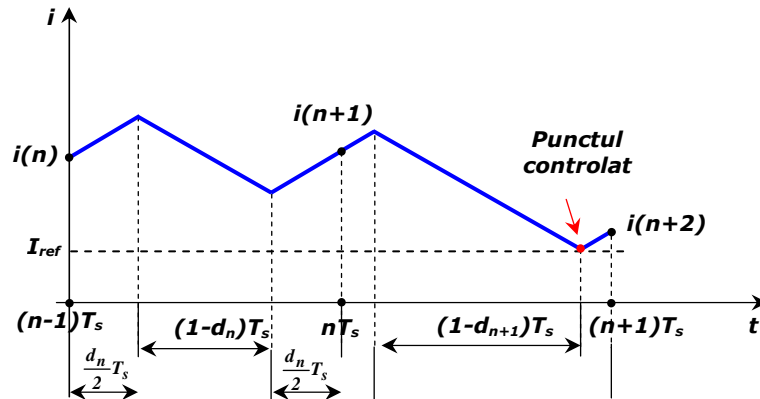


Fig. 8.5. Curentul inductiv în cazul comenzii trailing triangle valley. Sursa [11].

8.3.5. Comanda trailing triangle average

Scopul acestui tip de comandă este de a prognoza factorul de umplere pentru următoarea perioadă de comutație, astfel încât în perioada următoare să se asigure un curent care în stare staționară să coincidă cu curentul mediu. Din examinarea Fig. 8.6 se observă că două puncte țintă pot satisface această cerință: fie punctul situat la sfârșitul perioadei $n+1$, $i(n+2)$, fie punctul de la mijlocul pantei coborâtoare egal cu media aritmetică a valorilor i_p și i_v . În cele ce urmează vom alege ca punct țintă pe $i(n+2)$.

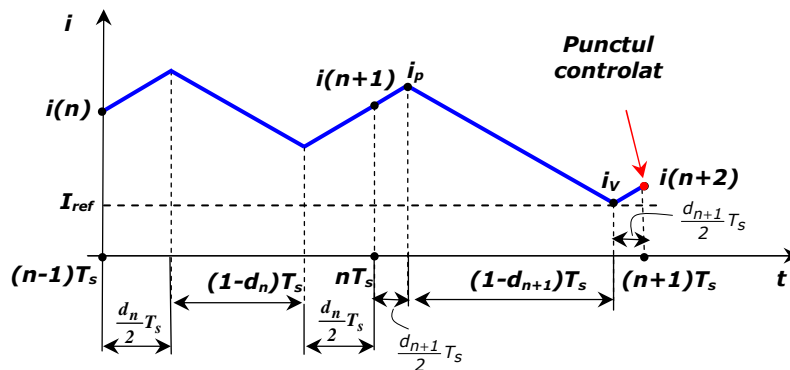


Fig. 8.6. Curentul inductiv în cazul comenzii trailing triangle average. Sursa [11].

Impunând ca valoarea curentului din punctul țintă să fie egală cu curentul de referință, putem scrie că:

$$\begin{aligned}
 I_{ref} = & i(n) + \frac{1}{2} M_1 d_n T_s - M_2 (1 - d_n) T_s + \frac{1}{2} M_1 d_n T_s + \\
 & + \frac{1}{2} M_1 d_{n+1} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s + \frac{1}{2} M_1 d_{n+1} T
 \end{aligned} \tag{8.10}$$

După câteva calcule simple se obține recurența legii de comandă în forma:

$$d_{n+1} = -d_n - \frac{1}{(M_1 + M_2)T_s} [i(n) - I_{ref}] + \frac{2M_2}{M_1 + M_2} \quad (8.11)$$

8.3.6. Comanda leading triangle peak

Punctul țintă este valoarea de vârf a curentului din perioada viitoare în condițiile unei modulații triunghiulare ridicătoare, așa cum se exemplifică în Fig. 8.7.

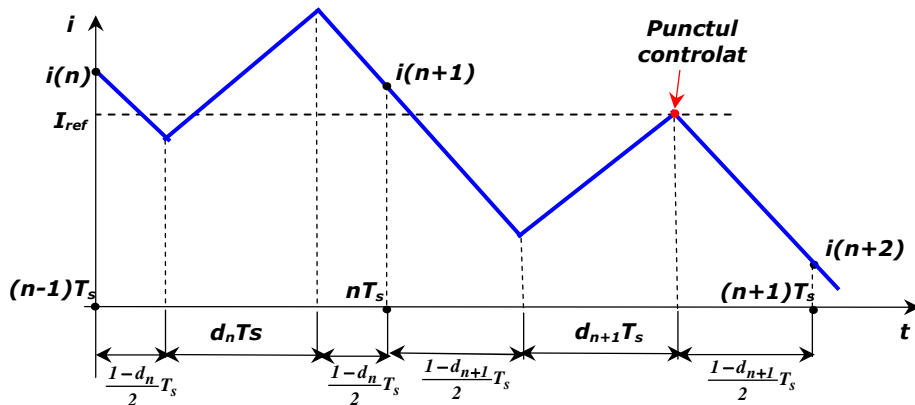


Fig. 8.7. Curentul inductiv în cazul comenzii leading triangle peak. Sursa [11].

Impunând egalitatea curentului țintă cu cel de referință avem egalitatea:

$$I_{ref} = i(n) - M_2 \frac{1-d_n}{2} T_s + M_1 d_n T_s - M_2 \frac{1-d_n}{2} T_s - M_2 \frac{1-d_{n+1}}{2} T_s + M_1 d_{n+1} T_s \quad (8.12)$$

Din (8.12) legea de comandă se obține imediat în forma:

$$d_{n+1} = -2 \frac{M_1 + M_2}{2M_1 + M_2} d_n - \frac{2}{(2M_1 + M_2)T_s} [i(n) - I_{ref}] + \frac{3M_2}{2M_1 + M_2} \quad (8.13)$$

8.3.7. Comanda leading triangle average

În acest tip de comandă, folosind modulația triunghiulară pe front ridicător se dorește ca o valoare a curentului ce în stare staționară coincide cu valoarea medie să fie egală cu curentul de referință. Ca și la comanda trailing triangle average există două posibilități de alegere: fie $i(n+2)$, fie media dintre curentul de vârf și curentul de vale din perioada $n+1$. Mergând pe prima alegere condiția este ca:

$$I_{ref} = i(n) - M_2 \frac{1-d_n}{2} T_s + M_1 d_n T_s - M_2 \frac{1-d_n}{2} T_s - M_2 \frac{1-d_{n+1}}{2} T_s + M_1 d_{n+1} T_s - M_2 \frac{1-d_{n+1}}{2} T_s \quad (8.14)$$

După câteva calcule simple legea de comandă rezultă de forma:

$$d_{n+1} = -d_n - \frac{1}{(M_1 + M_2)T_s} [i(n) - I_{ref}] + \frac{2M_2}{M_1 + M_2}. \quad (8.15)$$

Este interesant de remarcat faptul că legea de comandă LTA este identică cu cea de la comanda TTA. Prin raționamente similare se găsește că pentru comenzile neanalizate mai sus legile de comandă sunt:

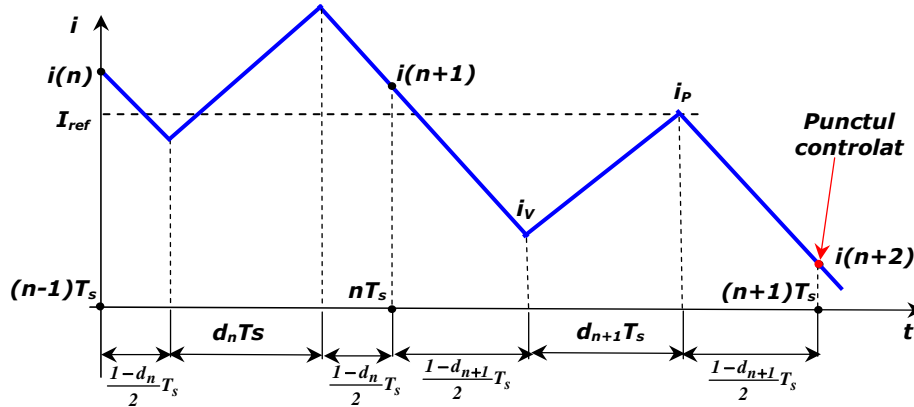


Fig. 8.8. Curentul inductiv în cazul comenzii leading triangle average. Sursa [11].

– pentru **trailing valley și leading peak** – relația de recurență este aceeași cu cea de la comenzile TTA și LTA.

– pentru **trailing average** legea este identică cu cea de la comanda LTP

Legile comenzilor TTP și LTV nu se mai amintesc deoarece, cum se va vedea ulterior, aceste comenzi sunt inerent instabile pe întreg domeniul de valori al factorului de umplere.

8.4. Stabilitatea comenzilor predictive

Acest paragraf are drept obiectiv studiul stabilității fiecărui tip de comandă discutată în paragraful anterior, utilizând modelul „geometric” aproximativ folosită de colectivul de la Boulder, Colorado în [26] pentru comanda analogică în curent, precum și în [34]. Din motive de spațiu studiul se face pe comanda predictivă de tip trailing triangle valley, însă rezultatele se extind natural la toate celelalte tipuri de comenzi. 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.

Perturbațiile vor fi notate având înaintea numelui variabilei simbolul Δ . Evident ele sunt egale cu diferența dintre semnalul perturbat și valoarea semnalului în stare staționară. Factorul de umplere ce conține și perturbația va fi desemnat cu literă mică, de exemplu d_n . Așadar:

$$\Delta d_{n+1} = d_{n+1} - D \quad (8.16)$$

Ținând cont de obiectivul fiecărui tip de comandă scopul este de a determina modul în care se propagă această perturbație la începutul perioadei $n+2$. Astfel, dacă perturbația se atenuează progresiv în timp, tinzând la zero pe măsură ce timpul discret n tinde la infinit, vom afirma că sistemul este stabil pentru toate valorile factorului de umplere, în caz contrar vom determina valorile factorului de

umplere pentru care sistemul este stabil, respectiv cele pentru care sistemul este instabil. În considerațiile următoare se va mai folosi și faptul că în stare staționară are loc relația:

$$M_1 D T_s - M_2 (1 - D) T_s = 0 \quad (8.17)$$

Figura 8.9. prezintă formele de undă ale curentului inductiv aferente comenzii trailing triangle valley în două situații: cu linie albastră continuă este trasată variația curentului atunci când convertorul este în stare staționară, iar cu linie roșie întreruptă forma de undă cu o mică perturbație în curent apărută la începutul perioadei n de comutație, luând în calcul constrângerea impusă de tipul comenzii cu privire la valoarea curentului țintă.

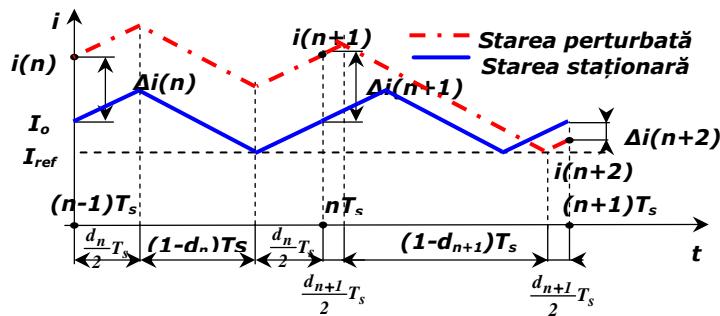


Fig. 8.9. Explicativă pentru stabilitatea comenzii trailing triangle valley. Sursa [11].

Deoarece pantele curentului în stare staționară și în stare perturbată sunt aceleași, rezultă că perturbația apărută la începutul perioadei n , apare nemodificată la începutul perioadei următoare, deci:

$$\Delta i(n) = \Delta i(n+1) \quad (8.18)$$

Ținând cont de acest fapt pentru unda perturbată legea de comandă va forța ca:

$$I_o + \Delta i(n) - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s + \frac{1}{2} M_1 d_{n+1} T_s = I_{ref} \quad (8.19)$$

Pe de altă parte, în stare staționară legea de comandă se scrie:

$$I_{ref} = I_o - M_2 (1 - D) T_s + \frac{1}{2} M_1 D T_s \quad (8.20)$$

Scăzând aceste relații și ținând cont de (9.16) se obține:

$$\Delta d_{n+1} = - \frac{2}{(M_1 + 2M_2) T_s} \Delta i(n). \quad (8.21)$$

Determinăm perturbația la începutul perioadei de comutație $n+2$, scriind $i(n+2)$ pe baza formei de undă descrisă în Fig. 8.9. cu linie punctată și astfel avem:

$$i(n+2) = I_o + \Delta i(n) + M_1 \frac{d_{n+1}}{2} T_s - M_2 (1 - d_{n+1}) T_s + M_1 \frac{d_{n+1}}{2} T_s, \quad (8.22)$$

Dacă ținem cont că în stare staționară, deci neperturbat, $\Delta i(n+2) = I_o$ atunci din (8.22) cu d_{n+1} exprimat din (8.16) și cu calculele efectuate în membrul drept perturbația $\Delta i(n+2)$ va fi:

$$\Delta i(n+2) = i(n+2) - I_o = \Delta i(n) - M_2 (1 - \Delta d_{n+1} - D) T_s + M_1 (\Delta d_{n+1} + D) T_s \quad (8.23)$$

sau

$$\Delta i(n+2) = \Delta i(n) - M_2 T_s + (M_1 + M_2) D T_s + \Delta d_{n+1} (M_1 + M_2) T_s \quad (8.24)$$

Din relația (8.24) avem că $D = \frac{M_2}{M_1 + M_2}$ și înlocuind cu această expresie pe D în relația (8.24) obținem:

$$\Delta i(n+2) = \Delta i(n) + \Delta d_{n+1}(M_1 + M_2)T_s \quad (8.25)$$

Substituind (8.21) în (8.25) rezultă:

$$\Delta i(n+2) = -\frac{M_1}{M_1 + 2M_2} \Delta i(n) \quad (8.26)$$

Se observă că în condițiile în care M_1 și M_2 sunt mărimi pozitive numitorul fracției este întotdeauna mai mare decât numărătorul și deci condiția

$\left| -\frac{M_1}{M_1 + 2M_2} \right| < 1$ este îndeplinită pentru orice valoare a factorului de umplere,

sistemul fiind așadar stabil pentru orice factor de umplere.

O analiză similară efectuată pentru toate cele 12 tipuri de modulații asociate cu comenzi predictive furnizează următoarele rezultate finale:

- comenzile TV, TA, LP, LA, TTV, TTA, LTP și LTA sunt necondiționat stabile.
- comanda TP este stabilă doar pentru $D < 0,5$.
- comanda LV este stabilă doar pentru $D > 0,5$.
- comenzile TTP și LTV sunt necondiționat instabile.

Ca o **concluzie generală**, fiecare tip de modulație are cel puțin două comenzi predictive asociate care sunt necondiționat stabile. Invers, pentru fiecare din cele trei tipuri de comenzi predictive există cel puțin două tipuri de modulație care conduc la comenzi necondiționat stabile.

8.5. Comanda predictivă în curent pentru noile convertoare Ćuk de generația a doua

Este posibil să se aplice comenzi predictive și unora dintre noile convertoare propuse. Totuși nu pentru toate convertoarele propuse în această lucrare aplicarea acestor tipuri de comenzi conduce la succes.

Argumentația pleacă de la faptul că relația de recurență pentru factorul de umplere a fost dedusă pentru cazul general în ipoteza constanței pantelor M_1 și M_2 . În convertoarele clasice pantele M_1 și M_2 depind numai de tensiunea de intrare v_G și tensiunea de ieșire v_O , ambele cu bună aproximație constante, întrucât este un convertor dc-dc și aceste tensiuni sunt bine filtrate. În situația noilor convertoare, în cel puțin o stare topologică bobinei principale i se aplică o tensiune ce depinde, pe lângă tensiunea de intrare și/sau cea de ieșire și de tensiunea condensatorului intern, v_C . Această tensiune am văzut că prezintă pulsații în parte sinusoidale, în parte liniare. Aceste pulsații se vor regăsi și în tensiunea aplicată bobinei în starea topologică respectivă. Dacă tensiunea aplicată bobinei într-o anumită stare topologică are pulsații comparabile cu componenta sa continuă, atunci ipoteza constanței tensiunii pe bobina principală în starea topologică respectivă nu mai este îndeplinită. Ca și consecință, curentul prin bobină în acea stare topologică nu se va mai modifica liniar, ceea ce este echivalent cu faptul că panta M_i , $i \in \{1, 2\}$ nu este constantă și ca atare aplicarea relației de recurență pentru factorul de umplere, indiferent de tipul de comandă sau modulație va conduce la o comandă defectuoasă. Concluzia imediată este că trebuie examinat în ambele stări topologice raportul

dintre pulsațiile tensiunii aplicate bobinei și componenta sa continuă. Studiul se simplifică făcând observația că pentru toate convertoarele dezvoltate în prima stare topologică bobinei principale i se aplică o combinație liniară ce cuprinde numai tensiunea de intrare și cea de ieșire. Cum aceste tensiuni am văzut că sunt bine filtrate, cu siguranță în prima stare topologică curentul inductiv va fi liniar și deci este asigurată constanta pantei M_1 . Rămâne astfel de analizat tensiunea aplicată bobinei în a doua stare topologică. Studiul întreprins prin simulare a arătat că lista cu convertoarele potențial candidate la comenzi predictive le va conține pe acelea la care raportul $\frac{\Delta V_{LOFF}}{V_{LOFF}}$ este suficient de mic, unde ΔV_{LOFF} reprezintă pulsațiile vârf la vârf iar V_{LOFF} componenta continuă a tensiunii aplicate bobinei cu tranzistorul blocat. Evident ΔV_{LOFF} sunt practic pulsațiile vârf la vârf ale tensiunii pe capacitatea internă, care se pot calcula ușor din a doua stare topologică când curentul care trece prin condensator este chiar curentul inductiv.

Simulările efectuate au dovedit că pentru o comandă predictivă cu erori acceptabile, de până în 2% în controlul curentului țintă, valoarea acestui raport trebuie să fie mai mică decât 0,2, cel mult 0,3. Deducerea raportului $\frac{\Delta V_{LOFF}}{V_{LOFF}}$ este o chestiune simplă și din motive de spațiu nu o mai detaliem rezultatele prezentându-le sintetic în tabelul 8.1.

Este interesant de remarcat că în cazul tuturor convertoarelor propuse de prof. Ćuk valoarea raportului $\frac{\Delta V_{LOFF}}{V_{LOFF}}$ este aceeași. Similar, cele două convertoare coborâtoare propuse de autor au și ele aceeași valoare a acestui raport, proprietate care se păstrează și pentru cele două convertoare ridicătoare. În cazul tuturor convertoarelor se observă că cu cât rezistența de sarcină este mai mare, cu atât curentul inductiv în a doua stare topologică este mai liniar. Creșterea acestei rezistențe trebuie făcută însă cu precauție deoarece există posibilitatea intrării în modul de funcționare discontinuu, mod în care legile comenzilor predictive nu mai sunt valabile.

Tabelul 8.1. Valorile raportului $\frac{\Delta V_{LOFF}}{V_{LOFF}}$ pentru diverse convertoare Ćuk de generația a doua.

Convertorul	Raportul $\frac{\Delta V_{LOFF}}{V_{LOFF}}$	Observații
Fig. 2.12	$\frac{1}{DRCf_s}$	-
Fig. 2.13	$\frac{1}{DRCf_s}$	Tensiunea medie pe condensator este zero.
Fig. 2.17.a	$\frac{1}{DRCf_s}$	-
Fig. 2.17.b	$\frac{1}{DRCf_s}$	-
Fig. 3.12(5)	$\frac{1-D}{RCf_s}$	-
Fig. 3.12(6)	$\frac{1-D}{RCf_s}$	Tensiunea medie pe condensator este zero.
Fig. 4.1	$\frac{1-D}{D(2-D)} \frac{1}{RCf_s}$	-
Fig. 5.1	$\frac{1-D}{D(2-D)} \frac{1}{RCf_s}$	-
Fig. 6.1	$\frac{2-D}{DRCf_s}$	-
Fig. 7.1	$\frac{2-D}{DRCf_s}$	-

8.6. Verificări prin simulare

Fezabilitatea comenzii predictive în curent în tandem cu noile convertoare propuse de către autor a fost verificată prin simulare cu ajutorul programului CASPOC [89]. Verificarea s-a făcut pe două convertoare și anume: convertorul ridicător din Fig. 6.1. și convertorul propus de prof. Cuk din Fig. 2.13. S-a folosit o abordare modulară, care să permită construcția și depanarea ușoară a programului. Blocurile bibliotecă dezvoltate sunt următoarele:

- blocul bibliotecă de calcul al pantelor M_1 , M_2 , denumit M1_M2_IREE.lib pentru convertorul ridicător din Fig. 6.1, respectiv M1_M2_CUK.lib pentru convertorul din Fig. 2.13.
- blocul bibliotecă ce implementează relația de recurență pentru factorul de umplere, denumit TV.lib, TP.lib, TA.lib, LV.lib, LP.lib, LA.lib, TTV.lib, TTP.lib, TTA.lib, LTV.lib, LTP.lib, LTA.lib, conform cu tipul de comandă în curent și tipul de modulație asociat (vezi și lista de abrevieri);

- blocul bibliotecă pentru generarea funcției de comutație în conformitate cu tipul de modulație asociat: PWM_TE.lib, PWM_LE.lib, PWM_TRIANGLE_TE.lib, PWM_TRIANGLE_LE.lib;
- blocul bibliotecă de eșantionare pe front ridicător SPH_E.lib și blocul bibliotecă registru de deplasare SHIFT_REG.lib.

Pentru fiecare din cele două convertoare au fost verificate toate cele 12 combinații de tipuri de modulație și comandă în curent, în toate situațiile confirmându-se aplicabilitatea comenzilor predictive. Din motive de spațiu nu vor fi prezentate ca și schemă de simulare decât două arhitecturi, câte una pentru fiecare convertor și rezultatele doar pentru 6 tipuri de comandă și modulație, câte 3 pentru fiecare convertor. Toate celelalte sunt absolut similare cu excepția celor 3 biblioteci: de calcul al pantelor, de relație de recurență și de funcție de comutație.

În Fig. 8.10 este prezentată schema de simulare pentru convertorul ridicător din Fig. 6.1 cu comandă LP. Pentru a verifica faptul că această comandă este stabilă 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 600 mA la 200 mA, salt ce apare la 6 ms, cu pornirea din repaus. Aceste condiții de comandă vor fi menținute pentru toate simulările legate de acest convertor. Curentul prin bobina principală este prezentat în Fig. 8.11, tensiunea de ieșire în Fig. 8.12 iar factorul de umplere în Fig. 8.13. Se observă că valoarea de vârf a curentului inductiv este corect fixată la 600 mA respectiv 200 mA și nu există fenomene de instabilitate, fapt evidențiat în primul rând de constanța factorului de umplere în cele două stări staționare.

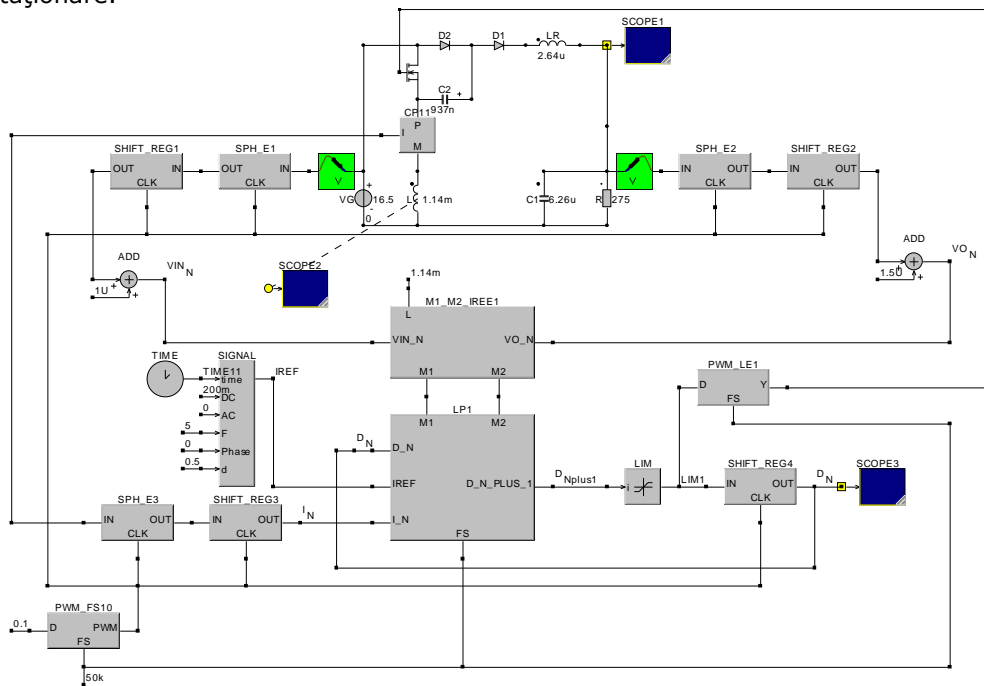


Fig. 8.10. Arhitectura de simulare pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă LP. Sursa [original].

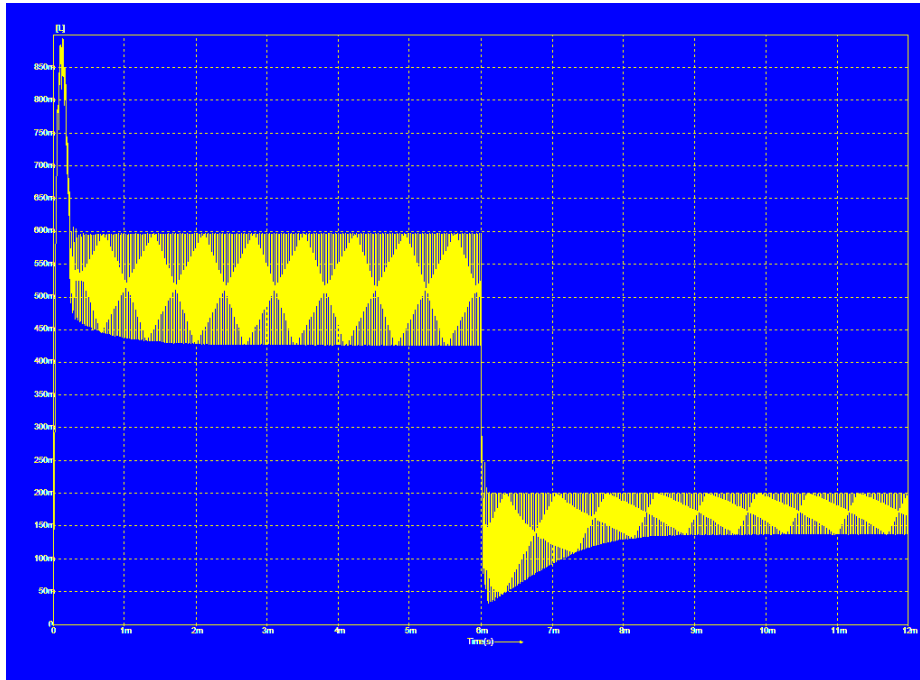


Fig. 8.11. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă LP. Sursa [original].

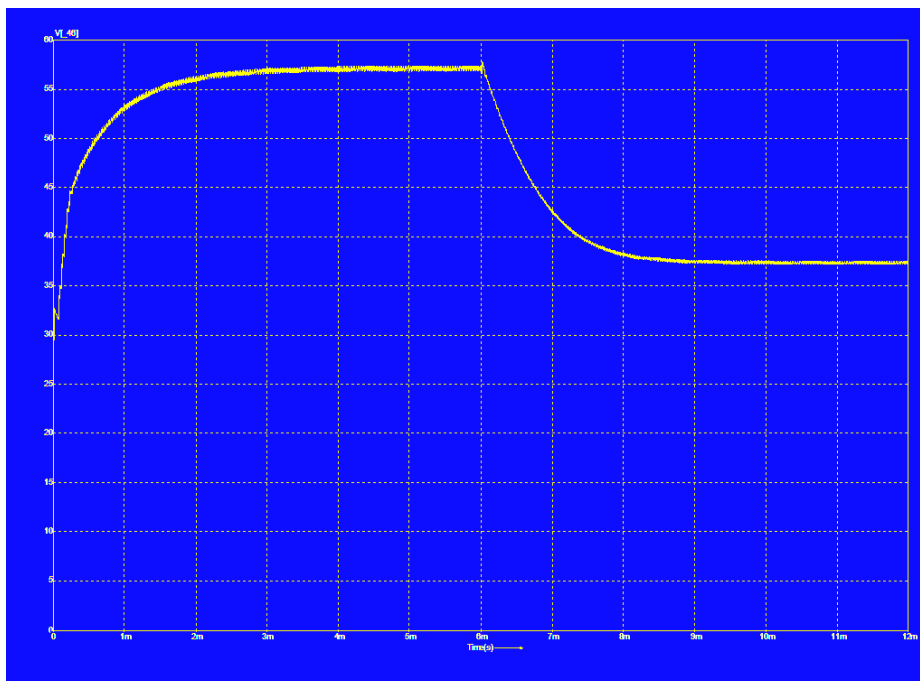


Fig. 8.12. Tensiunea de ieșire pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă LP. Sursa [original].

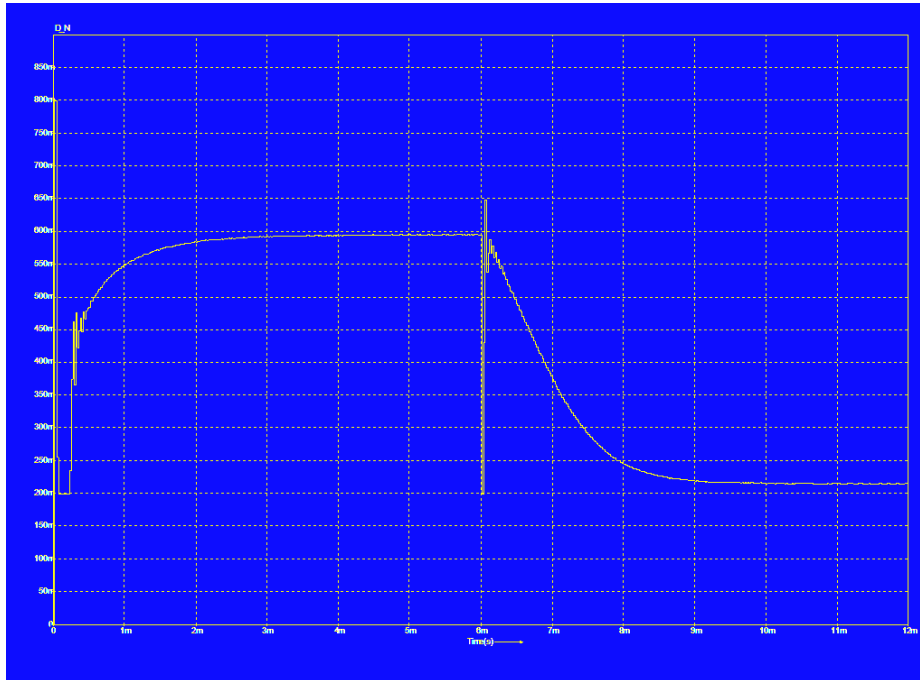


Fig. 8.13. Factorul de umplere pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă LP. Sursa [original].

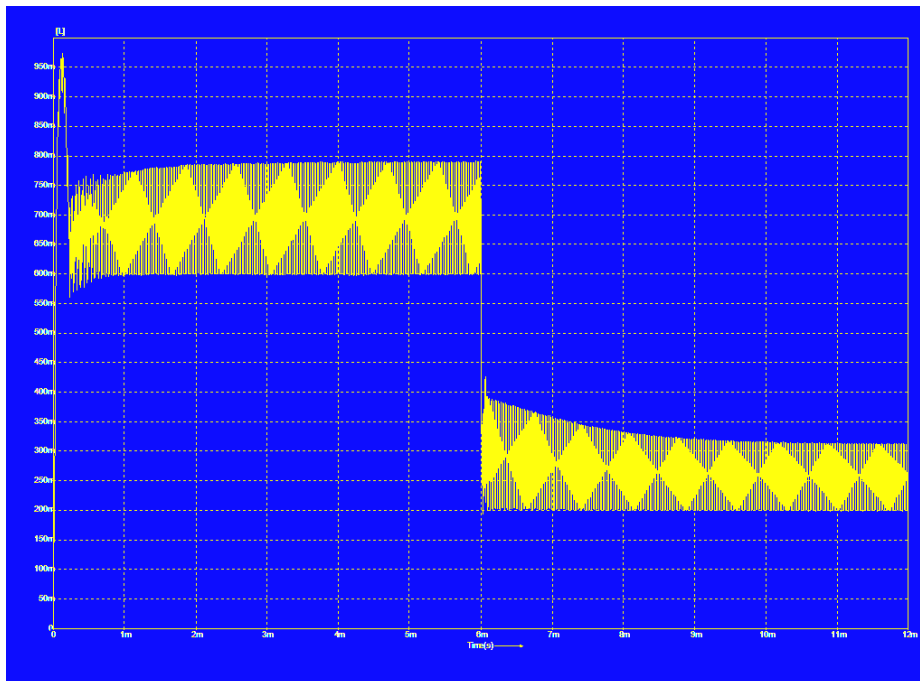


Fig. 8.14. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă TTV. Sursa [original].

Rezultatele simulării aceluiași convertor cu comandă TTV sunt exemplificate în Fig. 8.14 pentru curentul inductiv. Se observă că valoarea minimă a curentului este corect controlată la valorile de 600 mA și 200 mA, în condiții de funcționare stabilă.

În cazul aplicării comenzii TTA forma de undă a curentului este prezentată în Fig. 8.15 iar factorul de umplere în Fig. 8.16. Se remarcă faptul că valoarea medie a curentului inductiv urmărește corect valorile prescrise de 600 mA și 200 mA, în condiții de stabilitate.

Arhitectura de simulare a convertorului Ćuk-boost de generația a doua este reprezentată în Fig. 8.17 în cazul comenzii LV. Pentru toate situațiile analizate legate de acest convertor curentul de referință evoluează cu un salt treaptă de la 500 mA la 200 mA, salt ce apare la 6 ms. Curentul inductiv este cel din Fig. 8.18, remarcându-se funcționarea stabilă pentru factori de umplere mai mari decât 0,5 și instabilă pentru factori de umplere sub 0,5. Acest aspect este mai clar evidențiat în Fig. 8.19 în care pentru referința de 200 mA factorul de umplere nu mai devine constant. Instabilitatea este reliefată și de detaliul din curentul inductiv prezentat în Fig. 8.20.

Fig. 8.21 conține rezultatele pentru curentul inductiv la simularea convertorului Ćuk-boost cu comandă LTP. Controlul curentului de vârf se face cu acuratețe în cazul unei referințe de 500 mA în timp ce pentru o referință de 200 mA precizia este mai slabă. În mod deliberat a fost simulată o astfel de situație care se explică prin aceea că o referință de 200 mA forțează funcționarea convertorului cu un factor de umplere foarte mic, ceea ce conduce la un raport $\frac{\Delta V_{LOFF}}{V_{LOFF}}$ mai mare

(vezi prima linie din Tabelul 8.1) și prin aceasta condiția de liniaritate a curentului inductiv în a doua stare staționară nu mai este respectată, cu consecințe în controlul valorii dorite (aici cea de vârf). Detaliul din curentul inductiv conținut în Fig. 8.22 confirmă aserțiunea de mai sus.

În final, a fost simulat comportamentul aceluiași convertor cu comandă TA. Evoluția în timp a curentului inductiv este cea din Fig. 8.23, evidențiindu-se controlul riguros al curentului mediu prin bobină, la valorile de 500 mA și 200 mA impuse de curentul de referință. Alura factorului de umplere din Fig. 8.24, constant în stările staționare, validează funcționarea stabilă a sistemului.

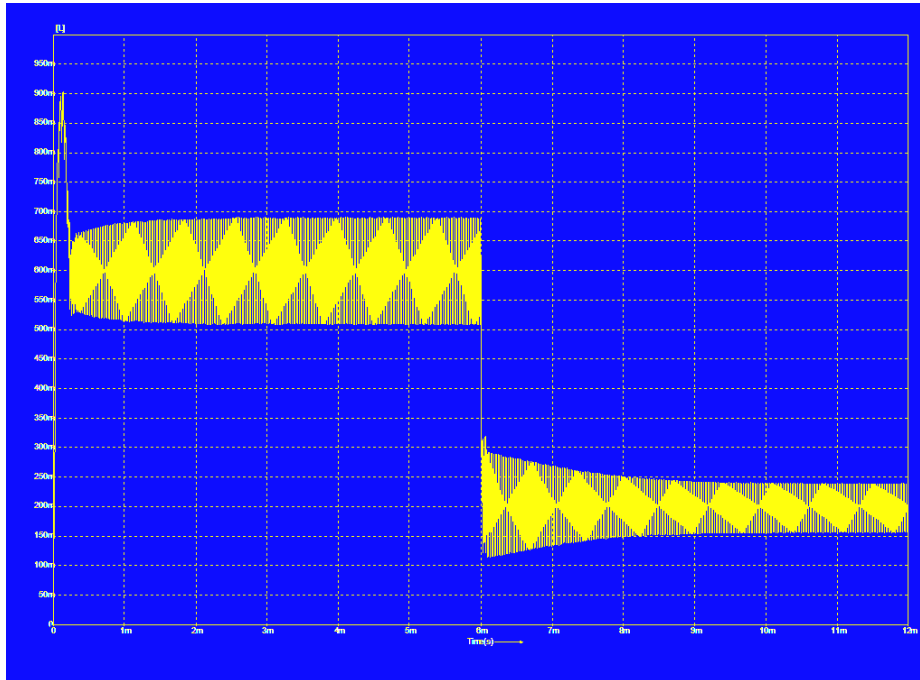


Fig. 8.15. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă TTA.
Sursa [original].

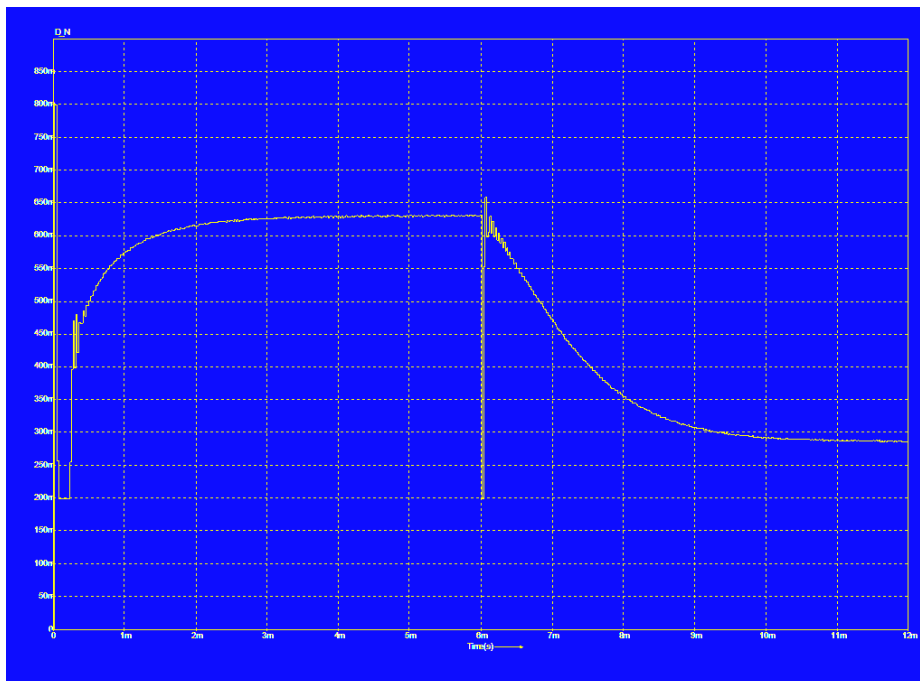


Fig. 8.16. Factorul de umplere pentru convertorul din Fig. 6.1. cu comandă predictivă TTA.
Sursa [original].

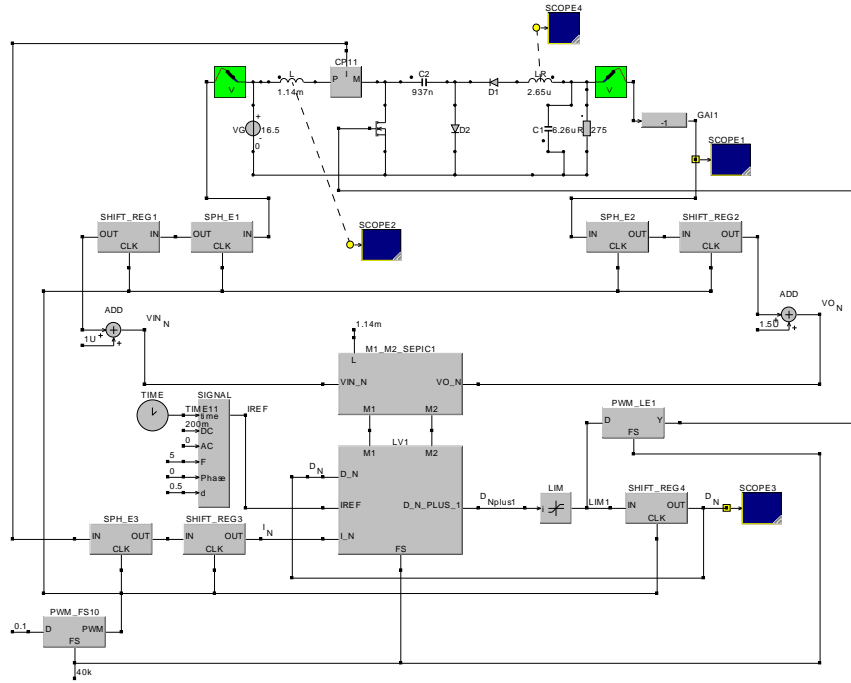


Fig. 8.17. Arhitectura de simulare pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă LV.
Sursa [original].

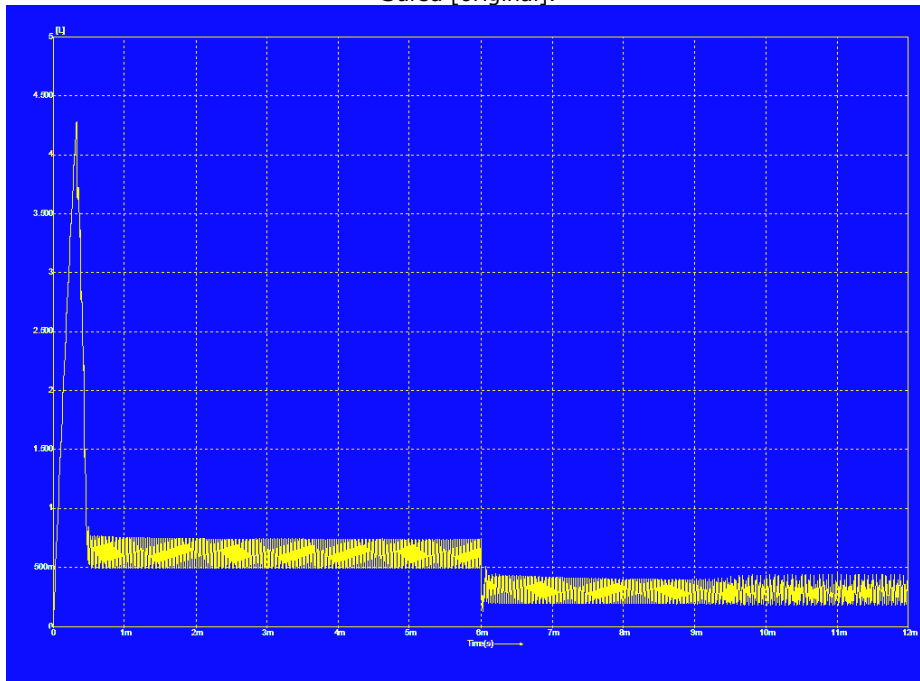


Fig. 8.18. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă LV.
Sursa [original].

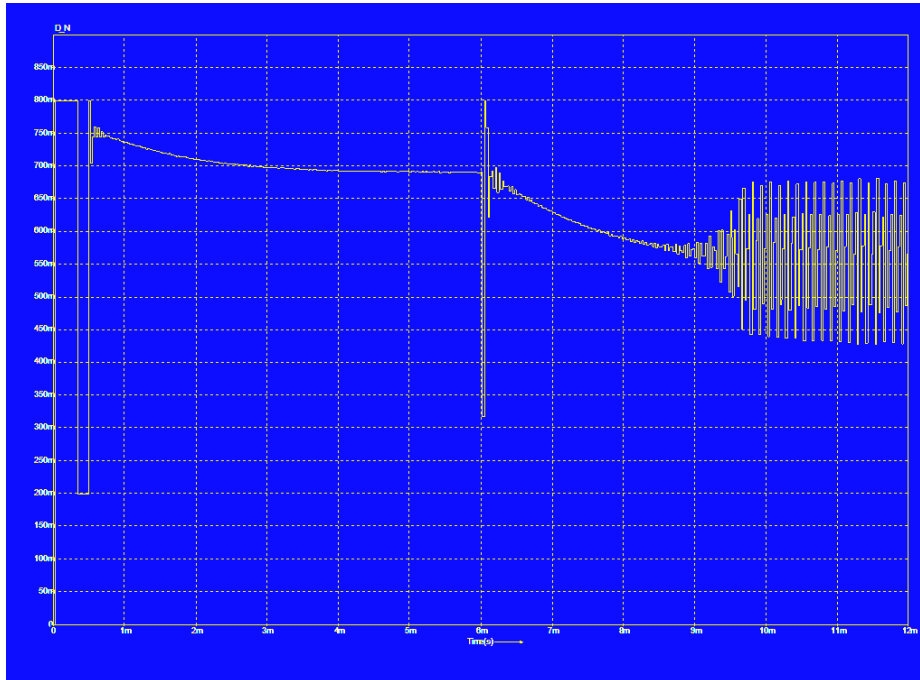


Fig. 8.19. Factorul de umplere pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă LV. Sursa [original].

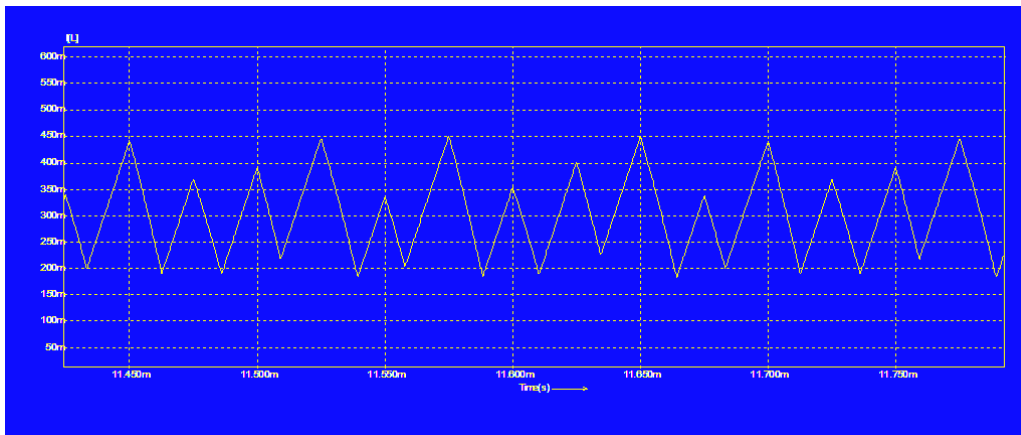


Fig. 8.20. Detaliu din curentul inductiv pentru $D < 0,5$, evidențiind instabilitatea comenzii LV în această situație. Sursa [original].

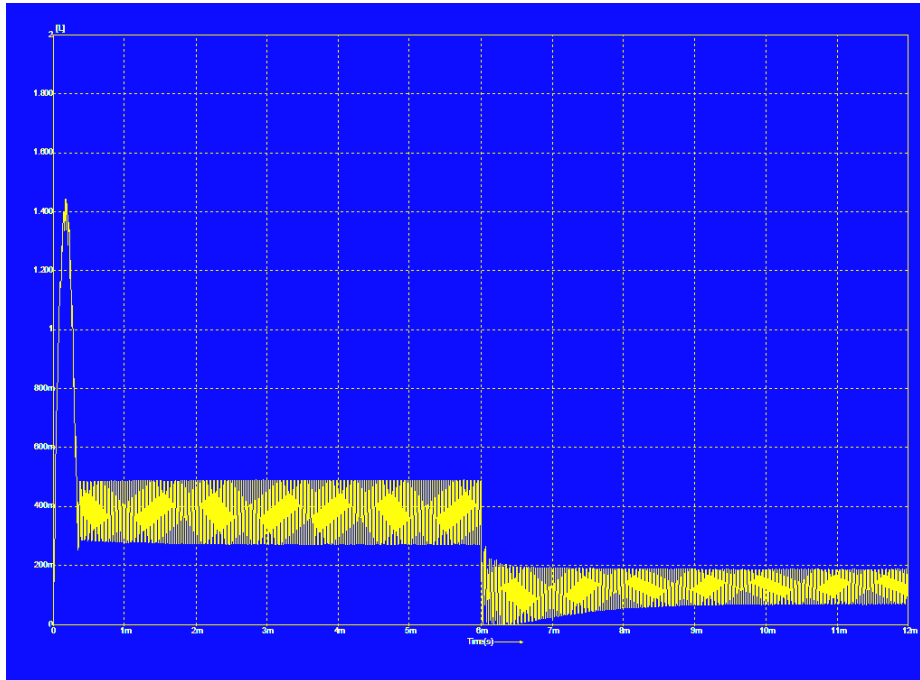


Fig. 8.21. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă LTP.
Sursa [original].

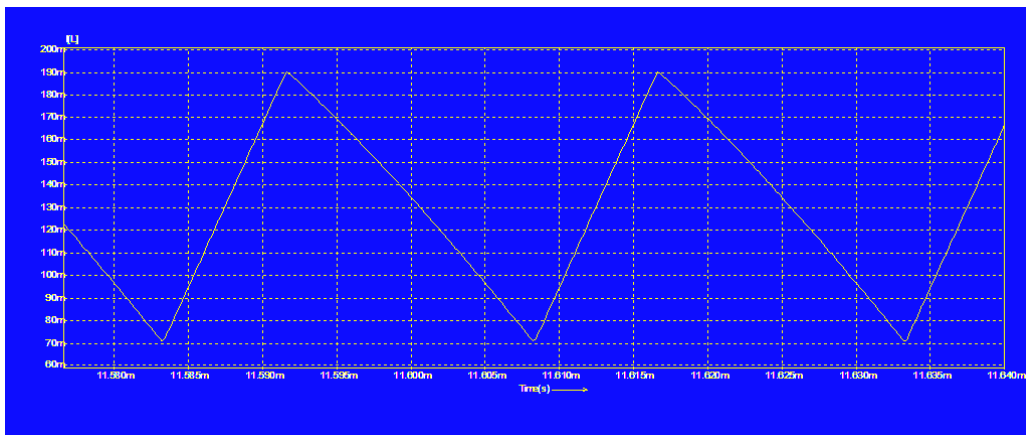


Fig. 8.22. Detaliu din curentul inductiv pentru $D < 0,5$, evidențind neliniaritatea curentului în a doua stare topologică pentru comanda LTP cu referință de valoare mică. Sursa [original].

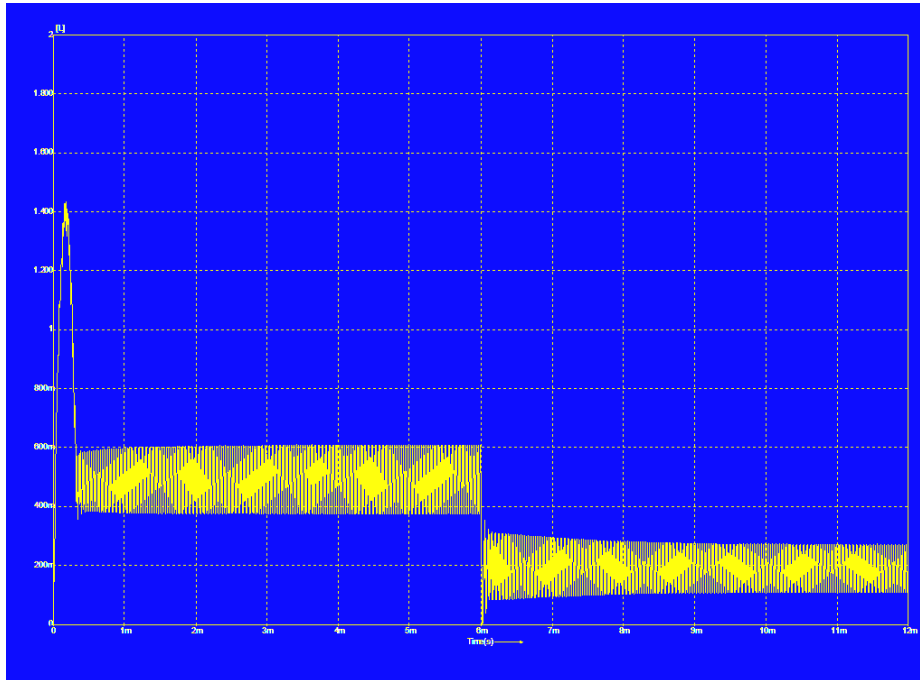


Fig. 8.23. Curentul inductiv pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă TA.
Sursa [original].

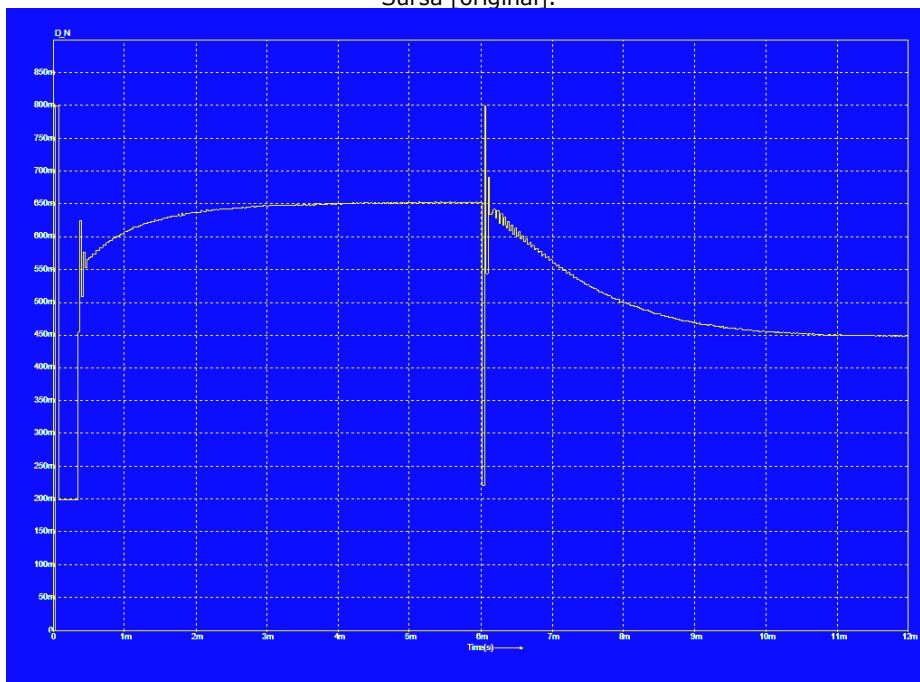


Fig. 8.24. Factorul de umplere pentru convertorul din Fig. 2.13. cu comandă TA.
Sursa [original].

8.7. Concluzii și contribuții personale

În prezentul capitol se demonstrează că toate cele trei tipuri de comenzi digitale predictive în curent asociate cu oricare din cele patru tipuri de modulații PWM se pot aplica cu succes în cazul unora dintre topologiile propuse de autor. Aceasta este de fapt principala contribuție pe care o aduce autorul în prezentul capitol. Alături de ea mai trebuie amintite și următoarele contribuții:

- un studiu general și sintetic în ce privește asocierea tehnicilor predictive cu diferite tipuri de modulații, inclusiv sub aspectul stabilității;
- deducerea relațiilor de recurență pentru cazul concret al topologiilor investigate cărora li se aplică comenzile respective;
- un studiu cantitativ care să permită asigurarea condiției de liniaritate a curentului inductiv în a doua stare topologică;
- dezvoltarea în Caspoc a blocurilor bibliotecă ce implementează atât relațiile de recurență cât și tehnicile de modulație PWM;
- confirmarea prin simulare a aplicabilității comenzilor digitate predictive în curent la unele dintre noile topologii propuse de autor.

9. Concluzii finale și contribuții personale

9.1. Concluzii finale

Idea de la care s-a plecat în elaborarea acestei teze a fost prelegerea Prof. Cuk la conferința Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM) din Nuremberg 2011. De fapt ce l-a frapat pe autor a fost afirmația unei personalități de talia profesorului Cuk că epoca convertoarelor clasice a apus și că se va instaura o supremație a topologiilor propuse de prof. Cuk prin Compania TESLAcO. Curiozitatea l-a făcut pe autor să investigheze în această direcție și să acceseze cele două brevete de referință ale prof. Cuk. Asemănarea izbitoare dintre topologiile din brevete și cele propuse de dr. Zhou în teza sa a fost elementul declanșator al cercetării din stagiul doctoral. Întrebarea firească a fost dacă nu cumva și alte topologii propuse de dr. Zhou ar putea ca prin transformare să conducă spre structuri performante. Cu acest obiectiv s-a pornit în cercetare și opinia finală este că acesta a fost atins.

9.2. 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. Studiul bibliografic sintetic și comparativ privind convertoarele pătratică, QRC și cele cu comandă independentă realizat în capitolul 1. Incluziunea acestui studiu în teză se justifică prin aceea că noile convertoare propuse de autor au asemănări cu aceste familii de convertoare, sub aspectul solicitărilor și a funcționării la frecvență constantă, evidențierea avantajelor lor făcând necesar acest lucru.
2. Analiza în capitolul 2 a celor două familii de convertoare propuse de prof. Cuk, justificată prin aceea că noile topologii dezvoltate de autor extind de fapt tehnica utilizată de prof. Cuk pe alte structuri.
3. Aplicarea sintezei Zhou pentru generarea unitară a noilor topologii de convertoare propuse de autor și denumite convertoare Cuk de generația a doua. Deși dificilă, sinteza Zhou rămâne procedura de top, prin generalitate, în sinteza convertoarelor dc-dc. În capitolul 3 se propun de către autor 24 de convertoare cu două bobine și două capacități, dintre care 4 sunt de fapt cele brevetate de prof. Cuk. Rămân astfel 20 de topologii noi propuse de autor: 10 convertoare coborâtoare, 6 convertoare ridicătoare și 4 ridicător-coborâtoare. Dintre cele 20 autorul se concentrează doar pe cele cu un singur tranzistor, evident din considerente de simplitate a comenzii.
4. În capitolul 4 autorul propune un nou convertor coborâtor, cu un tranzistor și două diode. Cu doar trei componente suplimentare în comparație cu topologia buck PWM clasică, acest convertor prezintă o serie de **avantaje** și anume:
 - solicitări reduse în tensiune pentru componentele semiconductoare. Tensiunea maximă pe tranzistor și dioda principală este mai mică decât într-

- un convertor buck clasic, fiind egală cu tensiunea de ieșire și nu cu cea de intrare;
 - curentul mediu prin bobina principală L , I_L , este mai mic decât omologul său din convertorul buck clasic, ca atare și dimensiunile fizice pentru bobina L vor fi, mai mici;
 - curentul mediu prin întrerupătorul S , I_S , este același ca și în convertorul buck clasic;
 - curentul mediu prin dioda D_2 este egal cu cel din convertorul buck clasic;
 - o condiție de funcționare CCM mai relaxată decât în convertorul buck clasic și la fel în cazul condiției de funcționare necondiționată CCM;
 - randament mai mare datorat pierderilor mai mici pe semiconductoare;
 - componentele suplimentare sunt aceleași ca și cele dintr-un convertor QRC și astfel se realizează o funcționare soft-switching, pentru unele dintre elementele semiconductoare, însă convertorul propus prezintă, solicitări în tensiune mai mici comparativ cu un convertor QRC;
 - tensiunea de ieșire este teoretic, independentă de sarcină, ca în convertoarele PWM hard-switching, ceea ce nu se întâmplă în convertoarele QRC.
 - forma nechoppată, netedă a curentului de intrare cu consecințe benefice în aspectele de EMI;
 - în cazul în care se doresc tensiuni de ieșire mai mici dar apropiate de tensiunea de intrare, funcționarea convertorului se va face cu factori de umplere mai mici decât în topologia clasică, evitându-se astfel funcționarea cu timpi de blocare comparabili cu timpii de comutație ai tranzistorului.
5. Capitolul 5 propune un nou convertor coborâtor care prezintă o serie de proprietăți superioare topologiei clasice:
- solicitări reduse în tensiune pentru componentele semiconductoare. Tensiunea maximă pe tranzistor și dioda principală este mai mică decât într-un convertor buck clasic, fiind egală cu tensiunea de ieșire;
 - curentul mediu prin bobina principală L , I_L , este mai mic de $1/M$ ori decât omologul său din convertorul buck clasic, cu repercusiuni pozitive în magnetizarea și dimensiunile acestui element reactiv;
 - curentul mediu prin întrerupătorul S , I_S , este același ca și în convertorul buck clasic;
 - curentul mediu prin dioda D_2 este egal cu cel din convertorul buck clasic;
 - condițiile de funcționare CCM și cea de funcționare necondiționată CCM sunt mai relaxate decât în convertorul buck clasic;
 - randament superior, datorat pierderilor mai mici pe semiconductoare;
 - comparativ cu un convertor QRC noul convertor are același număr și aceleași tipuri de elemente de circuit ca și un convertor QRC. Deosebiri radicale apar în ce privește solicitările în tensiune ale dispozitivelor și independența raportului static de conversie de sarcină, toate în favoarea noii topologii.
 - spre deosebire de convertorul precedent tranzistorul este în serie cu intrarea ceea ce este un dezavantaj din punct de vedere al EMI dar care are avantajul că permite implementarea simplă a soft-start-ului;
 - funcționarea la factori de umplere mai mici decât în convertorul clasic atunci când se doresc tensiuni de ieșire apropiate de tensiunea de alimentare.

6. Principala contribuție personală a autorului în capitolul 6 este propunerea unei noi topologii ridicătoare de convertor dc-dc care prezintă o serie de avantaje relativ la structura boost clasică:
 - solicitările în tensiune ale tuturor dispozitivelor semiconductoare sunt mai mici decât în structura clasică. Consecințele imediate sunt pierderile de conducție și de comutație mai mici.
 - solicitarea în curent mediu pentru bobina principală L , este de $M/(M-1)$ ori mai mică decât în convertorul boost clasic. Aceasta permite ca acest dispozitiv magnetic să fie mai mic, contribuind la miniaturizarea convertorului;
 - curentul mediu prin întrerupătorul S , I_S , este identic cu cel din convertorul boost clasic;
 - curentul mediu prin dioda D_2 este și el egal cu cel din convertorul boost clasic și egal cu curentul de sarcină;
 - condiția de funcționare CCM, inclusiv cea necondiționată este mai puțin restrictivă față de cea din convertorul boost clasic;
 - randament foarte bun, prin micșorarea pierderilor pe elemente semiconductoare și bobină;
 - raportul static de conversie independent de sarcină;
 - pentru tensiuni de ieșire mari funcționarea se face la factori de umplere mai mici decât în topologia clasică ceea ce permite o comandă mai simplă, deoarece timpul de blocare al tranzistorului rămâne suficient de mare față de timpii de comutație;
 - curentul de intrare nu prezintă fronturi abrupte deoarece este suma a doi curenți inductivi. Așadar din punct de vedere al EMI structura are proprietăți favorabile;
 - deși la o primă vedere structura are asemănări frapante cu un convertor QRC atât din punct de vedere al numărului de componente cât și al naturii acestora, deosebirea de un convertor QRC este radicală din cel puțin două puncte de vedere: comanda se face în factor de umplere și rezistența de ieșire este teoretic nulă iar solicitările dispozitivelor sunt mai mici sau cel mult egale cu cele din convertorul PWM părinte.
7. În capitolul 7 se propune un nou convertor ridicător care prezintă un set de avantaje comparativ cu un convertor boost clasic:
 - solicitări reduse în tensiune pentru componentele semiconductoare, solicitările fiind mai mici cu tensiunea de alimentare față de solicitările convertorului boost clasic;
 - curentul mediu prin bobina principală L , I_L , este mai mic de $M/(M-1)$ ori decât omologul său din convertorul boost clasic, cu repercusiuni benefice în ce privește magnetizarea și dimensiunile acestui element reactiv;
 - curentul mediu prin întrerupătorul S , I_S , este același ca și în convertorul boost clasic;
 - curentul mediu prin dioda D_2 este egal cu cel din convertorul boost clasic;
 - condițiile de funcționare CCM și cea de funcționare necondiționată CCM sunt mai relaxate decât în convertorul boost clasic;
 - randament superior, datorat pierderilor mai mici pe semiconductoare;
 - comparativ cu un convertor QRC noul convertor are același număr și aceleași tipuri de elemente de circuit ca și un convertor QRC. Deosebirile radicale apar în ce privește solicitările în tensiune ale dispozitivelor și independența raportului static de conversie de sarcină, toate în favoarea noii topologii.

- curentul de intrare nu contine fronturi abrupte deoarece este suma a doi curenți inductivi. Acet fapt se repercutează pozitiv în proprietățile EMI ale noului convertor.
- funcționarea la factori de umplere mai mici decât în convertorul clasic atunci când se doresc tensiuni de ieșire mari, ceea ce facilitează comanda.

Pentru toate topologiile nou propuse în capitolele 4,5, 6 și 7 autorul a efectuat:

8. Analiza teoretică a fiecărui convertor propus și deducerea caracteristicilor statice și a relațiilor de bază pentru proiectare.
9. Validarea prin simulare cu ajutorul programului CASPOC a convertorului și confirmare la nivel de simulare a conceptelor teoretice dezvoltate.
10. Construcția modelului experimental al convertorului și validarea prin experiment a fezabilității și superiorității noii topologii propuse.
11. Dezvoltarea de programe Matlab adiacente studiului teoretic și prin experiment.
12. Demonstrarea în capitolul 8 că toate cele trei tipuri de comenzi digitale predictive în curent asociate cu oricare din cele patru tipuri de modulații PWM se pot aplica cu succes în cazul unora dintre topologiile propuse de autor. Aceasta a presupus:
13. Un studiu general și sintetic în ce privește asocierea tehnicilor predictive cu diferite tipuri de modulații, inclusiv sub aspectul stabilității.
14. Deducerea relațiilor de recurență pentru cazul concret al topologiilor investigate cărora li se aplică comenzile respective.
15. Un studiu cantitativ care să permită asigurarea condiției de liniaritate a curentului inductiv în a doua stare topologică.
16. Dezvoltarea în Caspoc a blocurilor bibliotecă ce implementează atât relațiile de recurență cât și tehnicile de modulație PWM.
17. Confirmarea prin simulare a aplicabilității comenzilor digitate predictive în curent la unele dintre noile topologii propuse de autor.

În privința celor patru convertoare nou propuse, singurul inconvenient funcțional îl reprezintă domeniul raportului static de conversie restricționat între 0,5 și 1 în cazul structurilor coborâtoare și între 2 și ∞ pentru cele ridicătoare. Interesant este faptul că în toate cazurile restricția raportului static de conversie apare în partea inferioară a domeniului.

Sub aspect economic noile arhitecturi propuse ar putea avea un cost potențial ușor crescut din cauza celor trei componente suplimentare folosite. Totuși acest aspect este discutabil deoarece ar trebui făcut un calcul exact, întrucât este posibil ca date fiind solicitările în curent ale bobinei și în tensiune ale dispozitivelor semiconductoare, care sunt mai mici decât în cazul clasic, costurile acestora să compenseze costurile componentelor suplimentare.

Autorul opiniază că un studiu de perspectivă ar putea fi fertil dacă s-ar concentra pe:

- analiza celor 14 convertoare cu două tranzistoare din setul de 24. Deși la o primă vedere acestea ar părea că nu aduc nimic promițător, este posibil ca analiza să pună în evidență o serie de aspecte benefice ce ar putea fi totuși exploatate, în special în aplicații PFC sau conversia DC-AC.

- aplicarea tehnicii de introducere a celulelor rezonante și în cazul altor clase de convertoare. Nimic nu garantează desigur succesul. De exemplu, autorul a investigat topologiile ridicător-coborâtoare (2) și (4) din Fig. 3.14. și acestea nu au relevat nici o proprietate superioară față de convertorul buck-boost clasic.

- investigarea posibilității de utilizare a noilor convertoare propuse în circuite PFC.
- dezvoltarea de modele de semnal mic pentru noile topologii propuse. O idee în acest sens este să se modeleze celula de comutație după tehnica propusă de Erickson în [39] pentru elaborarea modelelor de semnal mic ale convertoarelor QRC. Un lucru este cert legat de capacitatea internă și anume că aceasta va fi externă celulei de comutație, sistemul fiind unul de ordinul trei, ceea ce complică substanțial modelarea.

Bibliografie

- [1] Analog Devices Inc., "ADMC-401 single-chip, DSP-based high performance motor controller, rev. B", 2000.
- [2] Ang, S. and Oliva, A., "Power-Switching Converters", 3rd ed., chap. 2, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2010.
- [3] Athalye, P., Maksimovic, D. and Erickson, R., "High-performance front-end converter for avionics applications", in *Proc. Power Conv. Intell. Motion Conf.*, Sept. 2001.
- [4] Bauer, P., Schoevaars, R., "Bidirectional switch for a solid state tap changer", *PESC'03: 2003 IEEE 34th annual Power Electronics Specialists Conference Records, Vols. 1-4*, (2003), pp. 466-471.
- [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] Brush, L. „DC-DC converters targeting new directions, Special EDN supplement *Power Technology, Part I: Powering OEM Systems*“, Cahners, January 2002
- [8] Buso, S., Mattavelli, P., "Digital Control in Power Electronics", Morgan&Claypool Publishers, First Edition, 2006.
- [9] 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.
- [10] Chapel, A., Ferrante, G., O'Sullivan D., Weinberg, A., "Application of the injected current model for the dynamic analysis of switching regulators with the new concept of LC3 modulator," *Proc. IEEE Power Electron. Specialists' Conf.*, 1978, pp. 135-147.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] Choudhury, S., Harrison, M., "DSPs simplify digital control implementation of SMPS", Texas Instruments, Dallas, Power Electronics Technology, July 1, 2003.
- [16] Chen, J., Maksimović, D. and Erickson, R., "A New Low-Stress Buck-Boost Converter for Universal-Input PFC Applications", *Proc. IEEE APEC*, March 4-8 2001, pp. 343-349.

- [17] **Cireșan, A.** and Lascu, D., "A New Low-Stress High Efficiency Buck Converter", *Proceedings of the International Symposium on Electronics and Telecommunications, ISETC 2012*, pp. 71-74.
- [18] **Cireșan, A.**, Lascu, D., "A Novel Low-Stress High-Efficiency Step-Up DC-DC Converter", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, (AECE), Stefan cel Mare University of Suceava ISSN: 1582-7445, e-ISSN: 1844-7600, JCR Impact Factor: 0,552 – în curs de recenzie finală.
- [19] **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.
- [20] 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.)*, 7 pagini, ISSN: 1974-6059, Cd-Rom ISSN: 1974-6067 – lucrare acceptată spre publicare.
- [21] Lica, S., **Cireșan, A.**, Băbăiță, C., Lascu, D., "A New Low Stresses High-Efficiency Step-Down Converter", *2013 IEEE 19th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, Galați, Romania, ISBN: 978-1-4799-1555-2.
- [22] **Cireșan, A.**, "A New Boost DC/DC converter", *"Interdisciplinaritatea și managementul cercetării în studiile doctorale"*, Oradea, România, 7 – 8 iunie 2012, pag. 4 din 5.
- [23] **Cireșan, A.**, "A New Boost DC/DC converter for High Voltage", *"Interdisciplinaritatea și managementul cercetării"*, Pitești, România, 30 – 31 mai 2013, pag. 2 din 4.
- [24] Ćuk, S., "DC-to-DC Switching Converter With Zero Input and Output Ripple and Integrated Magnetics", *U.S. Pat. No. 4,257,087*, March 17, 1981
- [25] Ćuk, S. and Middlebrook, R.D., "Advances in Switched-Mode Power Conversion", vol. I, II, and III, TESLACO, 1981 and 1983.
- [26] Ćuk, S. and Middlebrook, R.D., "DC-to-DC Switching Converter", *U. S. Pat. No. 4,184,197*, Jan, 15, 1980.
- [27] Ćuk, S., "Step-down converter having a resonant inductor, a resonant capacitor and a hybrid transformer", *United States patent, Patent No. US 7,915,874 B1*, Mar. 29, 2011.
- [28] Ćuk, S. and Zhang., Z., "Voltage step-up switching dc-to-dc converter field of the invention", *United States, Patent No. US 7,778,046 B1*, August 17, 2010.
- [29] Ćuk, S., "Modeling, Analysis and Design of Switching Converters", *Ph.D. Thesis*, November 1976, California Institute of Technology, Pasadena, California, USA.
- [30] Ćuk, S., "State-space averaging: past, present and future", invited paper, *Applied Power Electronics Conference (APEC)*, Fort Worth, Texas, March 6, 2011.
- [31] Ćuk, S., "Bridgeless PFC converter", *United States patent, Patent No. US 2010/0259240 A1*, October 14, 2010.
- [32] Ćuk, S., "Single-Stage, AC-DC converter topologies of 98% efficient single phase and three-phase rectifiers", keynote at *Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM) Europe 2011*, May 17, Nuremberg, Germany.
- [33] De Jong, E.C.W., Ferreira, J.A., Bauer, P., "Design techniques for thermal management in switch mode converters", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 42, Issue 6, pp. 1375-1386, Nov-Dec 2006.
- [34] Deisch, C., "Simple switching control method changes power converter into a current source", in *Proc. IEEE PESC'78 Conf.*, 1978, pp. 300–306.

- [35] Dixon, L., "Average current mode control of switching power supplies", in *Proc. Unitrode Power Supply Design Sem.*, 1990.
- [36] 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.
- [37] Dwari, S., Parsa, L., "A novel high efficiency high power interleaved coupled-inductor boost dc-dc converter for hybrid and fuel cell electric vehicle", *Vehicle Power and Propulsion Conference. (VPPC) 2007*, pp. 399-404.
- [38] Erickson, R., Madigan, M. and Singer, S., "Design of a simple high power factor rectifier based on the flyback converter", in *Proc. IEEE APEC'90 Conf.*, 1990, pp. 792-801.
- [39] Erickson, R. W. and Maksimović, D., *"Fundamentals of Power Electronics, 2nd Ed."*, Chapman and Hall, 2001.
- [40] Foong, H. C., Zheng, Y., Tan, Y. K., and Tan, M. T., "Fast-Transient Integrated Digital DC-DC Converter With Predictive and Feedforward Control", *IEEE Trans. on Circuits and Systems—I: Regular Papers*, Vol. 59, No. 7, July 2012, pp. 1567-1576.
- [41] Franklin, G., Powell, J.D., Workman, M., *"Digital Control of Dynamic Systems"*, Addison- Wesley, 3rd ed., 1997.
- [42] Freeland, S.D., "I. A Unified Analysis of Converters with Resonant Switches II. Input-Current Shaping for Single-Phase AC-DC Power Converters", *Ph.D. Thesis*, California Institute of Technology, June 1988.
- [43] General Dynamic Corporation, "Resonant AC power system: proof of concept", GDC Interim Report, vol. I.
- [44] Harada, K., Gu, W. J., Murata, K. "Controlled resonant converters with switching frequency fixed", *IEEE/PESC Conf. Rec.*, 1987, pp. 431-438.
- [45] Hosseini, S. H. and Nouri, T., "A transformerless step-up dc-dc converter with high voltage gain and reduced voltage stresses on semiconductors", *47th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, London, Sept. 2012, pp. 1-6.
- [46] 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. IEEE PESC'79 Conf.*, 1979, pp. 284-301.
- [47] Jain, A. , Daniele, M., Jain, P. K., "A bidirectional dc-dc converter topology for low power application", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 15, No. 4, pp. 595-606, July, 2000.
- [48] 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.
- [49] Kawabata, T., Miyashita, T. and Yamamoto, Y., "Dead beat control of three phase PWM inverter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, pp. 21-28, Jan. 1990.
- [50] 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.
- [51] 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.
- [52] Kwasinski, A., "Identification of Feasible Topologies for Multiple-Input DC-DC Converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 3, March 2009, pp. 856-861.

- [53] Lai, J. and Chen, D., "Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode", in *Proc. IEEE APEC'93 Conf.*, 1993, pp. 267-273.
- [54] Lascu, D., "Transferul controlat al energiei prin convertoare PWM și rezonante", *Ph.D. Thesis*, Universitatea Politehnica Timișoara, 1998.
- [55] Liang, T. J., Lee, J. H., Chen, S. M., Chen, J. F. and Yang, L. S., "Novel Isolated High-Step-Up DC-DC Converter With Voltage Lift", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 4, April 2013, pp. 1483-1491.
- [56] Lee, Y. S., Chou, Z. H., Huang, S. S. and Huang, S. Y., "Quadratic boost converter with switched capacitor and coupled inductor for PV system applications", *IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2013, pp.38-43.
- [57] 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.
- [58] Li, Y., Ruan, V., Yang, V., Liu, F. and Tse, C. K., "Synthesis of Multiple-Input DC/DC Converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, Issue 9, pp. 2372-2385, Sept. 2010.
- [59] Li, R., O'Brien, T., Lee, J., Beecroft, J., "A unified small signal analysis of dc-dc converters with average current mode control", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009*. pp. 647-654.
- [60] C. P. Liu, C. P., Tse, C. K., Poon, N. K., Pong, B., and Lai, Y. M., „Synthesis of Input-Rectifierless AC/DC Converters”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, Issue 1, pp. 176-182, Jan. 2004.
- [61] Liu, K. H., Lee, F. C., "Resonant switches-A unified approach to improve performances of switching converters", *Proc. IEEE INTELEC*, 1984, pp.344-351.
- [62] Liu, K. H., Lee, F. C., "Zero-voltage switching technique in dc/dc converters", *IEEE/PESC Rec.*, 1986, pp. 58-70.
- [63] Liu, K. H., Oruganti, R., Lee, F. C., "Resonant switches - topologies and characteristics", *IEEE/PESC*, 1985 *Rec.*, pp. 106-116.
- [64] Maksimović, D., "Synthesis of PWM and Quasi-Resonant DC-to-DC Power Converters", *Ph.D. Thesis*, Jan. 12, 1989, California Institute of Technology, Pasadena, Calif., USA.
- [65] Maksimović, D., Čuk, S., "General properties and synthesis of PWM dc-to-dc converters", *IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, 1989, pp. 515-525.
- [66] Maksimović, D., "Design of the clamped-current high-power-factor boost rectifier", in *Proc. IEEE APEC'94 Conf.*, 1994, pp. 584-590.
- [67] Maksimović, D. and Čuk, S., "Constant-frequency control of quasi-resonant converters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 6, No. 1, pp. 141-150, January, 1991.
- [68] Maksimović, D., Čuk, S., "Switching Converters with wide dc conversion range", *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 6, no. 1, Jan., 1991, pp. 151-157.
- [69] Maksimovic, 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.
- [70] Massey, R. P. and Snyder, E. C., "High Voltage Single-Ended DC-DC converter", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1977 record, pp. 156-159.
- [71] Matsuo, H., Harada., K., "The cascade connection of switching regulators", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-3, no. 2, Mar./Apr. 1976.

- [72] Mishima, T., Takeuchi, Y., Nakaoka, M., "A new high step-up voltage ratio soft switching PWM boost dc-dc power converter with edge resonant switched capacitor modular", *Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011, pp. 1-10.
- [73] Mitwalli, A. H., Leeb, S. B., Verghese, G. C. and Thottuvelil, V. J., "An adaptive digital controller for a unity power factor converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 374-382, Mar. 1996.
- [74] Moir, I., "More-electric aircraft-system considerations", in *Proc. IEE Colloq. Elect. Mach., Syst., More Elect., Aircraft*, 1999, pp. 10/1-10/9.
- [75] Ngo, K. D. T., "Generalization of resonant switches and quasi-resonant dc-dc converters", *IEEE/PESC Rec.*, 1987, pp. 395-403.
- [76] Patterson, O. D., Divan, D. M., "Pseudo-resonant full bridge dc/dc converter", *IEEE/PESC Conf. Rec.*, 1987, pp. 424-430.
- [77] Pongswatd, S., Smerpituk, K., Julsereewong, P., Eguchi K., Sasaki, H., "Design of Fractional Conversion Ratio SC DC-DC Converters", *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, May 15-17 2013, pp. 1-4.
- [78] Prodic, A., Chen, J., Maksimovic, D., and Erickson, R.W., "Digitally controlled low-harmonic rectifier having fast dynamic responses", in *Proc. IEEE APEC'02 Conf.*, 2002, pp. 476-482.
- [79] 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.
- [80] Redl, R. and Erisman, B., "Reducing distortion in peak-current-controlled boost power factor correctors", in *Proc. IEEE APEC'94 Conf.*, 1994, pp. 576-583.
- [81] 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", in *Proc. IEEE PESC'85 Conf.*, 1985, pp. 771-785.
- [82] Restrepo, C., Calvente, J., Romero, A., Idiarte, E., Giral, R., "Currentmode control of a coupled-inductor buck-boost dc-dc switching converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, May 2012, pp. 2536-2549.
- [83] Ridley, R., "A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 2, April, 1991, pp. 271-280.
- [84] Ridley, R., "Power Supply Design", Volume 1: Control, Ridley Designs, 2011.
- [85] Roshan, Y., Moallem, M., "Load Current Control of a Boost Converter using Output Redefinition", *Proc. of IECON 2013*, pp. 1700-1705.
- [86] 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.
- [87] Sha, D., Guo, Z., 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.
- [88] 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.
- [89] Simulation Research, Caspoc, user manual, <http://www.simulation-research.com/sr/sr.php>

- [90] Soong, T., Lehn, P., "A transformerless high boost dc-dc converter for use in medium / high voltage applications", *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 174-179.
- [91] 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.
- [92] Tabisz, W. A., Lee, F. C., "Zero-voltage switching multi-resonant technique- A novel approach to improve performance of high-frequency quasi-resonant converters", *IEEE/PESC Rec.*, 1988, pp. 9-17.
- [93] Taher. M., "Design an Algorithm to Syntheses DC-DC Converters", *2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, April 16-19, 2013, pp. 381-385.
- [94] Tang, W., Ridley, R., and F. C. Lee, "Small-signal analysis of average current-mode control", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, Apr. 1993, pp. 112-119.
- [95] 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.
- [96] 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.
- [97] Tsai, F. S., Lee, F. C., "A complete characterization of a constant-frequency, clamped mode, series resonant converter", *Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference*, Kyoto, Japan, April 11-14, 1988, pp. 987-996.
- [98] Tsai, F. S., Lee, F. C., "Constant-frequency phase-controlled resonant power processor", *Industry Applications Society Annual Meeting Conference Record*, Denver, Colorado, Sept. 38- Oct. 3, 1986, pp. 617-622.
- [99] Tsai, F. S., Materu, P. Lee, F. C., "Constant-frequency, clamped mode resonant converters", *IEEE Trans. Power Electron. vol. 3, no. 4*, Oct., 1988, pp. 460-473.
- [100] Vorperian, V., "Quasi-square-wave converters: Topologies and analysis", *Proc. VPEC Conference*, 1987, pp. 72-80.
- [101] 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.
- [102] Yang, P., Xu, J., Zhou, G. and Zhang, S. "A new quadratic boost converter with high voltage step-up ratio and reduced voltage stress", *7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, Harbin, June 2-5, 2012, Vol. 2, pp. 1164-1168.
- [103] 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.
- [104] Zhang, Z., Mayer, E., Liu, Y-F. and Sen, P. C., "A 1 MHz, 12V ZVS Nonisolated Full-Bridge VRM With Gate Energy Recovery", *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 25, No.3, March 2010.
- [105] Zhou, D., "Synthesis of PWM Dc-to-Dc Power Converters", *Ph.D. Thesis*, California Institute of Technology, October 1995.
- [106] Wang, C. M., Lin, C. H. and Lin, H. Y., "High-efficiency and low-stress ZVS-PWM bidirectional DC/DC converter for battery charger", *6th IEEE Conference on*

- Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, June 21-23, 2011, pp. 1185-1190.
- [107] Wolaver, D., "Fundamental Study of Dc to Dc Conversion System", *Ph.D. Thesis*, Massachusetts Institute of Technology, January 1969.
- [108] Wu, R., Dewan, S. B. and Slemon, G. R., "Analysis of a PWM ac to dc voltage source converter under the predicted current control with a fixed switching frequency", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 27, no. 4, pp. 756-764, July/Aug. 1991.

Lista cu lucrările științifice proprii – publicațiilor rezultate în contextul elaborării tezei de doctorat, publicate sub afiliere UPT și la care face referire lucrarea

ing. Aurel CIREȘAN

1. Lucrări științifice publicate în reviste indexate ISI

1. **Aurel Cireșan**, Dan Lascu, "A Novel Low-Stress High-Efficiency Step-Up DC-DC Converter", *Advances in Electrical and Computer Engineering*, (AECE), Stefan cel Mare University of Suceava Faculty of Electrical Engineering and Computer Science 13, Universitatii Street Suceava – 720229, ROMANIA, 6 pagini, 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)*, în curs de recenzie finală.

2. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate ISI Proceedings

1. **Aurel Cireșan**, Dan Lascu, "A New Low-Stress High Efficiency Buck Converter", *ISETC '12, 2012 10th International Symposium on Electronics and Telecommunications Proceedings*, Timișoara, România, ISBN:978-1-4673-1174-8, IEEE Catalog Number:CFP1203L-PRT - pentru volum, ISBN: 978-1-4673-1175-5, IEEE Catalog Number:CFP1203L-CDR - pentru CD,ISBN (ISSN):978-1-4673-1176-2/12/\$31.00 ©2012 IEEE - pentru lucrare,15 – 16 noiembrie 2012, nr. pag.:4 din 422, de la pag. 71 la pag. 74, Proc. IEEE Explore, IEEE Romanian Section, IEEE ComSoc Germany Chapter, Romanian Academy of Technical Sciences, (Web of Knowledge - Thomson Reuters și IEEE Explore 2013).

3. Lucrări științifice publicate în reviste de specialitate indexate BDI

1. **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, CSA și Copernicus).

2. 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.)*, 7 pagini, *Print ISSN: 1974-6059, Cd-Rom ISSN: 1974-6067*. (Scopus, CSA și Copernicus).

4. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate BDI

Nu este cazul.

5. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice internaționale (Proceedings) din străinătate

Nu este cazul.

6. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice

1. **A. Cireșan**, "A New Boost DC/DC converter", *"Interdisciplinaritatea și managementul cercetării în studiile doctorale"*, Oradea, România, 7 – 8 iunie 2012, pag. 4 din 5.

2. **A. Cireșan**, "A New Boost DC/DC converter for High Voltage", *"Interdisciplinaritatea și managementul cercetării"*, Pitești, România, 30 – 31 mai 2013, pag. 2 din 4.

3. Septimiu Lica, **Aurel Cireșan**, Cristina Băbăiță, Dan Lascu, "A New Low Stresses High-Efficiency Step-Down Converter", *2013 IEEE 19th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, Galați, Romania, ISBN: 978-1-4799-1555-2, IEEE Catalog Number: CFP1307I-ART - pentru volum, ISBN (ISSN):978-1-4799-1555-2/13/\$31.00 ©2013 IEEE - pentru lucrare, 24 – 27 octombrie 2013, nr. pag.: 6 din 293, de la pag. 205 la pag. 210, IEEE Romanian Section.

Anexe

Anexa 1. C1

% Dependența puterii indirecte normalizate de raportul static de conversie pentru diverse convertoare dc-dc. Cap.1. Fig.1.16.

```
clear all; close all; clc;
syms Vo R M
% Convertor buck
D=M;
P=Vo^2/R; Pi=(1-D)*Vo^2/R;
Pi_P_buck=Pi/P,
% Convertor boost
D=1-1/M;
P=Vo^2/R; Pi=D*Vo^2/R;
Pi_P_boost=Pi/P,
M=0:0.01:1;
Pi_P_buck = 1 - M;
plot(M, Pi_P_buck, 'r'); hold on;
M=1:0.01:3;
Pi_P_boost = 1 - 1./M;
plot(M, Pi_P_boost, 'b');
% Convertor buck-boost, Ćuk și Sepic
M=0:0.005:3
Pi_P_rest=1;
plot(M, Pi_P_rest, 'k'); axis([0 3 0 1.2]); xlabel('M'); ylabel('Pi/P')
```

Anexa 1. C2

% Raportul static de conversie al convertorului buck cu priză mediană. Cap.2. Fig. 2.3.

```
clear all; close all; clc;
D=0:0.001:1;
figure;
g1=D; g2=D./(2-D); g3=D./(3-2.*D); g4=D./(4-3.*D);
plot(D,g1,D,g2,D,g3,D,g4); xlabel('Factorul de umplere - D'); ylabel('Raportul static de conversie - M')
```

Anexa 2. C2

% Raportul static de conversie pentru convertorul Ćuk-buck. Cap.2. Fig. 2.8.

```
clear all; close all; clc;
D=0:0.001:1;
figure;
g1=D./(1+D); g2=D./(2+D); g3=D./(3+D); g4=D./(10+D);
plot(D,g1,D,g2,D,g3,D,g4); xlabel('Factorul de umplere - D'); ylabel('Raportul static de conversie - M')
```

Anexa 3. C2

% Raportul static de conversie pentru diferite valori ale lui n pentru convertorul Ćuk-buck din Fig. 2.10.b. Cap.2. Fig. 2.11.

```
clear all; close all; clc;
D=0:0.001:1;
figure;
g1=D./(2); g2=D./(4); g3=D./(6);
plot(D,g1,D,g2,D,g3); xlabel('Factorul de umplere - D'); ylabel('Raportul static de conversie - M')
```

Anexa 1. C4

% Convertor Ćuk de generația a doua, de tip coborâtor, cu bobina în serie cu intrarea _Cap. 4. Fig. 4.19 și 4.20.

% Dependenta raportului static de conversie M fata de D : $M=f(D)$

% Dependenta randamentului η fata de D : $\eta=f(D)$

```
clear all; close all; clc;
Vg=30;
D=0.3:0.05:0.8;
Vo=[16.565 17.125 17.705 18.345 18.941 19.497 20.299 21.162 22.053 23.034
24.025];
eta=[94.142 94.223 94.642 94.692 94.924 94.992 95.058 95.223 95.397 95.336
95.310];
```

Mid=1./(2-D);

M=Vo/Vg;

```
plot(D, Mid, 'b', D, M, 'r'); axis([0.2 0.9 0 1]); title('Raportul static de conversie - M')
```

```
figure; plot(D,eta); axis([0.2 0.9 80 100]); title('Randamentul')
```

Anexa 1. C6

% Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor superior_Capitolul 6.

% Dependenta raportului static de conversie M fata de D : $M=f(D)$

% Dependenta randamentului η fata de D : $\eta=f(D)$

```
clear all; close all; clc;
Vg=16.5;
D=0.25:0.05:0.80;
Vo=[37.216 38.697 40.41 42.51 44.96 47.72 51.26 55.39
61.04 68.22 78.15 92.00];
Io=[0.13494 0.14024 0.14644 0.1541 0.16302 0.17306 0.18593
0.20097 0.22142 0.24765 0.28357 0.3336];
Ig=[0.315 0.341 0.372 0.412 0.461 0.520 0.601 0.704
0.858 1.078 1.429 2.03];
```

M=Vo./Vg;

```

eta=(Vo.*Io)./(Vg.*Ig)*100;

Mid=(2-D)./(1-D);
figure; plot(D, Mid, 'b', D, M, 'r'); axis([0.2 0.9 0 8]); title('Raportul static de
conversie')
figure; plot(D,eta); axis([0.2 0.9 80 100]); title('Randamentul')

Vg=16.5; L=1.1395e-3; C=0.937e-6; Lr=2.643e-6; Co=6.26e-6; R=275; fs=50e3;

T0=2*pi*sqrt(Lr*C)
Ton=T0/2; D=Ton*fs,
Vo=Vg*(2-D)/(1-D)

```

Anexa 1. C7

```

% Convertor Ćuk de generația a doua, de tip ridicător, cu tranzistor
inferior_Capitolul 7.
% Dependenta raportului static de conversie M fata de D: M=f(D)
% Dependenta randamentului eta fata de D: eta=f(D)
clear all; close all; clc;
Vg=16.5;
D=0.3:0.05:0.75;
Vo=[38.56 40.387 42.345 44.715 47.558 50.814 54.88 59.22 66.42 76.14];
Io=[0.2 0.209 0.220 0.232 0.248 0.264 0.286 0.308 0.345 0.398];
Ig=[0.486 0.533 0.587 0.655 0.746 0.852 0.999 1.172 1.491 1.993];
M=Vo./Vg;
eta=(Vo.*Io)./(Vg.*Ig)*100;
Mid=(2-D)./(1-D);
plot(D, Mid, 'b', D, M, 'r'); axis([0.2 0.9 0 8]); title('Raportul static de conversie')
figure; plot(D,eta); axis([0.25 0.8 80 100]); title('Randamentul')

```

Anexa 8 Detalii foto modele experimentale
Detalii foto experiment convertor Capitolul 4.

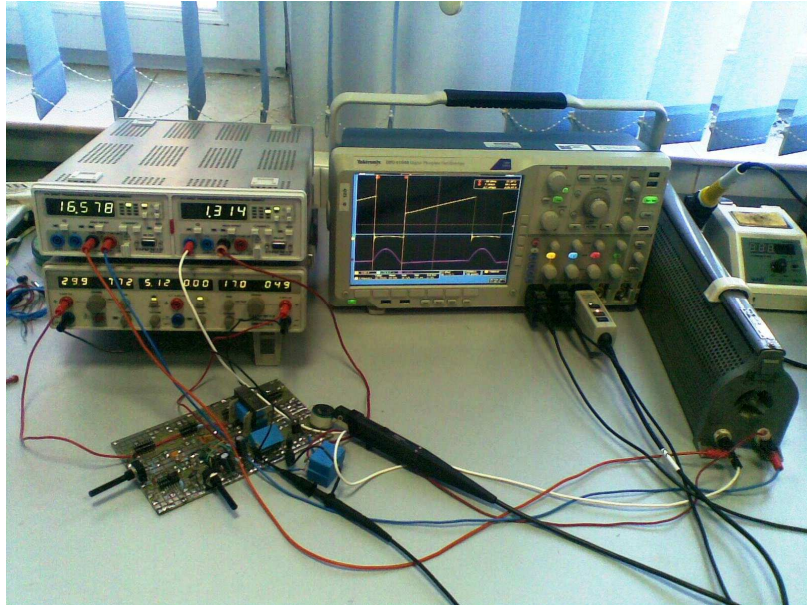


Fig. A. 4.1. Circuitul experimental pe placă de test realizat în cadrul laboratorului B 128a pentru convertorul analizat în Capitolul 4. Sursa [original].

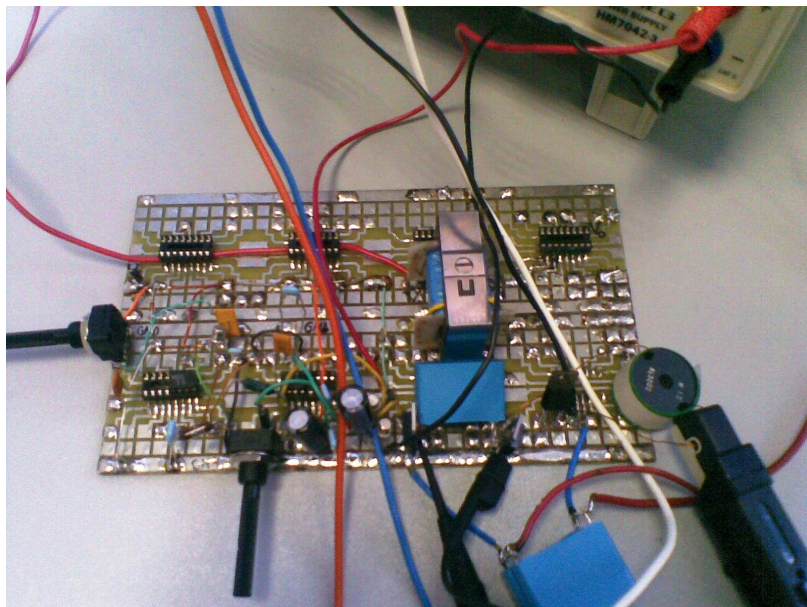


Fig. A. 4.2. Placa de test utilizată în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolul 4. Circuitul experimental. Sursa [original].

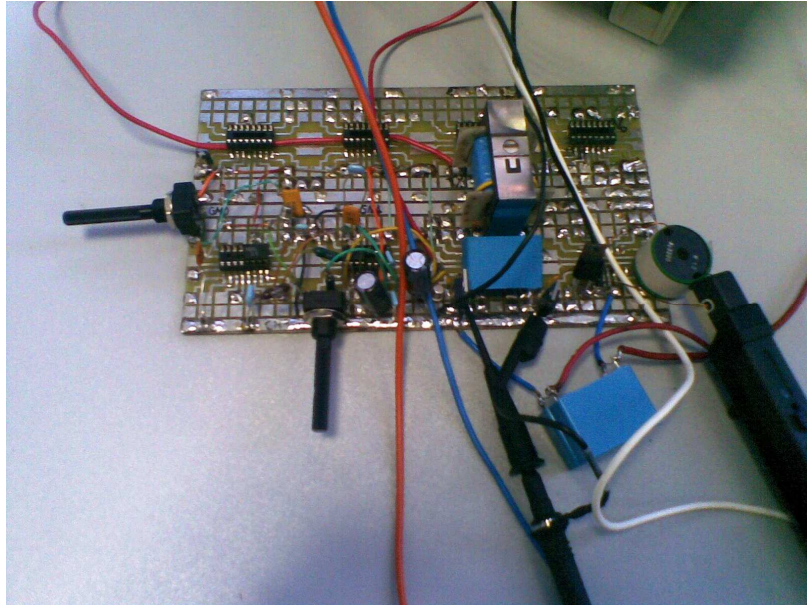


Fig. A. 4.3. Placa de test utilizată în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolul 4. Circuit experimental. Sursa [original].

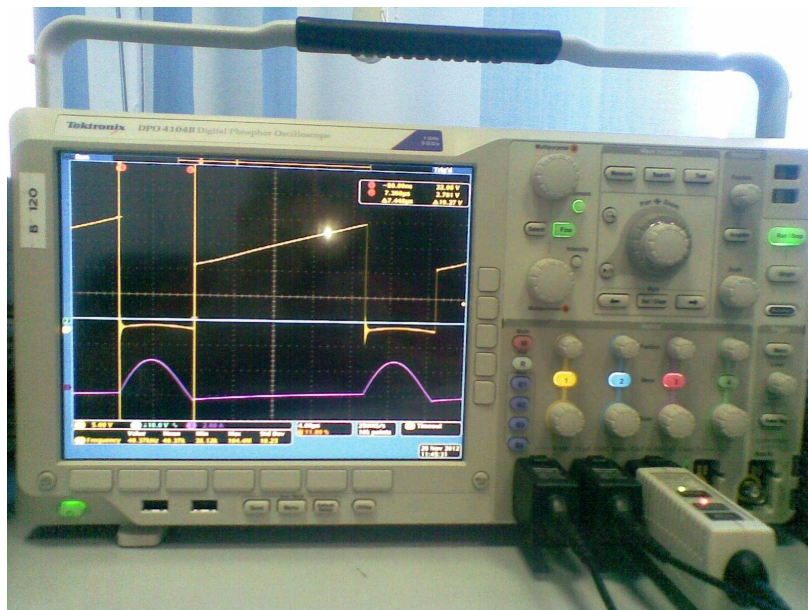


Fig. A. 4.4. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare, pentru convertorul analizat în Capitolul 4. Sursa [original].

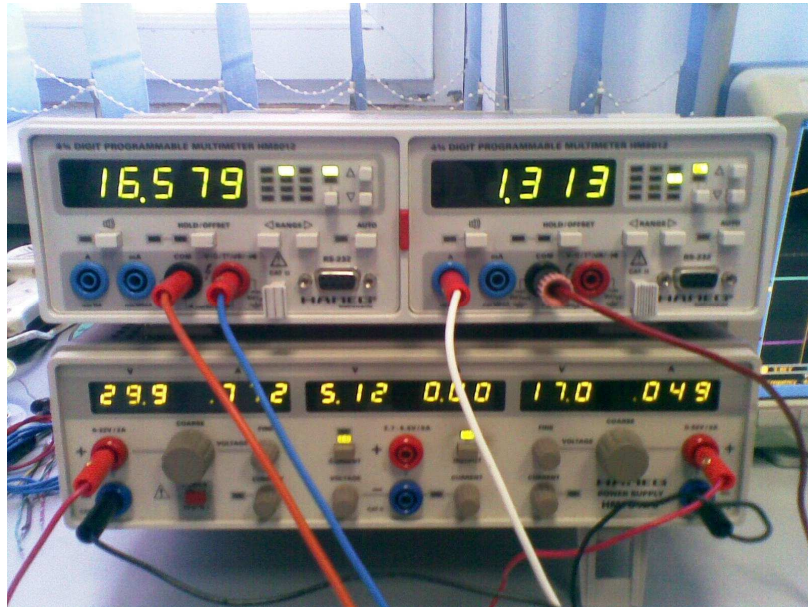


Fig. A. 4.5. Sursa și multimetrul de laborator, utilizate în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolul 4. Sursa [original].

Detalii foto experiment convertor Capitolul 7

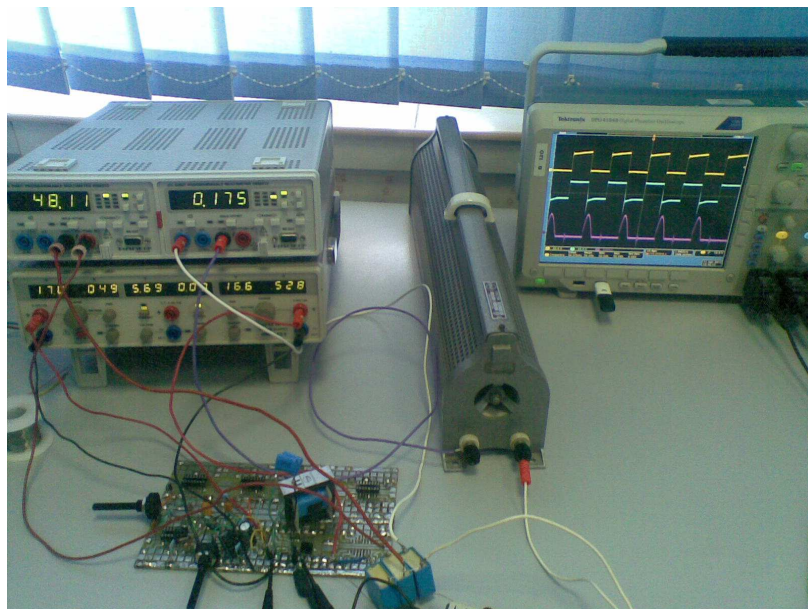


Fig. A. 7.1. Circuitul experimental pe placă de test realizat în cadrul laboratorului B 128a pentru convertorul analizat în Capitolul 7. Sursa [original].

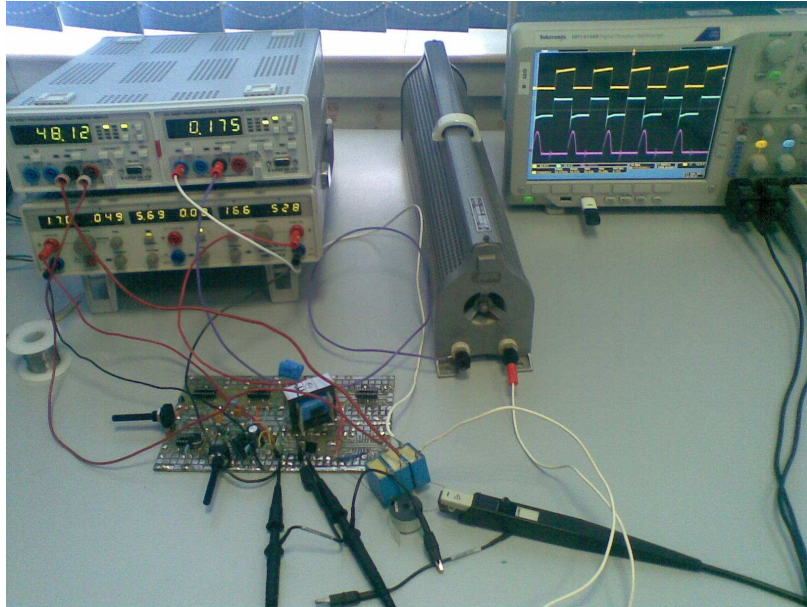


Fig. A. 7.2. Circuitul experimental pe placă de test realizat în cadrul laboratorului B 128a pentru convertorul analizat în Capitolul 7. Sursa [original].

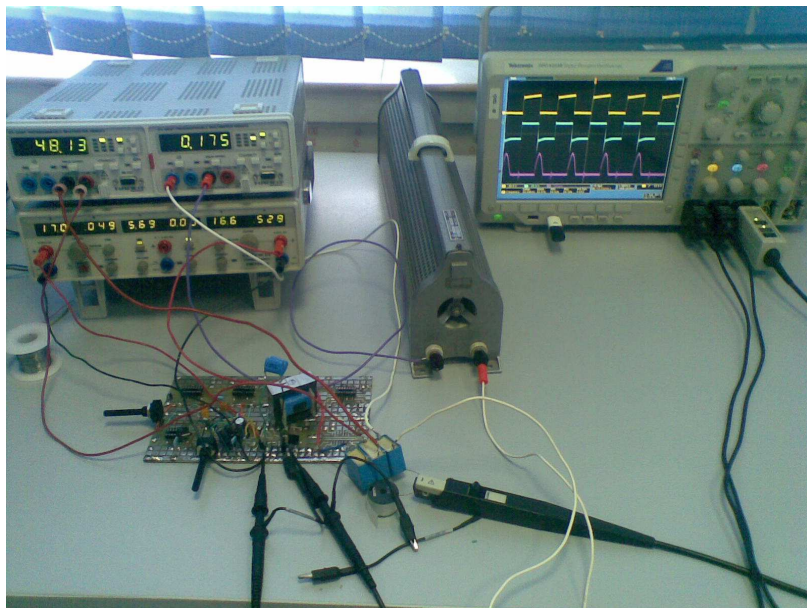


Fig. A. 7.3. Circuitul experimental pe placă de test realizat în cadrul laboratorului B 128a pentru convertorul analizat în Capitolul 7. Sursa [original].

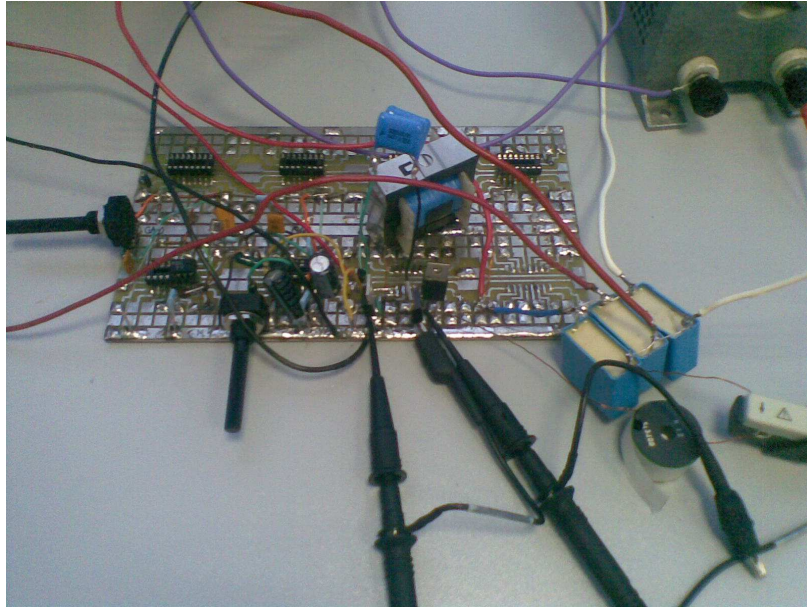


Fig. A. 7.4. Placa de test utilizată în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolul 7. Circuit experimental. Sursa [original].

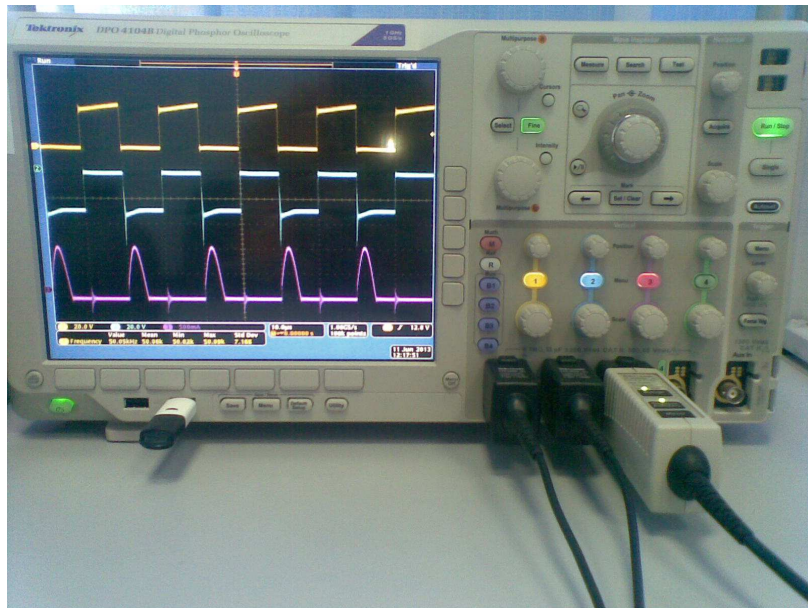


Fig. A. 7.5. Tensiunea pe tranzistor (galben) și curentul prin bobina rezonantă (violet) în Modul 2 de funcționare, pentru convertorul analizat în Capitolul 7. Sursa [original].

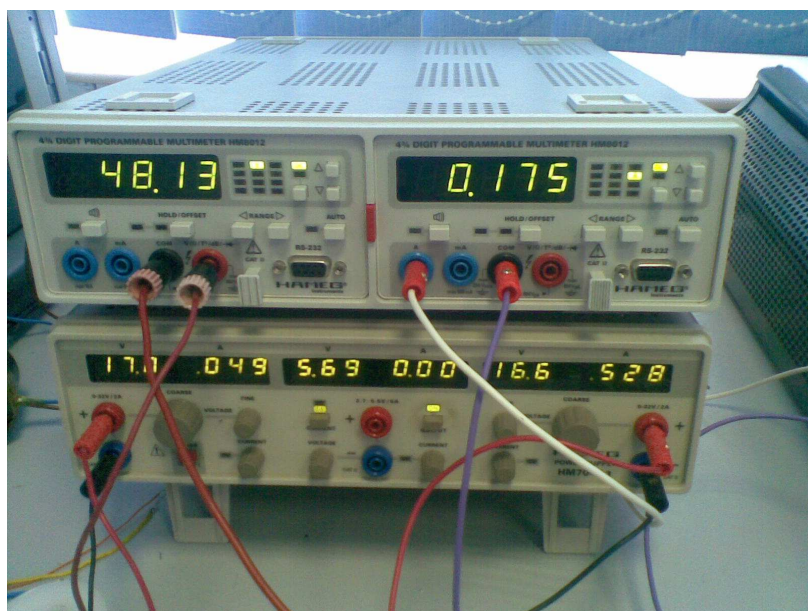


Fig. A. 7.6. Sursa și multimetrul de laborator, utilizate în cadrul experimentului pentru convertorul analizat în Capitolul 7. Sursa [original].

