

CONTRIBUȚII PRIVIND ANALIZA ȘI MODELAREA CONVERTOARELOR DE PUTERE ÎN COMUTAȚIE

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

Ing. Corina Mirela Ivan

Conducător științific: prof.dr.ing. Viorel Popescu
Referenți științifici: prof.dr.ing. Șerban Lungu
 prof.dr.ing. Ioan Matlac
 prof.dr.ing. Dan Lascu

Ziua susținerii tezei:

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

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

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2006

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

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

Cuvânt înainte

Prezenta lucrare este rezultatul activității prestate în perioada stagiului ca doctorand la Facultatea de Electronică și Telecomunicații Timișoara.

În ultimele decenii convertoarele de energie cu alimentare în tensiune continuă câștigă tot mai mult teren în diverse domenii (surse de putere, comunicații mobile, echipamente de calcul mobile, domeniul auto, aplicații spațiale, sisteme pentru utilizarea energiei solare, etc.). Sunt abordate și circuitele de corecție a factorului de putere, motivația fiind accentul tot mai puternic pus pe respectarea normativelor privind gradul de poluare armonică al rețelelor de alimentare cu energie electrică, dar cea mai mare parte a tezei este focalizată pe convertoarele dc-dc.

Această teză dorește să aducă contribuții în câteva aspecte ale acestui domeniu vast.

Cea mai mare parte a tezei este focalizată pe convertoarele dc-dc. Principalele aspecte vizate sunt modelarea și stabilitatea funcționării acestora.

Pentru realizarea actualei lucrări doresc să aduc alege mulțumiri conducătorului științific, domnului prof. univ. dr. Viorel POPESCU pentru sprijinul și competența îndrumare acordată pe întreaga perioadă a elaborării tezei.

Îmi exprim întreaga considerație față membrii comisiei de doctorat, domnul președinte al comisiei prof. univ. dr. ing. Marius OTEȘTEANU decanul Facultății de Electronică și Telecomunicații din Timișoara și domnii prof. univ. dr. Șerban LUNGU de la Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, prof. univ. dr. ing. Ioan MATLAC de la Universitatea „Transilvania” din Brașov și prof. univ. dr. ing. Dan LASCU de la Facultatea de Electronică și Telecomunicații din Timișoara, care au răspuns solicitării de a face parte din comisia de analiză a tezei, pentru observațiile făcute și pentru timpul acordat lucrării.

Nu în ultimul rând, doresc mulțumesc doamnei conferențiar dr. ing. Mihaela LASCU de la Facultatea de Electronică și Telecomunicații din Timișoara pentru sprijinul acordat la realizarea părții experimentale (achiziția datelor).

Timișoara, februarie 2008

Corina Mirela Ivan

Părinților mei

Ivan, Corina Mirela

Contribuții privind analiza și modelarea convertoarelor de putere în comutație

Teze de doctorat ale UPT, Seria , Nr. , Editura Politehnica, 2008, 275 pagini, 187 figuri, 21 tabele.

ISSN:

ISBN:

Cuvinte cheie:

convertoare dc-dc, modelare, pierderi de conducție, comportament haotic, circuite de corecție a factorului de putere

Rezumat:

În ultimele decenii convertoarele de energie cu alimentare în tensiune continuă câștigă tot mai mult teren în diverse domenii (surse de putere, comunicații mobile, echipamente de calcul mobile, domeniul auto, aplicații spațiale, sisteme pentru utilizarea energiei solare, etc.). Sunt abordate și circuitele de corecție a factorului de putere, motivația fiind accentul tot mai puternic pus pe respectarea normativelor privind gradul de poluare armonică al rețelelor de alimentare cu energie electrică, dar cea mai mare parte a tezei este focalizată pe convertoarele dc-dc. Convertoarele dc-dc, fiind circuite neliniare, prezintă o varietate de comportamente complexe, cum ar fi: schimbarea bruscă a modului de funcționare, funcționare haotică, subarmonică, instabilitate, etc. De o importanță deosebită este cunoașterea condițiilor și a modului în care se manifestă aceste tipuri de comportament.

Teza elaborată își propune să aducă anumite contribuții în modelarea, analiza și stabilitatea funcționării convertoarelor dc-dc.

CUPRINS

1. INTRODUCERE	9
2. MODELAREA CONVERTOARELOR DC-DC CU FUNCȚIONARE ÎN REGIM DE CURENT NEÎNTRERUPT.....	12
2.1. Topologii de convertoare dc-dc	12
2.2. Moduri de funcționare ale convertoarelor dc-dc.....	13
2.3. Modele mediate pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în regim de curent neîntrerupt.....	17
2.3.1. Modelarea convertoarelor cu funcționare în regim de curent neîntrerupt, fără pierderi.....	18
2.3.2. Modelarea convertoarelor cu funcționare în regim de curent neîntrerupt, incluzând pierderile de conducție.....	24
2.4. Modelarea convertoarelor cu comandă în curent, funcționând în regim de curent neîntrerupt.....	25
2.5. Concluzii.....	26
3. MODELAREA CONVERTOARELOR DC-DC CU FUNCȚIONARE ÎN CONDUȚIE ÎNTRERUPTĂ INDUCTIVĂ	
3.1. Modele pentru convertoarele dc-dc funcționând în conducție întreruptă inductivă.....	27
3.1.1. Modelarea convertoarelor cu funcționare în conducție întreruptă inductivă, fără pierderi.....	27
3.1.2. Modele hibride CCM/DICM, fără pierderi.....	28
3.1.3. Modelarea convertoarelor cu funcționare în conducție întreruptă inductivă, cu pierderi de conducție.....	29
3.2. Modelarea convertoarelor dc-dc funcționând la limita dintre conducția neîntreruptă și conducția întreruptă inductivă.....	41
3.2.1. Modelarea convertoarelor dc-dc funcționând la limita CCM/DICM, fără pierderi	41
3.2.2. Modelarea convertoarelor dc-dc funcționând la limita CCM/DICM, cu pierderi de conducție.....	45
3.3. Modelarea convertoarelor cu comandă în curent, funcționând în conducție întreruptă inductivă.....	57
3.4. Concluzii.....	58

4. MODELAREA CONVERTOARELOR DC-DC CU FUNCȚIONARE ÎN CONDUȚIE ÎNTRERUPTĂ CAPACITIVĂ

4.1. Modele pentru convertoarele dc-dc funcționând în conducție întreruptă capacitivă.....	59
4.1.1. Modelarea convertoarelor cu funcționare în conducție întreruptă capacitivă, fără pierderi.....	59
4.1.2. Modele hibride CCM/DCVM, fără pierderi.....	60
4.1.3. Modelarea convertoarelor cu funcționare în conducție întreruptă capacitivă, cu pierderi de conducție.....	61
4.2. Modelarea convertoarelor dc-dc funcționând la limita CCM/DCVM.....	71
4.3. Concluzii.....	80

5. COMPORTAMENTUL HAOTIC AL CONVERTOARELOR DC-DC CU FUNCȚIONARE ÎN REGIM DE CURENT NEÎNTRERUPT

5.1. Fenomene neliniare în sisteme dinamice.....	81
5.2. Studiul comportamentului neliniar al sistemelor dinamice.....	83
5.3. Analiza comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc funcționând în CCM.....	86
5.3.1 Coliziunea la limită cauzată de schimbarea modului de funcționare.....	86
5.3.2 Ecuația discretă în timp.....	87
5.3.3 Convertoare cu comanda în tensiune.....	93
5.3.4 Convertoare cu comanda în curent.....	109
5.3.5 Controlul bifurcațiilor în cazul comenzii în curent. Compensarea pantei.....	122
5.4. Convertoare comandate cu histereză.....	124
5.5. Aplicații ale comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc.....	128
5.6. Concluzii.....	128

6. COMPORTAMENTUL HAOTIC AL CONVERTOARELOR DC-DC CU FUNCȚIONARE ÎN CONDUȚIE ÎNTRERUPTĂ INDUCTIVĂ

6.1. Ecuația discretă în timp în cazul conducției discontinue din punct de vedere al curentului inductiv.....	130
6.2. Convertoare funcționând în conducție întreruptă, cu reacție negativă....	134
6.3. Concluzii.....	145

7. COMPORTAMENTUL HAOTIC AL CONVERTOARELOR DC-DC CU FUNCȚIONARE ÎN CONDUȚIE ÎNTRERUPTĂ CAPACITIVĂ	
7.1. Analiza comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc cu funcționare în conducție întreruptă capacitivă cu ajutorul modelelor mediate.....	146
7.1.1. Ecuațiile de stare.....	147
7.1.2. Analiza stabilității.....	153
7.2. Concluzii.....	161
8. COMPORTAMENTUL HAOTIC AL CIRCUITELOR ACTIVE DE CORECȚIE A FACTORULUI DE PUTERE	
8.1. Poluarea armonică.....	162
8.2. Circuite PFC cu comandă prin curentul de vârf.....	163
8.2.1. Comanda prin curentul de vârf.....	164
8.2.2. Comportamentul haotic al circuitelor PFC cu comandă prin curentul de vârf.....	164
8.3. Circuite PFC cu comandă prin curentul mediat.....	171
8.3.1. Comanda prin curentul mediat.....	171
8.3.1.1. Comanda ACC cu urmărire robustă a modelului	172
8.3.2. Comportamentul haotic al circuitelor PFC cu comandă prin curentul mediat.....	177
8.4. Concluzii.....	181
9. SIMULĂRI ȘI REZULTATE EXPERIMENTALE.....	183
CONCLUZII.....	194
ANEXE.....	199
BIBLIOGRAFIE.....	259

NOTAȚII, SIMBOLURI ȘI ABREVIERI

A, B – matricile unui sistem
ac – „alternating current”, curent alternativ
CCM - „continuous conduction mode”, modul de funcționare în regim de curent neîntrerupt
CPM - „current programmed mode”, comanda în curent
 d - factorul de umplere continuu (mediata pe o perioadă de comutație a funcției de comutație)
dc - „direct current”, curent continuu
 D - factorul de umplere în stare staționară
DCM - „discontinuous conduction mode”, modul de conducție întreruptă
DCVM - „discontinuous capacitor voltage mode”, modul de conducție întreruptă capacitivă
DICM - „discontinuous inductor current mode”, modul de conducție întreruptă inductivă
DQRM - „discontinuous quasi-resonant mode”, modul de conducție întreruptă cvasi-rezonantă
EMI - „electromagnetic interference”, interferență electromagnetică
 f_s, T_s - frecvența, respectiv perioada de comutație
FF - „feedforward”, reacția anticipativă
 i_{on} - suma curenților care trec prin bobinele din S a unui convertor dc-dc
 J – Jacobianul unui sistem
 M - raportul static de conversie $=V_o/V_g$ dintre componentele continue ale tensiunii de ieșire și de intrare
PFC - „power factor correction”, corecția factorului de putere
PWM - „pulse width modulation”, modulația impulsurilor în durată
 t_{on} – timpul de conducție al tranzistorului
 t_{off} – timpul de conducție al diodei
 $\langle u \rangle_{T_s}$ - media mărimii u pe o perioadă de comutație
 \hat{u} - perturbație mică a mărimii u în jurul punctului de funcționare
 $\hat{u}(s)$ - transformata Laplace a variabilei $u(t)$
 v – tensiune electrică
 V_g - tensiunea de intrare
 V_o - tensiunea de ieșire
 v_{off} - suma tensiunilor pe capacitățile din bucla B a unui convertor dc-dc
 x - vectorul variabilelor de stare ale unui sistem
 X_Q - vectorul variabilelor de stare în stare staționară
 y - vectorul ieșirilor unui sistem
 η – randamentul
 λ – exponentul Lyapunov
 μ - vectorul parametrilor unui sistem

Introducere

În ultimele decenii convertoarele de dc-dc în comutație câștigă tot mai mult teren în diverse domenii (surse de putere, comunicații mobile, echipamente de calcul mobile, domeniul auto, aplicații spațiale, sisteme pentru utilizarea energiei solare, etc.).

Această teză dorește să aducă contribuții în câteva aspecte ale acestui domeniu vast. Ea este structurată în 9 capitole de dezvoltare, ultimul capitol fiind destinat concluziilor.

Fiecare capitol are ca obiect de investigație un domeniu foarte generos, motiv pentru care trecerea în revistă a stadiului actual a fost realizată succint, autoarea prezentând doar problemele esențiale și contribuțiile proprii. La începutul fiecărui capitol este prezentat un rezumat al acestuia care definește preocupările și realizările autoarei. Pe parcursul fiecărui capitol sunt evidențiate noile rezultate obținute prin utilizarea unor caractere italice. În finalul fiecărui capitol autoarea a sintetizat acele contribuții pe care consideră că le-a adus domeniului abordat, creionând în final principalele direcții de cercetare viitoare legate de tematica abordată în capitole.

Sunt abordate și circuitele de corecție a factorului de putere, motivația fiind accentul tot mai puternic pus pe respectarea normativelor privind gradul de poluare armonică al rețelelor de alimentare cu energie electrică, dar cea mai mare parte a tezei este focalizată pe convertoarele dc-dc. Principalele aspecte vizate sunt modelarea și stabilitatea funcționării acestora.

Capitolul 2 realizează trecerea în revistă a topologiilor, modurilor de funcționare și modelelor mediate ale convertoarelor dc-dc în comutație funcționând în regim de curent neîntrerupt. Contribuția autoarei tezei se referă la implementarea în programul CASPOC și simularea diferitelor variante ale modelului mediat pentru convertoarele funcționând în regim de curent neîntrerupt, fără pierderi.

Capitolul 3 propune o trecere în revistă a modelelor mediate ale convertoarelor dc-dc, funcționând în modul DICM și la limita CCM/DICM. Este dedus un nou model mediat pentru convertoarele PWM dc-dc funcționând în DICM, incluzând pierderile de conducție pe bobine și dispozitive semiconductoare, modelul având performanțe mai bune decât cel existent deja în literatură. Modelul elaborat a fost extins pentru a cuprinde atât funcționarea DICM cât și funcționarea CCM. De asemenea, a fost dedus un model mediat pentru funcționarea la limita CCM/DICM, incluzând pierderile de conducție.

Capitolul 4 realizează o trecere în revistă a modelelor mediate ale convertoarelor dc-dc, funcționând în modul DCVM. Este dedus un model mediat pentru convertoarele PWM dc-dc funcționând în DCVM, incluzând pierderile de conducție. Modelul elaborat a fost extins pentru a cuprinde atât funcționarea DCVM cât și funcționarea CCM. De asemenea, a fost dedus și un model mediat pentru convertoarele dc-dc funcționând la limita dintre CCM și DCVM, pe baza căruia se arată (analitic) că acest mod de funcționare este instabil, rezultat confirmat de simulări.

Capitolul 5 propune studiul comportamentului complex al convertoarelor dc-dc funcționând în regim de curent neîntrerupt. Acest comportament poate lua forma funcționării subarmonice, cvasiperiodice, sau chiar haotice. În cazul convertoarelor dc-

dc acest comportament complex este datorat atât neliniarității convertorului cât și reacției negative. Este realizată o trecere în revistă a acestui tip de comportament în cazul sistemelor dinamice și a metodelor utilizate pentru studiul său. Apoi, este examinat comportamentul complex al convertoarelor dc-dc, în funcție de tipul convertoarelor și metoda de comandă a acestora, pentru fiecare caz prezentându-se analiza teoretică și rezultatele simulărilor în cazul cel puțin unui convertor. Autoarea a determinat expresiile analitice ale hărților iterative aproximative ale convertoarelor buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta în regim de curent neîntrerupt, și expresiile analitice ale hărților iterative exacte ale principalelor convertoare dc-dc. Principalele clase de aplicații ale comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc abordate până în prezent se referă la reducerea interferenței electromagnetice și direcționarea funcționării spre anumite orbite periodice.

Capitolul 6 propune studiul comportamentului complex al convertoarelor dc-dc cu funcționare DICM, în funcție de tipul convertoarelor și metoda de comandă a acestora. Autoarea a extins studiul comportamentului complex la alte convertoare dc-dc și moduri de funcționare și de comandă decât cele prezentate în literatură: în cazul convertoarelor buck-boost și SEPIC cu reacție negativă după tensiunea de ieșire a fost analizată pierderea stabilității prin bifurcații cu dublarea perioadei. Au fost determinate expresiile aproximative ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta. De asemenea, au fost obținute expresiile exacte ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost.

Capitolul 7 extinde studiul comportamentului complex al convertoarelor dc-dc pentru cazul funcționării DCVM. În cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta cu reacție negativă după tensiunea de ieșire este analizată, cu ajutorul modelelor mediate în spațiul stărilor, pierderea stabilității prin bifurcații Hopf.

Capitolul 8 propune analiza comportamentului complex al circuitelor active de corecție a factorului de putere, cu comanda prin curentul de vârf și comanda prin curentul mediat, unde autoarea tezei a determinat unghiurile de fază critice la care apar bifurcațiile, și a evidențiat prin simulare comportamentul complex al circuitelor PFC.

Capitolul 9 prezintă analiza prin simulare și experimentală a comportamentului complex al unui convertor dc-dc buck-boost, cu buclă de reacție negativă după tensiunea de ieșire, evidențiind apariția bifurcațiilor și a comportamentului haotic.

Capitolul 10 este dedicat concluziilor și sintezei contribuțiilor aduse de autoare în această teză. De asemenea, sunt propuse unele direcții de cercetare în domeniul modelării și analizei stabilității convertoarelor dc-dc.

În ceea ce privește notațiile și abrevierile s-a optat pentru denumirile în limba engleză, ele fiind unanim acceptate pe plan mondial.

Fiecare capitol al tezei conține simulări care validează conceptele teoretice expuse. Pentru fiecare topologie, mod de funcționare și de comandă s-a realizat simularea, dar, din motive de dimensiune a expunerii, în unele cazuri au fost introduse în lucrare doar simulările pentru un convertor reprezentativ, deși simulările s-au efectuat pe toate convertoarele din clasa respectivă.

În cazul schemelor de comandă și a modelelor comutatoarelor au fost prezentate și configurațiile subcircuitelor sau blocurilor bibliotecă utilizate. Simulatoarele utilizate au fost PSPICE (Microsim Corp.) și CASPOC (Simulation Research) rulând pe o platformă Windows XP, respectiv Windows 98, pe un calculator PIV/2400MHz, respectiv PIII/600MHz. De asemenea, anumite analize, și reprezentări grafice au fost realizate utilizând MATLAB (Math Works Inc.) sau MATHEMATICA (Wolfram Research).

Rezultatele experimentale au fost obținute utilizând placa de achiziție NI-DAQ PCI-MIO-16E-1 și programul LABVIEW (National Instruments).

CAPITOLUL 2

Modelarea convertoarelor dc-dc cu funcționare în regim de curent neîntrerupt

Acest capitol își propune trecerea în revistă a topologiilor, a modurilor de funcționare și a modelelor mediate ale convertoarelor dc-dc în comutație funcționând în regim de curent neîntrerupt. Sunt analizate diferite modele mediate, prezentându-se avantajele și dezavantajele fiecăruia. De asemenea, sunt prezentate implementările în CASPOC ale unora dintre acestor modele mediate. Verificarea corectitudinii bibliotecilor realizate în CASPOC a fost efectuată prin simulare, comparativ cu circuitul comutat.

2.1. Topologii de conversoare dc-dc

Câteva dintre cele mai des utilizate conversoare dc-dc sunt prezentate în Fig. 2.1.

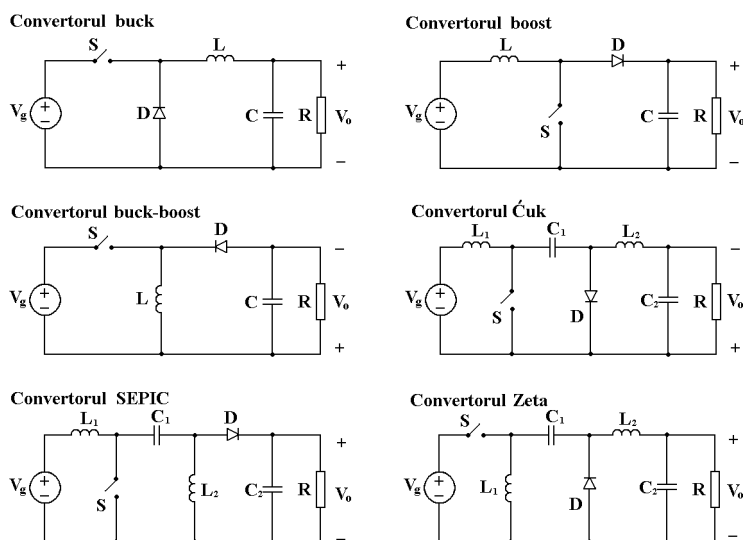


Fig. 2.1. Câteva conversoare dc-dc de bază.

Diferite metode au fost utilizate pentru a obține noi configurații de conversoare, având diferite caracteristici, cum ar fi: tensiune de ieșire mai mare sau mai mică decât tensiunea de intrare, tensiune de ieșire de ambele polarități sau curenți de intrare cu pulsații mici, pornind de la configurațiile de bază, buck și boost. O astfel de metodă este conectarea în cascadă a două conversoare. De exemplu, convertorul Ćuk a fost obținut prin conectarea în cascadă a convertoarelor boost și buck [34]. Alte metode constau în inversarea sursei și a sarcinii [32], conectarea diferențială [36] sau paralelă a

două convertoare. În [32] topologii noi au fost obținute prin dualitate. O metodă analitică de sinteză a convertoarelor, bazată pe reprezentarea algebrică a topologiei convertoarelor, a fost propusă de Erickson în [55] și îmbunătățită ulterior de Maksimović și Čuk [136]. O procedură de sinteză a convertoarelor pe baza unor reguli topologice a fost prezentată în [156] și [228]. Conceptul de celulă a convertoarelor a fost introdus în [112] și aplicat în [213] la convertoarele cunoscute. Celula se obține eliminând din circuitul convertorului sursa și sarcina. Prin transformări aplicate celulei se pot obține convertoare având anumite caracteristici dorite.

Metoda introdusă de Zhou în [228] se bazează pe circuitele echivalente ac și dc ale convertorului, conținând doar comutatoare și reprezentări sub formă de grafuri. Aceasta este cea mai complexă, sistematică și unanim recunoscută tehnică de sinteză a convertoarelor dc-dc.

Pentru a reduce greutatea și volumul convertoarelor dc-dc este necesară creșterea frecvenței de comutație. Dezavantajul în acest caz este creșterea pierderilor de comutație. Acest dezavantaj este eliminat în cazul convertoarelor rezonante. Convertoarele rezonante conțin o rețea rezonantă L-C, având tensiuni și curenți care variază sinusoidal în decursul unuia sau mai multor subintervale ale unei perioade de comutație.

Pentru a obține varianta cvasirezonantă a unui convertor se înlocuiește rețeaua de comutatoare PWM cu o rețea rezonantă. În aceste convertoare, trecerea comutatorului dintr-o stare în alta se face la tensiune (în cazul convertoarelor ZVS) sau curent (în cazul convertoarelor ZCS) zero. Comutarea la tensiune zero mai prezintă avantajul de a reduce interferența electromagnetică produsă de convertor.

2.2. Moduri de funcționare ale convertoarelor dc-dc

Pe lângă conducția neîntreruptă, convertoarele dc-dc pot funcționa în trei moduri discontinue. În [60] se arată că în orice convertor PWM dc-dc tranzistorul și dioda formează:

- o buclă \mathcal{B} ce conține doar capacități (posibil nici o capacitate) și eventual tensiunea de alimentare, V_g ;
- o secțiune \mathcal{S} ce conține doar bobine.

De exemplu, pentru convertorul SEPIC bucla și secțiunea sunt reprezentate în Fig. 2.2.

Notând cu v_{off} suma tensiunilor pe capacitățile din bucla \mathcal{B} , și cu i_{on} suma curenților care trec prin bobinele din \mathcal{S} , cu sensuri alese astfel încât v_{off} și i_{on} să nu fie negative, cele patru moduri de funcționare ale convertoarelor PWM dc-dc pot fi caracterizate astfel:

- în conducție neîntreruptă (CCM) $v_{off} > 0, i_{on} > 0$. O condiție suficientă pentru funcționarea în acest mod este ca pulsațiile tensiunii pe fiecare capacitate din \mathcal{B} și ale curentului prin fiecare bobină din \mathcal{S} să fie mici în raport cu componentele continue corespunzătoare.

- în conducție întreruptă inductivă (DICM) când $v_{off} > 0$ pe întreaga perioadă de comutație, în timp ce $i_{on} = 0$ pe o durată din perioada de comutație. Ipoteza pulsațiilor mici nu este valabilă pentru cel puțin o bobină din \mathcal{S} .
- în conducție întreruptă capacitivă (DCVM). În acest caz $i_{on} > 0$ pe întreaga perioadă de comutație, în timp ce $v_{off} = 0$ pe o durată din perioada de comutație. Ipoteza pulsațiilor mici nu este valabilă pentru cel puțin o capacitate din \mathcal{B} .
- în conducție întreruptă cvasi-rezonantă (DQRM) [131]. Există un interval dintr-o perioadă de comutație în care $v_{off} = 0$ și un interval în care $i_{on} = 0$. În acest mod de conducție, tranzistorul intră în conducție la curent zero și în blocare la tensiune zero, iar dioda intră în conducție la tensiune zero și în blocare la curent zero. Astfel, pierderile de comutație sunt reduse în același fel ca în cazul convertoarelor quasi-rezonante. Spre deosebire de acestea, însă, convertoarele PWM funcționând în DQRM sunt comandate la frecvență constantă.

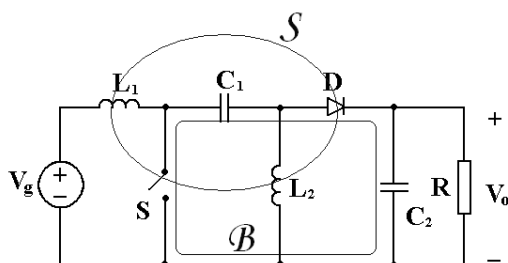


Fig. 2.2. Bucla \mathcal{B} și secțiunea \mathcal{S} în cazul unui convertor SEPIC.

În CCM, raportul static de conversie, M , este o funcție de factorul de umplere:

$$M_{CCM} \stackrel{def}{=} \left(\frac{V_o}{V_g} \right)_{CCM} = M(D) \quad (2.1)$$

unde V_o este tensiunea de ieșire, V_g este tensiunea de alimentare, iar D este factorul de umplere în stare staționară.

Definind factorul de umplere echivalent μ ca fiind raportul dintre valoarea medie a tensiunii pe diodă V_D și valoarea medie a tensiunii v_{off} , notată cu V_{off} :

$$\mu \stackrel{def}{=} \frac{V_D}{V_{off}} \quad (2.2)$$

se arată în [134] că, indiferent de modul de funcționare, există relația:

$$M = M_{CCM}(\mu) \quad (2.3)$$

Efectuând calculele, se obțin următoarele expresii pentru μ în funcție de modul de funcționare:

- CCM:

$$\mu_{CCM} = D \quad (2.4)$$

- DICM:

$$\mu_{DICM} = \frac{D^2}{D^2 + M \cdot k_i} \quad (2.5)$$

unde:

$$k_i = \frac{2Lf_s}{R} \quad (2.6)$$

f_s fiind frecvența de comutație, R rezistența de sarcină, iar L_e , inductanța echivalentă (combinația paralelă a inductanțelor din S).

Condiția de funcționare în DICM este:

$$\mu \geq D \quad (2.7)$$

sau, echivalent cu (2.7),

$$k_i \leq k_{i,critic} \quad (2.8)$$

unde:

$$k_{i,critic} = \frac{D(1-D)}{M(D)} \quad (2.9)$$

În Tabelul 2.1 se găsesc relațiile pentru M în CCM și în DICM, și pentru $k_{i,critic}$ și valoarea maximă a $k_{i,critic}$ pentru convertoarele buck, boost, buck-boost, Ćuk, SEPIC, Zeta.

- DCVM:

$$\mu = 1 - \frac{(1-D)^2}{(1-D)^2 + \frac{k_v}{M}} \quad (2.10)$$

unde:

$$k_v = 2C_e f_s R \quad (2.11)$$

f_s fiind frecvența de comutație, R rezistența de sarcină, iar C_e , capacitatea echivalentă (combinația serie a capacităților din bucla B).

Condiția de funcționare în DCVM este:

$$\mu \leq D \quad (2.12)$$

sau, echivalent cu (2.12),

$$k_v \leq k_{v,critic} \quad (2.13)$$

Tabelul 2.1. Raportul static de conversie în CCM și DICM.

Convertor	CCM $M(D)$	DICM		
		$M(D, k_i)$	$k_{i,critic}$	$k_{i,critic\ max}$
buck	D	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{k_i}{D^2}}}$	$1-D$	1
boost	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{D^2}{k_i}}}$	$D(1-D)^2$	$\frac{4}{27}$
buck-boost, Ćuk, SEPIC, Zeta	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{D}{\sqrt{k_i}}$	$(1-D)^2$	1

unde:

$$k_{v,critic} = D(1-D)M(D) \quad (2.14)$$

În Tabelul 2.2 sunt prezentate relațiile pentru M în DCVM, pentru $k_{v,critic}$ și valoarea maximă a $k_{v,critic}$ pentru convertoarele Ćuk, SEPIC, Zeta, determinate de către autoarea tezei.

Tabelul 2.2. Raportul static de conversie în CCM și DCVM

Convertor	CCM $M(D)$	DCVM		
		$M(D, k_v)$	$k_{v,critic}$	$k_{v,critic\ max}$
Ćuk, SEPIC, Zeta	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{\sqrt{k_v}}{1-D}$	D^2	1

Raportul static de conversie, M , și $k_{v,critic}$ au fost reprezentate grafic de către autoare în Fig. 2.3, evidențind domeniile de funcționare CCM și DCVM.

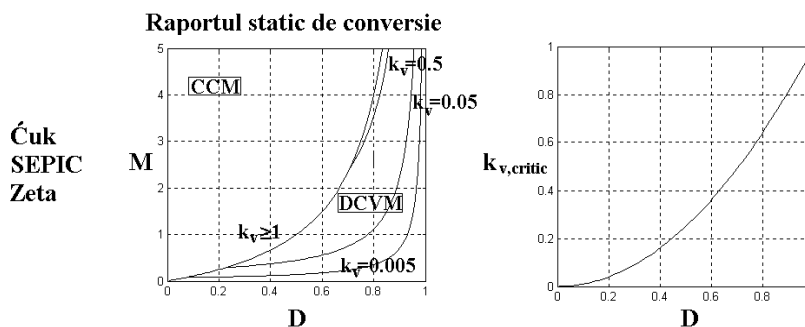


Fig. 2.3. Raportul static de conversie și $k_{v,critic}$ în modul DCVM pentru convertoarele Ćuk, SEPIC, Zeta.

- DQRM [134]:

$$\mu = \frac{\theta_p}{\theta_1 + \delta + \sqrt{\chi^2 + \delta^2} - 1 + \frac{1}{2}(1-D)^2 \theta_p^2 \delta} \quad (2.15)$$

unde θ_p este perioada de comutație normalizată:

$$\theta_p = \frac{T_s}{2\pi\sqrt{L_e C_e}} \quad (2.16)$$

δ este curentul de ieșire normalizat:

$$\delta = \frac{I_o}{V_g} \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} \quad (2.17)$$

θ_1 este lungimea normalizată a intervalului rezonant:

$$\theta_1 = \pi - \arctg \frac{\chi}{\delta} + \arctg \frac{1}{\sqrt{\chi^2 + \delta^2}} \quad (2.18)$$

și:

$$\chi = (1-D) \cdot \delta \cdot \theta_p - 1 \quad (2.19)$$

2.3. Modele mediate pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în regim de curent neîntrerupt

Aceste modele pot fi utilizate în procesul de proiectare pentru alegerea valorilor componentelor. În procesul de verificare, simularea pe baza acestor modele se poate folosi pentru determinarea randamentului, valorilor medii (componentelor continui) ale curenților și tensiunilor în stare staționară, sau a răspunsului tranzitoriu de semnal mare. Simularea pe intervale mari de timp și pentru mai multe seturi de valori ale parametrilor se face mult mai rapid decât prin simularea convertorului ca atare. Modelele mediate sunt potrivite și pentru analiza de semnal mic, la generarea diferitelor răspunsuri în frecvență și analiza stabilității.

Pentru a obține modelul mediat al unui convertor dc-dc doar formele de undă aferente tensiunilor și curenților elementelor de comutație trebuie mediate, deoarece restul convertorului este alcătuit din elemente liniare. Pentru aceasta, se separă rețeaua de comutatoare de circuitul convertorului. După identificarea rețelei de comutatoare din convertor se caută un model mediat pentru aceasta. Ceea ce rămâne în convertor este un circuit liniar și invariant în timp. Rețeaua de comutatoare are, în cazul cel mai general, atâtea porturi câte elemente de comutație sunt în convertor.

Modelul mediat al rețelei de comutatoare se obține astfel: din formele de undă de tensiune și curent la porturile rețelei de comutatoare se calculează variabilele mediate corespunzătoare și se găsesc relațiile de legătură dintre aceste variabile; se

transpun aceste relații matematice sub formă de circuite electrice, care acum nu mai sunt variabile în timp ca structură. Modelul mediat al rețelei de comutatoare conține elemente de circuit cum ar fi: transformatoare ideale, surse comandate sau independente de curent sau tensiune, rezistoare fără pierderi, sau surse de putere comandate. În vederea simulării, circuitul mediat al convertorului este apoi obținut prin înlocuirea rețelei de comutatoare cu modelul mediat al ei. Aceste circuite mediate sunt de semnal mare și joasă frecvență (până la jumătate din frecvența de comutație). Modelele de semnal mic se obțin prin liniarizarea modelelor mediate de semnal mare.

O caracteristică importantă a modelelor mediate pentru rețeaua de comutatoare este gradul de generalitate, în sensul că același model se aplică unor clase largi de convertoare, nefiind necesară obținerea unui circuit mediat pentru fiecare convertor în parte. Acest fapt este deosebit de util în simulare. Modelele au însă dezavantajul că sunt specifice numai pentru anumite moduri de funcționare sau combinații ale lor.

În cazul când convertorul conține două elemente de comutație rețeaua de comutatoare conține două porturi, cărora le corespund tensiunile v_1 și v_2 și curenții i_1 și i_2 (Fig. 2.4). Două dintre aceste variabile pot fi considerate variabile independente ale rețelei de comutatoare, iar celelalte două sunt variabile dependente. Rețeaua de comutatoare include, de asemenea, intrarea de comandă, $d(t)$, care este factorul de umplere. De reținut că alegerea variabilelor independente nu este unică.

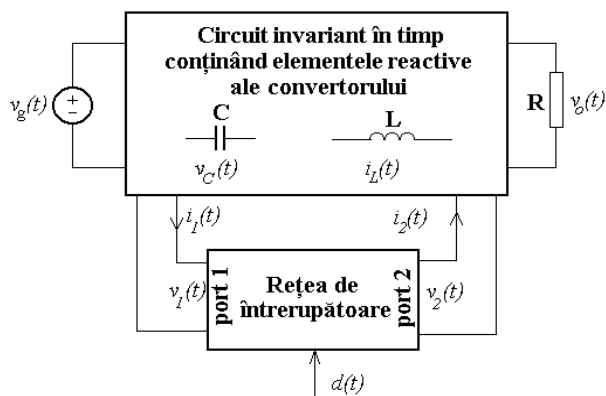


Fig. 2.4. Convertorul cu rețeaua de comutatoare separată.

2.3.1. Modelarea convertoarelor cu funcționare în regim de curent neîntrerupt, fără pierderi

În [53], considerând ca mărimi independente v_2 și i_1 se obțin mărimile dependente:

$$\begin{aligned} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} &= \frac{(1-d(t))}{d(t)} \langle v_2(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= \frac{(1-d(t))}{d(t)} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (2.20)$$

unde operatorul de mediere se definește astfel:

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(u) du \quad (2.21)$$

Pe baza acestor ecuații se poate modela rețeaua de comutatoare prin surse comandate ca în Fig.2.5.

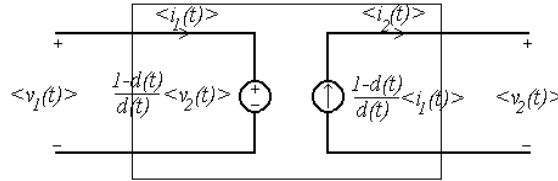


Fig. 2.5. Modelul mediat al rețelei de comutatoare, cu surse comandate.

Acest model este valabil pentru orice convertor dc-dc, ce funcționează în CCM și care conține un tranzistor și o diodă. El poate fi ușor integrat în programele de simulare, deoarece poate fi compilat ca subcircuit sau bibliotecă și înlocuit direct în convertor. Apoi se pot face simulări în regim tranzitoriu sau în stare staționară cu o viteză mult sporită față de situația în care se simulează convertorul comutat; desigur, această viteză se obține în dauna neglijării fenomenelor care se petrec la frecvența de comutație. Un dezavantaj al acestui model este că ecuațiile (2.20) au o nedeterminare pentru $d=0$, deci în aplicații factorul de umplere trebuie să fie cuprins în intervalul: $0 < D_{\min} \leq d \leq 1$.

Implementarea în PSpice a acestui model este prezentată în Anexa A.2, iar cea în CASPOC în Anexa A.3.

În cazul analizei stării staționare, autoarea tezei a observat că, deoarece programul CASPOC nu admite conectarea a două surse de tensiune în paralel sau a două surse de curent în serie, acest model poate fi utilizat numai pentru convertorul buck. Atât pentru simularea convertorului buck cât și a celorlalte tipuri de convertoare se poate folosi un model echivalent în care variabilele independente sunt v_1 și i_2 bazat pe relațiile:

$$\begin{aligned} \langle i_1(t) \rangle_{T_s} &= \frac{d(t)}{(1-d(t))} \langle i_2(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_2(t) \rangle_{T_s} &= \frac{d(t)}{(1-d(t))} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (2.22)$$

corespunzător Fig. 2.6. Autoarea tezei a realizat implementarea în CASPOC a acestui model, dată în Fig. 2.7.

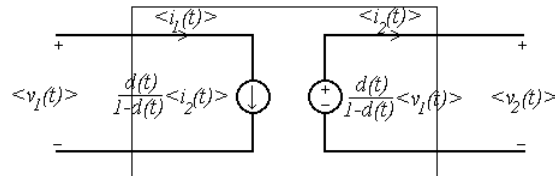


Fig.2.6. Modelarea rețelei de comutatoare alegând ca mărimi dependente i_1 și v_2 și evitând nedeterminarea la $d=0$.

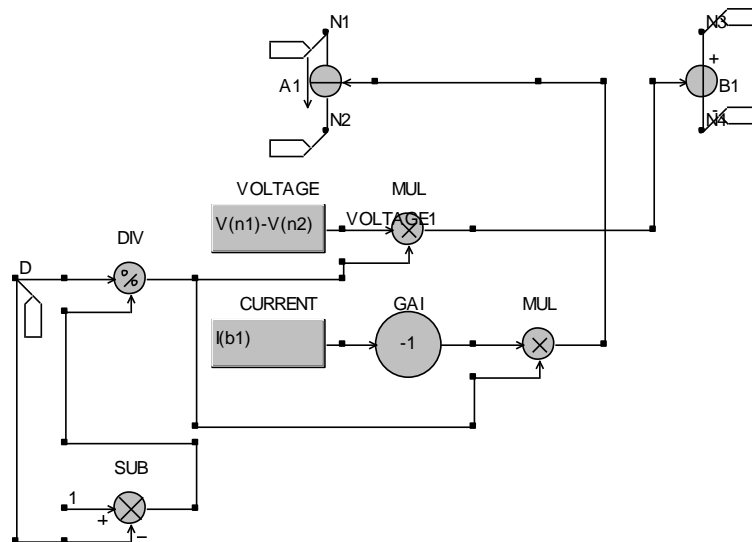


Fig. 2.7. Implementarea în CASPOC a modelului mediat din Fig. 2.6.

Circuitul are cinci noduri cu care se leagă de restul circuitului convertorului: N1, N2, N3, N4 și D. Sursa B1 modelează tranzistorul, iar sursa A1 dioda. Cu blocul VOLTAGE se obține tensiunea între nodurile N3 și N4; cu blocul CURRENT se obține curentul prin sursa B1; celelalte blocuri realizează calculele corespunzătoare relațiilor (2.22).

În același mod ca și în cazul relațiilor (2.20) se pot construi subcircuite pentru modelele mediate de semnal mare pentru rețeaua de comutatoare din convertorului buck, pe baza ecuațiilor:

$$\begin{aligned} \langle v_2(t) \rangle_{T_s} &= d \langle v_1(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_1(t) \rangle_{T_s} &= d \langle i_2(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (2.23)$$

reprezentat în Fig. 2.8, și din convertorul boost, pe baza ecuațiilor:

$$\begin{aligned} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} &= d'(t) \langle v_2(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= d'(t) \langle i_1(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (2.24)$$

reprezentat în Fig. 2.9.

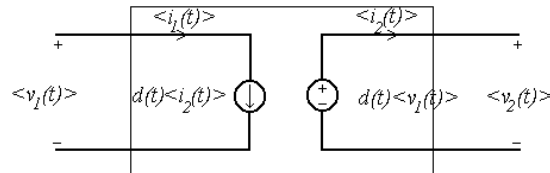


Fig. 2.8. Modelarea rețelei de comutatoare în cazul convertorului buck pe baza relațiilor (2.23).

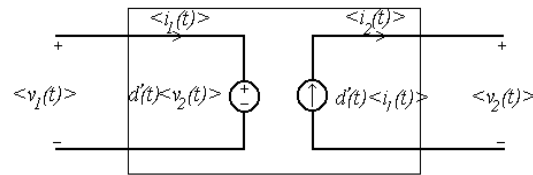


Fig. 2.9. Modelarea rețelei de comutatoare în cazul convertorului boost pe baza relațiilor (2.24).

Un avantaj al acestor modele este că ecuațiile corespunzătoare nu prezintă o discontinuitate la $d=0$. În cazul modelelor pentru convertoarele buck și boost un alt avantaj este că modelele sunt construite structurat pe sensul de vehiculare a puterii în convertor.

Bibliotecile în CASPOC realizate de către autoarea tezei pe baza acestor modele sunt prezentate în Fig. 2.10, respectiv 2.11. Semnificația nodurilor este aceeași ca la biblioteca din Fig. 2.7.

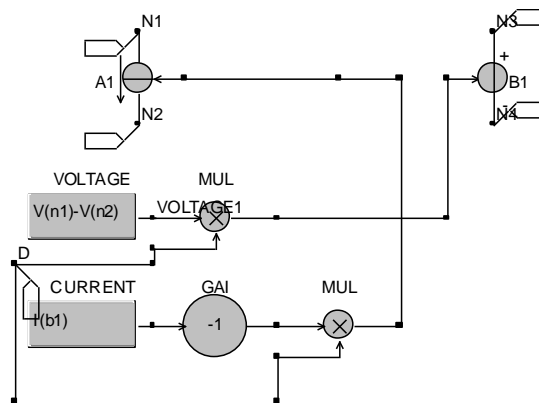


Fig. 2.10. Implementarea în CASPOC a modelului mediat din Fig. 2.8.

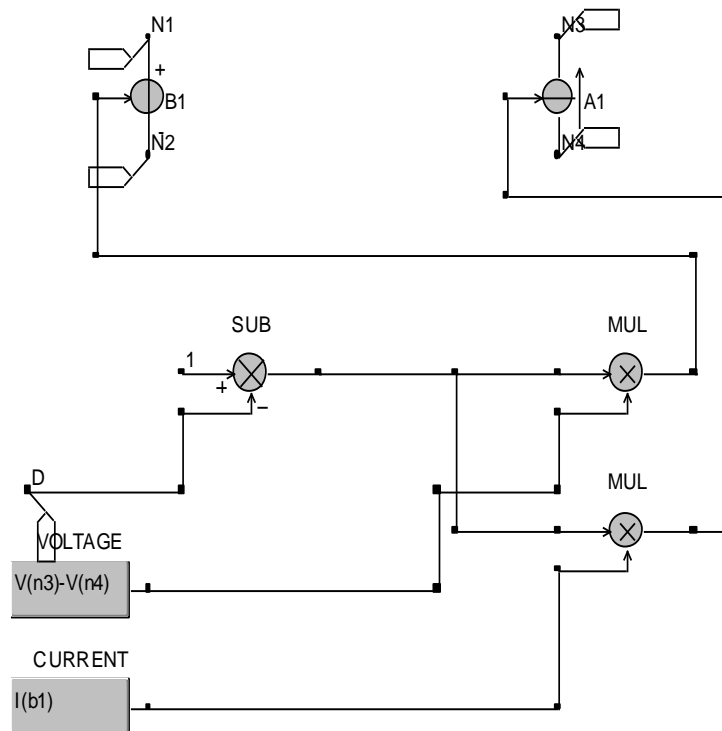


Fig. 2.11. Implementarea în CASPOC a modelului mediat din Fig. 2.9

Modelul mediat din Fig. 2.6 și implementarea sa în CASPOC au fost verificate prin simulare în cazul unui convertor boost, pentru analiza răspunsului tranzitoriu comparativ cu rezultatele obținute prin simularea circuitului comutat. Circuitul utilizat în CASPOC este prezentat în Anexa A.4. Tensiunea capacitivă și curentul inductiv obținute în urma simulării sunt prezentate în Fig. 2.12, atât pentru circuitul comutat, cât și pentru circuitul mediat. Evident, în simularea circuitului mediat pulsațiile cu frecvența de comutație nu mai apar.

Un model echivalent cu cel din Fig. 2.5 conține un transformator ideal având raportul de transformare $d':d$ (Fig. 2.13), unde $d'=1-d$ [53]. Simbolul transformatorului ideal din figură semnifică faptul că acesta transformă atât curent alternativ cât și curent continuu.

Modelele de semnal mic se obțin prin perturbarea și liniarizarea modelelor de semnal mare. Modelele de semnal mic sub formă de circuite pentru convertoarele buck, boost și buck-boost [53] sunt date în Fig. 2.14.

Pe figură, cu \hat{x} au fost notate perturbațiile mici ale mărimii x în jurul punctului de funcționare.

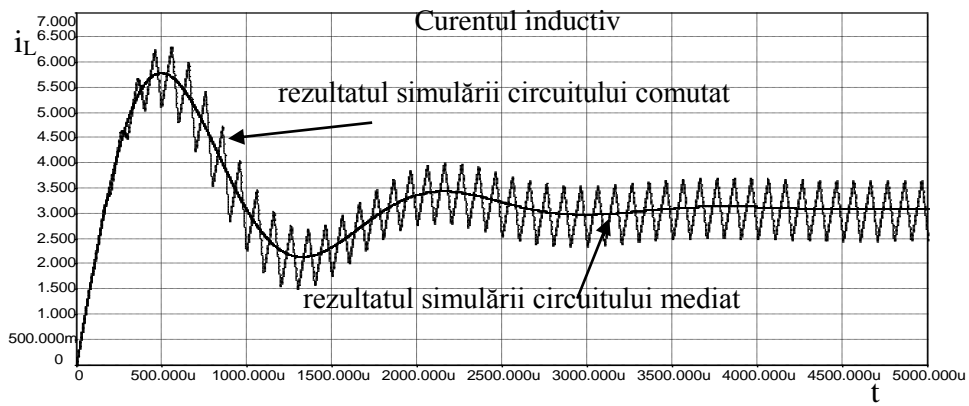
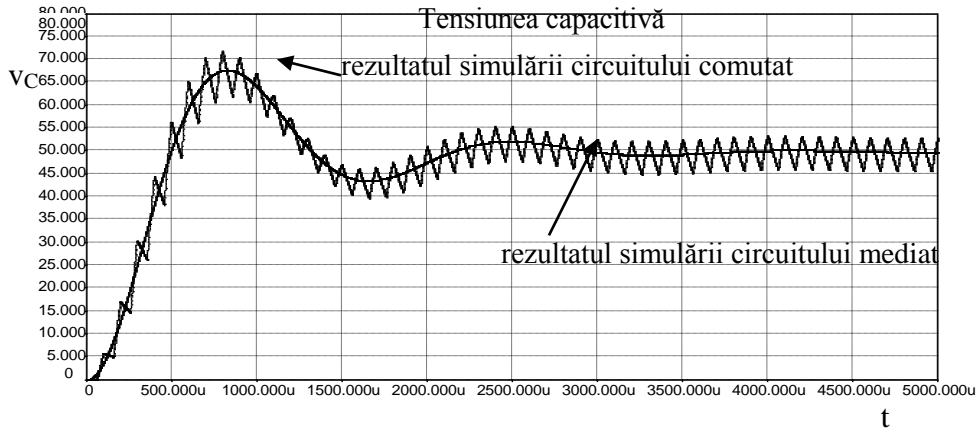


Fig.2.12. Rezultatele simulării în CASPOC pentru regimul tranzitoriu.

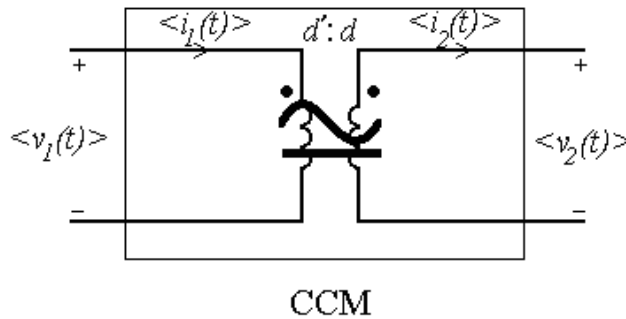


Fig.2.13. Modelul cu transformator ideal al rețelei de comutatoare.

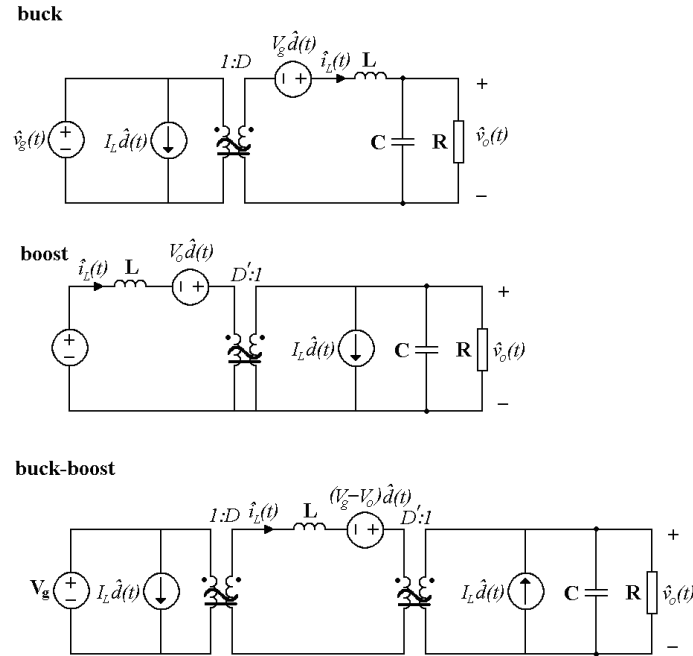


Fig. 2.14. Modelul de semnal mic pentru convertoarele buck, boost și buck-boost.

2.3.2. Modelarea convertoarelor cu funcționare în regim de curent neîntrerupt, incluzând pierderile de conducție

Modelul din Fig. 2.5 poate fi modificat astfel încât să cuprindă și pierderile de conducție pe comutator [53]. Fig. 2.15 arată un model în care sunt incluse pierderile pe diodă și tranzistor. Tranzistorul este modelat ca un comutator ideal în serie cu o rezistență R_{on} . Dioda este modelată ca o diodă ideală în serie cu o sursă de tensiune, V_D , și o rezistență, R_D .

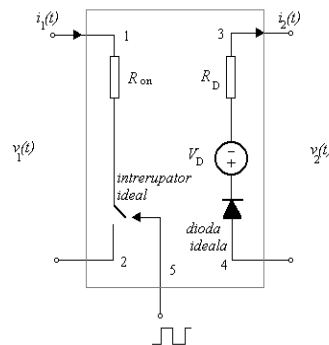


Fig. 2.15. Rețeaua de comutatoare, care include pierderile pe diodă și tranzistor.

Relațiile care descriu acest model sunt următoarele [53]:

$$\begin{aligned} \langle i_2 \rangle_{T_s} &= \frac{1-d}{d} \langle i_1 \rangle_{T_s} \\ \langle v_1 \rangle_{T_s} &= \frac{R_{on} \langle i_1 \rangle_{T_s}}{d} + \frac{(1-d)R_D \langle i_1 \rangle_{T_s}}{d^2} + \frac{1-d}{d} (\langle v_2 \rangle_{T_s} + V_D) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Pe baza acestor relații se poate construi modelul mediat din Fig. 2.16.

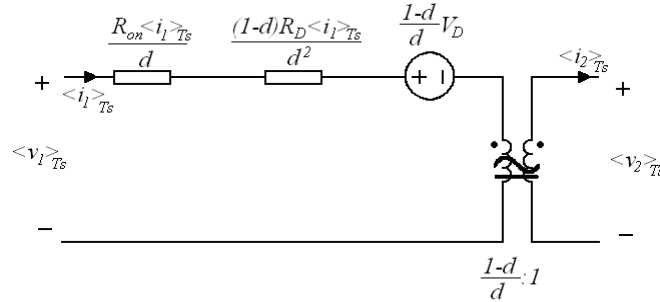


Fig. 2.16. Modelul cu transformator ideal al rețelei de comutatoare în cazul convertoarelor dc-dc CCM cu pierderi de conducție.

Implementarea în PSpice a modelului este prezentată în Anexa A.5, iar o variantă de implementare în CASPOC este prezentată în Anexa A.6.

În deducerea modelului s-au făcut următoarele presupuneri: variațiile curenților inductivi sunt mici și convertorul funcționează în modul CCM. În practică, însă, în multe cazuri, convertoarele funcționează în conducție întreruptă, la valori mici ale factorului de umplere, unde V_D e comparabilă sau mai mare decât tensiunea de ieșire. În astfel de cazuri, acest model duce la rezultate incorecte.

2.4. Modelarea convertoarelor cu comandă în curent, funcționând în regim de curent neîntrerupt

Scopul acestui tip de comandă este ca valoarea de vârf a curentului prin tranzistor într-o perioadă de comutație să urmărească o referință, $i_c(t)$.

În cazul convertoarelor funcționând în modul CCM cu comandă în curent se poate obține [53] un model mediat, pe baza relațiilor dintre mărimile de la porturile rețelei de comutatoare:

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} \approx \langle i_c(t) \rangle_{T_s} \quad (2.26)$$

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} \langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \langle i_c(t) \rangle_{T_s} \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \langle p(t) \rangle_{T_s} \quad (2.27)$$

Portul de intrare poate fi modelat ca o sursă de putere comandată $\langle p(t) \rangle_{T_s}$, iar portul de ieșire ca o sursă independentă de curent de valoare $\langle i_c(t) \rangle_{T_s}$. Modelele mediate sunt prezentate în Fig. 2.16.

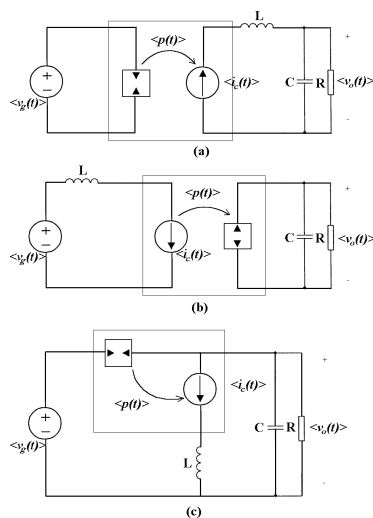


Fig. 2.16. Modelele mediate ale convertoarelor buck, boost și buck-boost cu comandă în curent, funcționând în modul CCM.

2.5. Concluzii

Apariția continuă a unor noi domenii de aplicabilitate a convertoarelor dc-dc a dus la dezvoltarea de noi topologii și metode de comandă a convertoarelor dc-dc.

Într-o primă parte a acestui capitol sunt trecute în revistă topologiile și modurile de funcționare ale convertoarelor dc-dc, unde contribuția adusă se referă la **determinarea raportului static de conversie în modul DCVM**. Modelele mediate obținute prin medierea elementelor de comutație reprezintă un instrument eficient în studiul comportării unor clase largi de convertoare, prin reprezentarea acestora prin circuite echivalente. Aceste modele prognozează cu precizie atât caracteristicile de curent continuu cât și cele dinamice. Liniarizarea acestor modele conduce la modele de semnal mic utile în proiectarea controllerelor. În convertoarele dc-dc PWM CCM convenționale principalele proprietăți de conversie sunt modelate printr-un transformator ideal sau o pereche de surse comandate. Pierderile și proprietățile dinamice sunt modelate prin includerea unor elemente de circuit adiționale. Acest fapt permite studiul facil al caracteristicilor energetice de bază, în principal al raportului static de conversie și al randamentului. **Câteva variante de implementări în CASPOC al modelelor mediate pentru convertoarele dc-dc funcționând în regim de curent neîntrerupt, fiecare având avantaje și dezavantaje, au fost realizate de către autoarea tezei.**

Autoarea estimează că direcțiile viitoare de cercetare în acest domeniu ar putea fi legate de obținerea de noi topologii de convertoare pentru anumite aplicații specifice, dezvoltarea unor modele mediate pentru convertoare cu mai mult de două comutatoare și pentru diferite metode de comandă.

CAPITOLUL 3

Modelarea convertoarelor dc-dc cu funcționare în conducție întreruptă inductivă

Acest capitol își propune o trecere în revistă a modelelor mediate ale convertoarelor dc-dc, funcționând în modul DICM și la limita CCM/DICM. Este dedus un nou model mediat pentru convertoarele PWM dc-dc funcționând în DICM, incluzând pierderile de conducție pe bobine și dispozitive semiconductoare, precum și o variantă aproximativă a acestuia. Modelele elaborate au fost extinse în modele hibride pentru a cuprinde și funcționarea CCM. De asemenea, a fost dedus un model mediat pentru funcționarea la limita CCM/DICM, incluzând pierderile de conducție. Sunt prezentate implementările acestor modele în programele de simulare PSpice și CASPOC. Verificarea corectitudinii modelelor elaborate a fost efectuată prin simulare.

3.1. Modele pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în conducție întreruptă inductivă

Convertoarele, datorită prezenței diodelor, pot funcționa în modul DICM dacă curentul de sarcină este suficient de mic. În unele cazuri convertoarele sunt proiectate special pentru a funcționa în conducție întreruptă. Din aceste motive este utilă dezvoltarea unor modele mediate hibride, pentru simularea convertoarelor care funcționează fie în conducție neîntreruptă, fie în conducție întreruptă. În obținerea modelelor mediate trebuie ținut cont de faptul că ipoteza pulsațiilor mici nu se verifică pentru cel puțin o bobină din convertor.

3.1.1. Modelarea convertoarelor cu funcționare în conducție întreruptă inductivă, fără pierderi

Modelul mediat pentru convertoarele dc-dc funcționând în modul DICM a fost obținut în [53] pe baza relațiilor dintre tensiunile și curenții la porturile rețelei de comutatoare:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{R_e(d)} \quad (3.1)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d)} = \langle p(t) \rangle_{T_s} \quad (3.2)$$

unde:

$$R_e = \frac{2L}{d^2 T_s} \quad (3.3)$$

Astfel se obține modelul mediat pentru rețeaua de comutatoare, în modul DICM din Fig. 3.1.

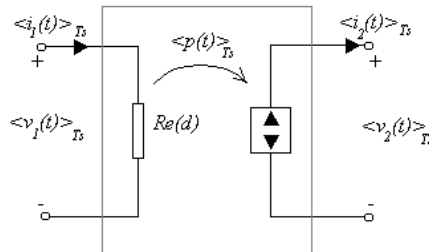


Fig.3.1. Modelul mediat al rețelei de comutatoare în modul DICM.

3.1.2. Modele hibride CCM/DICM, fără pierderi

Modelul mediat în modul CCM este un transformator ideal cu raportul de transformare $d:d$. În modul DICM modelul mediat de semnal mare constă dintr-un rezistor fără pierderi și o sursă de putere. Modelul hibrid CCM/DICM trebuie să se reducă la unul din cele două modele, în funcție de modul de funcționare al convertorului. Se definește [53] un factor de umplere echivalent $\mu(t)$, pentru ca modelul hibrid să aibă aceeași formă ca în CCM (Fig. 3.2).

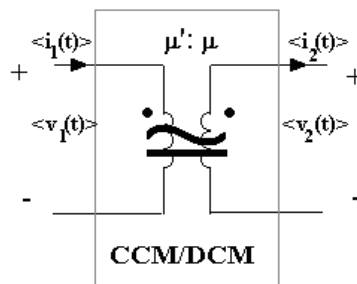


Fig. 3.2. Un model mediat general, folosind factorul de umplere echivalent $\mu(t)$.

Dacă convertorul funcționează în modul CCM, $\mu(t)$ este egal cu factorul de umplere, $d(t)$:

$$\mu_{CCM} = d \quad (3.4)$$

Dacă convertorul funcționează în modul DICM $\mu(t)$ trebuie să aibă o astfel de expresie încât modelul din Fig. 3.2 să coincidă cu cel din Fig. 3.1. Se obține:

$$\langle v_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{1 - \mu_{DICM}}{\mu_{DICM}} \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = R_e \langle i_1(t) \rangle_{T_s} \quad (3.5)$$

de unde se obține factorul de umplere echivalent μ_{DICM} :

$$\mu_{DICM} = \frac{1}{1 + \frac{R_e \langle i_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}} = \frac{d^2}{d^2 + 2Lf_s \frac{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}} \quad (3.6)$$

Pentru a construi modelul hibrid CCM/DICM bazat pe modelul mediat din Fig. 3.1, trebuie specificat care din cele două expresii pentru $\mu(t)$ trebuie aleasă: relația (3.4), valabilă în CCM, sau relația (3.6), valabilă în modul DICM. La limita dintre CCM și DICM cele două relații trebuie să conducă la același rezultat, $\mu=d$. Dacă curentul de sarcină scade în continuare, convertorul funcționează în modul DICM, curentul $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ scade, și $\mu(t)$ dat de relația (3.6) devine mai mare decât d . Deci valoarea corectă a lui $\mu(t)$, luând în considerare funcționarea convertorului în CCM sau în DICM este cea mai mare dintre cele două valori calculate cu relațiile (3.4) și (3.6):

$$\mu = \max \left(d, \frac{d^2}{d^2 + 2Lf_s \frac{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}} \right) \quad (3.7)$$

Implementarea în PSpice a modelului hibrid CCM/DICM este prezentată în Anexa A.7, iar o variantă de implementare în CASPOC este prezentată în Anexa A.8.

3.1.3. Modelarea convertoarelor cu funcționare în conducție întreruptă inductivă, cu pierderi de conducție

Din cauza componentelor neideale, forma de undă a curentului prin bobină nu mai este triunghiulară, cum este în cazul în care componentele convertorului sunt ideale. Curentul prin bobină crește și scade exponențial, și valoarea sa maximă este mai mică, așa cum se observă în Fig. 3.3.

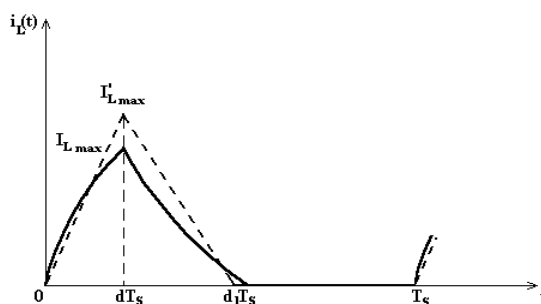


Fig. 3.3. Forma de undă a curentului prin bobină în cazul componentelor ideale (linia întreruptă) și în cazul componentelor neideale (linia continuă).

Un model pentru rețeaua de comutatoare în prezența pierderilor de conducție a fost obținut în [231], în ipotezele că:

$$\frac{L}{R_{on} + R_L} \gg dT_s, \quad \frac{L}{R_D + R_L} \gg (1-d)T_s, \quad \frac{v_{dis}}{R_D + R_L} \gg I_{Lmax} \quad (3.6)$$

unde v_{dis} este tensiunea aplicată circuitului L-R pentru descărcarea inductanței, R_L este rezistența echivalentă serie a bobinei, iar R_D , și R_{on} , au aceeași semnificație ca în cazul conducției continue.

În aceste condiții, diferențele dintre forma de undă reală și cea ideală a curentului prin bobină sunt neglijabile. Totuși, pierderile de energie nu sunt neglijabile. Prin egalarea energiei pierdute pe R_L în cazul circuitului comutat și al circuitului mediat (în ipotezele menționate) se obțin expresiile pentru rezistențele echivalente din modelul mediat:

$$R'_L = \frac{4 R_L}{3 d_1}, \quad R'_{on} = \frac{4 R_{on}}{3 d}, \quad R'_D = \frac{4 R_D}{3 (d_1 - d)} \quad (3.7)$$

Modelul mediat al rețelei de comutatoare este prezentat în Fig. 3.4, unde:

$$\mu = \frac{d^2 T_s v_{ac}}{2L i_p}, \quad d_1 - d = \frac{d}{\mu} \quad (3.8)$$

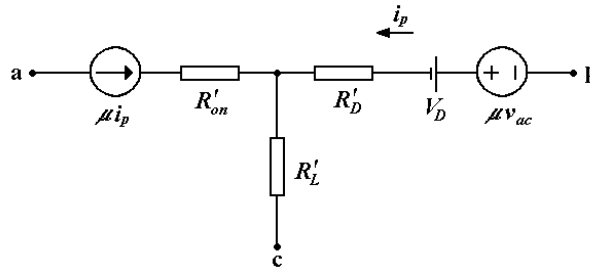


Fig. 3.4. O variantă de model mediat pentru rețeaua de comutatoare în DICM cu pierderi de conducție.

Implementarea în PSpice a modelului mediat este prezentată în Anexa A.9.

Un model nou pentru convertoarele dc-dc cu funcționare DICM, cu pierderi de conducție, a fost obținut de către autoarea tezei [91]. Modelul este mai precis decât modelul de mai sus deoarece ține cont de forma reală, exponențială a curentului prin bobină, cu alte cuvinte modelul este corect și dacă inegalitățile din (3.6) nu au loc.

Pentru deducerea modelului, urmând același procedeu ca în [53] se consideră ca exemplu convertorul boost. Circuitele echivalente în cele trei stări topologice sunt prezentate în Fig. 3.5, iar formele de undă ale variabilelor de la porturile rețelei de comutatoare sunt cele din Fig. 3.6.

În prima stare topologică, în care tranzistorul conduce iar dioda este blocată, variabilele la porturile rețelei de comutatoare sunt date de relațiile:

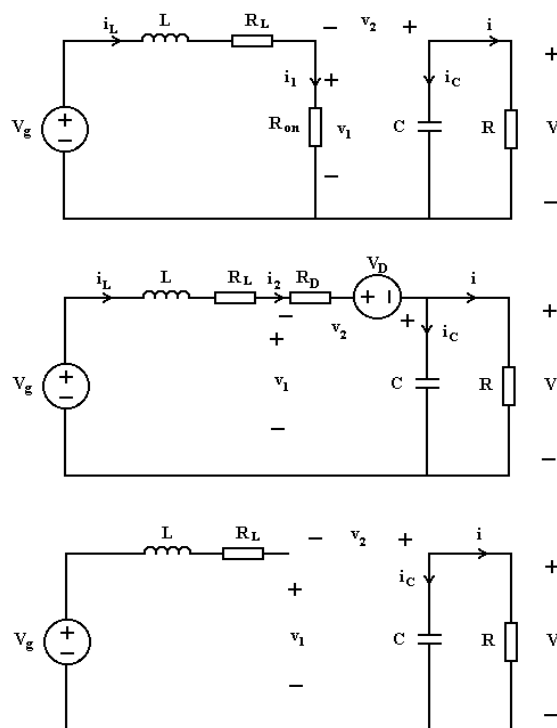


Fig. 3.5. Cele trei stări topologice ale convertorului boost în modul DICM.

$$i_1(t) = i_L(t) = \frac{v_g}{R_{on} + R_L} \left(1 - e^{-\frac{(R_{on} + R_L) t}{L f_s T_s}} \right) \quad (3.8)$$

$$i_2(t) = 0 \quad (3.9)$$

$$v_1(t) = R_{on} i_1(t) \quad (3.10)$$

$$v_2(t) = v_o - R_{on} i_1(t) \quad (3.11)$$

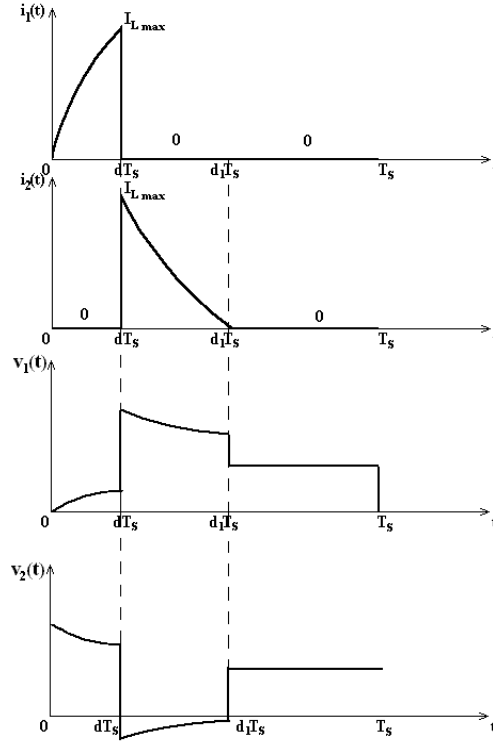
Din (3.8) se poate obține valoarea maximă a curentului prin bobină:

$$I_{L \max} = i_L(dT_s) = \frac{v_g}{R_{on} + R_L} \left(1 - e^{-\frac{R_{on} + R_L}{L f_s} d} \right) \quad (3.12)$$

Tensiunea pe bobină este:

$$v_L(t) = v_g - R_{on} i_1(t) - R_L i_1(t) \quad (3.13)$$

În a doua stare topologică, în care dioda conduce, variabilele la porturile rețelei de comutatoare sunt date de relațiile:


 Fig. 3.6. Formele de undă ale i_1 , i_2 , v_1 și v_2 .

$$i_1(t) = 0 \quad (3.14)$$

$$i_2(t) = i_L(t) = \frac{v_g - v_o - V_D}{R_D + R_L} + \left(I_{L\max} - \frac{v_g - v_o - V_D}{R_D + R_L} \right) e^{-\frac{R_D + R_L}{L f_s} \left(\frac{t}{T_s} - d \right)} \quad (3.15)$$

$$v_1(t) = v_o + V_D + R_D i_2(t) \quad (3.16)$$

$$v_2(t) = -V_D - R_D i_2(t) \quad (3.17)$$

Tensiunea pe bobină este:

$$v_L(t) = v_g - v_o - V_D - R_D i_2(t) - R_L i_2(t) \quad (3.18)$$

În al treilea subinterval, când ambele comutatoare sunt blocate, variabilele la porturile rețelei de comutatoare sunt date de relațiile:

$$i_1(t) = 0 \quad (3.19)$$

$$i_2(t) = 0 \quad (3.20)$$

$$v_1(t) = v_g \quad (3.21)$$

$$v_2(t) = v_o - v_g \quad (3.22)$$

iar tensiunea pe bobină este:

$$v_L(t) = 0 \quad (3.23)$$

Tensiunea v_g fiind lent variabilă în timp, valoarea mediată a i_1 se poate determina astfel:

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_1(t) dt = \frac{v_g d}{R_{on} + R_L} - \frac{v_g L f_s}{(R_{on} + R_L)^2} \left(1 - e^{-\frac{R_{on} + R_L d}{L f_s}} \right) = \frac{v_g}{R_e} \quad (3.24)$$

unde:

$$R_e = \frac{1}{\frac{d}{R_{on} + R_L} - \frac{L f_s}{(R_{on} + R_L)^2} \left(1 - e^{-\frac{R_{on} + R_L d}{L f_s}} \right)} \quad (3.25)$$

Trebuie subliniat faptul că, deși expresia (3.25) pentru R_e a fost obținută în cazul convertorului boost, ea este valabilă și în cazul convertoarelor buck și buck-boost.

În modul DICM dioda iese din conducție când curentul prin bobină scade la 0. Deci, $i_L(0) = i_L(T_s) = 0$, și ca urmare, $\langle v_L \rangle_{T_s} = 0$. Valoarea mediată a tensiunii v_1 poate fi scrisă astfel:

$$\langle v_1 \rangle_{T_s} = v_g - (\langle i_1 \rangle_{T_s} + \langle i_2 \rangle_{T_s}) R_L \quad (3.26)$$

Din ecuațiile (3.24) și (3.26) poate fi obținută o expresie generală, valabilă indiferent de tipul convertorului pentru $\langle i_1 \rangle_{T_s}$:

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1 \rangle_{T_s} + \langle i_2 \rangle_{T_s} R_L}{R_e - R_L} \quad (3.27)$$

Din relațiile (3.13), (3.18) și (3.23) valoarea mediată a tensiunii pe bobină este egală cu:

$$\langle v_L \rangle_{T_s} = d v_g - (R_{on} + R_L) \langle i_1 \rangle_{T_s} + (d_1 - d)(v_g - v_o - V_D) - (R_D + R_L) \langle i_2 \rangle_{T_s} \quad (3.28)$$

Valorile mediate ale tensiunilor la porturile rețelei de comutare sunt egale cu:

$$\langle v_1 \rangle_{T_s} = R_{on} \langle i_1 \rangle_{T_s} + R_D \langle i_2 \rangle_{T_s} + (d_1 - d)(V_D - v_o) + (1 - d_1) v_g \quad (3.29)$$

$$\langle v_2 \rangle_{T_s} = d v_o - R_{on} \langle i_1 \rangle_{T_s} - R_D \langle i_2 \rangle_{T_s} - (d_1 - d) V_D + (1 - d_1)(v_o - v_g) \quad (3.30)$$

Înlocuind v_o din (3.28), v_g din (3.26) și $\langle v_1 \rangle_{T_s}$ din (3.29) în (3.30), valoarea mediată a v_2 poate fi scrisă astfel:

$$\langle v_2 \rangle_{T_s} = \frac{d}{d_1 - d} \langle v_1 \rangle_{T_s} - V_D - \frac{R_{on} \langle i_1 \rangle_{T_s}}{d_1 - d} - \frac{R_D \langle i_2 \rangle_{T_s}}{d_1 - d} - \frac{R_L \langle i_1 \rangle_{T_s} + \langle i_2 \rangle_{T_s} (1 - d_1)}{d_1 - d} \quad (3.31)$$

Definind un factor de umplere echivalent, μ ,

$$\mu = \frac{\langle i_1 \rangle_{T_s}}{\langle i_1 \rangle_{T_s} + \langle i_2 \rangle_{T_s}} \quad (3.32)$$

și utilizând relația (3.31), pot fi obținute relațiile ce descriu modelul mediat:

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = \frac{\mu}{1 - \mu} \langle i_2 \rangle_{T_s} \quad (3.33)$$

$$\langle v_2 \rangle_{T_s} = \frac{\mu_1}{1 - \mu_1} \langle v_1 \rangle_{T_s} - V_D - [R_{on1}(d_1) + R_{D1}(d_1) + R_{L1}(d_1)] \langle i_2 \rangle_{T_s} \quad (3.34)$$

unde:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\mu_1}{1 - \mu_1} = \frac{d}{d_1 - d} \\ R_{on1}(d_1) = R_{on} \frac{1}{d_1 - d} \frac{\mu}{1 - \mu} \\ R_{D1}(d_1) = R_D \frac{1}{d_1 - d} \\ R_{L1}(d_1) = R_L \frac{1 - d_1}{d_1 - d} \frac{1}{1 - \mu} \end{array} \right. \quad (3.35)$$

Lungimea celui de-al doilea subinterval poate fi obținută din condiția ca i_L să devină 0 la sfârșitul acestui interval, rezultând:

$$d_1 - d = \frac{L f_s}{R_D + R_L} \ln \left[1 - \frac{I_{Lmax} (R_D + R_L)}{R_L (\langle i_1 \rangle_{T_s} + \langle i_2 \rangle_{T_s}) - \langle v_2 \rangle_{T_s} - V_D} \right] \quad (3.36)$$

Deși ecuațiile care descriu modelul sunt complicate, modelul este general, deci poate fi utilizat în simularea mai multor convertoare.

Modelul a fost implementat în PSpice astfel, sub forma subcircuitului dicm1:

```
*****
*MODEL:DICM1
*Application:DICM, including losses
*****
*Parameters:
* L=equivalent inductance for DICM
```

```

* fs=switching frequency
*****
*Nodes:
*1:transistor positive (drain)
*2:transistor negative (source)
*3:diode cathode
*4:diode anode
*5:duty cycle control input
*****
.subckt DICM1 1 2 3 4 5
+params:L=100u fs=1E5 Ron=0 VD=0 RD=0 RI=0
Et 1 1x value=(v(3,4)+VD)*v(d1)/v(5)
Er 1x 2 value=i(Et)/v(5)*(Ron+RD*(1-v(u))/
+v(u)+RI/v(u)*(1-v(5)-v(d1)))
Gd 4 3x value=i(Et)*(1-v(u))/v(u)
Eg 3x 3 value=0
Ed d1 0 value=L*fs/(RD+RI)*log(1-(v(1,2)+RI*i(Eg)
+/(1-v(u)))/(Ron+RI)*+(1-exp(-(Ron+RI)*v(5)/L/fs))*
+(RD+RI)/(-VD+RI*i(Eg)/(1-v(u))-v(3,4)))
Eu u 0 value=(i(Eg)*RI+v(1,2))/(i(Eg)/(
+v(5)/(Ron+RI)-L*fs/(Ron+RI)/(Ron+RI)
+*(1-exp(-(Ron+RI)*v(5)/L/fs))+v(1,2))
.ends
*****

```

Modelul anterior poate fi simplificat, prin luarea în considerare a unor aproximații. Bineînțeles, precizia modelului este mai scăzută.

O aproximație poate fi aceea de a considera formele de undă ale curenților ca fiind liniare. Astfel valoarea mediată a curențului prin bobină este:

$$\langle i_L \rangle_{T_s} = \frac{1}{2} I_{L\max} d_1 \quad (3.37)$$

Din (3.37) o expresie mai simplă pentru d_1 poate fi obținută:

$$d_1 = \frac{2\langle i_L \rangle_{T_s}}{I_{L\max}} \quad (3.38)$$

Cu această aproximație, modelul poate fi descris de relațiile:

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = \frac{d}{d_1 - d} \langle i_2 \rangle_{T_s} = \frac{\mu}{1 - \mu} \langle i_2 \rangle_{T_s} \quad (3.39)$$

$$\langle v_2 \rangle_{T_s} = \frac{\mu}{1-\mu} \langle v_1 \rangle_{T_s} - V_D - \left(\frac{R_{on}}{d} \left(\frac{\mu}{1-\mu} \right)^2 + \frac{R_D}{d} \frac{\mu}{1-\mu} + \frac{R_L}{d} \frac{\mu}{(1-\mu)^2} \left(1 - \frac{d}{\mu} \right) \right) \langle i_2 \rangle_{T_s} \quad (3.40)$$

sau, considerând i_1 și v_2 ca variabile independente,

$$\langle i_2 \rangle_{T_s} = \frac{d_1 - d}{d} \langle i_1 \rangle_{T_s} = \frac{1-\mu}{\mu} \langle i_1 \rangle_{T_s} \quad (3.41)$$

$$\langle v_1 \rangle_{T_s} = \frac{1-\mu}{\mu} (\langle v_2 \rangle_{T_s} + V_D) + \left(\frac{R_{on}}{d} + \frac{R_D}{d} \frac{1-\mu}{\mu} + \frac{R_L}{d} \frac{1}{\mu} \left(1 - \frac{d}{\mu} \right) \right) \langle i_1 \rangle_{T_s} \quad (3.42)$$

Pe baza relațiilor (3.41) și (3.42) modelul mediat se poate construi sub formă de circuit ca în Fig. 3.7.

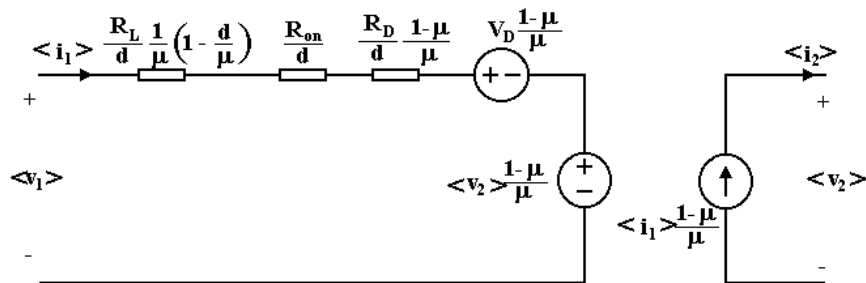


Fig. 3.7. Modelul mediat de semnal mare simplificat al rețelei de comutatoare funcționând în modul DICM cu pierderi de conducție.

Modelul poate fi implementat în PSpice astfel:

```

*****
.subckt DICM2 1 2 3 4 5
+params:L=100u fs=1E5 Ron=10 VD=0 RD=0 RL=0
Er 1 1x value=i(Et)*(Ron+(1-v(u))*RD/v(u)+
+RL/v(u)*(1-v(5)/v(u)))/d
Et 1x 2 value=(1-v(u))*(v(3,4)+VD)/v(u)
Gd 4 3 value=(1-v(u))*i(Et)/v(u)
Ga 0 a value=i(Et)
Va a b
Ra b 0 1k
Eu u 0 value={ Eu u 0 value={ 1/(1+(2*(Ron+RL)/
+(v(5)*(1-exp(-(Ron+RL)*v(5)/L/fs)))-RL)
+/(v(1,2)*v(u)/((1-v(u))*i(Va)+RL))}
.ends
*****

```

Este important de menționat faptul că dacă μ este egal cu d , așa cum se întâmplă în modul CCM, modelul aproximativ, descris de relațiile (3.41) și (3.42) și Fig. 3.7 devine identic cu modelul obținut în [53] pentru CCM cu pierderi de conducție. Aceeași observație este valabilă și pentru modelul exact, având în plus condiția $d_I=1$, caracteristică modului CCM.

Dacă convertorul funcționează în DICM μ este mai mare decât d . Modelul poate fi utilizat și în CCM și în DICM, dacă μ se calculează ca maximum dintre d și valoarea calculată din relațiile (3.36) și (3.41).

Pentru a verifica modelele, acestea au fost utilizate pentru simularea unui convertor boost cu următoarele valori ale elementelor de circuit: $V_g=24V$, $L=10\mu H$, $f_s=50kHz$, $d=0,25$, $R=12\Omega$, $C=47\mu F$. Formele de undă ale tensiunii de ieșire în stare staționară, utilizând modelul exact, în cazul unor pierderi mici de conducție ($R_{on}=0,2\Omega$, $R_D=0,11\Omega$, $R_L=0,1\Omega$, $V_D=0,8V$) sunt prezentate în Fig. 3.8, iar în cazul unor pierderi mari de conducție ($R_{on}=0,5\Omega$, $R_D=0,61\Omega$, $R_L=0,5\Omega$, $V_D=0,8V$) sunt prezentate în Fig. 3.9.

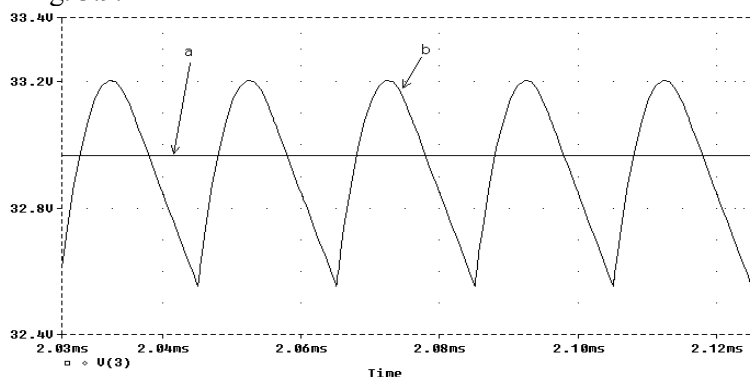


Fig. 3.8. Tensiunea de ieșire a convertorului boost în cazul pierderilor mici de conducție: a- rezultatul obținut prin simularea circuitului mediat; b- rezultatul obținut prin simularea circuitului comutat.

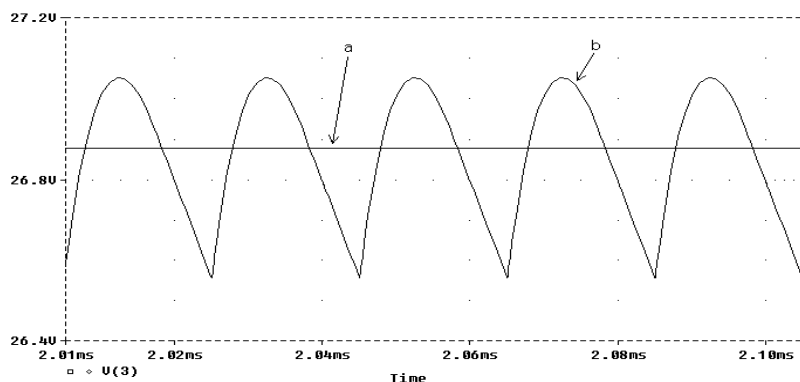


Fig. 3.9. Tensiunea de ieșire a convertorului boost în cazul pierderilor mari de conducție: a- rezultatul obținut prin simularea circuitului mediat; b- rezultatul obținut prin simularea circuitului comutat.

Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.10.

Rezultatele confirmă acuratețea modelului, chiar și în cazul unor pierderi mari de conducție.

Forma de undă a tensiunii de ieșire în regimul tranzitoriu, în cazul circuitului comutat și a circuitului mediat utilizând modelul aproximativ în cazul pierderilor mici de conducție este prezentată în Fig. 3.10.

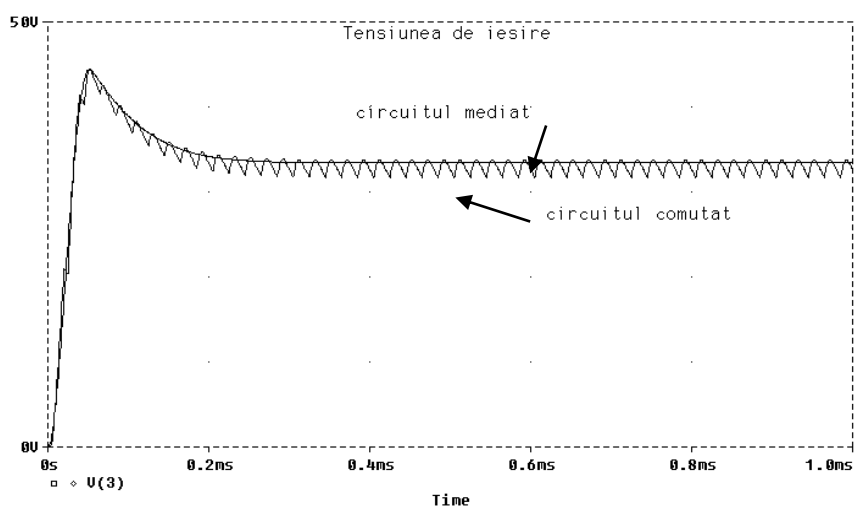


Fig. 3.10. Regimul tranzitoriu pentru convertorul boost - tensiunea de ieșire.

Se observă că forma de undă a tensiunii de ieșire obținută cu ajutorul modelului mediat urmărește destul de exact forma de undă a tensiunii de ieșire obținută cu ajutorul modelului comutat, ceea ce confirmă acuratețea acestui model chiar și în cazul simulării regimului tranzitoriu. Evident, în simularea circuitului mediat pulsațiile cu frecvența de comutație nu mai apar.

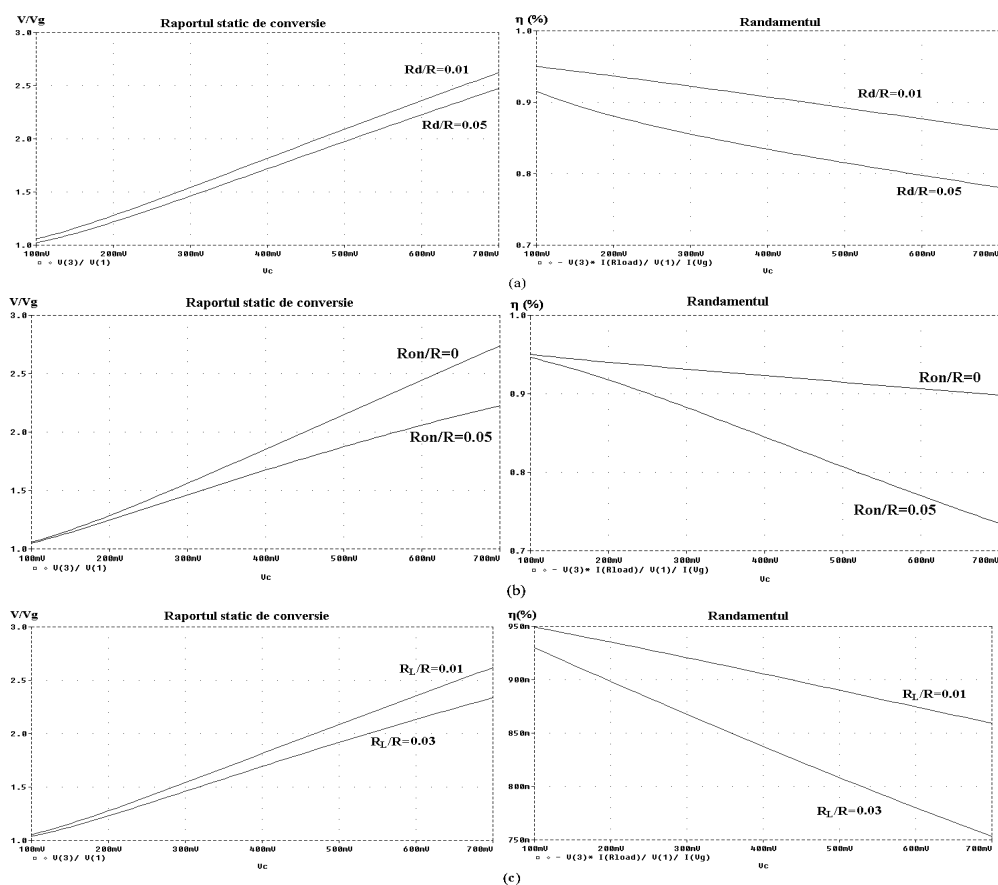
Rezultatele pentru tensiunea de ieșire, V_o și randament, η , determinate cu toate trei modelele prezentate aici comparativ cu rezultatele obținute prin simularea circuitului comutat și cu valorile obținute utilizând modelul fără pierderi din [53] sunt sintetizate în Tabelul 2.1. Pentru tensiunea de ieșire au fost determinate erorile în cazul utilizării fiecăruia dintre modele.

Așa cum se poate observa în tabel, modelul exact poate fi utilizat chiar și pentru pierderi mari. Erorile date de modelul aproximativ cresc odată cu creșterea pierderilor, dar pentru pierderi mici acest model poate fi utilizat.

Pentru a arăta efectul separat al pierderilor asupra raportului static de conversie, M , și asupra randamentului, modelul exact este utilizat pentru generarea dependențelor raportului static de conversie și a randamentului de d . Rezultatele sunt prezentate în Fig. 3.11.

Tabelul 2.1. Tensiunea de ieșire și randamentul în cazul convertorului boost simulat.

		V_o	eroare	η
pierderi mici	circuitul comutat	32,95	-	90,3%
	modelul exact, DICM1	32,96	0,03%	90,2%
	modelul aproximativ, DICM2	33,25	0,91%	92,05%
	modelul aproximativ[231]	33,49	1,63%	92,11%
	modelul fără pierderi	36	9,25%	100%
pierderi mari	circuitul comutat	26,85	-	71,2%
	modelul exact, DICM1	26,88	0,11%	71,3%
	modelul aproximativ, DICM2	27,39	2,04%	74,5%
	modelul aproximativ[231]	27,28	1,63%	73,9%
	modelul fără pierderi	36	34%	100%

Fig. 3.11. Raportul static de conversie și randamentul, pentru diferite valorile ale: a- R_D/R ; b- R_{on}/R ; c- R_l/R . Factorul de umplere este emulat de tensiunea V_c în PSpice.

Domeniul de valori pentru d se oprește la 0,7 deoarece pentru $d > 0,7$ convertorul funcționează în conducție neîntreruptă.

Se observă că la valori mari ale factorului de umplere pierderile de conducție cresc, deci randamentul scade, ceea ce era de așteptat.

Modelul poate fi utilizat și pentru studierea efectului pierderilor asupra comportamentului dinamic al convertoarelor. Singurul efect al pierderilor este reducerea valorii amplitudinii principalelor funcții de transfer și anume:

- funcția de transfer control-ieșire :

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \quad (3.43)$$

- audiosusceptibilitatea:

$$G_{vg} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g} \quad (3.44)$$

În Fig. 3.12 este reprezentată funcția de transfer control-ieșire, determinată cu modelul mediat (în PSpice) comparativ cu simularea utilizând circuitul comutat (în CASPOC), programul CASPOC având facilitatea de a calcula automat funcțiile de transfer pentru sisteme variante în timp.

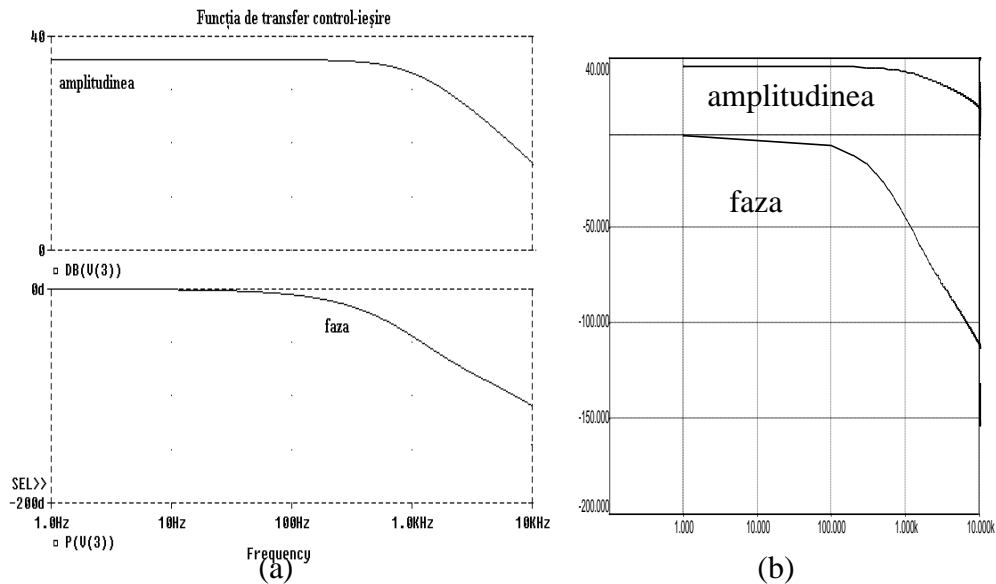


Fig. 3.12. Funcția de transfer control-ieșire: a- simularea circuitului mediat (PSpice); b- simularea circuitului comutat (CASPOC).

Se observă că rezultatele obținute utilizând modelul mediat sunt în bună concordanță cu rezultatele simulării circuitului comutat.

Pe baza verificărilor modelului mediat pentru convertoarele dc-dc cu funcționare DICM cu pierderi de conducție, *obținut de autoarea tezei*, se poate concluziona că acest model putând fi utilizat chiar și în cazul unor pierderi de conducție mari este mai precis decât cel din [53].

3.2. Modelarea convertoarelor dc-dc funcționând la limita dintre conducția neîntreruptă și conducția întreruptă inductivă

Modelele mediate pot fi extinse și în cazul convertoarelor care funcționează la limita dintre modul CCM și modul DICM. Avantajele acestui mod de funcționare sunt: inductanța convertoarelor mai mică, pierderile de comutație mai mici decât în CCM, în timp ce curentul de vârf este mai mic decât în DICM. Frecvența de comutație a convertoarelor în modul limită se modifică funcție de curentul de sarcină sau de tensiunea de alimentare. Acest mod de funcționare este folosit frecvent în aplicații de putere mică ale circuitelor PFC.

3.2.1. Modelarea convertoarelor dc-dc funcționând la limita CCM/DICM, fără pierderi

Un model mediat pentru convertoarele dc-dc funcționând la limita CCM/DICM fără pierderi a fost obținut [25] pe baza relațiilor dintre curenții și tensiunile mediate la porturile rețelei de comutatoare:

$$\begin{aligned} \langle i_1(t) \rangle &= \frac{\langle i_c(t) \rangle}{2} \\ \langle i_2(t) \rangle &= \frac{t_{off}}{t_s} \frac{\langle i_c(t) \rangle}{2} \\ \langle v_1(t) \rangle &= \frac{t_{off}}{t_s} \langle v_o(t) \rangle \\ \langle v_2(t) \rangle &= \langle v_o(t) \rangle \end{aligned} \quad (3.45)$$

unde i_c este valoarea de vârf a curentului prin bobină.

Portul de intrare poate fi modelat ca o sursă independentă de curent de valoare $\frac{\langle i_c(t) \rangle}{2}$, iar portul de ieșire ca o sursă dependentă de putere - Fig. 3.13:

$$\langle p(t) \rangle = \langle v_1(t) \rangle \langle i_1(t) \rangle = \langle v_2(t) \rangle \langle i_2(t) \rangle \quad (3.46)$$

Modelul de semnal mic se obține prin perturbarea și liniarizarea modelului mediat de semnal mare. În urma calculelor se obțin simplu expresiile funcțiilor de transfer:

- funcția de transfer control-ieșire:

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_c} = G_{vi0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (3.47)$$

- audiosusceptibilitatea:

$$G_{vg} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g} = G_{vg0} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (3.48)$$

ai căror parametri se găsesc în tabelul 3.2.

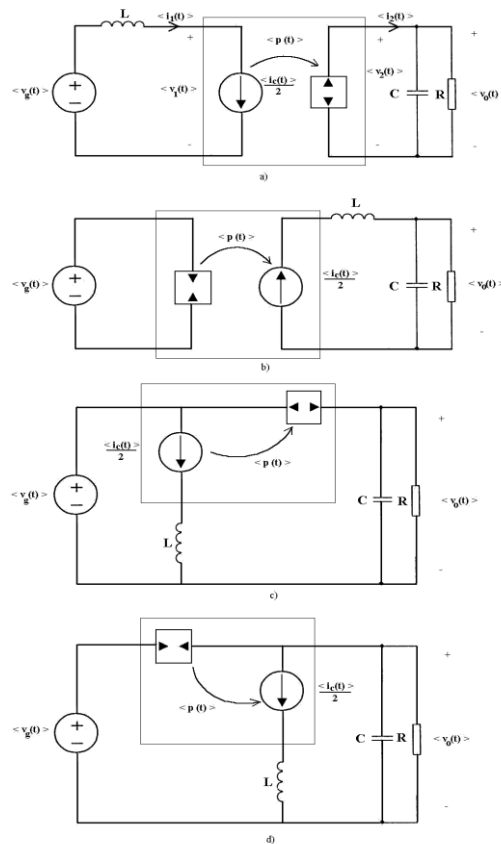


Fig. 3.12. Circuitul echivalent mediat al principalelor convertoare, funcționând în modul limită dintre CCM și DICM: (a) - boost; (b) - buck; (c), (d) – două variante pentru convertorul buck-boost.

Tabelul 3.2. Parametrii funcțiilor de transfer în modul limită dintre CCM și DICM

Convertor	G_{vg0}	G_{vi0}	f_p	f_z
buck	0	$\frac{R}{2}$	$\frac{1}{2\pi RC}$	∞
boost	$\frac{M}{2}$	$\frac{R}{4M}$	$\frac{1}{\pi RC}$	$\frac{R}{2\pi LM^2}$
buck-boost	$\frac{M^2}{2M+1}$	$\frac{R}{2(2M+1)}$	$\frac{1}{2\pi RC} \frac{2M+1}{M+1}$	$\frac{R}{2\pi L} \frac{1}{M(M+1)}$

O variantă de implementare în PSpice a modelului mediat a fost realizată de autoarea tezei. Notând:

$$d_2 = 1 - d \quad (3.49)$$

și ținând cont de relațiile:

$$d_2 T_s = \frac{\langle i_c \rangle}{m_2} \quad (3.50)$$

$$dT_s = \frac{\langle i_c \rangle}{m_1} \quad (3.51)$$

obținute din (3.45), unde m_1 reprezintă panta curentului prin bobină în primul subinterval, iar m_2 reprezintă panta curentului prin bobină în cel de-al doilea subinterval, date în Tabelul 3.3, se obține următoarea relație pentru d :

$$d = \frac{2\langle i_c \rangle - 2\langle i_L \rangle - d_2^2 \langle i_c \rangle \frac{m_1 + m_2}{m_1}}{d \langle i_c \rangle \frac{m_1 + m_2}{m_2}} \quad (3.52)$$

Tabelul 3.3. Pantele curentului prin bobină.

Convertor	m_1	m_2
buck	$\frac{v_g - v_o}{L}$	$\frac{v_o}{L}$
boost	$\frac{v_g}{L}$	$\frac{v_o - v_g}{L}$
buck-boost	$\frac{v_g}{L}$	$\frac{v_o}{L}$

Subcircuitul poate fi implementat în PSpice astfel:

```

*****
.subckt BCM1 ctr current 1 2 d
Ed2 d2 0 table { 1-v(d) } (0 0) (1 1)
Em1 m1 0 value={ v(ctr)*(v(1)+v(2))/(v(2))}
Em2 m2 0 value={ v(ctr)*(v(1)+v(2))/(v(1))}
*calculul lui d
Ed d 0 table { 2*(v(ctr)*(v(d)+v(d2))-v(current)-v(m2)*v(d2)*v(d2)/2)/
+(v(m1)*v(d)) } (0.01 0.01) (0.99 0.99)
.ends
*****

```

Intrările subcircuitului sunt: intrarea de comandă (ctr), curentul inductiv măsurat (current), și tensiunile inductive pe cele două subintervale (v(1) și v(2)). Ieșirea este factorul de umplere d.

Pentru verificarea implementării în PSpice a modelului mediat se consideră ca exemplu un convertor boost, cu următoarele valori ale componentelor: $V_g=20V$, $L=250\mu H$, $C=15\mu F$, $R=70\Omega$. Funcțiile de transfer date de relațiile (3.47) și (3.48) sunt reprezentate grafic în MATLAB în Fig. 3.14, pentru comparație cu funcțiile de transfer obținute în PSpice utilizând modelul mediat sub formă de circuit BCM sunt prezentate în Fig. 3.15. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.11. Se observă că rezultatele obținute în cele două cazuri coincid foarte bine.

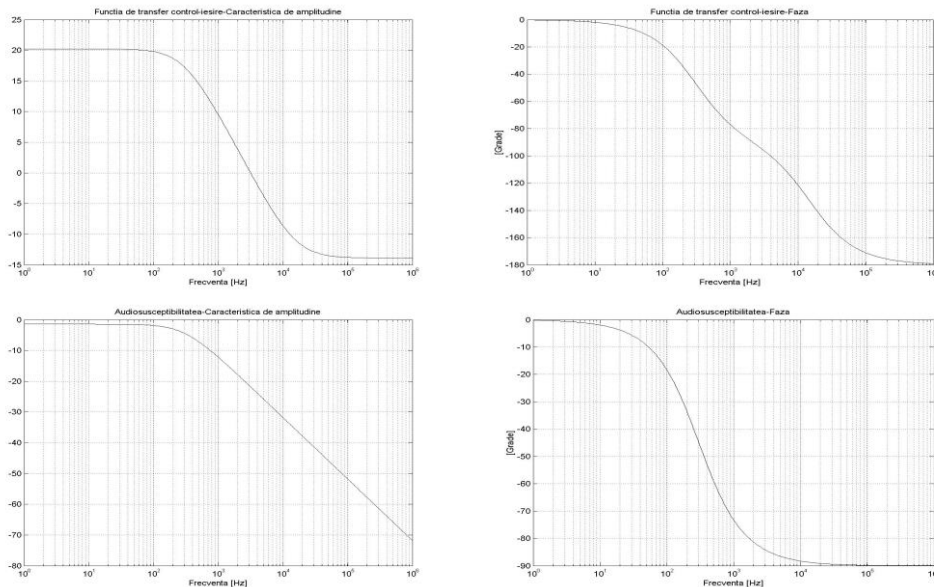


Fig. 3.14. Caracteristicile de amplitudine și fază pentru funcția de transfer control-ieșire și audiosusceptibilitate.

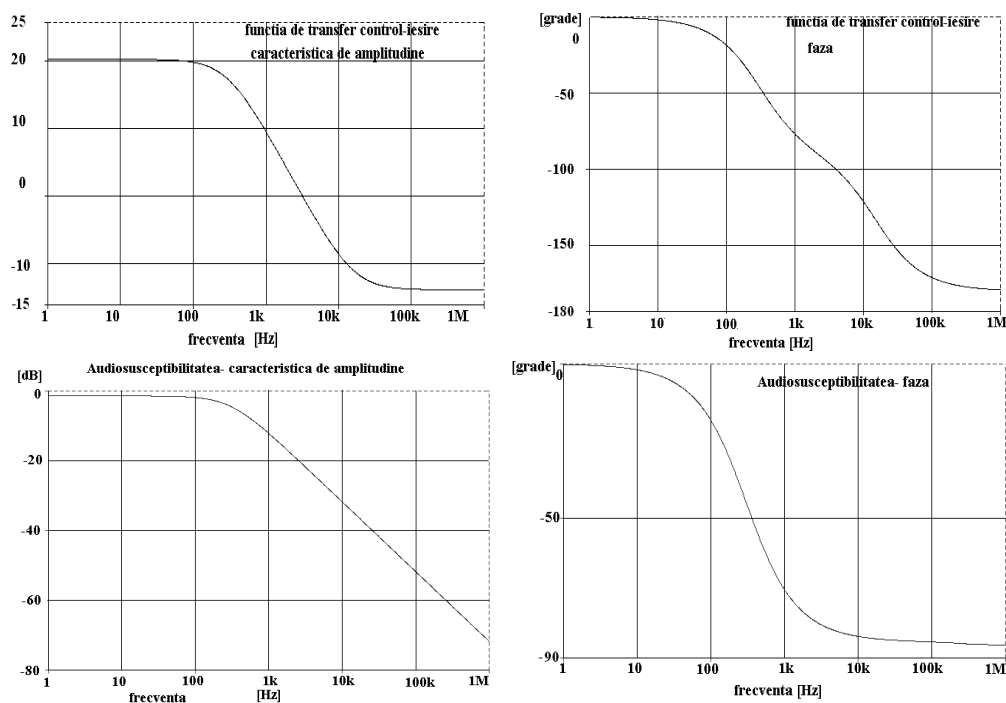


Fig. 3.15. Caracteristicile de amplitudine și fază pentru funcția de transfer control-ieșire și pentru audiosusceptibilitate (rezultatele simulării în PSpice).

3.2.2. Modelarea convertoarelor dc-dc funcționând la limita CCM/DICM, cu pierderi de conducție

Urmând același procedeu ca în [53] pentru obținerea modelor mediate, autoarea tezei a obținut un nou model mediat pentru conducția limită dintre CCM și DICM cu pierderi de conducție [97], [99].

Se consideră ca exemplu un convertor boost comandat astfel încât tranzistorul să intre în conducție în momentul în care curentul prin bobină devine zero, și să conducă până când curentul prin bobină atinge o valoare dorită. În acest mod de funcționare perioada de comutație este variabilă. Pentru tensiunea pe condensator ipoteza pulsațiilor mici este valabilă, deci această tensiune poate fi considerată constantă pe o perioadă de comutație.

În primul subinterval al unei perioade de comutație, în timpul conducției tranzistorului, curentul prin bobină crește de la zero până la valoarea de vârf, egală cu mărimea de comandă, i_c . Din acest moment dioda începe să conducă. În al doilea subinterval, curentul prin bobină scade până la zero.

Variabilele la porturile rețelei de comutatoare sunt definite în Fig. 3.16.

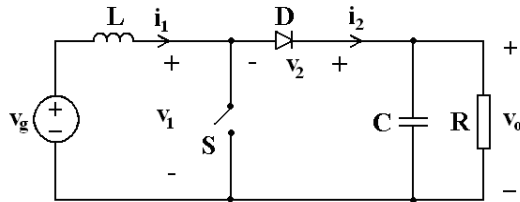


Fig. 3.16. Convertorul boost, cu rețeaua de comutatoare.

Circuitele echivalente, în cele două stări topologice sunt prezentate în Fig. 3.17.

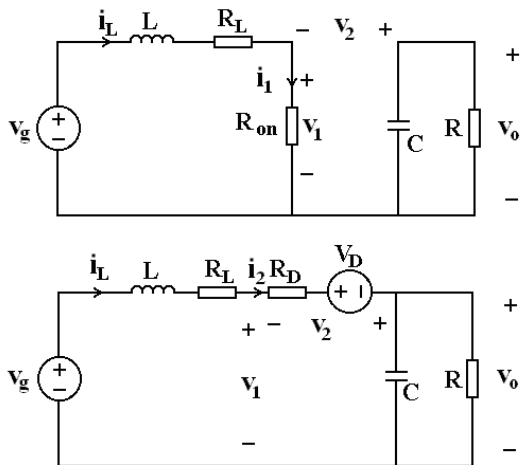


Fig. 3.17. Cele două stări topologice ale convertorului boost cu funcționare la limita CCM/DICM.

Datorită pierderilor de conducție, forma curentului prin bobină va fi exponențială. De asemenea, valoarea maximă a sa va fi mai mică decât în cazul în care nu există pierderi. Forma de undă a curentului prin bobină este prezentată în Fig. 3.18, iar formele de undă ale variabilelor la porturile rețelei de comutatoare în Fig. 3.19.

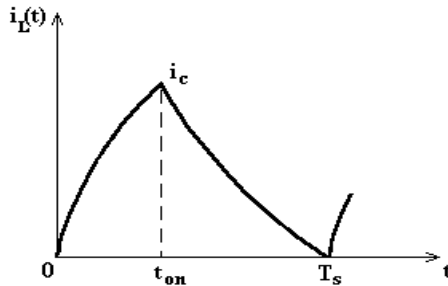


Fig. 3.18. Forma de undă a curentului prin bobină.

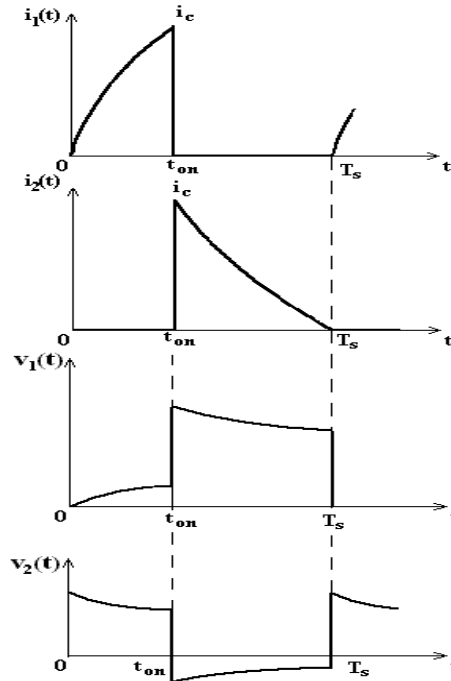


Fig. 3.19. Formele de undă ale curenților și tensiunilor la porturile rețelei de comutatoare.

În prima stare topologică, $(0 - t_{on})$, atunci când conduce tranzistorul, variabilele la porturile rețelei de comutatoare sunt date de relațiile:

$$i_1(t) = i_L(t) = \frac{v_g}{R_{on} + R_L} \left(1 - e^{-\frac{(R_{on} + R_L)t}{L}} \right) \quad (3.53)$$

$$i_2(t) = 0 \quad (3.54)$$

$$v_1(t) = R_{on} i_1(t) \quad (3.55)$$

$$v_2(t) = v_o - R_{on} i_1(t) \quad (3.56)$$

Din (3.53) se poate obține valoarea maximă a curentului prin bobină:

$$i_c = i_L(t_{on}) = \frac{v_g}{R_{on} + R_L} \left(1 - e^{-\frac{(R_{on} + R_L)t_{on}}{L}} \right) \quad (3.57)$$

Din (3.57) se poate obține durata de conducție a tranzistorului, t_{on} :

$$t_{on} = \frac{L}{R_{on} + R_L} \ln \left[1 - \frac{i_c (R_{on} + R_L)}{v_g} \right] \quad (3.58)$$

În relația (3.58) numitorul argumentului logaritmului, v_g , este chiar valoarea tensiunii pe bobină în prima stare topologică. Se poate arăta că această observație se aplică și convertoarelor buck și buck-boost.

În a doua stare topologică, ($t_{on} - T_s$), când conduce dioda, variabilele la porturile rețelei de comutatoare sunt date de relațiile:

$$i_1(t) = 0 \quad (3.59)$$

$$i_2(t) = i_L(t) = \frac{v_g - v_o - V_D}{R_D + R_L} + \left(i_c - \frac{v_g - v_o - V_D}{R_D + R_L} \right) e^{-\frac{R_D + R_L}{L}(t - t_{on})} \quad (3.60)$$

$$v_1(t) = v_o + V_D + R_D i_2(t) \quad (3.61)$$

$$v_2(t) = -V_D - R_D i_2(t) \quad (3.62)$$

Din condiția ca i_L să fie egal cu 0 la sfârșitul celui de-al doilea subinterval, se poate determina durata acestuia:

$$t_{off} = \frac{L}{R_D + R_L} \ln \left[1 - \frac{i_c (R_D + R_L)}{v_g - v_o - V_D} \right] \quad (3.63)$$

Expresia $v_g - v_o - V_D$ de la numitorul logaritmului reprezintă tensiunea pe bobină în cea de a doua stare topologică, ținând cont doar de V_D și neglijând R_{on} , R_L și R_D . Această observație este valabilă și pentru convertoarele buck și buck-boost. Astfel, expresiile (3.58) și (3.63), pentru t_{on} și t_{off} , deduse pentru convertorul boost, pot fi generalizate și pentru convertoarele buck și buck-boost funcționând la limita CCM/DICM:

- în cazul convertorului buck:

$$t_{on} = -\frac{L}{R_{on} + R_L} \ln \left[1 - \frac{i_c (R_{on} + R_L)}{v_g - v_o} \right] \quad (3.64)$$

$$t_{off} = \frac{L}{R_D + R_L} \ln \left[1 - \frac{i_c (R_D + R_L)}{-v_o - V_D} \right] \quad (3.65)$$

- în cazul convertorului buck-boost:

$$t_{on} = -\frac{L}{R_{on} + R_L} \ln \left[1 - \frac{i_c (R_{on} + R_L)}{v_g} \right] \quad (3.66)$$

$$t_{off} = \frac{L}{R_D + R_L} \ln \left[1 - \frac{i_c (R_D + R_L)}{-v_o - V_D} \right] \quad (3.67)$$

Perioada de comutație este evident:

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (3.68)$$

Obținerea modelului mediat poate fi simplificată cu ajutorul unor aproximații. Bineînțeles, precizia modelului este mai scăzută. O aproximație este de a considera forma de undă a curentului prin bobină liniară, dar utilizând relațiile exacte pentru t_{on} și t_{off} , deduse mai sus. Cu această aproximație, prin medierea pe o perioadă de comutație a formelor de undă din Fig. 3.19 se obțin relațiile care descriu modelul mediat:

$$\left\{ \begin{array}{l} \langle i_1(t) \rangle = \frac{t_{on}}{T_s} \frac{\langle i_c(t) \rangle}{2} \\ \langle i_2(t) \rangle = \frac{t_{off}}{T_s} \frac{\langle i_c(t) \rangle}{2} \\ \langle v_1(t) \rangle = \frac{\langle i_c(t) \rangle}{2} \left(\frac{t_{on}}{T_s} R_{on} + \frac{t_{off}}{T_s} R_D \right) + \frac{t_{off}}{T_s} (V_D + \langle v_o(t) \rangle) \\ \langle v_2(t) \rangle = \frac{t_{on}}{T_s} \langle v_o(t) \rangle - \frac{t_{off}}{T_s} V_D - \frac{\langle i_c(t) \rangle}{2} \left(\frac{t_{on}}{T_s} R_{on} + \frac{t_{off}}{T_s} R_D \right) \end{array} \right. \quad (3.69)$$

Din aceste relații se poate construi modelul mediat sub formă de circuit, ca în Fig. 3.20.

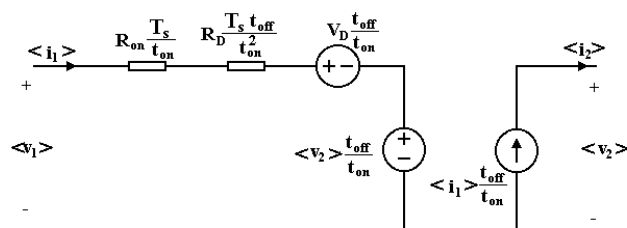


Fig. 3.20. Modelul mediat al rețelei de comutatoare în conducția limită dintre CCM și DICM, cu pierderi de conducție.

Modelul obținut este general, și poate fi aplicat mai multor convertoare, *fără a fi necesară deducerea unui model pentru fiecare convertor*, ceea ce reprezintă un avantaj în simulare. Singurul parametru al modelului care depinde de tipul convertorului este raportul t_{on}/T_s .

Implementarea în PSpice a modelului mediat pentru convertoarele dc-dc cu funcționare la limita CCM/DICM, realizată de autoarea tezei, este următoarea:

```
*****
.subckt BCMLOSS1 ctr 1 2 d
+params: RL=1 Ron=1 RD=1 VD=1
*
*generate d
*
```

```

Eduty d 0 table
+{ 1/(1-(Ron+RL)*log(1-v(ctr)*(RD+RL)/
+v(2))/(RD+RL)/log(1-v(ctr)*(Ron+RL)/
+v(1)))} (0.01 0.01) (0.99 0.99)
*
.ends
*****
*****
.subckt BCM 1 2 3 4 ctr 5
+params:Ron=0 VD=0 RD=0
Er 1 1x value={v(ctr)/2*(Ron+(1-v(5))*RD/v(5))}
Et 1x 2 value={(1-v(5))*(v(3,4)+VD)/v(5)}
Gd 4 3 value={(1-v(5))*v(ctr)/2}
.ends
*****

```

Primul subcircuit determină valoarea raportului t_{on}/T_s , și are ca intrări: valoarea de vârf a curentului prin bobină (mărimea de comandă, $v(ctr)$), și tensiunea pe bobină în cele două subintervale ale perioadei de comutație. Al doilea subcircuit determină valorile variabilelor de la porturile rețelei de comutație, având ca mărimi de intrare valoarea de vârf a curentului prin bobină și valoarea raportului t_{on}/T_s (determinată de primul subcircuit).

Implementarea în CASPOC a modelului mediat pentru convertoarele dc-dc cu funcționare la limita CCM/DICM, realizată de autoarea tezei, este prezentată în Fig. 3.21.

Primul bloc EXPRESSION calculează $\langle v_l \rangle$, iar al doilea determină $\langle i_2 \rangle$ după relația (3.69). Celelalte trei blocuri EXPRESSION determină, respectiv, argumentul logaritmului, corespunzător relațiilor (3.66) și (3.67), și valoarea raportului t_{on}/T_s . Blocul LIM limitează valoarea raportului t_{on}/T_s la intervalul (0.01, 0.99). Subcircuitul are următoarele noduri: N1, N2, N3, N4, cu care se leagă în circuitul convertorului în locul rețelei de comutație, RD, RL, RON, VD, care reprezintă pierderile, CTR, valoarea de vârf a curentului prin bobină, VL1 și VL2, tensiunile pe bobină în cele două subintervale.

Modelul obținut a fost verificat prin simulare, în cazul unui convertor boost cu următoarele valori ale elementelor de circuit: $V_g=20V$, $L=250\mu H$, $C=15\mu F$, $R=70\Omega$, $i_c=1,68A$, în două cazuri: corespunzător unor pierderi mici ($R_{on}=0,2\Omega$, $R_D=0,11\Omega$, $R_L=0,1\Omega$, $V_D=0,8V$), respectiv corespunzător unor pierderi mari ($R_{on}=0,5\Omega$, $R_D=0,6\Omega$, $R_L=0,5\Omega$, $V_D=0,8V$). Circuitele utilizate în simulare sunt prezentate în Anexa A.12. Rezultate similare se obțin în ambele programe de simulare utilizate (PSpice și CASPOC).

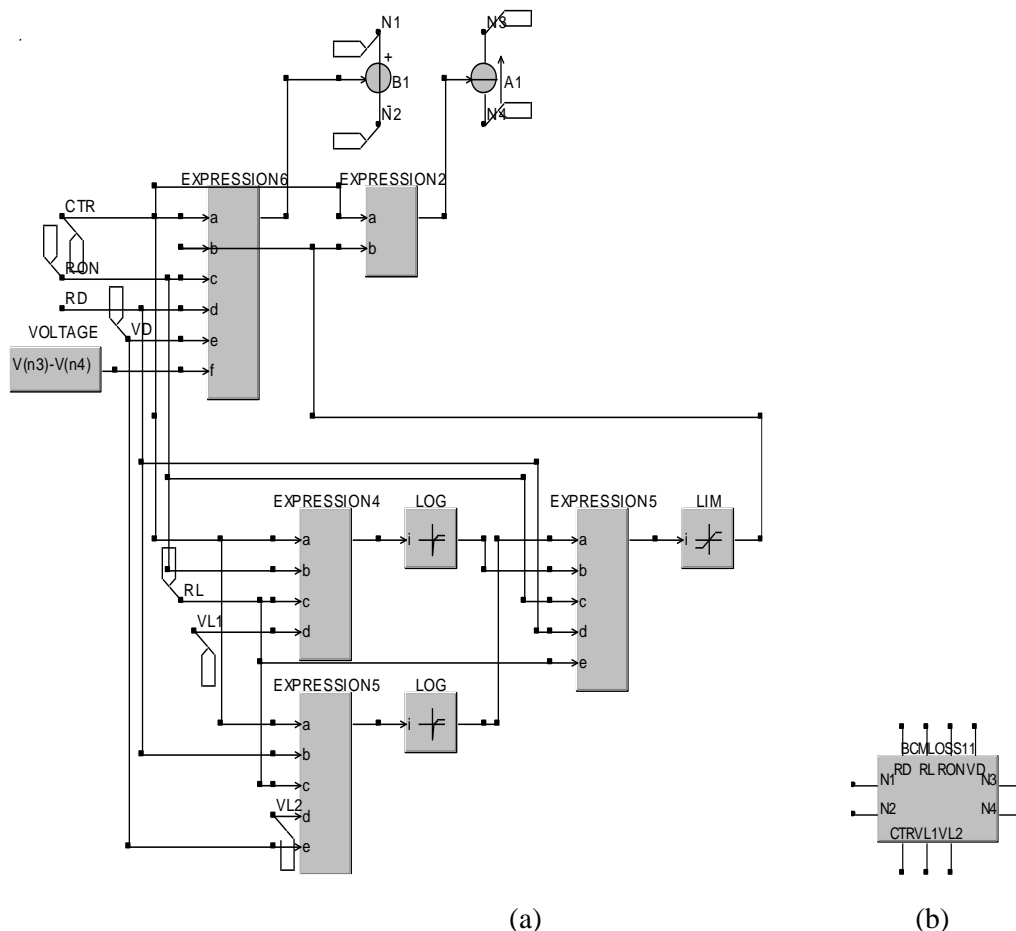


Fig. 3.21. a- Implementarea în CASPOC a modelului mediat dat de relațiile (3.69); b- subcircuitul compilat ca bibliotecă.

Modelul a fost aplicat pentru simularea stării staționare, comparativ cu circuitul comutat. Formele de undă ale curentului prin bobină și tensiunii de ieșire, obținute prin simulare în PSpice, sunt prezentate în Fig. 3.22.

Se observă concordanța rezultatelor obținute prin simularea circuitului mediat și a celui comutat.

Modelul mediat a fost utilizat pentru determinarea tensiunii de ieșire și a randamentului în stare staționară, comparativ cu circuitul comutat, și cu modelul fără pierderi, în două cazuri: pierderi mici și respectiv pierderi mari. Rezultatele obținute prin simulare în CASPOC sunt prezentate în tabelul 3.4. Aceleași rezultate au fost obținute și prin simulare în PSpice.

Rezultatele confirmă acuratețea modelului mediat incluzând pierderile de conducție.

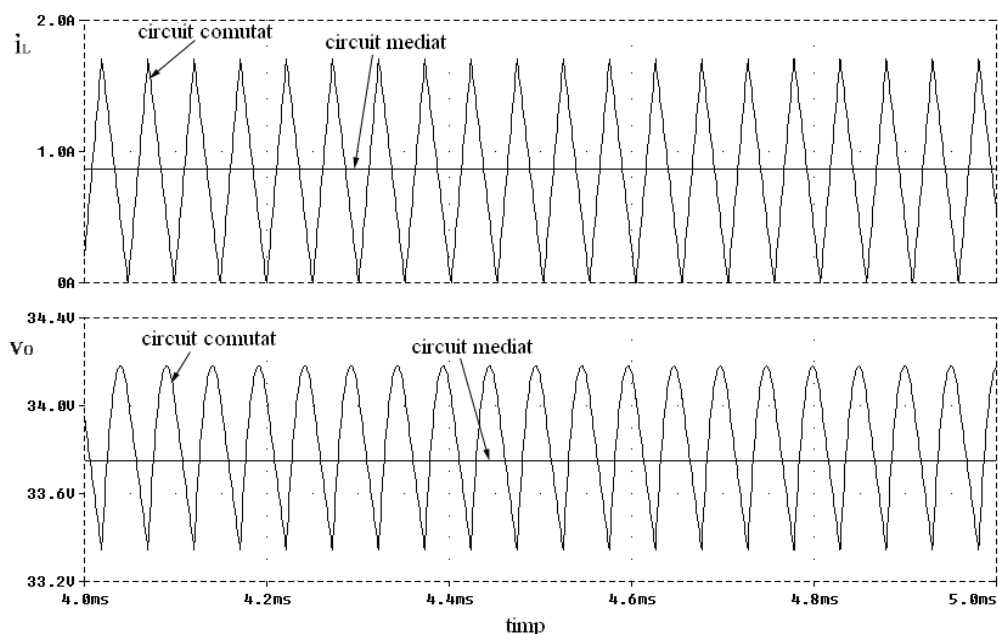


Fig. 3.22. Formele de undă ale curentului prin bobină și tensiunii de ieșire în stare staționară, obținute prin simulare în PSpice.

Tabelul 3.4. Tensiunea de ieșire și randamentul în cazul convertorului boost funcționând la limita dintre CCM și DICM, cu pierderi de conducție.

		V_o	eroare	η
pierderi mici	circuitul comutat	33,716V	-	96,5%
	modelul cu pierderi	33,72V	0,01%	96,6%
	modelul fără pierderi [24]	33,67V	0,14%	100%
pierderi mari	circuitul comutat	32,93V	-	91,8%
	modelul cu pierderi	33,13V	0,6%	92,5%
	modelul fără pierderi [24]	33,67V	2,2%	100%

Modelul poate fi utilizat și pentru simularea regimului tranzitoriu. Forma de undă a tensiunii de ieșire în cazul regimului tranzitoriu este prezentată în Fig. 3.23. Pentru comparație, este prezentată forma de undă obținută prin simularea în CASPOC a circuitului mediat și a circuitului comutat, pentru pierderi mari de conducție.

Se observă că forma de undă obținută prin simularea circuitului mediat urmărește îndeaproape forma de undă obținută prin simularea circuitului comutat.

Pentru a studia efectele pierderilor de conducție asupra comportamentului dinamic, au fost obținute prin simulare în PSpice funcția de transfer control-ieșire, reprezentată în Fig. 3.24, și audiosusceptibilitatea, reprezentată în Fig. 3.25.

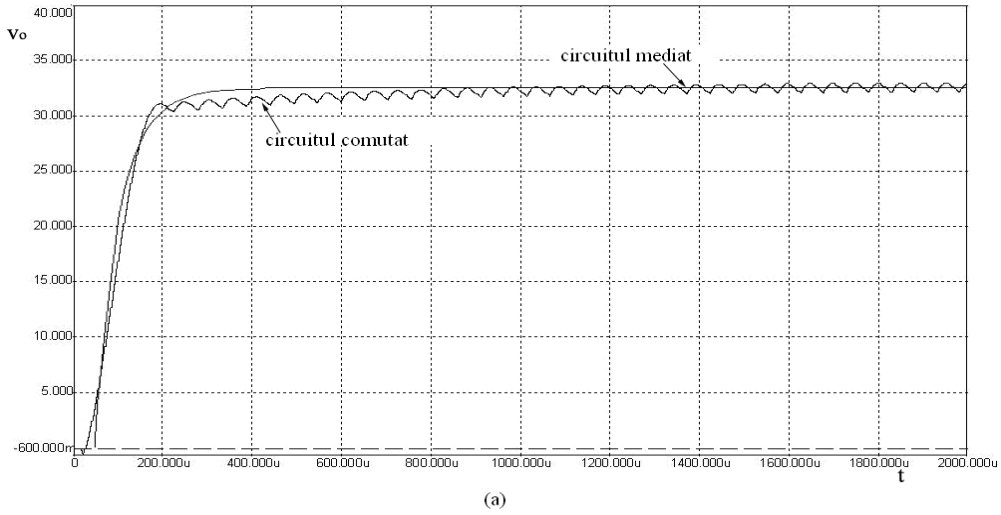


Fig. 3.23. Forma de undă a tensiunii de ieșire în regim tranzitoriu, obținută prin simulare în CASPOC.

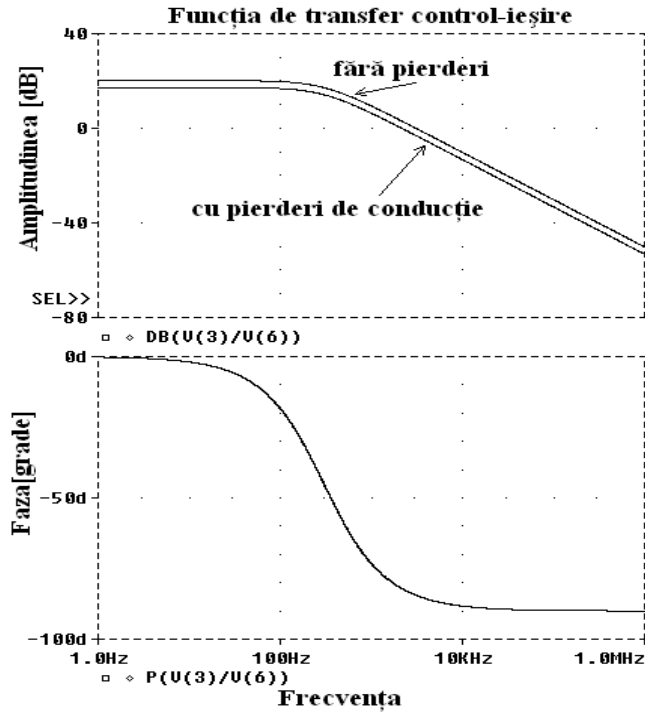


Fig. 3.24. Caracteristicile de amplitudine și fază pentru funcția de transfer control-ieșire în cazul convertorului boost funcționând la limita CCM/DICM, cu pierderi de conducție - simulare în PSpice.

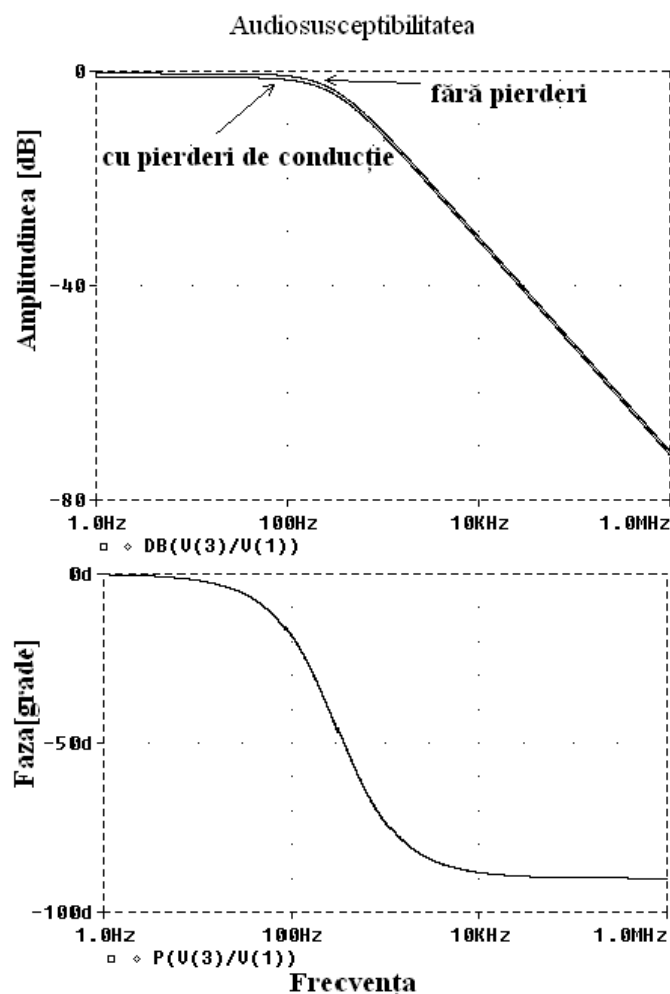


Fig. 3.25. Caracteristica de amplitudine și fază pentru audiosusceptibilitate în cazul convertorului boost funcționând la limita CCM/DICM, cu pierderi de conducție - simulare în PSpice.

Se poate observa în ambele cazuri că singurul efect al pierderilor este o ușoară scădere a amplitudinii.

Modelul a fost verificat prin simulare și în cazul unui convertor buck cu următoarele valori ale elementelor de circuit: $V_g=20V$, $L=250\mu H$, $C=15\mu F$, $R=12,5\Omega$, $i_c=1,28A$, în două cazuri: corespunzător unor pierderi mici ($R_{on}=0,2\Omega$, $R_D=0,11\Omega$, $R_L=0,1\Omega$, $V_D=0,8V$), respectiv corespunzător unor pierderi mari ($R_{on}=0,5\Omega$, $R_D=0,6\Omega$, $R_L=0,5\Omega$, $V_D=0,8V$). Circuitele utilizate în simulare sunt prezentate în Anexa A.12. Rezultate similare se obțin în ambele programe de simulare utilizate (PSpice și CASPOC).

Modelul a fost aplicat pentru simularea stării staționare, comparativ cu circuitul comutat. Formele de undă ale curentului prin bobină și tensiunii de ieșire, obținute prin simulare în PSpice, sunt prezentate în Fig. 3.26.

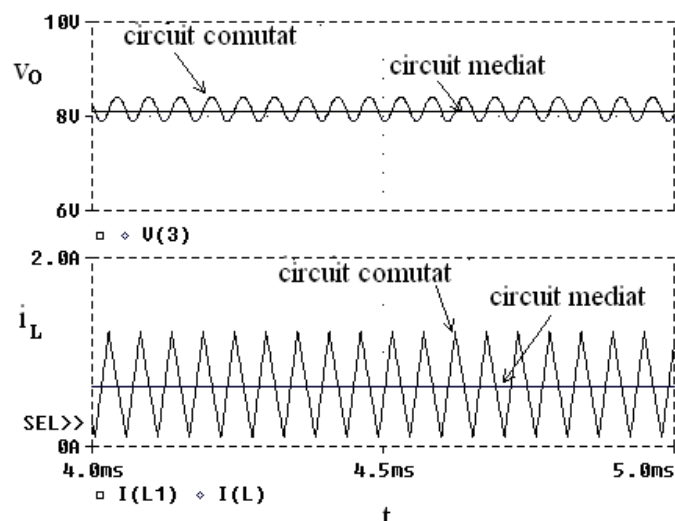


Fig. 3.26. Formele de undă ale curentului prin bobină și tensiunii de ieșire în stare staționară, obținute prin simulare în PSpice.

Se observă concordanța rezultatelor obținute prin simularea circuitului mediat și a celui comutat.

Modelul mediat a fost utilizat pentru determinarea tensiunii de ieșire și a randamentului în stare staționară, comparativ cu circuitul comutat, și cu modelul fără pierderi, în două cazuri: pierderi mici și respectiv pierderi mari. Rezultatele obținute prin simulare în CASPOC sunt prezentate în tabelul 3.5. Aceleași rezultate au fost obținute și prin simulare în PSpice.

Tabelul 3.5. Tensiunea de ieșire și randamentul în cazul convertorului boost funcționând la limita dintre CCM și DICM, cu pierderi de conducție.

		V_o	eroare	η
pierderi mici	circuitul comutat	7,984V	-	93,6%
	modelul cu pierderi	7,983V	0,01%	93,7%
	modelul fără pierderi [24]	8V	0,2%	100%
pierderi mari	circuitul comutat	7,92V	-	85,3%
	modelul cu pierderi	7,937V	0,2%	86,2%
	modelul fără pierderi [24]	8V	0,78%	100%

Rezultatele confirmă acuratețea modelului mediat incluzând pierderile de conducție.

Modelul a fost utilizat și pentru simularea regimului tranzitoriu. Formele de undă ale curentului prin bobină și tensiunii de ieșire în cazul regimului tranzitoriu sunt prezentate în Fig. 3.27. Pentru comparație, sunt prezentate formele de undă obținute prin simularea în CASPOC a circuitului mediat și a circuitului comutat, pentru pierderi mari de conducție.

Se observă că forma de undă obținută prin simularea circuitului mediat urmărește îndeaproape forma de undă obținută prin simularea circuitului comutat.

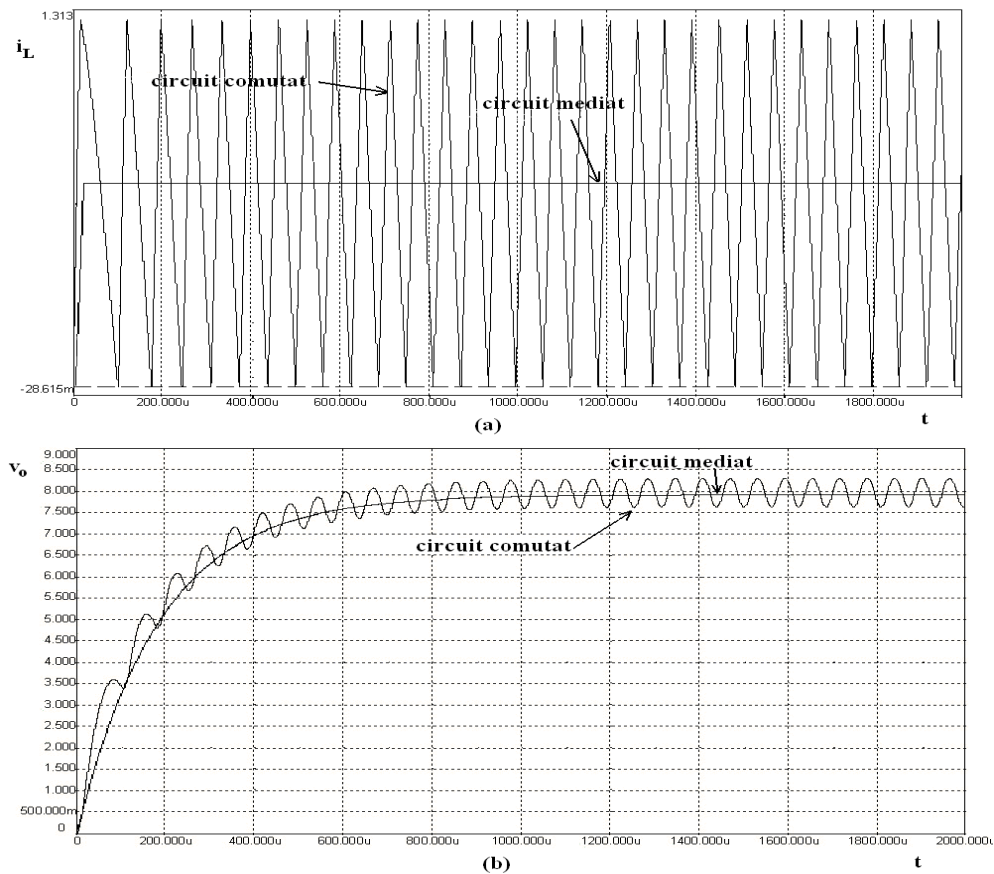


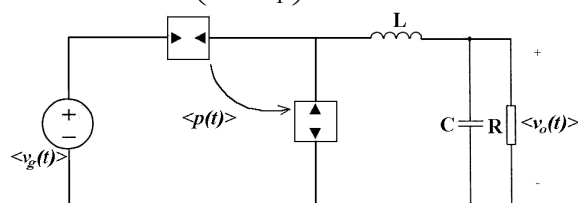
Fig. 3.27. Formele de undă ale curentului prin bobină și tensiunii de ieșire în regim tranzitoriu, obținute prin simulare în CASPOC.

Din rezultatele simulărilor se poate concluziona că modelul mediat poate fi utilizat atât pentru simularea stării staționare, a regimului tranzitoriu, cât și a comportamentului dinamic, chiar și în cazul unor pierderi de conducție mari.

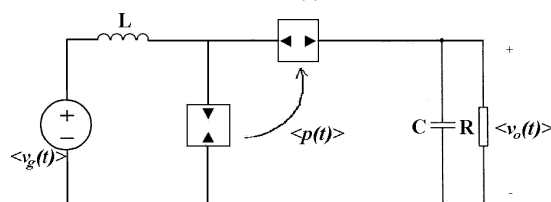
3.3. Modelarea convertoarelor cu comandă în curent funcționând în conducție întreruptă inductivă

În cazul convertoarelor funcționând în modul DICM se poate obține [53] un model mediat, sub forma a două surse comandate de putere, $\langle p(t) \rangle$, ca în Fig. 3.28, în care.

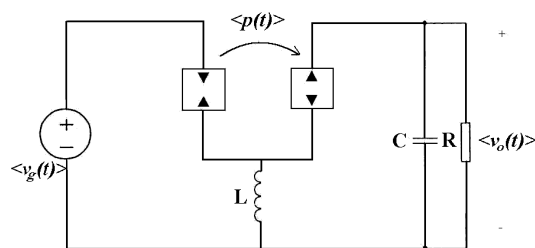
$$\langle p(t) \rangle_{T_s} = \frac{\frac{1}{2} L i_c^2(t) f_s}{\left(1 + \frac{m_a}{m_1}\right)^2} \quad (3.71)$$



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.28. Modelele mediate pentru convertoarele buck (a), boost (b), buck-boost (c) funcționând în modul DICM, cu comandă în curent.

Modelele mediate pot fi utilizate și în simularea convertoarelor cu comandă în curent, dar în acest caz factorul de umplere trebuie determinat astfel încât valoarea de vârf a curentului prin tranzistor să urmărească semnalul de referință.

3.4. Concluzii

Funcționarea comutatoarelor PWM în convertoare DICM fără pierderi de conducție se modelează înlocuind transformatorul ideal cu un rezistor fără pierderi și o sursă de putere comandată. Similar, convertoarele cu comandă în curent, CPM, se pot modela înlocuind comutatoarele cu o sursă de curent și o sursă de putere comandată pentru funcționarea CCM, sau cu două surse de putere comandate în modul DICM. Modul limită de funcționare dintre CCM și DICM se modelează la fel cu comanda CPM.

Autoarea tezei a realizat o variantă de implementare în PSpice a modelului mediat al convertoarelor dc-dc funcționând la limita CCM/DICM. Implementarea modelului a fost verificată prin simulare, comparativ cu circuitul comutat. Autoarea tezei a dedus un model mediat pentru modul DICM, incluzând pierderile de conducție pe bobine și pe dispozitivele semiconductoare, model care a fost extins într-unul hibrid pentru a cuprinde și funcționarea CCM, și a fost implementat în PSpice sub formă de subcircuit. Rezultatele simulărilor arată că modelul poate fi aplicat atât în stare staționară, în cazul regimului tranzitoriu cât și pentru determinarea răspunsului de semnal mic. De asemenea, autoarea tezei a dedus un model mediat pentru convertoarele dc-dc cu funcționare la limita CCM/DICM, incluzând pierderile de conducție pe comutatoare și bobină, model care a fost implementat în PSpice și în CASPOC sub formă de subcircuit, respectiv bibliotecă. Rezultatele simulărilor arată că modelul poate fi aplicat atât în stare staționară, în cazul regimului tranzitoriu, cât și în studiul comportamentului dinamic.

Autoarea estimează că direcțiile viitoare de cercetare în acest domeniu ar putea fi legate de dezvoltarea unor modele mediate pentru alte tipuri de convertoare, pentru diferite metode de comandă, sau care să includă și alte pierderi decât pierderile de conducție pe dispozitivele semiconductoare și pe bobină. De asemenea funcționarea în modul limită CCM-DICM ar putea fi extinsă pentru a modela pierderile din circuitele PFC care utilizează acest tip de comandă (comanda cu t_{on} constant).

CAPITOLUL 4

Modelarea convertoarelor dc-dc cu funcționare în conducție întreruptă capacitivă

Acest capitol își propune o trecere în revistă a modelelor mediate ale convertoarelor dc-dc, funcționând în modul DCVM. Este dedus un nou model mediat pentru convertoarele PWM dc-dc funcționând în DCVM, incluzând pierderile de conducție pe bobine și dispozitive semiconductoare, precum și o variantă aproximativă a acestuia. Modelul elaborat a fost extins la o versiune hibridă pentru a cuprinde și funcționarea CCM. De asemenea, a fost elaborat un model mediat pentru funcționarea la limita CCM/DCVM, fără pierderi de conducție, pe baza căruia se arată că acest mod de funcționare este instabil. Sunt prezentate implementările acestor modele în programele de simulare PSpice și CASPOC. Verificarea corectitudinii modelelor elaborate a fost efectuată prin simulare.

4.1. Modele pentru convertoarele dc-dc funcționând în conducție întreruptă capacitivă

În obținerea modelelor mediate pentru convertoarele dc-dc funcționând în conducție întreruptă capacitivă trebuie ținut cont de faptul că ipoteza pulsațiilor mici nu se verifică pentru cel puțin un condensator din convertor.

4.1.1. Modelarea convertoarelor cu funcționare în conducție întreruptă capacitivă, fără pierderi

Modelul mediat al convertoarelor dc-dc cu funcționare în modul DCVM a fost obținut în [115] pe baza relațiilor dintre tensiunile și curenții la porturile rețelei de comutatoare:

$$\langle i_1(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{R_e(d)} \quad (4.1)$$

$$\langle i_2(t) \rangle_{T_s} \langle v_2(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e(d)} = \langle p(t) \rangle_{T_s} \quad (4.2)$$

unde:

$$R_e(d) = \frac{(1-d)^2}{2C_1 f_s} \quad (4.3)$$

Astfel se obține modelul mediat pentru rețeaua de comutatoare, în modul DCVM (Fig. 4.1).

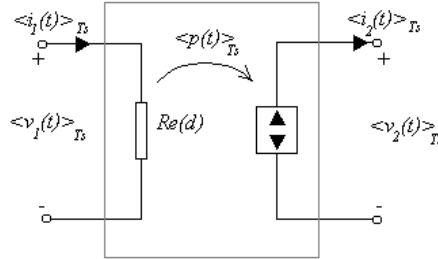


Fig.4.1. Modelul mediat al rețelei de comutație, în modul DCVM.

4.1.2. Modele hibride CCM/DCVM, fără pierderi

Pentru a extinde modelul anterior și pentru modul CCM, se definește un factor de umplere echivalent $\mu(t)$ [115] astfel:

$$\mu = \frac{\langle v_2(t) \rangle_{T_s}}{\langle v_1(t) \rangle_{T_s} + \langle v_2(t) \rangle_{T_s}} = \frac{\langle i_1(t) \rangle_{T_s}}{\langle i_1(t) \rangle_{T_s} + \langle i_2(t) \rangle_{T_s}} \quad (4.4)$$

Dacă convertorul funcționează în modul CCM, $\mu(t)$ este egal cu factorul de umplere, $d(t)$:

$$\mu_{CCM} = d \quad (4.5)$$

Dacă convertorul funcționează în modul DCVM $\mu(t)$ poate fi calculat utilizând modelul din Fig. 4.1. Se obține:

$$\mu_{DCVM} = \frac{1}{1 + \frac{R_e \langle i_2(t) \rangle_{T_s}}{\langle v_1(t) \rangle_{T_s}}} = \frac{2C_1 f_s \langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{2C_1 f_s \langle v_1(t) \rangle_{T_s} + (1 - d(t))^2 \langle i_2(t) \rangle_{T_s}} \quad (4.6)$$

Pentru a construi modelul hibrid CCM/DCVM (Fig. 4.2) trebuie specificat care din cele două expresii pentru $\mu(t)$ trebuie aleasă: relația (4.5), valabilă în CCM, sau relația (4.6), valabilă în modul DCVM. La limita dintre CCM și DCVM cele două relații trebuie să conducă la același rezultat, $\mu = d$. Dacă curentul de sarcină crește în continuare, convertorul funcționează în modul DCVM, curentul $\langle i_1(t) \rangle_{T_s}$ crește, și $\mu(t)$ dat de relația (4.6) devine mai mic decât d . Deci valoarea corectă a lui $\mu(t)$, luând în considerare funcționarea convertorului în CCM sau în DCVM este cea mai mică dintre cele două valori calculate cu relațiile (4.5) și (4.6):

$$\mu = \min \left(d, \frac{2C_1 f_s \langle v_1(t) \rangle_{T_s}}{2C_1 f_s \langle v_1(t) \rangle_{T_s} + (1 - d(t))^2 \langle i_2(t) \rangle_{T_s}} \right) \quad (4.7)$$

Implementarea în CASPOC a modelului mediat general CCM-DCVM este prezentată în Anexa A.13.

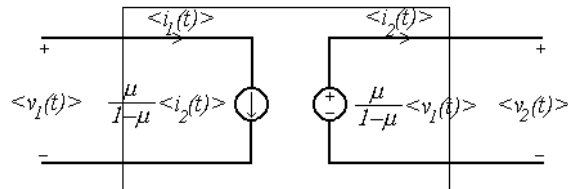


Fig. 4.2. Un model mediat hibrid CCM-DCVM, folosind factorul de umplere echivalent $\mu(t)$.

4.1.3. Modelarea convertoarelor cu funcționare în conducție întreruptă capacitivă, cu pierderi de conducție

Un model pentru convertoarele dc-dc cu funcționare DCVM, ținând cont de pierderile de conducție, a fost obținut de către autoarea tezei [90].

Pentru deducerea modelului, se consideră ca exemplu convertorul Ćuk. Pentru determinarea modelului mediat se urmează procedeul general din [53], cu observația că ipoteza pulsațiilor mici nu este valabilă pentru tensiunea pe condensatorul C_1 dar este adevărată pentru curenții inductivi care pot fi admiși constanți pe o perioadă de comutație. Variabilele de la porturile rețelei de comutatoare sunt definite în Fig. 4.3.

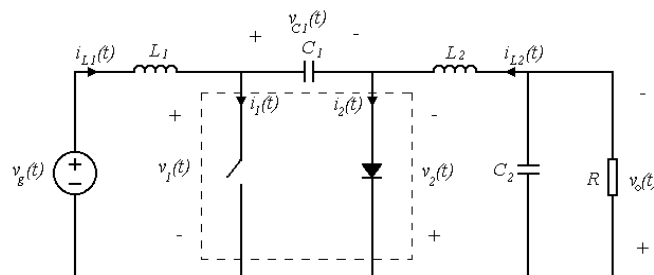


Fig. 4.3. Convertorul Ćuk, cu rețeaua de comutatoare identificată.

Modul DCVM prezintă trei stări topologice:

- prima stare topologică, în care tranzistorul conduce, iar dioda este blocată;
- a doua stare topologică, în care atât tranzistorul cât și dioda conduc;
- a treia stare topologică, în care dioda conduce, iar tranzistorul este blocat.

Circuitele echivalente ale convertorului Ćuk în cele trei stări topologice sunt prezentate în Fig. 4.4.

Datorită componentelor neideale, forma de undă a tensiunii pe capacitatea C_1 în a doua stare topologică nu este constantă (respectiv zero în cazul convertorului Ćuk), ci scade exponențial în timp. Formele de undă ale tensiunii pe C_1 și ale tensiunilor și curenților de la porturile rețelei de comutatoare sunt prezentate în Fig. 4.5.

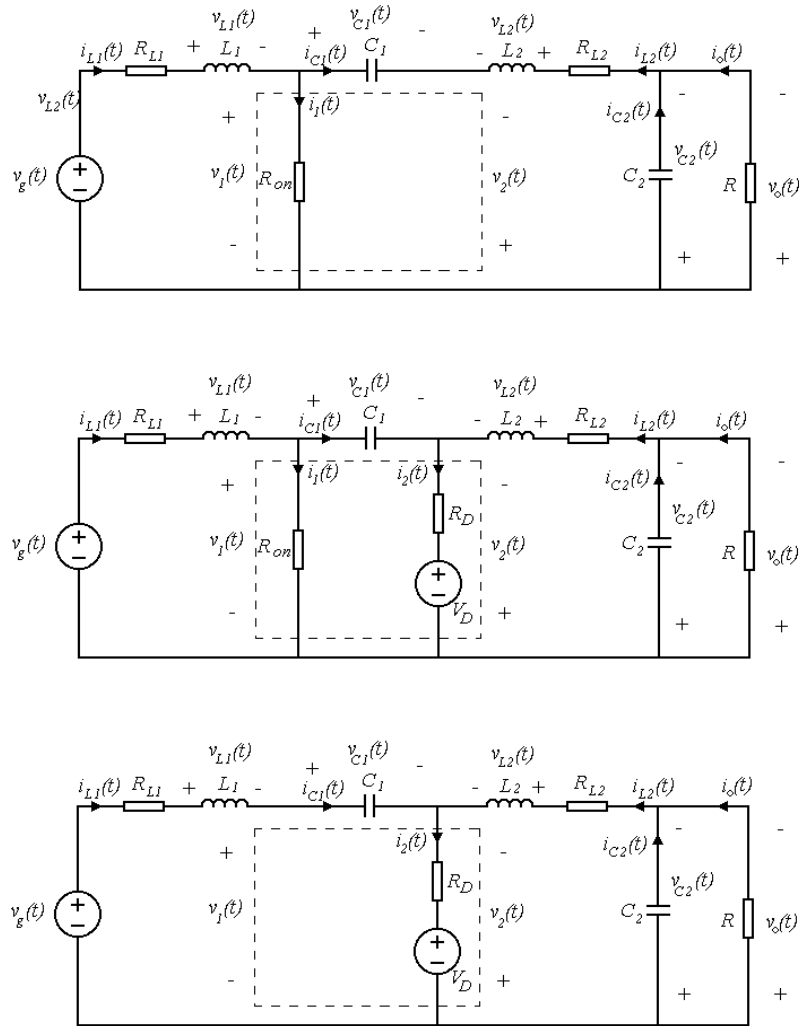


Fig. 4.4. Cele trei stări topologice ale convertorului Ćuk DCVM.

În prima stare topologică ($0-d_1T_s$) variabilele de la porturile rețelei de comutatoare sunt date de relațiile:

$$i_1 = i_{L1} + i_{L2} \quad (4.8)$$

$$i_2 = 0 \quad (4.9)$$

$$v_1 = R_{on}(i_{L1} + i_{L2}) \quad (4.10)$$

$$v_2 = v_{C1} - R_{on}(i_{L1} + i_{L2}) \quad (4.11)$$

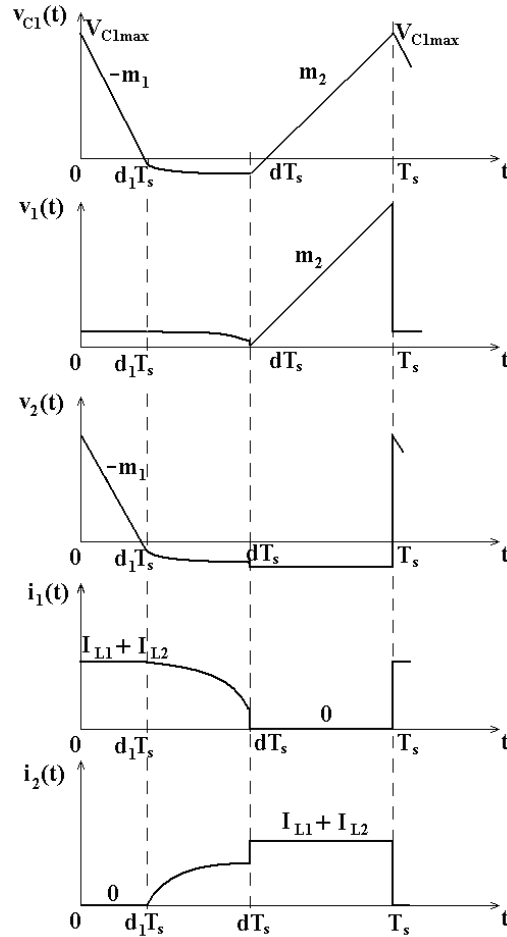


Fig.4.5. Formele de undă ale tensiunii pe condensatorul C_1 și ale mărimilor de la porturile rețelei de comutatoare.

Condensatorul este descărcat liniar de curentul i_{L2} , deci tensiunea pe condensator scade cu o pantă $m_1 = i_{L2} / C_1$:

$$v_{C1} = V_{C1\max} - \frac{i_{L2}}{C_1} \cdot t \quad (4.12)$$

la $d_1 T_s$ fiind egală cu:

$$V_{C1}(d_1 T_s) = V_{C1\max} - \frac{i_{L2}}{C_1} \cdot d_1 T_s \quad (4.13)$$

În a doua stare topologică, $(d_1 T_s - d T_s)$, când ambele comutatoare sunt în conducție, variabilele de la porturile rețelei de comutatoare sunt date de relațiile:

$$i_1 = \frac{v_{C1}}{R_{on} + R_D} + \frac{R_D}{R_{on} + R_D} (i_{L1} + i_{L2}) + \frac{V_D}{R_{on} + R_D} \quad (4.14)$$

$$i_2 = -\frac{v_{C1}}{R_{on} + R_D} + \frac{R_{on}}{R_{on} + R_D} (i_{L1} + i_{L2}) - \frac{V_D}{R_{on} + R_D} \quad (4.15)$$

$$v_1 = \frac{R_{on}}{R_{on} + R_D} v_{C1} + \frac{R_D R_{on}}{R_{on} + R_D} (i_{L1} + i_{L2}) + \frac{R_{on}}{R_{on} + R_D} V_D \quad (4.16)$$

$$v_2 = \frac{R_D}{R_{on} + R_D} v_{C1} - \frac{R_D R_{on}}{R_{on} + R_D} (i_{L1} + i_{L2}) - \frac{R_{on}}{R_{on} + R_D} V_D \quad (4.17)$$

Dioda intră în conducție în momentul în care tensiunea v_2 devine egală cu $-V_D$. Deci, din ecuația (4.11) se obține:

$$V_{C1}(d_1 T_s) = -V_D + R_{on}(i_{L1} + i_{L2}) \quad (4.18)$$

Tensiunea pe condensator scade exponențial, și, utilizând relația (4.18), este egală cu (considerând originea timpului la începutul celei de a doua stări topologice):

$$v_{C1} = -V_D + R_{on}i_{L1} - R_D i_{L2} + (R_{on} + R_D)i_{L2} e^{-\frac{t}{(R_{on} + R_D)C_1}} \quad (4.19)$$

La dT_s , v_{C1} este egală cu:

$$V_{C1}(dT_s) = -V_D + R_{on}i_{L1} - R_D i_{L2} + (R_{on} + R_D)i_{L2} e^{-\frac{(d-d_1)T_s}{(R_{on} + R_D)C_1}} \quad (4.20)$$

În a treia stare topologică, $(dT_s - T_s)$, variabilele de la porturile rețelei de comutatoare sunt date de relațiile:

$$i_1 = 0 \quad (4.21)$$

$$i_2 = i_{L1} + i_{L2} \quad (4.22)$$

$$v_1 = v_{C1} + V_D + R_D(i_{L1} + i_{L2}) \quad (4.23)$$

$$v_2 = -V_D - R_D(i_{L1} + i_{L2}) \quad (4.24)$$

Condensatorul este încărcat liniar de curentul i_{L1} , deci tensiunea pe condensator crește cu o pantă $m_2 = i_{L1} / C_1$:

$$v_{C1} = V_{C1}(dT_s) + \frac{i_{L1}}{C_1} \cdot t \quad (4.25)$$

la T_s fiind egală cu:

$$V_{C1\max} = V_{C1}(dT_s) + \frac{i_{L1}}{C_1} \cdot (1-d)T_s \quad (4.26)$$

Din Fig. 4.4 se poate observa că în toate trei subintervale curentul i_{C2} este egal cu diferența dintre i_{L2} și curentul de sarcină, V_o/R . În aproximația pulsațiilor mici i_{C2} este constant și egal cu zero:

$$\langle i_{C2} \rangle_{T_s} = \langle i_{L2} \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_o \rangle_{T_s}}{R} = 0 \quad (4.27)$$

deci $\langle i_{L2} \rangle_{T_s}$ este egal cu:

$$\langle i_{L2} \rangle_{T_s} \cong \frac{\langle v_o \rangle_{T_s}}{R} \quad (4.28)$$

Din ecuațiile (4.13), (4.18), (4.20), și (4.26) valoarea lui d_1 poate fi determinată:

$$d_1 = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}} (1-d) - \frac{(R_{on} + R_D)C_1}{T_s} \left[1 - e^{-\frac{(d-d_1)T_s}{(R_{on}+R_D)C_1}} \right] \quad (4.29)$$

Mediind formele de undă din Fig. 4.5, și utilizând relația (4.29), valorile mediate ale variabilelor de la porturile rețelei de comutatoare sunt egale cu:

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = \langle i_{L1} \rangle_{T_s} \quad (4.30)$$

$$\langle i_2 \rangle_{T_s} = \langle i_{L2} \rangle_{T_s} \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} \langle v_1 \rangle_{T_s} = & [R_{on}(2-d) + R_D(1-d)] \langle i_{L1} \rangle_{T_s} + (R_{on} + R_D)(1-d) \langle i_{L2} \rangle_{T_s} - \\ & - \frac{(1-d)^2 T_s}{2C_1} \langle i_{L1} \rangle_{T_s} + \frac{d_1(1-d)T_s}{C_1} \langle i_{L2} \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (4.32)$$

$$\langle v_2 \rangle_{T_s} = -V_D - R_D \langle i_{L2} \rangle_{T_s} + \frac{d_1^2 T_s}{2C_1} \langle i_{L2} \rangle_{T_s} \quad (4.33)$$

Definind un factor de umplere echivalent, μ ,

$$\mu = \frac{\langle i_1 \rangle_{T_s}}{\langle i_1 \rangle_{T_s} + \langle i_2 \rangle_{T_s}} \quad (4.34)$$

și înlocuind $\langle i_2 \rangle_{T_s}$ din relațiile (4.31) și (4.33), modelul mediat al rețelei de comutatoare se obține sub forma:

$$\langle i_2 \rangle_{T_s} = \frac{1-\mu}{\mu} \langle i_1 \rangle_{T_s} \quad (4.35)$$

$$\langle v_1 \rangle_{T_s} = (R_{on1} + R_{D1}) \langle i_1 \rangle_{T_s} + (\langle v_2 \rangle_{T_s} + V_D) \left(2 \frac{1-d}{d_1} - \frac{(1-d)^2}{d_1^2} \frac{\mu}{1-\mu} \right) \quad (4.36)$$

unde:

$$\begin{cases} R_{on1} = R_{on} \left(1 + \frac{1-d}{\mu} \right) \\ R_{D1} = R_D \left(\frac{1-d}{\mu} + 2 \frac{1-\mu}{\mu} \frac{1-d}{d_1} - \frac{(1-d)^2}{d_1} \right) \end{cases} \quad (4.37)$$

Modelul mediat poate fi simplificat, dacă se consideră că diferența dintre d_1 , dat de relația (4.29) și valoarea ideală a lui d_1 , dată de relația:

$$d_1 = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}} (1-d) \quad (4.38)$$

este neglijabilă. Această aproximație este valabilă dacă al doilea termen din (4.29) este mult mai mic decât primul, ceea ce se întâmplă dacă parametrul $\frac{(R_{on} + R_D)C_1}{T_s}$ este mic. Așa cum se vede în Fig. 4.6, pentru valori ale parametrului $\frac{(R_{on} + R_D)C_1}{T_s}$ mai mici decât 0.0175 eroarea făcută prin utilizarea relației (4.38) este mai mică de 5%. Datorită valorii mici a lui C_1 , tipică pentru modul DCVM, modelul aproximativ dă rezultate bune.

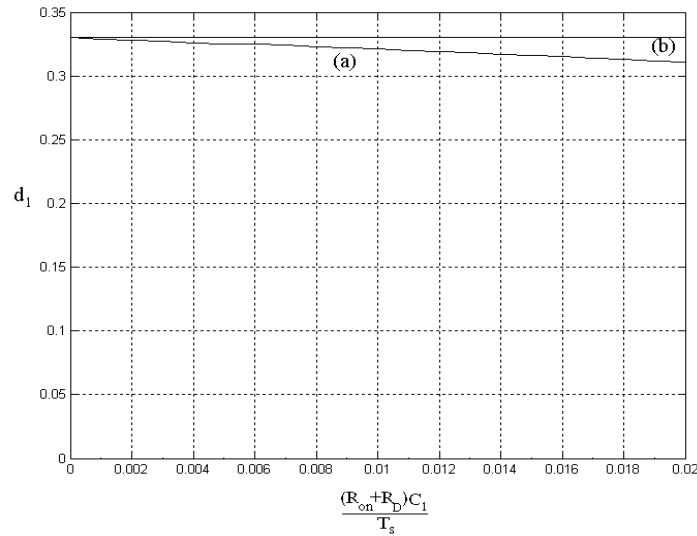


Fig. 4.6. O comparație între valoarea (a) reală a lui d_1 , dată de ecuația (4.29) și (b) aproximativă dată de ecuația (4.38).

Cu această aproximație, modelul mediat este descris de relațiile următoare:

$$\langle i_2 \rangle_{T_s} = \frac{1-\mu}{\mu} \langle i_1 \rangle_{T_s} \quad (4.39)$$

$$\langle v_1 \rangle_{T_s} = \left\{ R_{on} \frac{1+\mu-d}{\mu} + R_D \left[\frac{(1-\mu)^2}{\mu^2} + \frac{1-d}{\mu} \right] \right\} \langle i_1 \rangle_{T_s} + \frac{1-\mu}{\mu} (\langle v_2 \rangle_{T_s} + V_D) \quad (4.40)$$

sau, cu sursele inversate:

$$\langle i_1 \rangle_{T_s} = \frac{\mu}{1-\mu} \langle i_2 \rangle_{T_s} \quad (4.41)$$

$$\langle v_2 \rangle_{T_s} = \langle v_1 \rangle_{T_s} \frac{\mu}{1-\mu} + \left\{ R_{on} \frac{1+\mu-d}{1-\mu} + R_D \left[\frac{1-\mu}{\mu} + \frac{1-d}{1-\mu} \right] \right\} \langle i_2 \rangle_{T_s} - V_D \quad (4.42)$$

unde μ poate fi determinat, din relațiile (4.30)-(4.34) și (4.38) astfel:

$$\mu = \frac{1 - [R_{on}(1+d) + R_D(1-d)] \frac{\langle i_2 \rangle_{T_s}}{\langle v_1 \rangle_{T_s}}}{1 + \left[\frac{(1-d)^2 T_s}{2C_1} - R_{on} \right] \frac{\langle i_2 \rangle_{T_s}}{\langle v_1 \rangle_{T_s}}} \quad (4.43)$$

Trebuie menționat că, în cazul în care convertorul funcționează în CCM, μ este egal cu d , și modelul descris de relațiile (4.39) și (4.40) este identic cu modelul CCM incluzând pierderile de conducție prezentat în [53]. În cazul în care convertorul funcționează în DCVM, μ este mai mic decât d . Modelul poate fi utilizat și pentru modul CCM și pentru modul DCVM, cu condiția ca μ să fie determinat ca valoarea cea mai mică dintre (4.43) și d :

$$\mu = \min \left(d, \frac{1 - [R_{on}(1+d) + R_D(1-d)] \frac{\langle i_2 \rangle_{T_s}}{\langle v_1 \rangle_{T_s}}}{1 + \left[\frac{(1-d)^2 T_s}{2C_1} - R_{on} \right] \frac{\langle i_2 \rangle_{T_s}}{\langle v_1 \rangle_{T_s}}} \right) \quad (4.44)$$

Pe baza relațiilor (4.39) și (4.40) modelul mediat poate fi construit ca în Fig. 4.7.

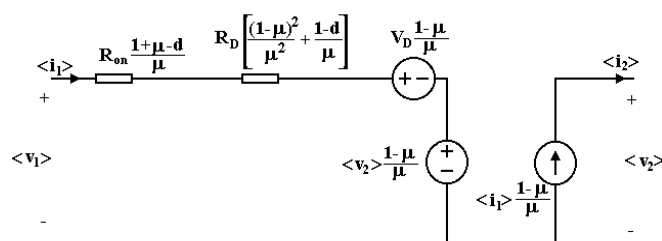


Fig. 4.7. Modelul de semnal mare pentru modul DCVM, incluzând pierderile de conducție.

Modelul are avantajul că este general, deci poate fi utilizat pentru toate convertoarele cu două comutatoare, fără a fi necesară deducerea unui model diferit pentru fiecare convertor.

Implementarea în PSpice a modelului pentru modul DCVM incluzând pierderile de conducție, realizată de autoarea tezei este următoarea:

```

*****
.subckt CCM-DCVM1 1 2 3 4 5
+params:C1=100n fs=1E5 Ron=10 VD=10 RD=10
Er 1 1x value={i(Et)*(Ron*(1+v(u)-v(5))+RD*((1-v(u))
+*(1-v(u))/v(u)+(1-v(5))))/v(u)}
Et 1x 2x value={(1-v(u))*v(3,4)/v(u)}
Es 2x 2 value={(1-v(u))*VD/v(u)}
Gd 4 3x value={(1-v(u))*i(Et)/v(u)}
Ed 3x 3 value={0}
Eu u 0 table {MIN(v(5),
+1/(1+((1-v(5))*(1-v(5)))/(2*C1*fs)+Ron*(1+v(u)-v(5))/
+v(u)+RD*(1-v(5))/v(u))*i(Et)/v(1,2))}
+} (0.01 0.01) (0.99 0.99)
.ends
*****

```

Subcircuitul are cinci noduri. Portul corespunzător tranzistorului este conectat între nodurile 1 și 2, iar cel corespunzător diodei între nodurile 3 și 4. Mărimea $v(5)$ este o tensiune egală cu factorul de umplere și poate avea valori între 0 și 1. C_1 , f_s , R_{on} , V_D și R_D sunt parametri.

O variantă de implementare în CASPOC, realizată de autoarea tezei, este prezentată în Fig. 4.8. Primul bloc EXPRESSION calculează v_2 după relația (4.42), iar al doilea determină μ după relația (4.43).

Pentru a verifica modelul, acesta a fost utilizat în simulare, în cazul unui convertor Ćuk, cu următoarele valori ale elementelor de circuit: $V_g = 15V$, $L_1 = 5mH$, $L_2 = 2,4mH$, $f_s = 50kHz$, $d = 0,5$, $R = 10\Omega$, $C_1 = 90nF$, $C_2 = 800\mu F$.

Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.14.

Modelul mediat simplificat a fost utilizat pentru determinarea tensiunii de ieșire și a randamentului în stare staționară, comparativ cu circuitul comutat și cu modelul fără pierderi, în două cazuri: pierderi mici ($R_{L1} = 0,1\Omega$, $R_{L2} = 0,1\Omega$, $R_D = 0,1\Omega$, $R_{on} = 0,1\Omega$, $V_D = 0,8V$) și pierderi mari ($R_{L1} = 0,5\Omega$, $R_{L2} = 0,5\Omega$, $R_D = 0,5\Omega$, $R_{on} = 0,5\Omega$, $V_D = 0,8V$).

Rezultatele, obținute prin simulare în CASPOC, sunt trecute în Tabelul 4.1. Rezultatele confirmă acuratețea modelului mediat incluzând pierderile de conducție.

De asemenea, modelul a fost utilizat și pentru simularea regimului tranzitoriu.

Rezultatele obținute pentru tensiunea de ieșire în cazul convertorului Ćuk sunt prezentate în Fig. 4.9 (simulare în PSpice). Pentru comparare, sunt prezentate și formele de undă ale tensiunii de ieșire în cazul circuitului comutat.

Se observă că formele de undă obținute cu modelul mediat sunt în foarte bună concordanță cu cele obținute cu circuitul comutat, atât în stare staționară, cât și în regim tranzitoriu.

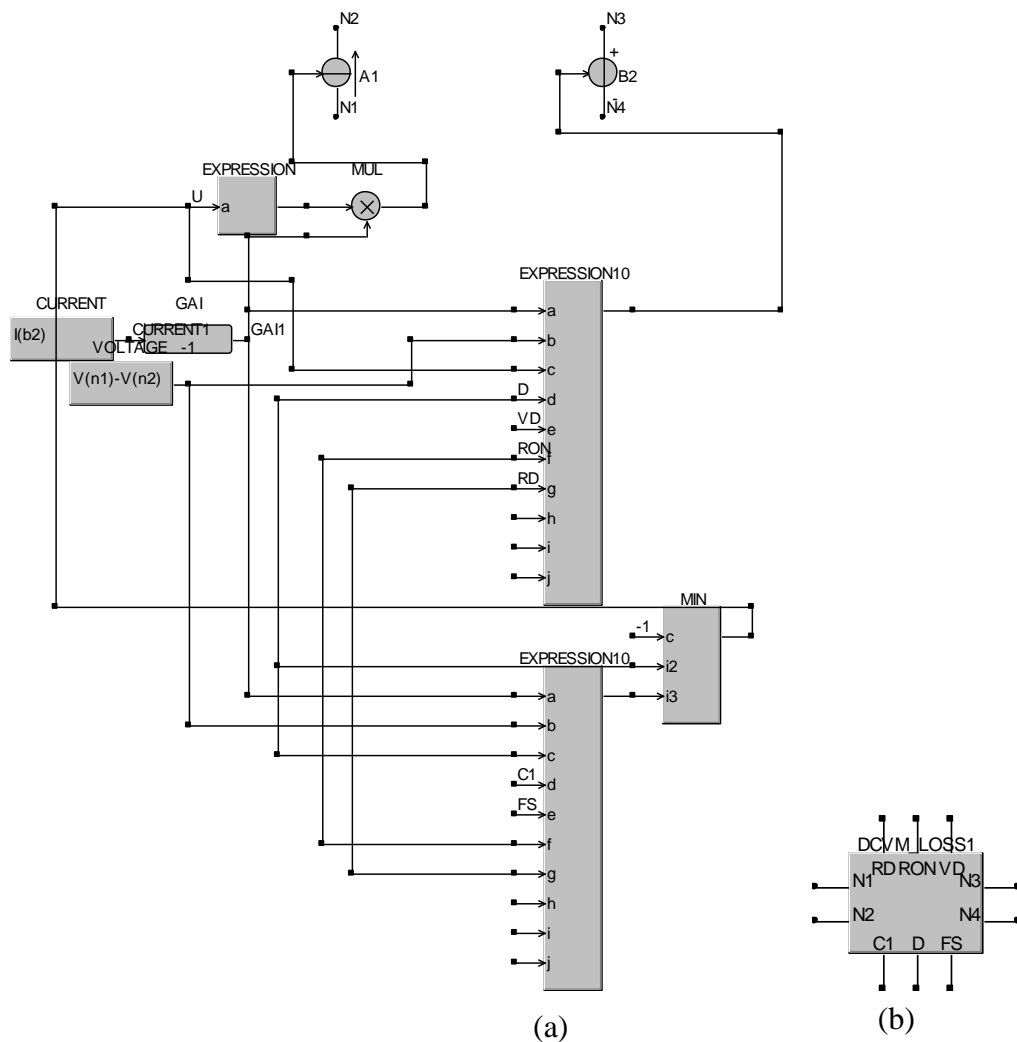


Fig. 4.8. a- Implementarea modelului mediat hibrid CCM-DCVM cu pierderi de conducție în CASPOC; b- subcircuitul compilat ca bibliotecă.

Tabelul 4.1. Tensiunea de ieșire și randamentul în cazul convertorului Ćuk DCVM, cu pierderi de conducție.

		V_o	eroare	η
pierderi mici	circuitul comutat	-8,33V	-	88,7%
	modelul cu pierderi	-8,38V	0,67%	88,1%
	modelul fără pierderi	-9V	8,04%	100%
pierderi mari	circuitul comutat	-7,62V	-	77,3%
	modelul cu pierderi	-7,58V	0,9%	76,6%
	modelul fără pierderi	-9V	18,11%	100%

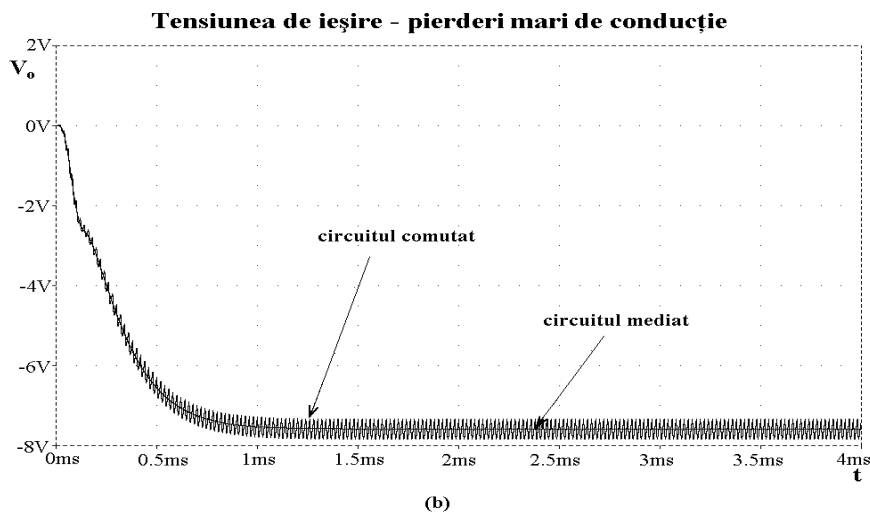
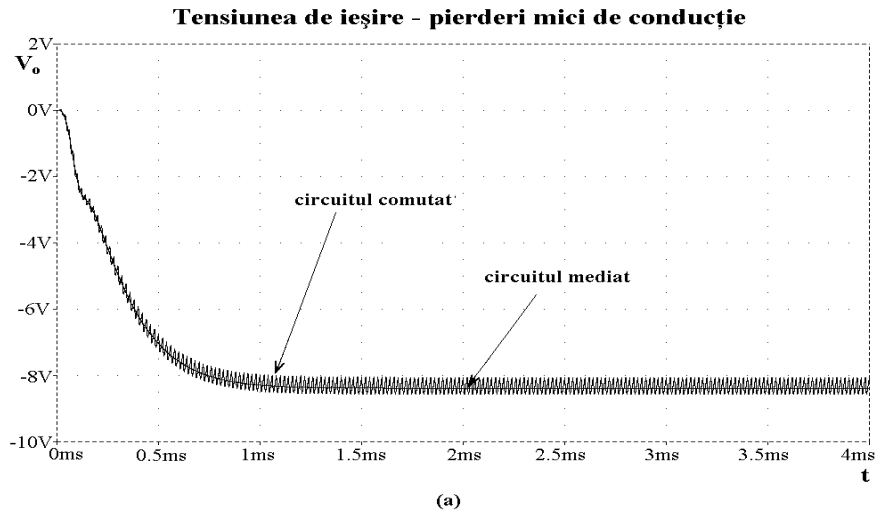


Fig. 4.9. Tensiunea de ieșire în cazul convertorului Ćuk DCVM cu pierderi de conducție în regimul tranzitoriu de pornire.

Pentru a arăta efectul separat al pierderilor asupra raportului static de conversie, $M = \frac{V_o}{V_g}$, și asupra randamentului, modelul este utilizat pentru generarea

dependențelor raportului static de conversie și a randamentului de d , în cazul convertorului Ćuk. Rezultatele sunt prezentate în Fig. 4.10. Domeniul de valori pentru d pornește de la 0,35 deoarece pentru $d < 0,35$ convertorul funcționează în conducție neîntreruptă. Simulările au fost efectuate în PSpice.

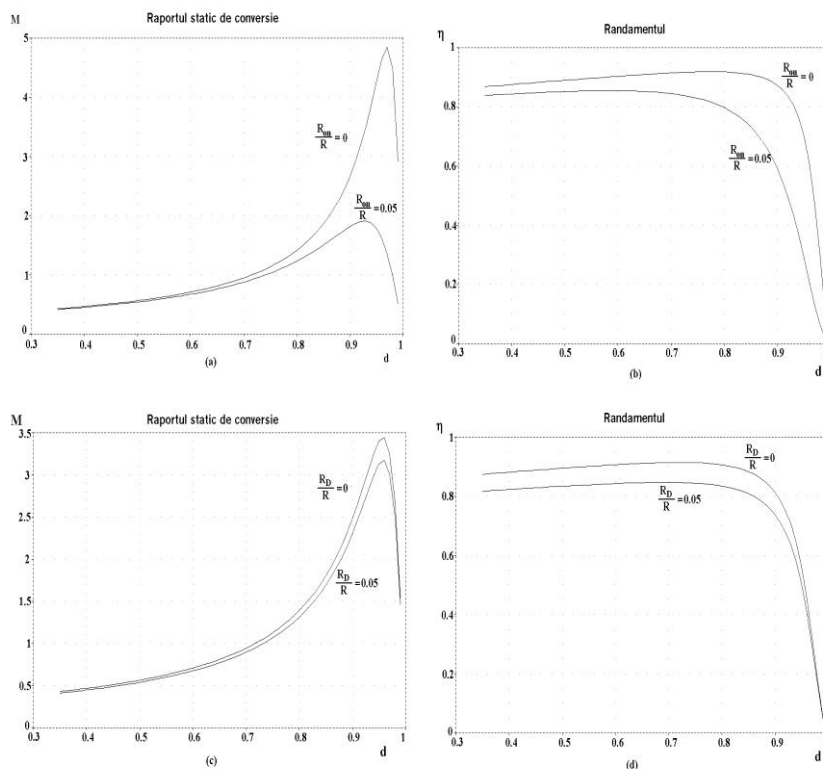


Fig. 4.10. Convertorul Ćuk: (a) raportul static de conversie și (b) randamentul, pentru diferite valori R_m/R ; (c) raportul static de conversie și (d) randamentul, pentru diferite valori R_D/R .

Se poate observa că, așa cum era de așteptat, la creșterea factorului de umplere pierderile de conducție cresc, deci randamentul scade. Pe baza rezultatelor simulării pot fi alese elementele de circuit pentru a obține valorile dorite ale tensiunii de ieșire și randamentului.

Pe baza verificărilor modelului mediat pentru convertoarele dc-dc cu funcționare DCVM cu pierderi de conducție, **obținut de autoarea tezei**, se poate concluziona că acest model poate fi utilizat chiar și în cazul unor pierderi de conducție mari.

4.2. Modelarea convertoarelor dc-dc la limita CCM/DCVM

Modelele mediate pot fi extinse și în cazul convertoarelor care funcționează în conducția limită dintre modul CCM și modul DCVM. În acest mod de conducție frecvența de comutație nu este constantă, ci se modifică în funcție de curentul de sarcină sau de tensiunea de alimentare.

Un model mediat a fost obținut de către autoarea tezei [94]. Pentru deducerea modelului se consideră convertorul Ćuk comandat astfel încât dioda să intre în

conducție în momentul în care tensiunea pe condensatorul C_1 devine zero, și să conducă până când această tensiune atinge o valoare dorită. Pentru tensiunea pe condensatorul C_1 ipoteza pulsațiilor mici nu mai este valabilă. Un mod de a defini rețeaua de comutatoare este cel din Fig. 4.3. Formele de undă ale variabilelor de la porturile rețelei de comutatoare și a tensiunii pe condensatorul C_1 , în cazul conducției limită dintre CCM și DCVM, sunt prezentate în Fig. 4.11.

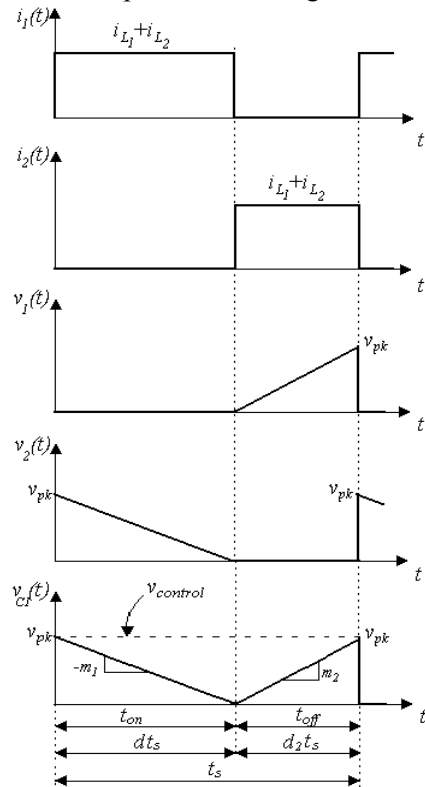


Fig. 4.11. Formele de undă la porturile rețelei de comutatoare pentru convertorul Ćuk funcționând în modul limită dintre CCM și DCVM.

În primul subinterval dintr-o perioadă de comutație, când tranzistorul conduce, tensiunea pe C_1 scade cu o pantă $m_1 = i_{L2} / C_1$ până când atinge valoarea 0. În acest moment tranzistorul se blochează și dioda începe să conducă. În al doilea subinterval, tensiunea pe C_1 crește cu o pantă $m_2 = i_{L1} / C_1$ până când atinge valoarea v_{pk} . Astfel, valoarea medie pe o perioadă de comutație a tensiunii pe C_1 este:

$$\langle v_{C1} \rangle = \frac{1}{2} \langle v_{pk} \rangle = \frac{1}{2} \langle v_{control} \rangle \quad (4.45)$$

Prin medierea formelor de undă din Fig. 4.11, și ținând cont de (4.45), valorile medii ale variabilelor de la porturile rețelei de comutatoare sunt:

$$\langle i_1(t) \rangle = \frac{t_{on}}{t_s} (\langle i_{L1} \rangle + \langle i_{L2} \rangle) \quad (4.46)$$

$$\langle i_2(t) \rangle = \frac{t_{off}}{t_s} (\langle i_{L1} \rangle + \langle i_{L2} \rangle) \quad (4.47)$$

$$\langle v_1(t) \rangle = \frac{t_{off}}{t_s} \frac{\langle v_{control} \rangle}{2} \quad (4.48)$$

$$\langle v_2(t) \rangle = \frac{t_{on}}{t_s} \frac{\langle v_{control} \rangle}{2} \quad (4.49)$$

Din relațiile (4.46)-(4.49) relațiile dintre variabilele la porturile rețelei de comutatoare pot fi scrise astfel:

$$\langle v_1(t) \rangle = \frac{t_{off}}{t_{on}} \langle v_2(t) \rangle \quad (4.50)$$

$$\langle i_2(t) \rangle = \frac{t_{off}}{t_{on}} \langle i_1(t) \rangle \quad (4.51)$$

Din relațiile (4.50) și (4.51) este evident că:

$$\langle i_1(t) \rangle \langle v_1(t) \rangle = \langle i_2(t) \rangle \langle v_2(t) \rangle = \langle p(t) \rangle \quad (4.52)$$

ceea ce era de așteptat, deoarece componentele circuitului s-au considerat ideale, deci fără pierderi. Relația (4.52) exprimă conservarea puterii instantanee în rețeaua de comutatoare care este o rețea POPI [181].

Pe baza relațiilor (4.50) și (4.51) modelul mediat de semnal mare al rețelei de comutatoare poate fi construit ca în Fig. 4.12.

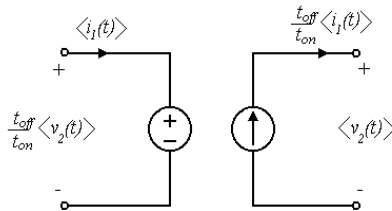


Fig. 4.12. Modelul mediat de semnal mare al rețelei de comutatoare în modul limită dintre CCM și DCVM.

Modelele mediate al convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta în modul limită dintre CCM și DCVM sunt prezentate în Fig. 4.13.

O altă variantă de model mediat în cazul funcționării la limita dintre CCM și DCVM este prezentată în Fig. 4.14 pentru convertorul Ćuk, și conține o sursă de tensiune și o sursă de putere. În acest caz, relațiile dintre variabilele de la porturile rețelei de comutatoare sunt:

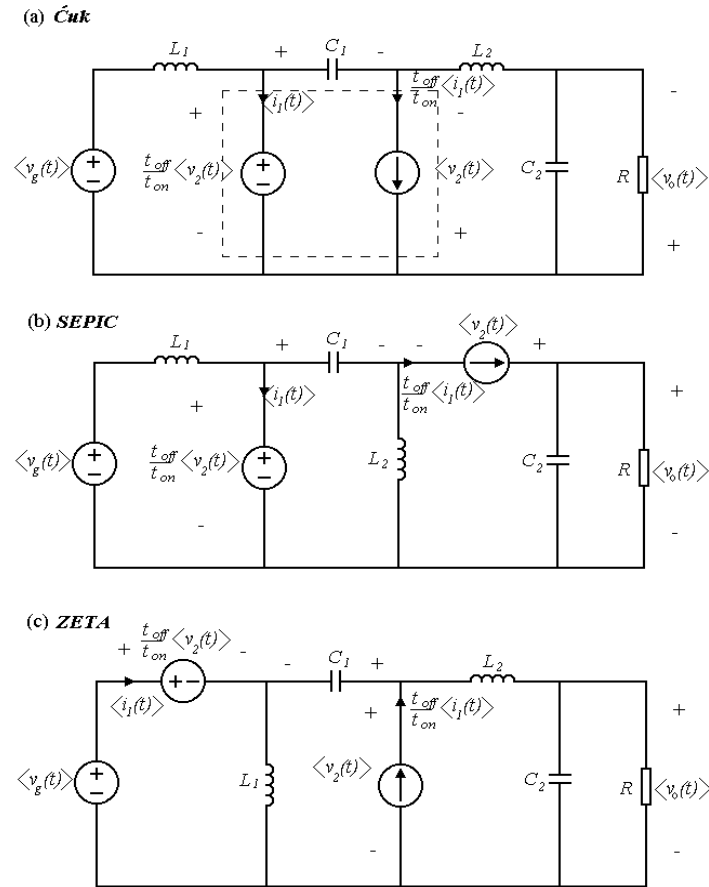


Fig. 4.13. Circuitele echivalente de semnal mare ale convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta funcționând la limita dintre CCM și DCVM.

$$\langle v_1(t) \rangle = \frac{t_{off}}{t_{on}} \langle v'_2(t) \rangle \quad (4.53)$$

$$\langle i_2(t) \rangle = \frac{t_{off}}{t_{on}} \langle i'_1(t) \rangle \quad (4.54)$$

De asemenea:

$$\langle i'_1(t) \rangle \langle v_1(t) \rangle = \langle i_2(t) \rangle \langle v'_2(t) \rangle = \langle p(t) \rangle \quad (4.55)$$

Modele similare pot fi obținute și pentru alte convertoare funcționând la limita dintre CCM și DCVM.

Modelele de semnal mic se obțin prin perturbarea și liniarizarea modelelor mediate de semnal mare. Fie:

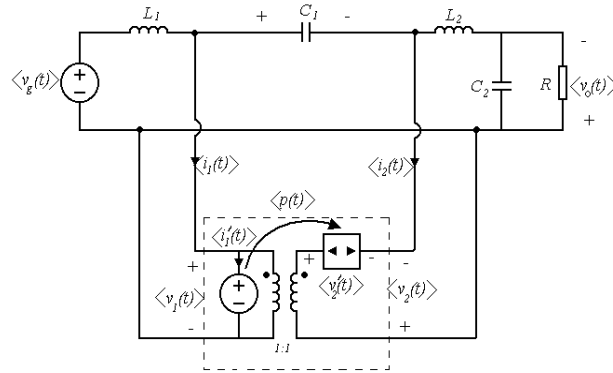


Fig. 4.14. Un model mediat de semnal mare pentru convertorul Ćuk funcționând la limita dintre CCM și DCVM.

$$\begin{aligned} v_1(t) &= V_1 + \hat{v}_1 \\ i_1(t) &= I_1 + \hat{i}_1 \\ v_2(t) &= V_2 + \hat{v}_2 \\ i_2(t) &= I_2 + \hat{i}_2 \end{aligned} \quad (4.56)$$

$$v_{control}(t) = V_{control} + \hat{v}_{control}$$

Prin perturbarea ecuației (4.52) se obține:

$$(I_1 + \hat{i}_1)(V_1 + \hat{v}_1) = (I_2 + \hat{i}_2)(V_2 + \hat{v}_2) \quad (4.57)$$

Însă în stare staționară se verifică relația:

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (4.58)$$

Ținând cont de relația (4.58) și neglijând termenii ce conțin produse a două perturbații mici relația (4.57) devine:

$$I_1 \hat{v}_1 + \hat{i}_1 V_1 = I_2 \hat{v}_2 + \hat{i}_2 V_2 \quad (4.59)$$

Din (4.59) rezultă:

$$\hat{v}_2 = \frac{I_1}{I_2} \hat{v}_1 + \frac{V_1}{I_2} \hat{i}_1 - \frac{V_2}{I_2} \hat{i}_2 \quad (4.60)$$

Din relațiile (4.48) și (4.49) se poate observa că:

$$\langle v_1(t) \rangle + \langle v_2(t) \rangle = \frac{1}{2} \langle v_{control} \rangle \quad (4.61)$$

Perturbând relația (4.61) se obține:

$$\hat{v}_1 + \hat{v}_2 = \frac{1}{2} \hat{v}_{control} \quad (4.62)$$

Înlocuind \hat{v}_1 din relația (4.62) în (4.60) rezultă pentru portul de intrare:

$$\hat{v}_2 = \left(\frac{1}{1 + \frac{I_1}{I_2}} \right) \left(\frac{I_1}{2I_2} \hat{v}_{control} + \frac{V_1}{I_2} \hat{i}_1 - \frac{V_2}{I_2} \hat{i}_2 \right) \quad (4.63)$$

Din relațiile (4.62) și (4.63) se obține pentru portul de ieșire:

$$\hat{v}_1 = \left(\frac{1}{1 + \frac{I_1}{I_2}} \right) \left(\frac{1}{2} \hat{v}_{control} - \frac{V_1}{I_2} \hat{i}_1 + \frac{V_2}{I_2} \hat{i}_2 \right) \quad (4.64)$$

Utilizând relațiile din stare staționară $V_2 = MV_1$, $I_1 = MI_2$, $I_2 = \frac{V_2}{R}$, relațiile (4.63) și (4.64) devin:

$$\begin{cases} \hat{v}_1 = \frac{1}{2(M+1)} \hat{v}_{control} - \frac{R}{M(M+1)} \hat{i}_1 + \frac{R}{M+1} \hat{i}_2 \\ \hat{v}_2 = \frac{M}{2(M+1)} \hat{v}_{control} + \frac{R}{M(M+1)} \hat{i}_1 - \frac{R}{M+1} \hat{i}_2 \end{cases} \quad (4.65)$$

Pe baza relațiilor (4.65) modelul de semnal mic al rețelei de comutatoare poate fi construit ca în Fig. 4.15.

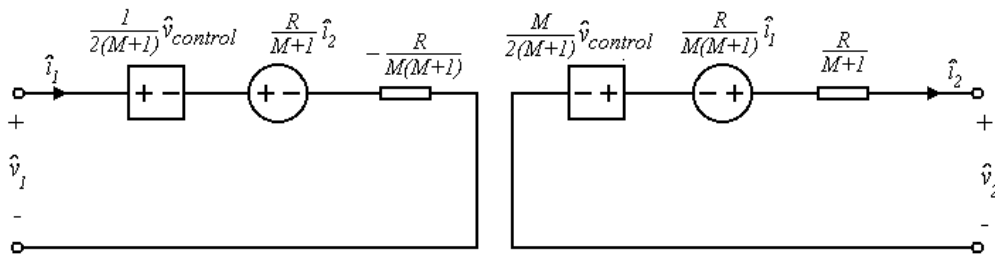


Fig. 4.15. Modelul de semnal mic al rețelei de comutatoare în modul limită CCM-DCVM.

Autoarea a calculat și a găsit că expresiile parametrilor modelului de semnal mic sunt aceleași pentru convertoarele Ćuk, SEPIC și Zeta.

Modelul de semnal mic al convertorului se obține prin înlocuirea rețelei de comutatoare cu modelul mediat al ei, ca în Fig. 4.16, pentru convertoarele Ćuk, SEPIC și Zeta.

Cu ajutorul modelelor de semnal mic se pot obține expresiile funcțiilor de transfer. Pentru convertoarele Ćuk, SEPIC și Zeta funcția de transfer control-ieșire și audiosusceptibilitatea sunt date în Tabelul 4.2.

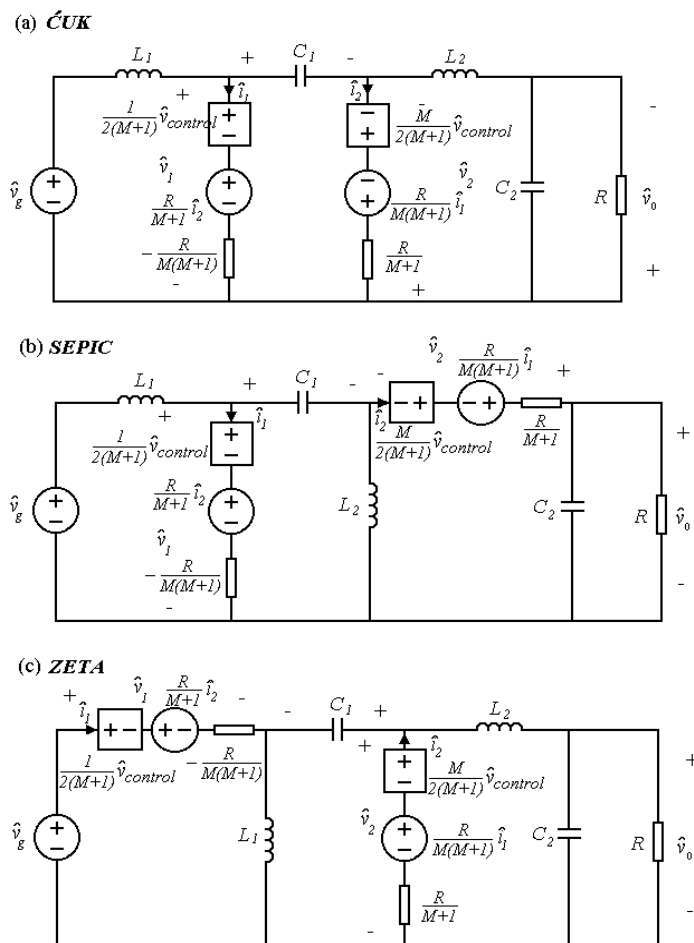


Fig. 4.16. Modelele de semnal mic ale convertoarelor Cuk, SEPIC și Zeta în modul limită dintre CCM și DCVM.

Se poate observa că în toate cazurile din tabel, numitorul funcțiilor de transfer este un polinom de gradul trei. Produsul rădăcinilor este egal cu raportul dintre termenul liber și coeficientul lui s^3 luat cu semn schimbat. Se observă din tabel că în toate cazurile produsul rădăcinilor este pozitiv. Notând rădăcinile cu x_1, x_2 , și x_3 produsul lor este $x_1 x_2 x_3 > 0$. Rădăcinile unui polinom de gradul trei pot fi:

- toate trei reale, caz în care, pentru ca produsul lor să fie pozitiv trebuie ca una sau toate trei să fie pozitive;
- sau o rădăcină reală (x_1 de exemplu) și două complex conjugate; în acest caz produsul lor este egal cu $x_1 \left[(\text{Re}(x_2))^2 + (\text{Im}(x_2))^2 \right]$. Cum expresia din paranteză este evident pozitivă, rezultă că și x_1 este pozitiv.

Astfel, în ambele cazuri există cel puțin o rădăcină reală pozitivă.

Tabelul 4.2. Funcțiile de transfer ale convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta în modul limită dintre CCM și DCVM.

Ćuk	
$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{control}} =$ $\frac{\frac{1}{2} \left[1 - sL_1 \frac{M^2}{R} + s^2 L_1 C_1 (M+1) \right]}{1 - s \left[\frac{L_1 M (M+2)}{R} - \frac{L_2}{R} \right] + s^2 \left[-ML_1 C_2 + L_2 C_2 - \frac{L_1 L_2 M (M+1)}{R^2} \right] - s^3 \frac{L_1 L_2 C_2 M (M+1)}{R}}$	
$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g} =$ $\frac{1}{1 - s \left[\frac{L_1 M (M+2)}{R} - \frac{L_2}{R} \right] + s^2 \left[-ML_1 C_2 + L_2 C_2 - \frac{L_1 L_2 M (M+1)}{R^2} \right] - s^3 \frac{L_1 L_2 C_2 M (M+1)}{R}}$	
SEPIC	
$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{control}} =$ $\frac{\frac{1}{2} \left[1 - sL_1 \frac{M^2}{R} + s^2 C_1 (L_1 + L_2) - s^3 \frac{L_1 L_2 C_1 M (M+1)}{R} \right]}{1 - s \left[\frac{L_1 M (M+2)}{R} - \frac{L_2}{R} \right] + s^2 \left[-ML_1 C_2 + L_2 (C_1 + C_2) + L_2 C_2 - \frac{L_1 L_2 M (M+1)}{R^2} \right] - s^3 \frac{L_1 L_2 (C_1 + C_2) M (M+1)}{R}}$	
$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g} =$ $\frac{1}{1 - s \left[\frac{L_1 M (M+2)}{R} - \frac{L_2}{R} \right] + s^2 \left[-ML_1 C_2 + L_2 (C_1 + C_2) + L_2 C_2 - \frac{L_1 L_2 M (M+1)}{R^2} \right] - s^3 \frac{L_1 L_2 (C_1 + C_2) M (M+1)}{R}}$	
Zeta	
$G_{vc}(s) = \frac{\frac{1}{2} \left[1 - sL_1 \frac{M^2}{R} + s^2 L_1 C_1 (M+1) \right]}{1 - s \left[\frac{L_1 M (M+2)}{R} - \frac{L_2}{R} \right] + s^2 \left[-ML_1 C_2 + L_2 C_2 - \frac{L_1 L_2 M (M+1)}{R^2} \right] - s^3 \frac{L_1 L_2 C_2 M (M+1)}{R}}$	
$G_{vg}(s) = \frac{1 + s^2 L_1 C_1 (M+1)}{1 - s \left[\frac{L_1 M (M+2)}{R} - \frac{L_2}{R} \right] + s^2 \left[-ML_1 C_2 + L_2 C_2 - \frac{L_1 L_2 M (M+1)}{R^2} \right] - s^3 \frac{L_1 L_2 C_2 M (M+1)}{R}}$	

De asemenea, se poate observa că semnul termenului liber nu depinde de parametrii circuitului.

Rezultă, deci, că funcțiile de transfer au cel puțin un pol în semiplanul drept, care nu poate fi eliminat prin modificarea parametrilor circuitului.

Aceasta înseamnă că modul de funcționare la limita dintre CCM și DCVM este instabil, deci nu poate fi utilizat.

Pentru a verifica rezultatele obținute, se consideră ca exemplu un convertor Ćuk, cu următoarele valori ale componentelor: $V_g = 20V$, $L_1 = 0,64mH$, $L_2 = 0,64m$, $R = 10\Omega$, $C_1 = 90nF$, $C_2 = 800\mu F$; $V_o = 5V$.

Polii funcțiilor de transfer sunt: $37,517k$, $-71\pm 1612i$, deci se observă că polul real este pozitiv, ceea ce indică instabilitatea acestui mod de funcționare.

Forma de undă pentru tensiunea de ieșire obținută prin simulare în CASPOC este cea din Fig. 4.17.

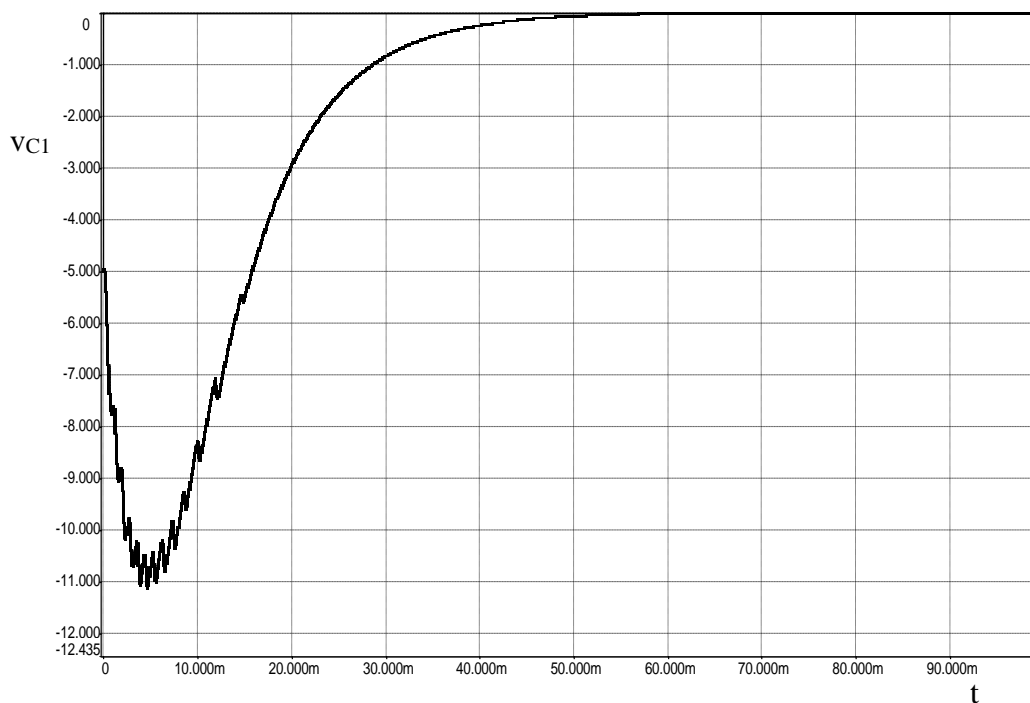


Fig. 4.17. Tensiunea de ieșire a convertorului Ćuk funcționând la limita dintre CCM și DCVM.

Se poate observa instabilitatea acestui mod de funcționare.

Rezultate similare au fost obținute și pentru convertorul SEPIC.

Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.15.

4.3. Concluzii

Funcționarea comutatoarelor PWM în convertoare DCVM fără pierderi de conducție se modelează înlocuind transformatorul ideal cu un rezistor fără pierderi și o sursă de putere comandată.

Un model mediat pentru modul DCVM, incluzând pierderile de conducție pe bobine și pe dispozitivele semiconductoare, a fost obținut de autoarea tezei, model care a fost extins pentru a cuprinde și funcționarea CCM, și a fost implementat în PSPICE și în CASPOC. Acest model poate fi utilizat pentru simulare, atât în stare staționară, cât și în cazul regimului tranzitoriu, obținându-se rezultate bune chiar și în cazul unor pierderi de conducție mari.

A fost dedus și un model mediat pentru conducția limită dintre CCM și DCVM. Pe baza acestui model se arată că acest mod de funcționare este instabil indiferent de valorile parametrilor de circuit, și în consecință inutilizabil. Instabilitatea acestui mod de comandă a fost verificată prin simulare.

Autoarea estimează că direcțiile viitoare de cercetare în acest domeniu ar putea fi legate de dezvoltarea unor modele mediate sau în spațiul stărilor pentru alte tipuri de convertoare funcționând în modul DCVM, pentru diferite metode de comandă, sau care să includă și alte pierderi decât pierderile de conducție pe dispozitivele semiconductoare și pe bobine (de exemplu pierderile în dielectricul capacităților).

CAPITOLUL 5

Comportamentul haotic al convertoarelor dc-dc cu funcționare în regim de curent neîntrerupt

Acest capitol își propune studiul comportamentului complex (haotic și de bifurcație) al convertoarelor dc-dc cu funcționare CCM. Este realizată o trecere în revistă a acestui tip de comportament în cazul sistemelor dinamice și a metodelor utilizate pentru studiul său, particularizând în cazul convertoarelor dc-dc. Apoi, este examinat comportamentul complex al convertoarelor dc-dc cu funcționare CCM, în funcție de metoda de comandă și tipul convertoarelor. Autoarea a extins studiul comportamentului complex la alte convertoare dc-dc și moduri de comandă: în cazul convertorului buck cu comandă în tensiune a fost analizat comportamentul haotic în funcție de diferiți parametri de bifurcație, în cazul convertorului Ćuk în conducție neîntreruptă cu comandă în tensiune și cu comandă în curent cu histereză a fost identificată bifurcația de frecvență joasă, iar în cazul convertorului buck-boost cu comandă în curent a fost analizată pierderea stabilității prin bifurcații cu dublarea perioadei (fenomen caracteristic, de altfel, acestui mod de comandă). Au fost determinate expresiile aproximative ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck-boost, SEPIC și Zeta. De asemenea, au fost obținute expresiile exacte ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost, expresii care au fost aplicate în studiul comportamentului acestor convertoare, comparativ cu expresiile aproximative și comportamentul convertorului CCM comutat, precum și expresiile aproximative în cazul convertoarelor buck-boost, SEPIC și Zeta. În continuare s-a realizat o scurtă prezentare a aplicațiilor și consecințelor comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc. Rezultatele teoretice obținute au fost verificate prin simulare.

5.1. Fenomene neliniare în sisteme dinamice

Chiar și sisteme simple se pot comporta într-o manieră haotică, principala cauză a acestui comportament fiind neliniaritatea lor.

Haosul este un comportament al sistemelor neliniare caracterizat printr-o traiectorie aperiodică și aparent întâmplătoare [153].

Sistemele haotice sunt dependente de condițiile inițiale, ceea ce face imposibilă predicția pe termen lung a comportamentului lor.

Comportamentul sistemelor dinamice variază în timp. Un sistem dinamic poate fi descris de următoarea ecuație:

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), \mu, t) \quad (5.1)$$

unde x vectorul variabilelor de stare, și μ vectorul parametrilor. Dacă f depinde de timp, sistemul se numește neautonom, iar dacă f nu depinde de timp, sistemul se numește autonom. Soluția ecuației (5.1) se numește traiectorie. Soluția de echilibru către care sistemul converge se numește atractor. Atractorii pot fi de următoarele tipuri:

- punct fix - este un punct în spațiul stărilor;
- ciclu limită sau orbită periodică - traiectoria se deplasează pe un drum închis în spațiul stărilor; mișcarea este periodică;
- atractor haotic - traiectoria pare să se deplaseze la întâmplare în spațiul stărilor; mișcarea nu este periodică;
- orbită cvasiperiodică - traiectoria se deplasează pe suprafața unui tor; mișcarea este „aproape periodică”.

Un sistem dinamic poate avea mai multe soluții de echilibru, depinzând de parametrii sistemului. Când un parametru se modifică, comportamentul sistemului se poate schimba brusc. Acest fenomen se numește bifurcație. Câteva tipuri de bifurcații mai des întâlnite sunt [198], [148]:

- bifurcația șa-nod (tangentă) - este caracterizată de dispariția bruscă sau apariția bruscă a unei soluții de echilibru stabil atunci când un parametru depășește o anumită valoare critică;
- bifurcația transcritică - este caracterizată printr-o schimbare a statutului de stabilitate între două soluții de echilibru;
- bifurcația supercritică în furcă - soluția de echilibru stabil se desparte în două soluții de echilibru stabil la o valoare critică a unui parametru;
- bifurcația subcritică în furcă - este caracterizată printr-o explozie bruscă a unei soluții de echilibru stabil atunci când un parametru scade sub o valoare critică;
- bifurcația cu dublarea perioadei - este caracterizată de o dublare bruscă a perioadei unei orbite periodice stabile atunci când un parametru este modificat; dacă parametrul continuă să se modifice în aceeași direcție, dublarea perioadei poate avea loc în continuare;
- bifurcația Hopf - este caracterizată printr-o expansiune bruscă a unui punct fix stabil către un ciclu limită stabil;
- coliziunea la limită - este o schimbare bruscă a comportamentului atunci când un parametru depășește limita dintre două sisteme diferite ca structură. În cazul convertoarelor în comutație, coliziunea la limită poate fi rezultatul unei schimbări a secvenței de stări topologice.

Cu excepția coliziunii la limită, celelalte sunt cunoscute sub numele de bifurcații standard.

În cazul convertoarelor dc-dc, la variația unor parametri ai circuitului pot avea loc o serie de fenomene complexe, cum ar fi: modificări bruște ale modului de funcționare, subarmonici, funcționare haotică, instabilitate, etc. Atât topologia convertorului, cât și metoda de comandă determină comportamentul dinamic al convertoarelor dc-dc. Comportamentul haotic este des întâlnit în convertoarele dc-dc în prezența reacției negative.

Apariția bifurcațiilor și a haosului în funcționarea convertoarelor în comutație a fost descrisă prima dată de Hamill și alții în [69], [44], unde, deși nu a fost realizată o analiză riguroasă, a fost accentuată importanța studierii acestui comportament al convertoarelor dc-dc.

În [67] a fost prezentată o încercare de a studia haosul în funcționarea unui convertor buck. Prin utilizarea unei hărți iterative apariția dublărilor perioadei, a subarmonicilor și a haosului a fost demonstrată prin analiză numerică, simulări și experimente. În [40] a fost obținută o hartă iterativă pentru convertorul boost cu comandă în curent. Comportamentul de bifurcație al convertorului buck la variația unor parametri, cum ar fi: inductanța, rezistența de sarcină, capacitatea, a fost studiat în [18]. În 1995 studiul bifurcațiilor a fost extins la convertorul Ćuk cu comanda în curent [208].

Referitor la comportamentul complex al convertoarelor în comutație se pot face următoarele observații:

- convertoarele care funcționează la frecvență de comutație constantă, cu comandă în curent devin instabile prin bifurcația cu dublarea perioadei [20], [208];
- coliziunea la limită poate apare datorită unei schimbări a modului de funcționare sau datorită saturației cauzate de o limitare inerentă a domeniului unor parametri de comandă (cum ar fi factorul de umplere);
- dublarea perioadei este des întâlnită și la convertoarele buck sau boost cu funcționare în DICM [199], [200].

Perioade intermitente de funcționare haotică se pot observa în funcționarea convertoarelor dc-dc, având de obicei drept cauze zgomotul sau construcția defectuoasă. În [211] se arată că, în funcție de intensitatea semnalului nedorit care apare în convertor (de exemplu prin conducție sau radiație), subarmonicile sau haosul pot apare intermitent.

5.2. Studiul comportamentului neliniar al sistemelor dinamice

În analiza bifurcațiilor standard se pornește de la modelul sistemului.

Dacă se utilizează un model mediat, prima etapă este determinarea ecuațiilor mediate de stare. Apoi valorile proprii (multiplicatorii caracteristici, λ) ai Jacobianului $J(X_Q)$ sunt găsite utilizând ecuația:

$$\det[\lambda I - J(X_Q)] = 0 \quad (5.2)$$

unde X_Q este vectorul variabilelor de stare în stare staționară.

Următoarea etapă este identificarea condiției ca valoarea sau valorile proprii să treacă dintr-o parte în alta a axei imaginare (de exemplu, o pereche de valori proprii complex-conjugate care trec dintr-o parte în alta a axei imaginare implică o bifurcație Hopf).

Dacă se utilizează un model discret în timp, atunci se începe prin a se determina ecuația discretă de stare (care mai este numită harta iterativă, funcția iterativă sau harta Poincaré). Apoi se găsesc valorile proprii ale Jacobianului $J(X_Q)$, după care se determină condiția pentru ca valoarea sau valorile proprii să iasă din cercul de rază egală cu 1 din planul complex. De exemplu, dacă o valoare proprie trece

de valoarea -1 odată cu modificarea unui parametru, are loc bifurcația cu dublarea perioadei, iar dacă o valoare proprie trece de valoarea +1 odată cu modificarea unui parametru, are loc bifurcația șa-nod.

Câteva din tehnicile cele mai des utilizate pentru studierea comportamentului neliniar și haotic sunt:

- secțiunile Poincaré - sunt reprezentări grafice ale comportamentului unui sistem de ordin mare. Ele reprezintă plane care intersectează traiectoria sistemului. Dacă secțiunea Poincaré conține un număr finit de puncte, atunci funcționarea în stare staționară este periodică. Dacă secțiunea Poincaré conține o buclă închisă, funcționarea este cvasiperiodică. Dacă secțiunea Poincaré este neregulată, funcționarea este haotică.
- portretele de fază – sunt proiecții bidimensionale ale traiectoriei;
- diagramele de bifurcație - sunt reprezentări grafice ale comportamentului unui sistem la variația unor parametri;
- exponenții Lyapunov - măsoară convergența sau divergența exponențială a unor traiectorii învecinate ale unui sistem dinamic. Considerând două traiectorii care inițial sunt separate de o distanță ε_0 , dacă distanța crește sau scade exponențial în timp, ea poate fi exprimată sub forma:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 e^{\lambda t} \quad (5.3)$$

Dacă $\lambda > 0$, cele două traiectorii diverg exponențial în timp. Luând în considerare un număr mare de iterații, poate fi determinată rata exponențială de divergență a două traiectorii învecinate (exponentul Lyapunov mediu).

Numărul exponenților Lyapunov este egal cu ordinul sistemului. Dacă oricare dintre aceștia este pozitiv, traiectoriile învecinate diverg, și comportamentul sistemului este haotic.

Dacă se cunoaște harta iterativă a sistemului dinamic, exponentul Lyapunov poate fi determinat, pe baza definiției, astfel:

$$\lambda = \frac{1}{N} \ln \left| \frac{\varepsilon_N}{\varepsilon_0} \right| \quad (5.4)$$

unde ε_N este distanța dintre traiectorii după N iterații.

Atunci când secvența de comutare a unui sistem dinamic este modificată ca urmare a variației unui parametru, comportamentul sistemului se poate schimba brusc. Acest fenomen se numește în general coliziune la limită. În cazul convertoarelor dc-dc principala cauză pentru coliziunea la limită este saturația factorului de umplere (care poate avea valori cuprinse între 0 și 1). În cazul modulatorului PWM, când tensiunea modulatoră, v_m , întâlnește purtătoarea (rampa), v_p , are loc comutarea. Astfel, în punctul în care v_m depășește domeniul de valori permis (cuprins între valoarea minimă V_{min} și cea maximă V_{max} a rampei) și „zgârie” vârful superior sau inferior al rampei are loc coliziunea la limită. În funcție de felul în care v_m interacționează cu rampa în punctul coliziunii la limită, aceasta poate fi clasificată în două tipuri. Notând cu C

punctul în care v_m intersectează rampa, și cu D punctul în care v_m intersectează frontul abrupt al rampei, coliziune la limită poate avea loc în două moduri:

- dacă și C și D se mișcă în sus, și se unesc în vârful rampei, coliziunea la limită este „de tip C” (Fig. 5.1, a);
- dacă doar D se mișcă în sus și părăsește rampa, apărând un nou punct de intersecție, C’, coliziunea la limită este „de tip D” (Fig. 5.1, b). Apariția coliziunii de tip D în funcționarea convertoarelor dc-dc, în care comutatorul comută de mai multe ori într-o perioadă de comutație, este evitată în practică prin utilizarea unui bistabil.

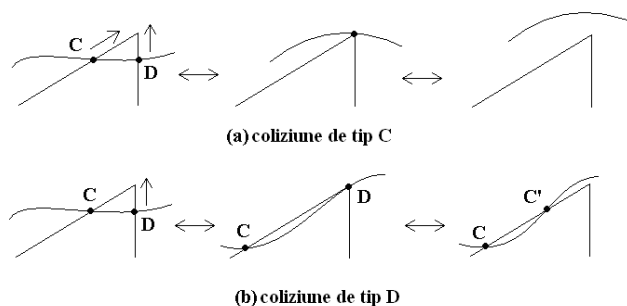


Fig. 5.1. Clasificarea coliziunii la limită în convertoarele PWM dc-dc.

Și în cazul convertoarelor în comutație se utilizează pentru studiul comportamentului neliniar cele două tipuri de modele: modelele mediate în spațiul stărilor și modelele discrete în timp.

Presupunând că într-o perioadă de comutație convertorul trece prin N stări topologice, d_i fiind fracțiunea din perioada de comutație corespunzătoare stării topologice i , ecuațiile de stare ale sistemului sunt:

$$\dot{x} = \begin{cases} A_1 x + B_1 v_g, & t_n \leq t < t_n + d_1 T_s \\ A_2 x + B_2 v_g, & t_n + d_1 T_s \leq t < t_n + (d_1 + d_2) T_s \\ \dots \\ A_N x + B_N v_g, & t_n + (1 - d_N) T_s \leq t < t_{n+1} \end{cases} \quad (5.5)$$

unde x este vectorul variabilelor de stare iar A_i și B_i $i = \overline{1, n}$ sunt matrici cu coeficienți constanți deoarece fiecare stare topologică corespunde unui circuit liniar și invariant în timp. Evident, $d_1 + d_2 + \dots + d_N = 1$.

Forma tipică a modelului mediat este următoarea:

$$\frac{dx}{dt} = \left(\sum_{i=1}^N d_i A_i \right) x + \left(\sum_{i=1}^N d_i B_i \right) v_g \quad (5.6)$$

Modelele mediate în spațiul stărilor, deși au multe avantaje, cum ar fi simplitatea, nu pot fi utilizate la frecvențe mai mari decât jumătate din frecvența de

comutație. De asemenea, nu prezic unele instabilități din funcționarea circuitului, cum ar fi funcționarea subarmonică instabilă asociată comenzii în curent. Totuși, pot fi utilizate pentru analiza bifurcațiilor de frecvență joasă.

În modelarea discretă în timp se urmărește obținerea unei funcții iterative care exprimă variabilele de stare la un moment de eșantionare în funcție de variabilele de stare la un moment de eșantionare anterior:

$$x_{n+1} = f(x_n, d, v_g) \quad (5.7)$$

unde x_n este vectorul de state la $t = nT_s$, iar $d = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_N]^T$. Relația (5.7) presupune că perioada de eșantionare este egală cu perioada de comutație. De aceea, modelul poate fi utilizat până la frecvența de comutație. Dezavantajul modelului este obținerea mai dificilă și forma mai complicată a ecuației sistemului decât în cazul modelelor mediate.

În cazul ambelor tipuri de modele, pentru completarea modelului trebuie adăugată și legea de comandă. Aceasta este reprezentată de un set de ecuații din care se obțin factorii de umplere d_i . Forma sa generală este:

$$\begin{cases} G_1(d_1, d_2, \dots, v_g, x) = 0 \\ G_2(d_1, d_2, \dots, v_g, x) = 0 \\ \dots \end{cases} \quad (5.8)$$

5.3. Analiza comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc funcționând în CCM

Comportamentul dinamic al convertoarelor dc-dc depinde de modul de funcționare. La variația factorului de umplere, a inductanței (respectiv a capacității în cazul modului DCVM), a rezistenței de sarcină sau a frecvenței de comutație convertorul poate să-și modifice modul de funcționare.

5.3.1. Coliziunea la limită cauzată de schimbarea modului de funcționare

Un tip special de comportament complex poate apare ca rezultat al schimbării modului de funcționare din conducție neîntreruptă în conducție întreruptă și invers. Acest fenomen este un exemplu de coliziune la limită determinată de o schimbare structurală odată cu modificarea valorii unui parametru dincolo de limita dintre două moduri de funcționare. Utilizând relațiile pentru raportul static de conversie, M , ([134] și tabelul 2.1) se pot reprezenta grafic diferite diagrame de bifurcație corespunzătoare diferiților parametri de bifurcație, ca în Fig. 5.2. Ca exemplu se consideră un convertor buck cu parametrii: $V_g=30V$, $C=2,2\mu F$. Se observă faptul că valoarea tensiunii de ieșire se modifică la trecerea dintr-un mod de funcționare în altul. Fișierul utilizat este prezentat în Anexa A.16.

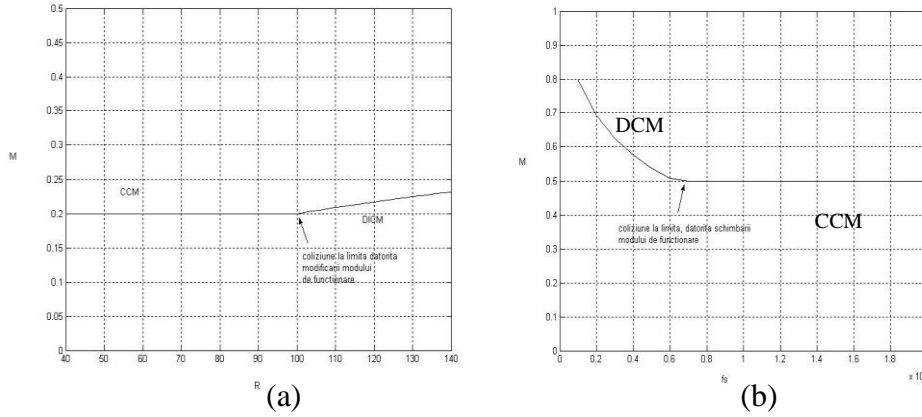


Fig. 5.2. Diagrame de bifurcație arătând coliziunea la limită cauzată de modificarea modului de funcționare, în cazul unui convertor buck: (a) $D=0,2$, $L=4mH$, $f_s=10kHz$; (b) $D=0,5$, $L=4mH$, $R=100\Omega$.

5.3.2. Ecuația discretă în timp

Pentru studiul bifurcațiilor cu dublarea perioadei este necesară utilizarea modelului discret în timp. În conducție neîntreruptă, ecuațiile de stare corespunzătoare celor două stări topologice sunt următoarele:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 x + B_1 v_g, & t_n \leq t < t_n + dT_s \\ \dot{x} &= A_2 x + B_2 v_g, & t_n + dT_s \leq t < t_{n+1} \end{aligned} \quad (5.9)$$

x este vectorul de stare, fiind egal cu $[i_L \ v_c]^T$ în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost și $[i_{L1} \ i_{L2} \ v_{C1} \ v_{C2}]^T$ în cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta, iar d este factorul de umplere.

Conform procedurii general de obținere a soluției ecuațiilor de stare [198], soluția este:

$$x_{n+1} = \Phi_t(d)x_n + \Psi_t(d)v_g(nT_s) \quad (5.10)$$

unde:

$$\begin{aligned} nT_s &= t_n \\ x_n &= x(t_n) \\ \Phi_t(d) &= \Phi_2(d_2 T_s) \Phi_1(d T_s) \\ \Psi_t(d) &= \Phi_2(d_2 T_s) \int_0^{dT_s} \Phi_1(\xi) B_1 d\xi + \int_0^{d_2 T_s} \Phi_2(\xi) B_2 d\xi \\ d_2 &= 1 - d \end{aligned} \quad (5.11)$$

iar $\Phi_k(\xi)$ sunt matricile de tranziție, date de relația:

$$\Phi_k(\xi) = e^{A_k \xi} \cong I + A_k \xi + \frac{1}{2!} A_k^2 \xi^2 + \dots + \frac{1}{n!} A_k^n \xi^n + \dots \quad (5.12)$$

Prin rezolvarea ecuațiilor de stare se obține ecuația discretă în timp (harta iterativă) a convertorului funcționând în modul CCM de forma:

$$x(t_{n+1}) = f(x(t_n), d) \quad (5.13)$$

unde:

$$f(x, d) = \begin{bmatrix} f_{11} & \cdots & f_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{N1} & \cdots & f_{NN} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} g_1 \\ \vdots \\ g_N \end{bmatrix} v_g \quad (5.14)$$

N fiind ordinul convertorului.

Cu condiția să fie obținută precizia dorită, se poate alege numărul de termeni la care se limitează seria de mai sus.

În general T_s/RC este mic, deci relația (5.12) se poate aproxima. Pentru o valoare a T_s/RC mai mică decât 0,8 eroarea datorată aproximării exponențialelor prin dezvoltarea în serie până la termenii de ordin 2 inclusiv este mai mică de 5%. Reținând inclusiv termenii de ordin 2 se obțin expresiile aproximative pentru f și g trecute în Tabelele 5.1. și 5.2.

Tabelul 5.1. Expresiile aproximative ale funcțiilor f și g obținute reținând inclusiv termenii de ordin 2 din dezvoltarea în serie în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost CCM.

	buck	boost	buck-boost
f_{11}	$1 - \frac{T_s^2}{2LC}$	$1 - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$	$1 - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$
f_{12}	$-\frac{T_s}{L} + \frac{T_s^2}{2RLC}$	$-\frac{(1-d)T_s}{L} + \frac{(1-d^2)T_s^2}{2RLC}$	$-\frac{(1-d)T_s}{L} + \frac{(1-d^2)T_s^2}{2RLC}$
f_{21}	$\frac{T_s}{C} - \frac{T_s^2}{2RC^2}$	$\frac{(1-d)T_s}{C} - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2RC^2}$	$\frac{(1-d)T_s}{C} - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2RC^2}$
f_{22}	$1 - \frac{T_s}{RC} - \frac{T_s^2}{2LC} + \frac{T_s^2}{2R^2C^2}$	$1 - \frac{T_s}{RC} - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC} + \frac{T_s^2}{2R^2C^2}$	$1 - \frac{T_s}{RC} - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC} + \frac{T_s^2}{2R^2C^2}$
g_1	$\frac{dT_s}{L}$	$\frac{T_s}{L}$	$\frac{dT_s}{L}$
g_2	$\left(1 - \frac{d}{2}\right) d \frac{T_s^2}{LC}$	$\frac{(1-d^2)T_s^2}{2LC}$	$\frac{d(1-d)T_s^2}{LC}$

Tabelul 5.2. Expresiile aproximative ale funcțiilor f și g obținute reținând inclusiv termenii de ordin 2 din dezvoltarea în serie în cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta CCM.

	Ćuk	SEPIC	Zeta
f_{11}	$1 - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$	$1 - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{LC}$	$1 - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$
f_{12}	$\frac{d(1-d)T_s^2}{LC}$	$-\frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$	$\frac{d(1-d)T_s^2}{LC}$
f_{13}	$-\frac{(1-d)T_s}{L}$	$-\frac{(1-d)T_s}{L}$	$-\frac{(1-d)T_s}{L}$
f_{14}	0	$-\frac{(1-d)T_s}{L} + \frac{(1-d^2)T_s^2}{2RLC}$	0
f_{21}	0	$-\frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$	0
f_{22}	$1 - \frac{(1-d^2)T_s^2}{2LC}$	$1 - \frac{(d^2 - (1-d)^2)T_s^2}{2LC}$	$1 - \frac{(1-d^2)T_s^2}{2LC}$
f_{23}	$\frac{dT_s}{L}$	$\frac{dT_s}{L}$	$\frac{dT_s}{L}$
f_{24}	$-\frac{T_s}{L} + \frac{T_s^2}{2RLC}$	$-\frac{(1-d)T_s}{L} + \frac{(1-d^2)T_s^2}{2RLC}$	$-\frac{T_s}{L} + \frac{T_s^2}{2RLC}$
f_{31}	$\frac{(1-d)T_s}{C}$	$\frac{(1-d)T_s}{C}$	$\frac{(1-d)T_s}{C}$
f_{32}	$-\frac{dT_s}{C}$	$-\frac{dT_s}{C}$	$-\frac{dT_s}{C}$
f_{33}	$1 - \frac{(d^2 + (1-d)^2)T_s^2}{2LC}$	$-\frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$	$1 - \frac{(d^2 + (1-d)^2)T_s^2}{2LC}$
f_{34}	$\frac{d^2 T_s^2}{LC}$	$-\frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$	$\frac{d^2 T_s^2}{LC}$
f_{41}	0	$\frac{(1-d)T_s}{C} - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2RC^2}$	0
f_{42}	$\frac{T_s}{C} - \frac{T_s^2}{2RC^2}$	$\frac{(1-d)T_s}{C} - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2RC^2}$	$\frac{T_s}{C} - \frac{T_s^2}{2RC^2}$
f_{43}	$\left(1 - \frac{d}{2}\right) d \frac{T_s^2}{LC}$	$1 - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC}$	$\left(1 - \frac{d}{2}\right) d \frac{T_s^2}{LC}$

Tabelul 5.2. (continuare) Expresiile aproximative ale funcțiilor f și g obținute reținând inclusiv termenii de ordin 2 din dezvoltarea în serie în cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta CCM.

f_{44}	$1 - \frac{T_s}{RC} - \frac{T_s^2}{2LC} + \frac{T_s^2}{2RC^2}$	$1 - \frac{T_s}{RC} - \frac{(1-d)^2 T_s^2}{2LC} + \frac{T_s^2}{2RC^2}$	$1 - \frac{T_s}{RC} - \frac{T_s^2}{2LC} + \frac{T_s^2}{2RC^2}$
g_1	$\frac{T_s}{L}$	$\frac{T_s}{L}$	$\frac{dT_s}{L}$
g_2	0	0	$\frac{dT_s}{L}$
g_3	$\frac{(1-d^2)T_s^2}{2LC}$	$\frac{(1-d^2)T_s^2}{2LC}$	$\left(1 - \frac{d}{2}\right) d \frac{T_s^2}{LC}$
g_4	0	$\frac{(1-d^2)T_s^2}{2LC}$	$\left(1 - \frac{d}{2}\right) d \frac{T_s^2}{LC}$

Relațiile din tabelele 5.1 și 5.2 au fost obținute cu ajutorul unui program realizat în MATHEMATICA de către autoarea tezei.

Programul este prezentat în Anexa A.17.

Relațiile de mai sus în cazul convertoarelor buck, boost și Ćuk coincid cu cele date în [198], **în cazul celorlalte convertoare rezultatele fiind obținute de autoarea tezei.** Pentru simplificare, în cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta se consideră $L_1 = L_2 = L$. Programul poate fi adaptat pentru includerea pierderilor de conducție. De asemenea, se poate alege precizia dorită în determinarea expresiilor aproximative ale funcțiilor f și g .

De asemenea, autoarea tezei a obținut și expresiile exacte ale funcțiilor f și g în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost, prezentate în Tabelul 5.3. Expresiile au fost obținute în MATLAB, utilizând calculul simbolic.

Tabelul 5.3. Expresiile exacte ale funcțiilor f și g în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost funcționând în conducție neîntreruptă.

Convertor buck	
f_{11}	$e^{-\frac{T_s}{2RC}} \left(\cos \left(\frac{\sqrt{4R^2 LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) + \frac{L}{\sqrt{4R^2 LC - L^2}} \sin \left(\frac{\sqrt{4R^2 LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) \right)$
f_{12}	$-e^{-\frac{T_s}{2RC}} \frac{2RC}{\sqrt{4R^2 LC - L^2}} \sin \left(\frac{\sqrt{4R^2 LC - L^2}}{2RLC} T_s \right)$

Tabelul 5.3. (continuare) Expresiile exacte ale funcțiilor f și g în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost funcționând în conducție neîntreruptă.

f_{21}	$e^{-\frac{T_s}{2RC}} \frac{2RL}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left(\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right)$
f_{22}	$e^{-\frac{T_s}{2RC}} \left(\cos\left(\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) - \frac{L}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left(\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) \right)$
g_1	$\frac{e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}}}{R} \left(\cos\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) + \frac{(L - 2R^2C)}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) \right) -$ $- \frac{e^{-\frac{T_s}{2RC}}}{R} \left(\cos\left(\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) + \frac{(L - 2R^2C)}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left(\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) \right)$
g_2	$\frac{e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}}}{R} \left(\cos\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) + \frac{L}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) \right) -$ $- \frac{e^{-\frac{T_s}{2RC}}}{R} \left(\cos\left(\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) + \frac{L}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left(\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) \right)$
	Convertor boost
f_{11}	$e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}} \left(\cos\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) + \frac{L}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) \right)$
f_{12}	$- e^{-\frac{(1+d)T_s}{2RC}} \frac{2RC}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right)$
f_{21}	$e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}} \frac{2RL}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right)$
f_{22}	$e^{-\frac{(1+d)T_s}{2RC}} \left(\cos\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) - \frac{L}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin\left((1-d)\frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s\right) \right)$

Tabelul 5.3. (continuare) Expresiile exacte ale funcțiilor f și g în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost funcționând în conducție neîntreruptă.

g_1	$1 - e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}} \left(\cos \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) + \frac{L - 2dT_sR}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) \right)$
g_2	$\frac{1}{R} + \frac{e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}}}{R} \left(\frac{dT_sR - L}{L} \cos \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) + \frac{2R^2C - L + dT_sR}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) \right)$
Convertor buck-boost	
f_{11}	$e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}} \left(\cos \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) + \frac{L}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) \right)$
f_{12}	$- e^{-\frac{(1+d)T_s}{2RC}} \frac{2RC}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right)$
f_{21}	$e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}} \frac{2RL}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right)$
f_{22}	$e^{-\frac{(1+d)T_s}{2RC}} \left(\cos \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) - \frac{L}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) \right)$
g_1	$e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}} \left(\frac{dT_s}{L} \cos \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) + \frac{dT_s}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right) \right)$
g_2	$e^{-\frac{(1-d)T_s}{2RC}} \frac{2dT_sR}{\sqrt{4R^2LC - L^2}} \sin \left((1-d) \frac{\sqrt{4R^2LC - L^2}}{2RLC} T_s \right)$

Programele utilizate pentru determinarea expresiilor exacte ale hărților iterative sunt prezentate în Anexa A.18.

Prin dezvoltarea în serie până la ordinul 2 inclusiv a expresiilor exacte pentru f și g din Tabelul 5.3 se obțin aceleași expresii ca cele din Tabelul 5.1.

5.3.3. Convertoare cu comanda în tensiune

1. Convertorul buck

Pentru comanda în tensiune, considerând o reacție cu regulator de tip proporțional, cele două tensiuni care se compară sunt:

$$v_m = A(V_{ref} - v_c) \quad (5.15)$$

și:

$$v_p = V_{min} + V_{PP} \left(\frac{t}{T_s} \bmod 1 \right) \quad (5.16)$$

unde A este câștigul buclei de reacție negativă, V_{ref} este referința cu care se compară tensiunea de ieșire iar V_{min} și V_{PP} sunt valoarea minimă respectiv valoarea vârf la vârf a rampei modulatorului PWM.

Pentru a investiga fenomenele de bifurcație se consideră următorii parametri pentru convertorul buck: $V_g = 15-40V$ (parametrul de bifurcație), $L = 20mH$, $f_s = 2,5kHz$, $R = 22\Omega$, $C = 47\mu F$, $V_{ref} = 12,7V$, $V_{min}=5,8V$, $V_{PP}=4,4V$. Toate fișierele utilizate pentru studiul acestui circuit sunt prezentate în Anexa A.19. Acest circuit a fost studiat în [43], [67], [198], și au fost observate o serie de fenomene de bifurcație, și chiar haos.

Alegând tensiunea de alimentare ca parametru de bifurcație, diagramele de bifurcație pentru curentul inductiv respectiv tensiunea capacitivă, obținute în CASPOC, sunt prezentate în Fig. 5.3 a și b.

Diagramele de bifurcație obținute în MATLAB pe baza relației 5.10 și a datelor din Tabelul 5.3 (relațiile exacte) sunt prezentate în Fig. 5.3, c.

Se observă o bună concordanță între datele obținute teoretic și cele obținute prin simulare.

În CASPOC diagramele de bifurcație au fost obținute reprezentând grafic curentul sau tensiunea în funcție de tensiunea de alimentare (care variază liniar), perioada de eșantionare fiind egală cu perioada de comutație.

Din diagrame se observă prima bifurcație cu dublarea perioadei în jurul valorii 24.5V. Chiar înainte de bifurcație, în jurul valorii de 24V, orbite haotice instabile coexistă cu atractorul periodic, ducând la apariția unui regim tranzitoriu lung până când funcționarea convertorului se stabilizează la o orbită periodică (pe diagrama de bifurcație se observă punctele neregulate dinaintea primei bifurcații).

Când tensiunea de intrare depășește aproximativ 32.5V, funcționarea convertorului devine haotică.

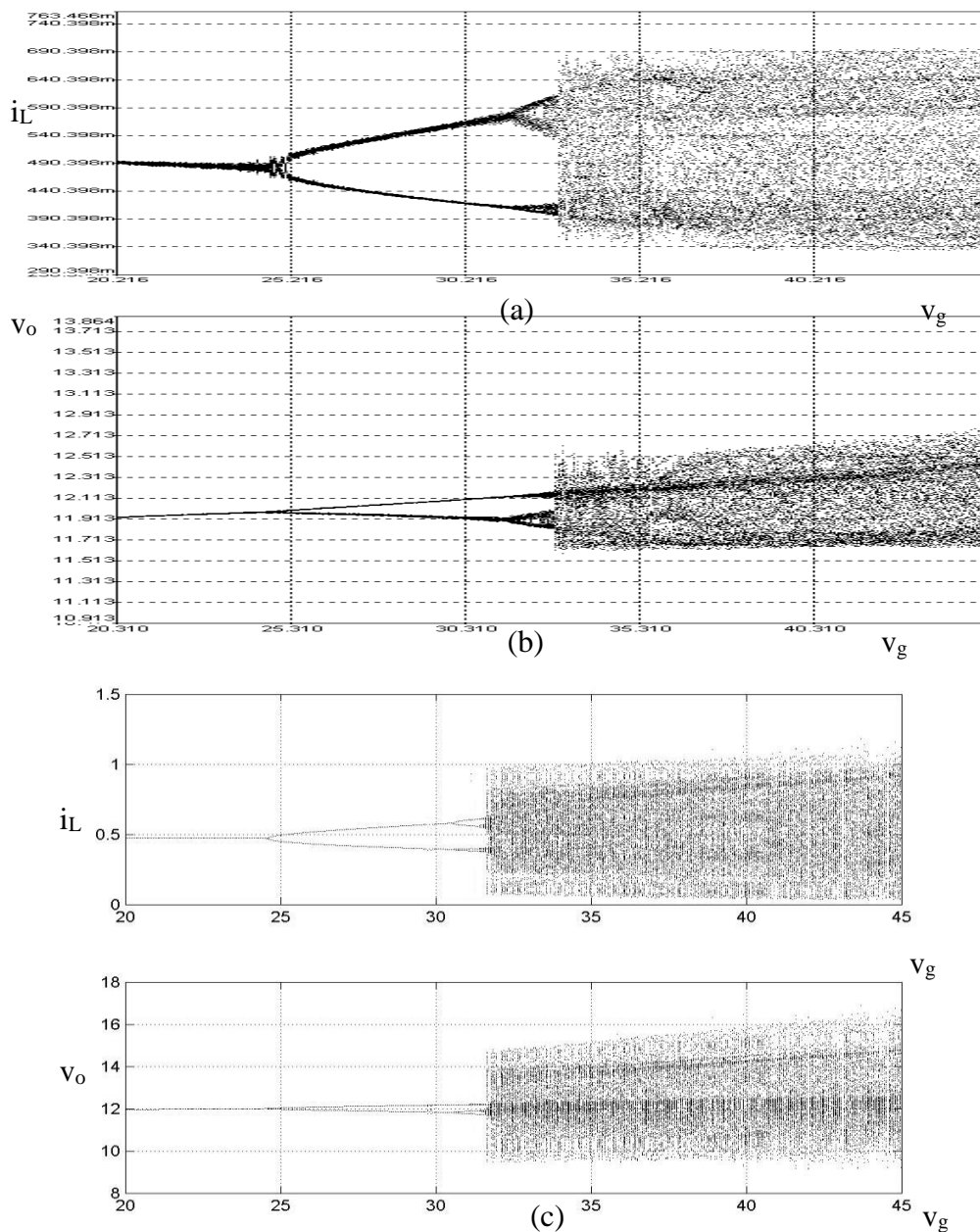


Fig. 5.3. (a) Diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC a convertorului buck, cu comandă în tensiune, funcționând în CCM (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală tensiunea de intrare, având valori între 20V și 45V); (b) diagrama de bifurcație (pe axa verticală este reprezentată tensiunea capacitivă, iar pe axa orizontală tensiunea de intrare, având valori între 20V și 45V); (c) aceleași diagrame de bifurcație obținute în MATLAB.

În această lucrare, studiul acestui circuit este dus mai departe. Menținând tensiunea de intrare ca parametru principal de bifurcație, este ales ca parametru secundar de bifurcație câștigul buclei de reacție. La modificarea valorii acestuia, comportamentul de bifurcație al convertorului se modifică. Diagramele de bifurcație, obținute în urma simulării în CASPOC, pentru $A=5$ sunt prezentate în Fig. 5.4.

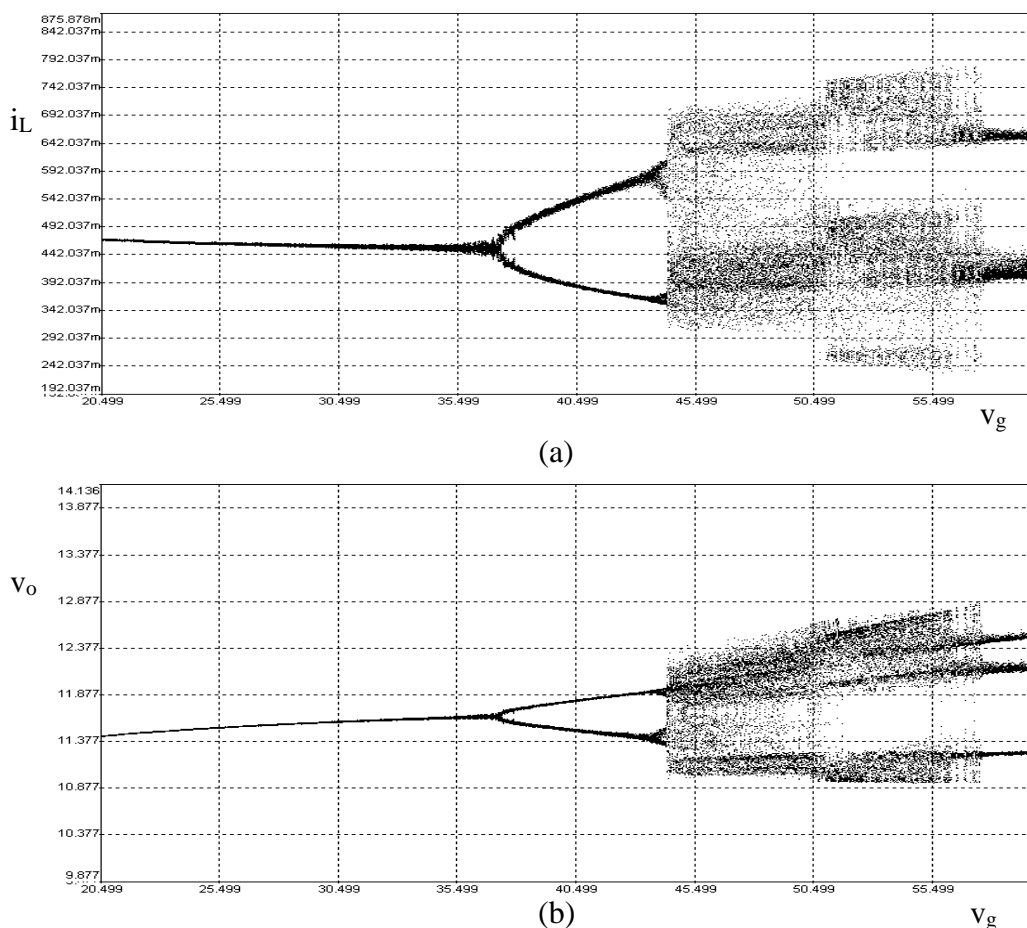


Fig. 5.4. (a) Diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC a convertorului buck, cu comandă în tensiune, funcționând în CCM (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală tensiunea de intrare, având valori între 20V și 60V), cu parametru secundar de bifurcație $A=5$; (b) Diagrama de bifurcație (pe axa verticală este reprezentată tensiunea capacitivă, iar pe axa orizontală tensiunea de intrare, având valori între 20V și 60V).

Se observă că în acest caz prima bifurcație are loc în jurul valorii $V_g=35V$, iar comportamentul haotic se instalează în jurul valorii de 44V, când apar „perioade sărite” (coliziunea la limită de tip C).

Spre deosebire de cazul în care $A=8,4$, începând din apropierea valorii de $57V$ funcționarea convertorului este de perioadă 3.

În Fig. 5.5 sunt prezentate mărimile de la intrarea comparatorului pentru cazurile: $V_g=30V$, $40V$, $47V$, $58V$ iar în Fig. 5.6 portretele de fază corespunzătoare, care confirmă rezultatele obținute cu ajutorul diagramei de bifurcație. În aceste figuri se observă funcționarea cu perioadă 1, cu perioadă 2, haotică și respectiv cu perioadă 3 la creșterea valorii parametrului de bifurcație.

În Fig. 5.7 este prezentată secțiunea Poincaré în cazul $V_g=47V$, obținută prin simulare în CASPOC. Se observă că, deși haotică, structura este restrânsă la o zonă bine delimitată în planul (v,i) .

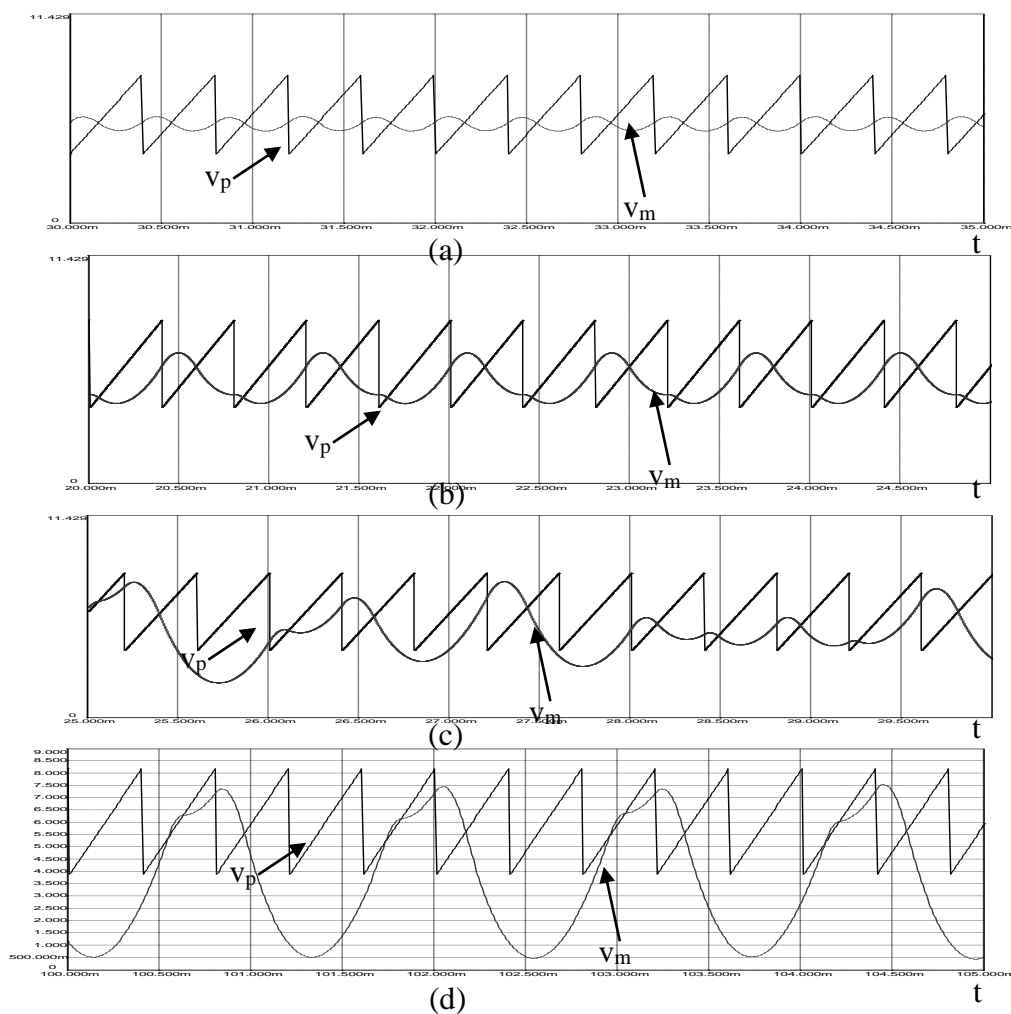


Fig. 5.5. Formele de undă ale tensiunii modulare și a tensiunii rampă: (a)- funcționarea cu perioadă 1 a convertorului buck cu comandă în tensiune ($V_g=30V$); (b)- funcționarea cu perioadă 2 ($V_g=40V$); (c)- funcționarea haotică ($V_g=47V$); (d)- funcționarea cu perioadă 3.

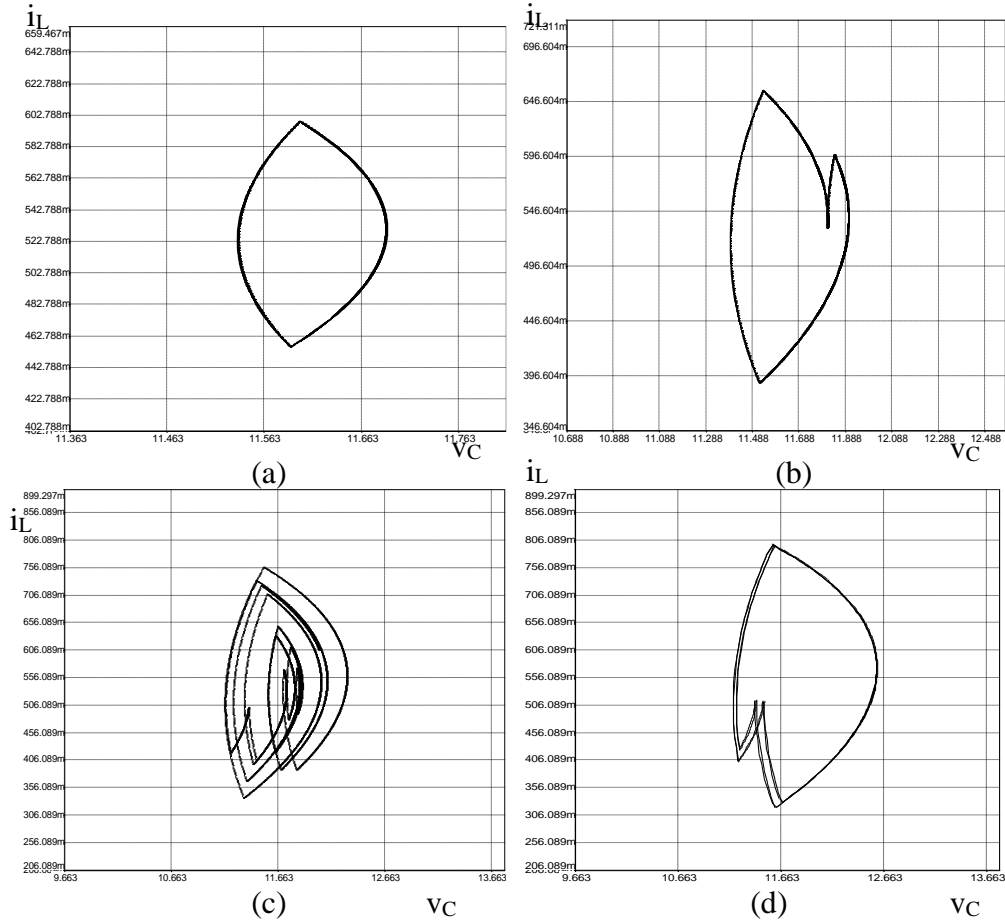


Fig. 5.6. Portretele de fază corespunzătoare formelor de undă din Fig. 5.5.

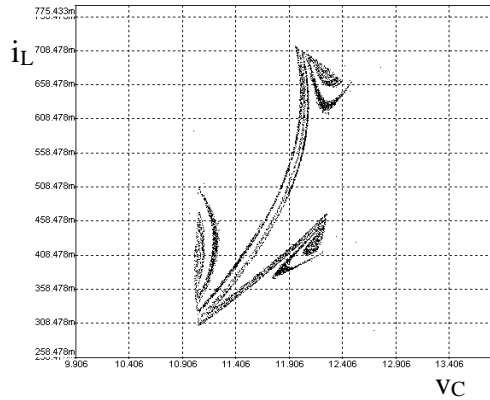


Fig. 5.7. Secțiunea Poincaré, obținută prin simulare în CASPOC, în cazul $V_g=47V$.

Comportamentul de bifurcație se observă și în cazul în care se aleg alți parametri principali de bifurcație. De exemplu, alegând ca parametru de bifurcație amplificarea buclei de tensiune, A , după prima dublare a perioadei, în jurul valorii $A=9$, urmează încă o dublare a perioadei, în jurul valorii $A=12,5$ apoi comportamentul convertorului devine haotic pentru A aproximativ egal cu $15,2$, așa cum se vede în diagramele de bifurcație prezentate în Fig. 5.8. Se observă că în regiunea în care comportamentul este haotic apare o fereastră de perioadă 2, în jurul valorii $A=15$. În Fig. 5.9 sunt prezentate formele de undă de la intrarea comparatorului, pentru valorile A egale cu: 11, 15,1, 14, 15, 17, iar în Fig. 5.10 portretele de fază corespunzătoare.

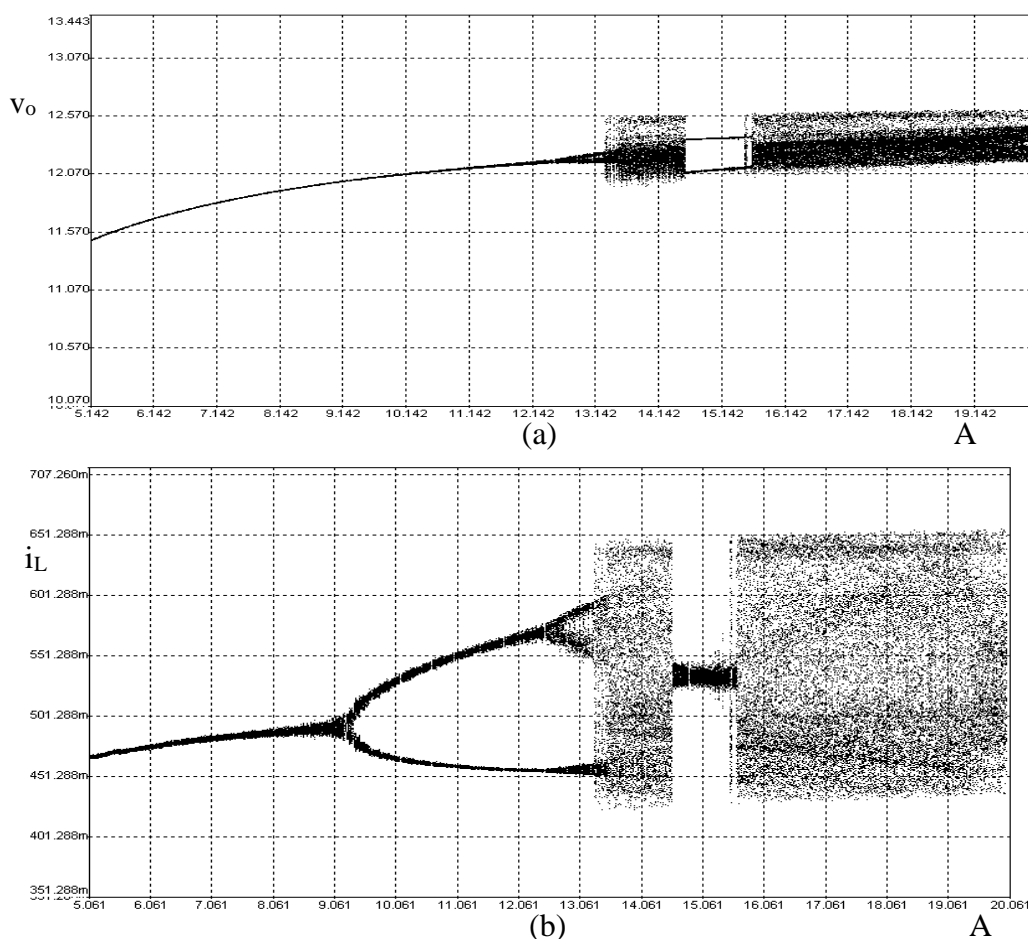


Fig. 5.8. (a) Diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC a convertorului buck, cu comandă în tensiune, funcționând în CCM (pe axa verticală este reprezentată tensiunea capacitivă, iar pe axa orizontală câștigul buclei de tensiune, având valori între 5 și 20); (b) diagrama de bifurcație (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală câștigul buclei de tensiune, având valori între 5 și 20).

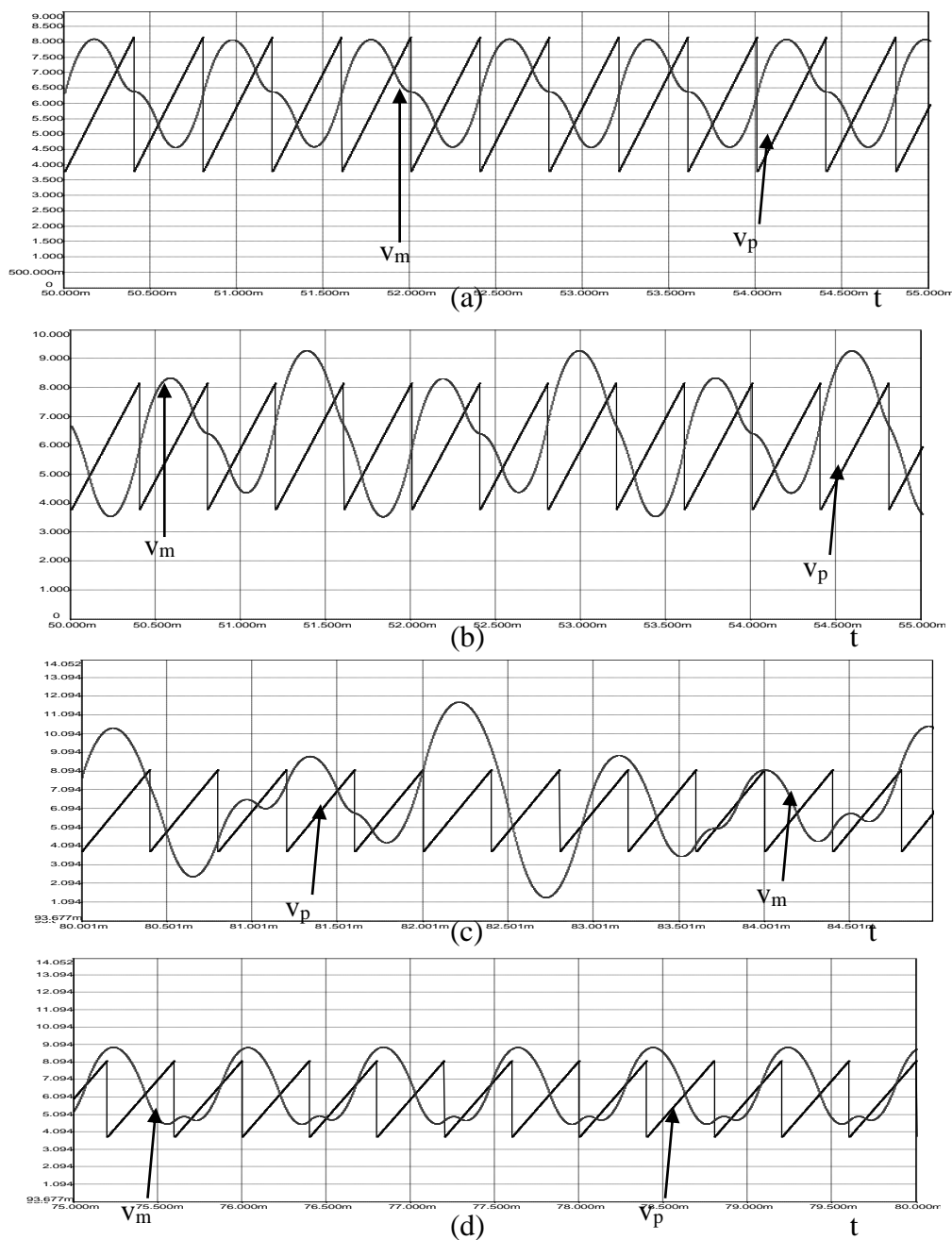


Fig. 5.9. (a)- Funcționarea cu perioadă 2 a convertorului buck cu comandă în tensiune ($A=11$); (b)- funcționarea cu perioadă 4 ($A=15.1$); (c)- funcționarea haotică ($A=14$); (d)- funcționarea cu perioadă 2 ($A=15$).

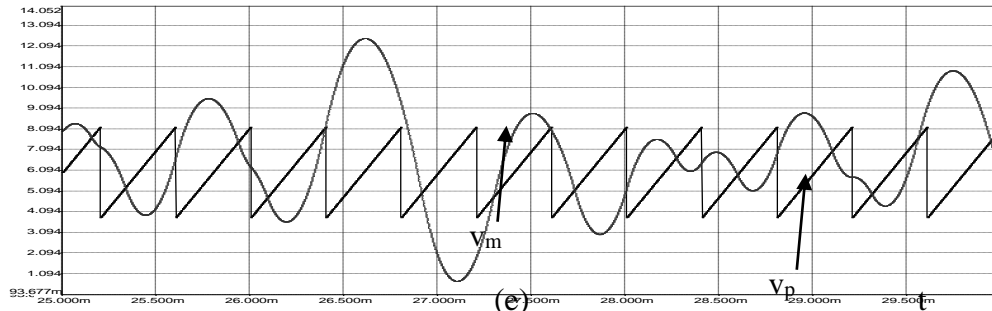


Fig. 5.9. (continuare) (e) funcționarea haotică a convertorului buck cu comandă în tensiune ($A=17$) - formele de undă ale tensiunii modulatorie și a tensiunii rampă.

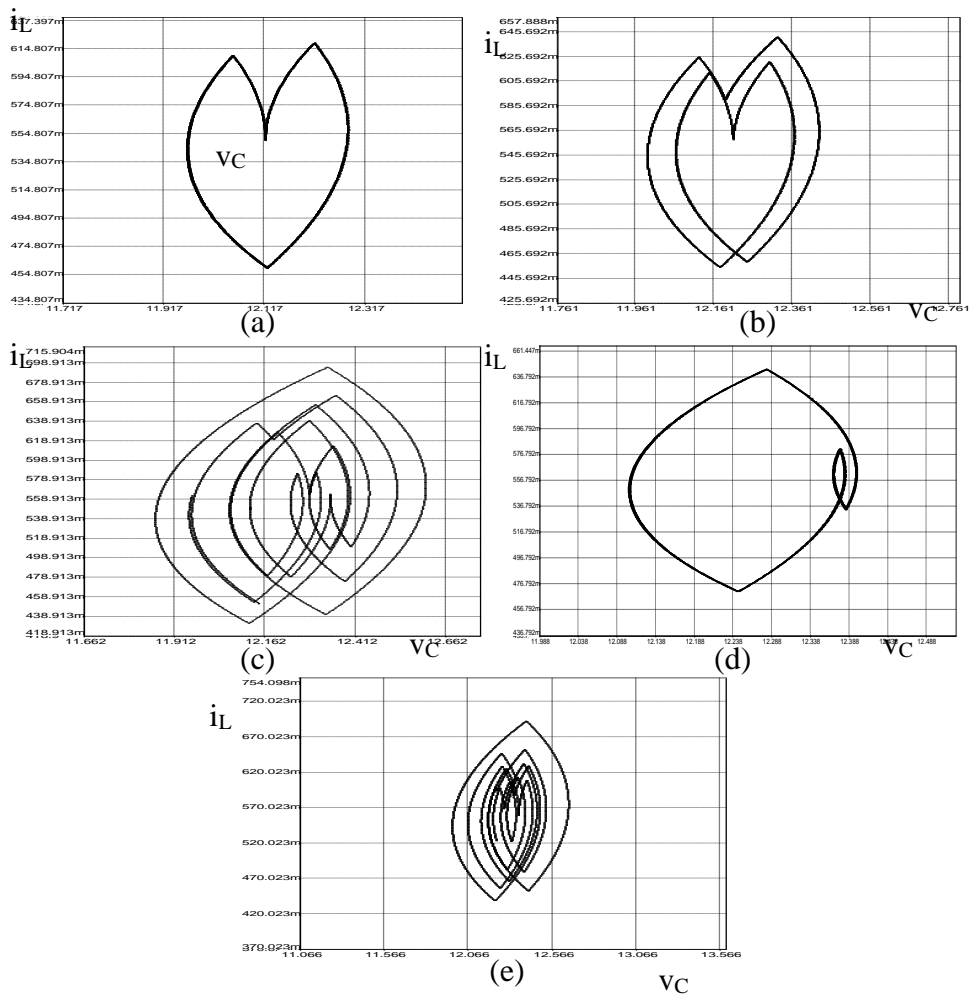


Fig. 5.10. Portretele de fază corespunzătoare formelor de undă din Fig. 5.9.

În Fig. 5.11 este prezentată secțiunea Poincaré în cazul $A=17$, obținută prin simulare în CASPOC. Se observă că, deși haotică, structura este restrânsă la o zonă bine delimitată în planul (v,i) .

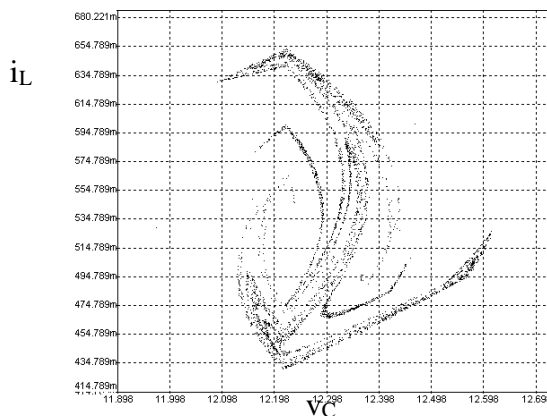


Fig. 5.11. Secțiunea Poincaré, obținută prin simulare în CASPOC, în cazul $A=17$.

Un comportament oarecum diferit a fost observat de către autoare considerând ca parametru de bifurcație referința V_{ref} . Diagramele de bifurcație a tensiunii capacitive (de ieșire) și a curentului prin bobină pentru valori ale referinței cuprinse între 5V și 20V au fost reprezentate în Fig. 5.12. Din diagramele de bifurcație se observă că la creșterea valorii referinței are loc o bifurcație subcritică, perioada înjumătățindu-se până în jurul valorii de 7,5V, când convertorul funcționează cu perioadă 1. La creșterea în continuare a referinței, are loc bifurcația supercritică: dublarea perioadei în jurul valorii 15,2V, comportamentul convertorului devenind haotic pentru V_{ref} aproximativ egal cu 18V.

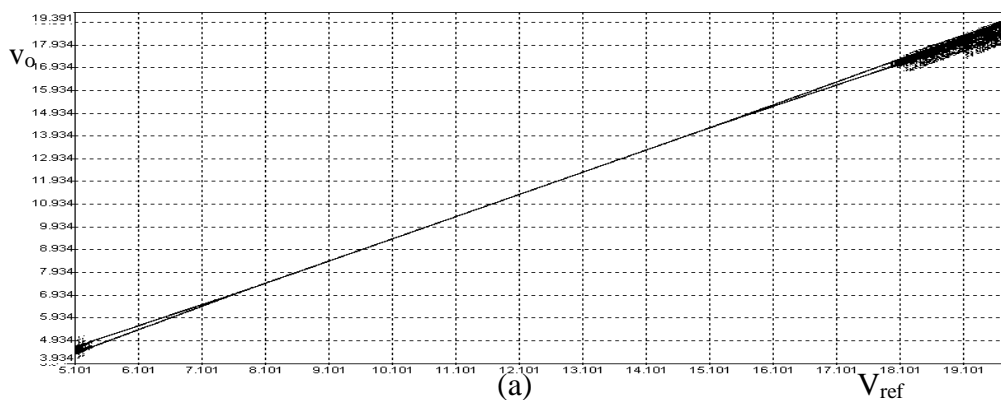


Fig. 5.12. (a) Diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC a convertorului buck, cu comandă în tensiune, funcționând în CCM (pe axa verticală este reprezentată tensiunea capacivă, iar pe axa orizontală referința de tensiune, având valori între 5V și 20V).

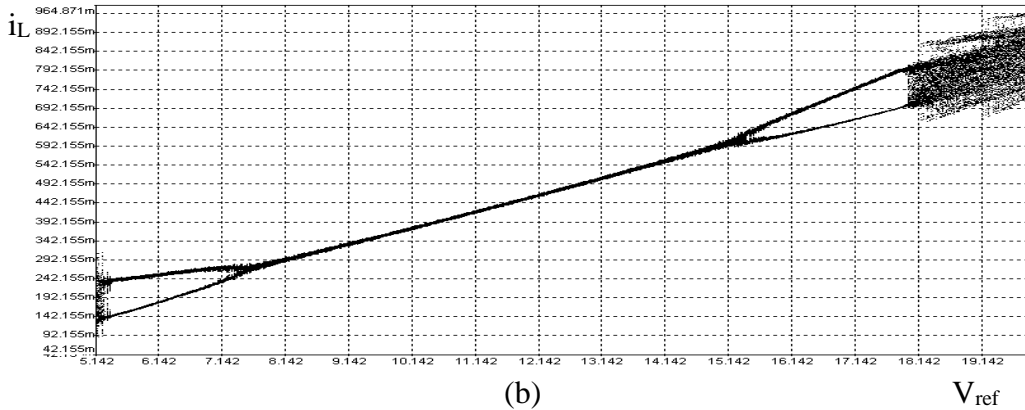


Fig. 5.12. (continuare) (b) diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC a convertorului buck, cu comandă în tensiune, funcționând în CCM (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală referința de tensiune, având valori între 5V și 20V).

În Fig. 5.13 sunt prezentate portretele de fază pentru valorile V_{ref} egale cu: 5,5V, 17V, 19V, iar în Fig. 5.14 formele de undă de la intrarea comparatorului, observându-se funcționarea cu perioadă 2 înainte de a avea loc bifurcația subcritică, funcționarea cu perioadă 2 după bifurcația subcritică și cea supercritică, respectiv funcționarea haotică.

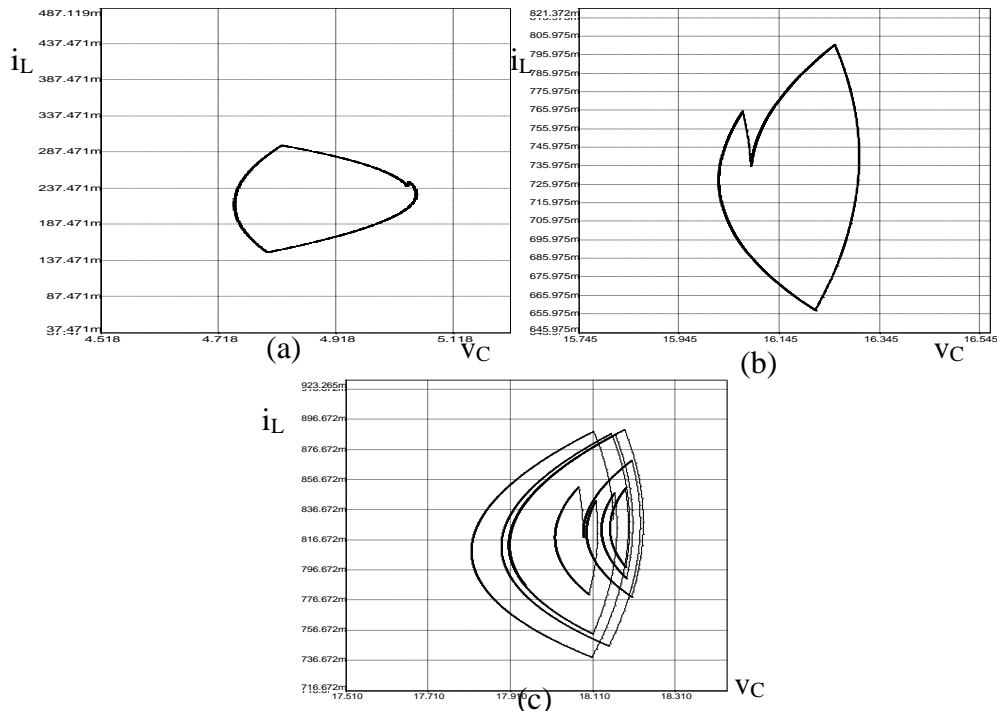


Fig. 5.13. (a)- Funcționarea cu perioadă 2 a convertorului buck cu comandă în tensiune ($V_{ref}=5,5V$); (b)- funcționarea cu perioadă 2 ($A=17$); (c)- funcționarea haotică ($A=19$) - portretele de fază.

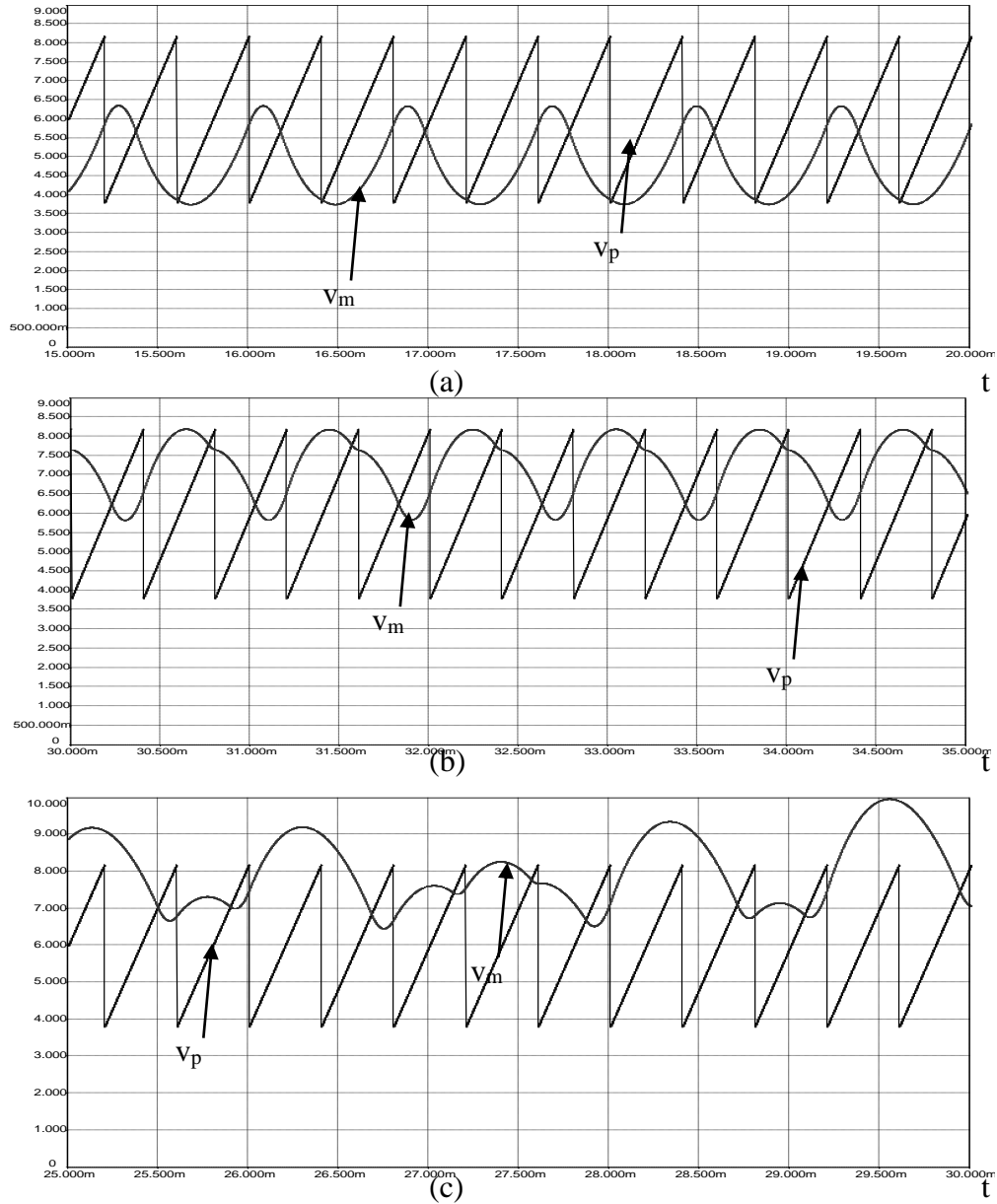


Fig. 5.14. (a)- Funcționarea cu perioadă 2 a convertorului buck cu comandă în tensiune ($V_{ref}=5,5V$); (b)- funcționarea cu perioadă 2 ($A=17$); (c)- funcționarea haotică ($A=19$) - formele de undă ale tensiunii modulatoroare și a tensiunii rampă.

În Fig. 5.15 este prezentată secțiunea Poincaré în cazul $V_{ref}=19$ (comportament haotic), obținută prin simulare în CASPOC. Se observă că, deși haotică, structura este restrânsă la o zonă bine delimitată în planul (v,i).

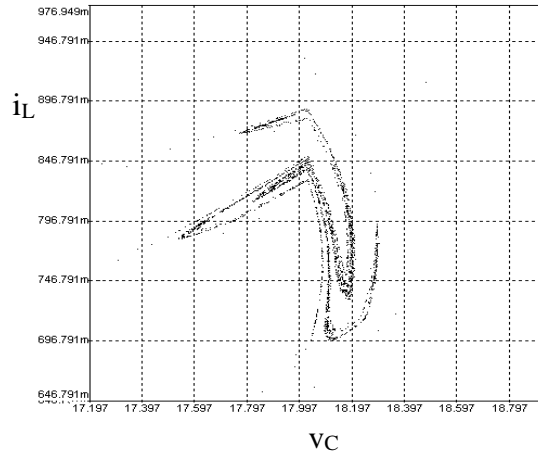


Fig. 5.15. Secțiunea Poincaré în cazul $V_{ref}=19$, obținută prin simulare în CASPOC.

2. Convertorul Ćuk

Autoarea tezei a studiat comportamentul convertorului Ćuk, cu reacție negativă după tensiunea de ieșire, arătând apariția bifurcației Hopf. Legea de comandă este de forma [200]:

$$\Delta d_n = -\kappa \Delta x_n \quad (5.17)$$

unde κ este câștigul buclei de reacție. O formă echivalentă pentru legea de comandă este:

$$d_n = D - \kappa(x_n - X), \quad (5.18)$$

X și D fiind valorile de stare staționară ale variabilelor de stare și respectiv a factorului de umplere.

Sistemul în studiu este reprezentat schematic în Fig. 5.16.

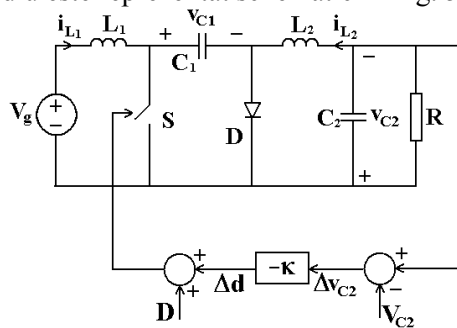


Fig. 5.16. Schema convertorului Ćuk în buclă închisă.

Bifurcația Hopf fiind bifurcație de frecvență joasă, ea poate fi analizată, pentru simplificarea calculului, cu ajutorul modelului mediat în spațiul stărilor. Modelul mediat are forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} - \frac{\langle v_{C1} \rangle_{Ts}}{L_1} (1-d) \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{Ts}}{dt} = -\frac{\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{L_2} + \frac{\langle v_{C1} \rangle_{Ts}}{L_2} d \\ \frac{d\langle v_{C1} \rangle_{Ts}}{dt} = (1-d) \frac{\langle i_{L1} \rangle_{Ts}}{C_1} - d \frac{\langle i_{L2} \rangle_{Ts}}{C_1} \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{Ts}}{C_2} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{RC_2} \end{array} \right. \quad (5.19)$$

Pentru simplificare, se consideră $L_1 = L_2 = L$ și $C_1 = C_2 = C$.

Din relațiile (5.17)-(5.19) se determină ecuațiile ce descriu dinamica sistemului:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{\langle v_{C1} \rangle_{Ts}}{L} (1-D + \kappa(\langle v_{C2} \rangle_{Ts} - V_{C2})) \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{Ts}}{dt} = -\frac{\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{L} + \frac{v_{C1}}{L} (D - \kappa(\langle v_{C2} \rangle_{Ts} - V_{C2})) \\ \frac{d\langle v_{C1} \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{Ts}}{C} (1-D + \kappa(\langle v_{C2} \rangle_{Ts} - V_{C2})) - \frac{\langle i_{L2} \rangle_{Ts}}{C} (D - \kappa(\langle v_{C2} \rangle_{Ts} - V_{C2})) \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{Ts}}{C} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{RC} \end{array} \right. \quad (5.20)$$

Aceste ecuații descriu corect sistemul doar în intervalul $0 < d < 1$. Pentru a completa modelul trebuie inclusă și saturația:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{\langle v_{C1} \rangle_{Ts}}{L} \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{Ts}}{dt} = -\frac{\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{L} \\ \frac{d\langle v_{C1} \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{Ts}}{C} \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{dt} = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{Ts}}{C} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{Ts}}{RC} \end{array} \right. \quad \text{pentru } d \leq 0, \quad (5.21)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{V_g}{L} \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{L} + \frac{\langle v_{C1} \rangle_{T_s}}{L} \\ \frac{d\langle v_{C1} \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{C} \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{C} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{RC} \end{array} \right. \text{ pentru } d \geq 1 \quad (5.22)$$

Starea staționară se determină prin anularea derivatelor din relația (5.20), rezultând:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{L1} = \frac{V_g}{R} \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \\ I_{L2} = \frac{V_g}{R} \frac{D}{1-D} \\ V_{C1} = \frac{V_g}{1-D} \\ V_{C2} = V_g \frac{D}{1-D} = I_{L2} R \end{array} \right. \quad (5.23)$$

Jacobianul sistemului este dat de relația:

$$J(X) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L} & -\frac{\kappa V_g}{L(1-D)} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L} & -\frac{1}{L} \frac{\kappa V_g}{L(1-D)} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{D}{C} & 0 & \frac{\kappa V_g D}{CR(1-D)^2} \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Valorile proprii ale Jacobianului sistemului se determină din ecuația caracteristică (5.2), care, utilizând relația (5.24) devine:

$$\begin{aligned} \lambda^4 + \frac{1}{CR} \lambda^3 + \left[\frac{2(1-D)}{CL} + \frac{\kappa V_g}{CL(1-D)} \right] \lambda^2 + \left[\frac{1-2D}{C^2 LR} + \frac{D^2 \kappa V_g}{C^2 LR(1-D)^2} \right] \lambda + \\ + \frac{(1-D)^2 + \kappa V_g (1-2D)}{C^2 L^2} = 0 \end{aligned} \quad (5.25)$$

După ce se determină valorile proprii λ ale Jacobianului în stare staționară, se urmărește dacă acestea verifică condiția ca semnul părții reale a oricărei perechi de valori proprii complex-conjugate să depindă de valorile parametrilor de bifurcație, deci pentru aceste valori proprii trebuie să se verifice relațiile [2]:

$$\operatorname{Re}(\lambda)\Big|_{\kappa=\kappa_c} = 0 \quad (5.26)$$

$$\operatorname{Im}(\lambda)\Big|_{\kappa=\kappa_c} \neq 0 \quad (5.27)$$

$$\frac{d}{d\kappa} \operatorname{Re}(\lambda)\Big|_{\kappa=\kappa_c} \neq 0 \quad (5.28)$$

unde κ_c este valoarea critică a lui κ la care apare bifurcația Hopf.

Se consideră următorii parametri de circuit: $L=40\text{mH}$, $C=47\mu\text{F}$, $R=10\Omega$, $V_g=10\text{V}$, $D=0,2$, $f_s=5\text{kHz}$.

Valorile proprii ale Jacobianului au fost determinate utilizând programul MATHEMATICA.

Pentru diferite valori ale câștigului buclei de reacție au fost determinate valorile proprii ale Jacobianului. Acestea sunt prezentate în Tabelul 5.4.

Se observă că două valori proprii sunt reale negative, iar celelalte două verifică relațiile (5.26)-(5.28).

Circuitul a fost simulat în CASPOC.

Pentru obținerea reprezentărilor grafice tridimensionale rezultatele obținute prin simulare au fost exportate în MATLAB. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.20.

Tabelul 5.4.

κ	Multiplicatorii caracteristici			Observații
0,01	-1795,21;	-340,904;	-4,227±568,86i	Funcționare stabilă
0,015	-1775,82;	-358,478;	-2,319±596,92i	Funcționare stabilă
0,02	-1751,81;	-376,618;	-0,385±570,893i	Funcționare stabilă
0,0209	-1747,78;	-379,948;	-0,03±571,059i	Funcționare stabilă
0,02098	-1747,42;	-380,245;	-0,0034±571,073i	Funcționare stabilă
0,02099	-1747,38;	-380,282;	0,0004±571,057i	Funcționare instabilă
0,021	-1747,33;	-380,319;	0,0043±571,8i	Funcționare instabilă

În urma simulării circuitului se pot trage următoarele concluzii:

- la valori mici ale lui κ traiectoria tinde în spirală către orbita de perioadă 1, corespunzătoare unui punct fix în modelul mediat. În Fig. 5.17 sunt reprezentate traiectoria și forma de undă a v_{C1} ;
- la creșterea valorii lui κ orbita de perioadă 1 devine instabilă, traiectoria stabilindu-se la un ciclu limită (Fig. 5.18);
- pentru valori și mai mari ale lui κ orbita devine cvasiperiodică (Fig. 5.19), și chiar haotică.

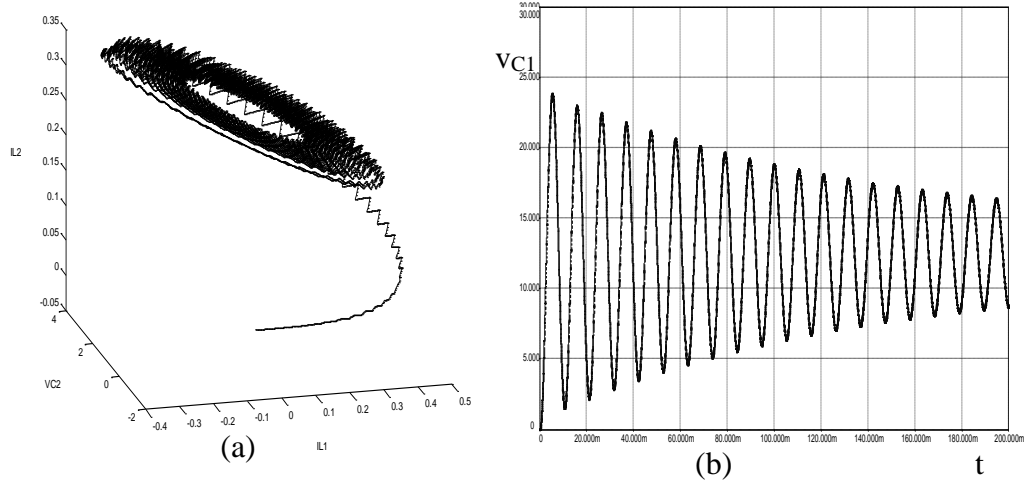


Fig. 5.17. (a) Traectoria în cazul funcționării stabile cu perioadă 1 ($\kappa=0,01$); (b) forma de undă a tensiunii v_{C1} .

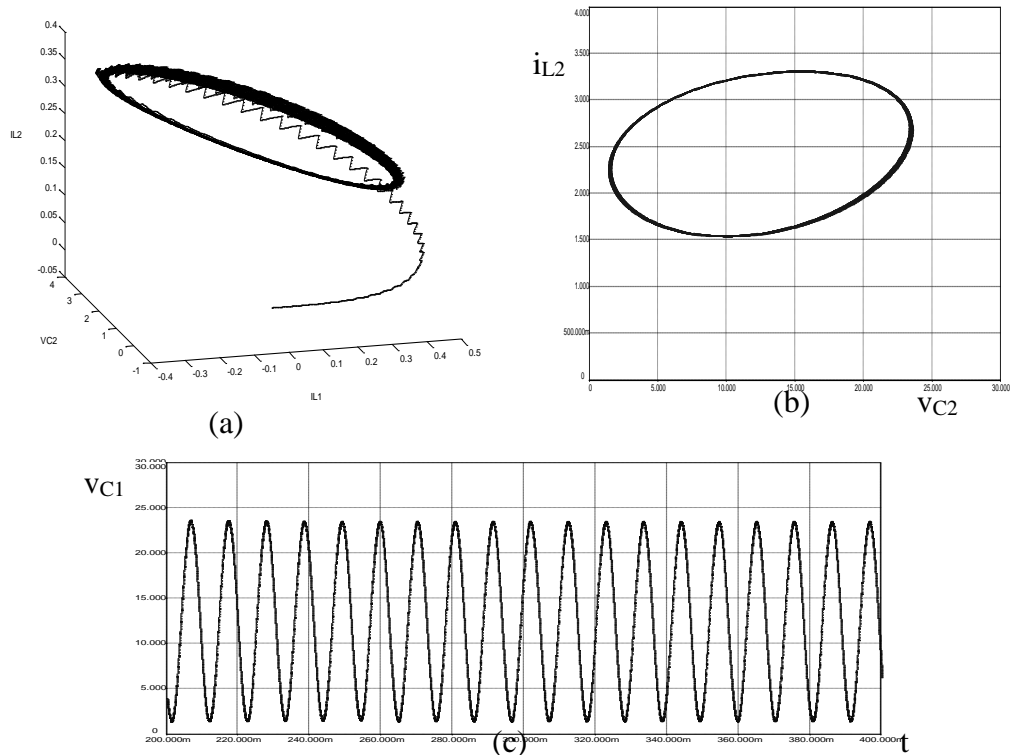


Fig. 5.18. (a) Traectoria în cazul apariției ciclului limită ($\kappa=0,022$); (b) ciclul limită; (c) forma de undă a tensiunii v_{C1} .

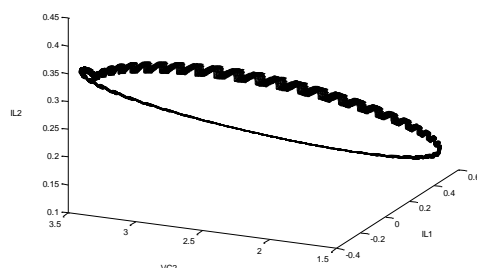


Fig. 5.19. Traiectoria în cazul funcționării haotice ($\kappa=0.04$)

Diagrama de bifurcație a curentului i_{L1} , obținută prin simulare în CASPOC, este reprezentată în Fig. 5.20. Diagrama de bifurcație este tipică pentru bifurcația Hopf.

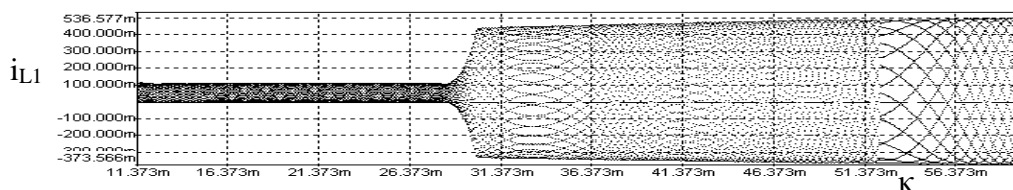


Fig. 5.20. Diagrama de bifurcație cu κ ca parametru de bifurcație.

5.3.4. Convertoare dc-dc cu comandă în curent

Convertoarele cu comandă în curent, funcționând cu frecvență de comutație constantă, își pierd în general stabilitatea prin bifurcația cu dublarea perioadei.

Legea de comandă în cazul comenzii în curent se obține din forma de undă a curentului inductiv în prima stare topologică (când tranzistorul conduce):

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{i_{ref} - i_{Ln}}{d_n T_s} = v_{L,on} \quad (5.29)$$

unde i_{ref} este referința de curent, iar $v_{L,on}$ este tensiunea pe bobină în prima stare topologică. Din relația (5.29) se obține valoarea factorului de umplere:

$$d_n = \frac{i_{ref} - i_{Ln}}{\frac{v_{L,on}}{L} T_s} \quad (5.30)$$

În continuare se trec în revistă rezultatele pentru convertoarele boost, buck și Ćuk, insistându-se pe convertorul buck-boost.

1. Convertorul boost

În cazul convertorului boost, legea de comandă devine:

$$d_n = \frac{i_{ref} - i_{Ln}}{\frac{V_g}{L} T_s} \quad (5.31)$$

Pentru a investiga fenomenele de bifurcație se consideră următorii parametrii pentru convertorul boost: $V_g = 5V$, $L = 1,5mH$, $f_s = 10kHz$, $R = 40\Omega$. Toate fișierele utilizate pentru studiul acestui circuit sunt prezentate în Anexa A.21. Acest circuit a fost studiat în [20], [129], [198]. Ca parametru primar de bifurcație se consideră referința de curent, i_{ref} , iar ca parametru secundar de bifurcație, care poate modifica modul în care comportamentul sistemului trece de la funcționarea cu perioadă 1 la haos, se consideră parametrul:

$$\gamma = \frac{T_s}{RC} \quad (5.32)$$

Alegând valoarea $\gamma=0,125$, după prima dublare a perioadei, sistemul trece prin funcționarea cu perioadă 2, funcționarea cvasiperiodică cu perioadă 4, ajungând la funcționare haotică. În Fig. 5.21, a, este prezentată diagrama de bifurcație obținută în CASPOC, iar în Fig. 5.21, b, diagrama de bifurcație obținută teoretic (în MATLAB), utilizând formulele exacte din Tabelul 5.3. Se observă o concordanță foarte bună a celor două diagrame de bifurcație. **În urma simulării se obține valoarea de 0,54A a referinței de curent la care are loc prima bifurcație cu dublarea perioadei și 0,65A valoarea corespunzătoare celei de a doua bifurcații, aceleași valori fiind obținute de către autoarea tezei utilizând formulele exacte pentru harta iterativă, în timp ce utilizând formulele aproximative cele două valori obținute sunt de 0,57A, respectiv 0,62A (erorile de calcul fiind de 5,5% și respectiv 4,6%).**

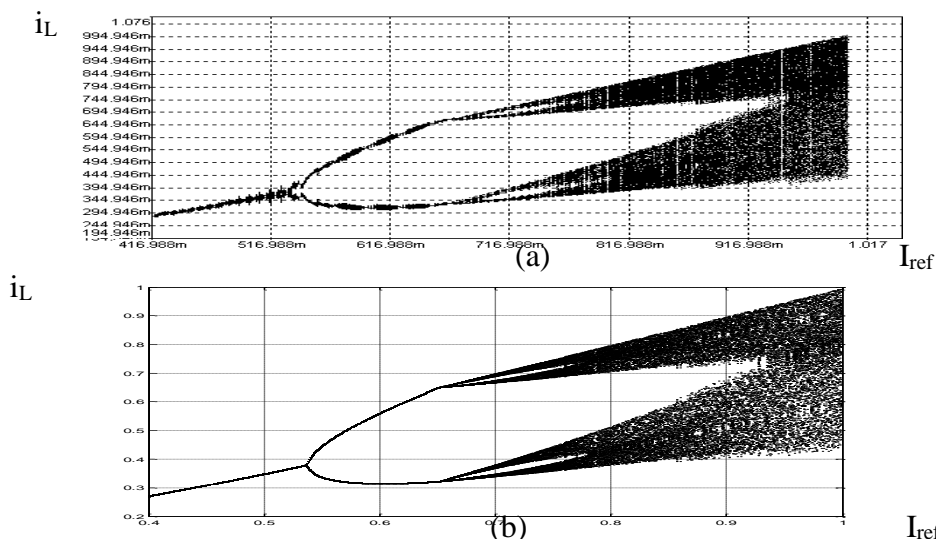


Fig. 5.21. (a) Diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC a convertorului boost, cu comandă în curent, funcționând în CCM (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală referința de curent, având valori între 0.4A și 1A), pentru $\gamma=0,125$; (b) diagrama de bifurcație obținută în MATLAB.

La modificarea valorii parametrului de bifurcație secundar, din diagrama de bifurcație prezentată în Fig. 5.22 se observă modificarea comportamentului de bifurcație față de cazul reprezentat în Fig. 5.217. În acest caz, mărind o porțiune din Fig. 5.22 b, se observă o bifurcație șa-nod (Fig. 5.22 c).

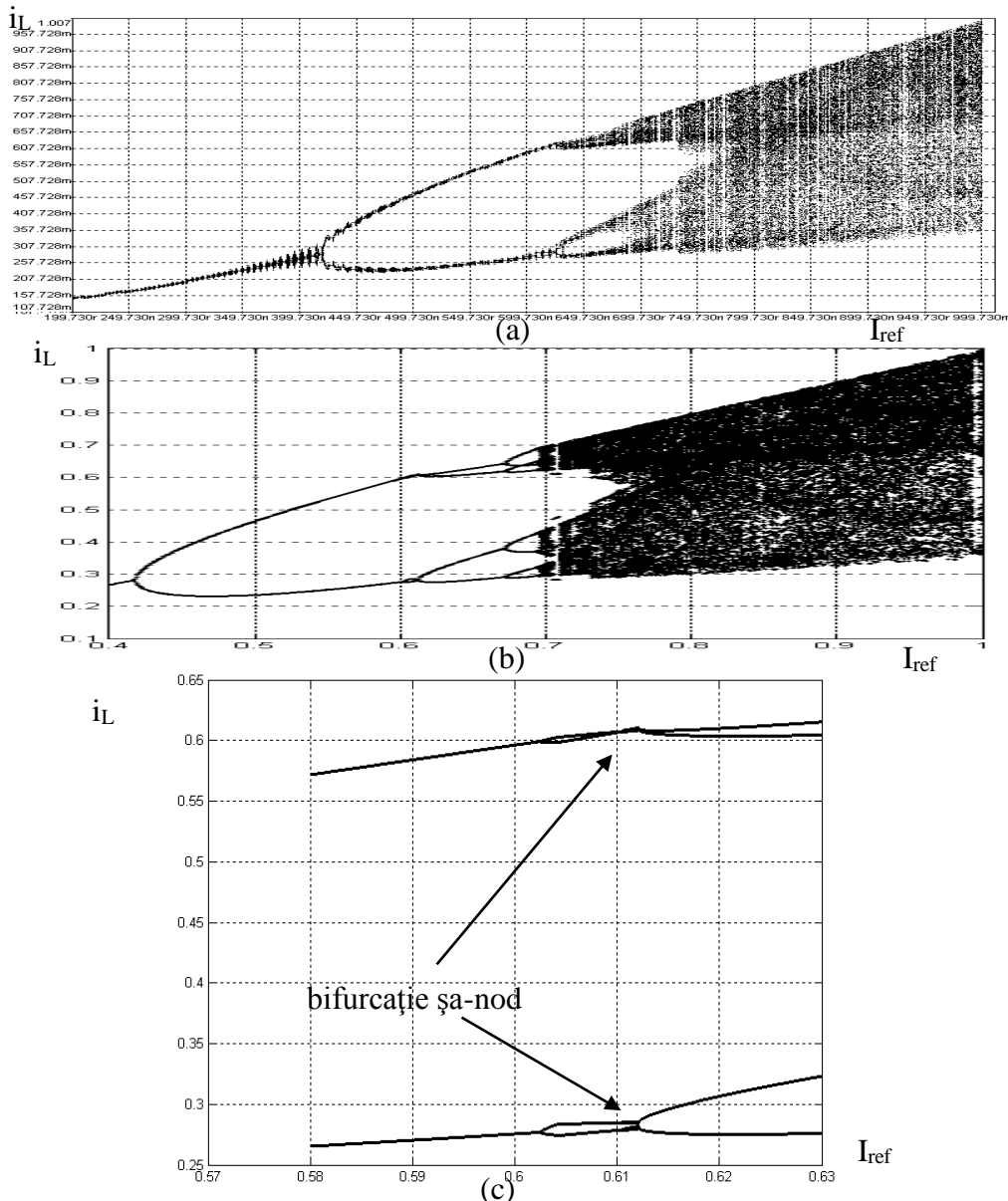


Fig. 5.22. (a) Diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC a convertorului boost, cu comandă în curent, funcționând în CCM (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală referința de curent, având valori între 0.4A și 1A), pentru $\gamma=0,48$; (b) diagrama de bifurcație obținută în MATLAB; (c) diagrama de bifurcație obținută în MATLAB - detaliu.

Se observă o concordanță foarte bună a celor două diagrame de bifurcație. În urma simulării se obține valoarea de $0,42A$ a referinței de curent la care are loc prima bifurcație cu dublarea perioadei și $0,62A$ valoarea corespunzătoare celei de a doua bifurcații, valorile obținute de către autoarea tezei utilizând formulele exacte pentru harta iterativă fiind de $0,42A$ (identică cu valoarea obținută prin simulare) și respectiv $0,612A$ (eroare $1,2\%$ față de simulare), în timp ce utilizând formulele aproximative cele două valori obținute sunt de $0,13A$, respectiv $0,44A$ (erorile de calcul fiind de 69% și respectiv 29%).

Comportamentul de bifurcație se poate observa și din reprezentarea grafică din Fig. 5.23 a celui mai mare exponent Lyapunov obținută în MATLAB cu ajutorul unui program realizat de autoarea tezei pe baza definiției exponentului Lyapunov. Dacă acesta este pozitiv, comportamentul convertorului este haotic.

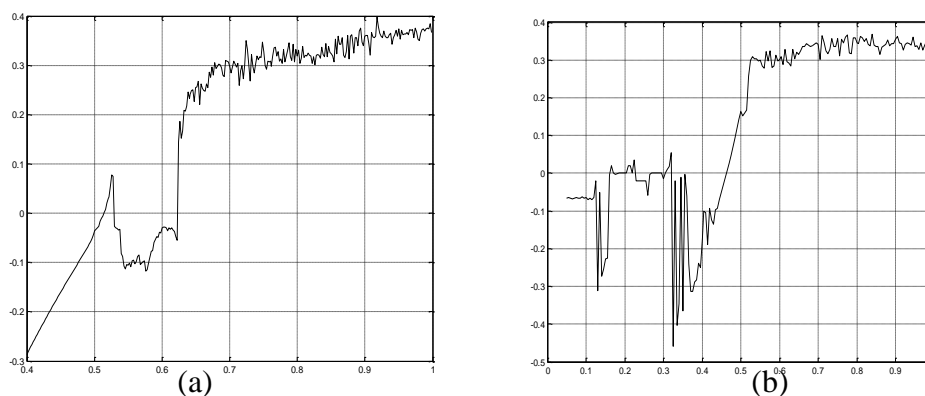


Fig. 5.23. Cel mai mare exponent Lyapunov, în funcție de referința de curent, i_{ref} : (a) $\gamma=0,125$, (b) $\gamma=0,48$.

În general este necesară stabilizarea tensiunii de ieșire la o valoare dorită, ceea ce impune utilizarea unei bucle de tensiune. În acest caz, referința de curent este controlată depinde de tensiunea de ieșire după legea:

$$i_{ref} = I_{ref} - \kappa \left[v_{Cn} e^{-\frac{d_n T_s}{CR}} - V_{ref} \right] \quad (5.33)$$

unde κ este câștigul buclei de tensiune, și poate fi ales ca parametru principal de bifurcație [20]. V_{ref} este referința de tensiune în stare staționară, iar I_{ref} este referința de curent în stare staționară, care poate fi aleasă ca parametru secundar de bifurcație. Considerând $d_n T_s \ll CR$, exponențiala din relația (5.33) poate fi dezvoltată în serie. Reținând inclusiv termenii de ordinul 2, se obține:

$$e^{-\frac{d_n T_s}{CR}} \approx 1 - \frac{d_n T_s}{CR} + \frac{d_n^2 T_s^2}{2C^2 R^2} \quad (5.34)$$

Din forma de undă a curentului prin bobină (Fig. 5.24) rezultă:

$$i_{ref} = \frac{V_g}{L} d_n T_s + i_{Ln} \quad (5.35)$$

Legea de comandă se obține din relațiile (5.33)-(5.35).

Și în acest caz, se manifestă fenomenele de bifurcație, ca și în cazul absenței buclei de reacție negativă după tensiunea de ieșire, comportamentul convertorului trecând de la funcționare cu perioadă 1, la funcționare cu perioadă 2, ajungând la funcționare haotică la modificarea parametrului de bifurcație considerat (amplificarea buclei de tensiune).

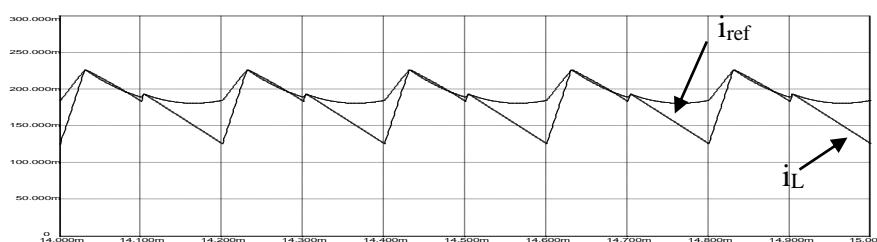


Fig. 5.24. Forma de undă a curentului inductiv în prezența buclei de control a tensiunii.

2. Convertorul buck

În cazul convertorului buck, luând în considerare reacția negativă după tensiunea de ieșire, legea de comandă devine [19]:

$$d_n = \frac{i_{ref} - i_{Ln}}{\frac{V_g - v_{Cn}}{L} T_s} \quad (5.36)$$

unde:

$$i_{ref}(t) = I_{ref} - \kappa(v_{Cn} - V_{ref}) \quad (5.37)$$

Comportamentul complex al convertorului buck cu comandă în curent a fost studiat în [19], observându-se trecerea de la funcționare cu perioadă 1 la funcționarea cu perioadă 2, la funcționarea cvasiperiodică cu perioadă 4, și în cele din urmă la haos.

3. Convertorul Ćuk

Comportamentul complex al convertorului Ćuk cu comandă în curent a fost studiat teoretic în [208], observându-se trecerea de la funcționare cu perioadă 1 la funcționarea cu perioadă 2, apoi la funcționarea cvasiperiodică cu perioadă 4, și în cele din urmă la haos, ca și în cazul convertoarelor buck și boost. Rezultatele obținute au fost confirmate experimental în [212].

4. Convertorul buck-boost

În această lucrare autoarea tezei a studiat comportamentul complex al convertorului buck-boost cu comandă în curent. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.22.

Pentru a investiga fenomenele de bifurcație se consideră următorii parametrii pentru convertorul buck-boost: $V_g = 12V$, $L = 1,1mH$, $R_L = 0,47 \Omega$, $f_s = 20kHz$, $R = 50\Omega$, $C = 4,4\mu F$.

În Fig. 5.25 sunt prezentate: forma de undă a curentului inductiv, portretul de fază și spectrul curentului inductiv în cazul funcționării cu perioadă 1. Din figură se poate observa funcționarea stabilă și periodică a convertorului. Acest mod de funcționare este posibil atunci când parametrul de bifurcație i_{ref} are valori mici.

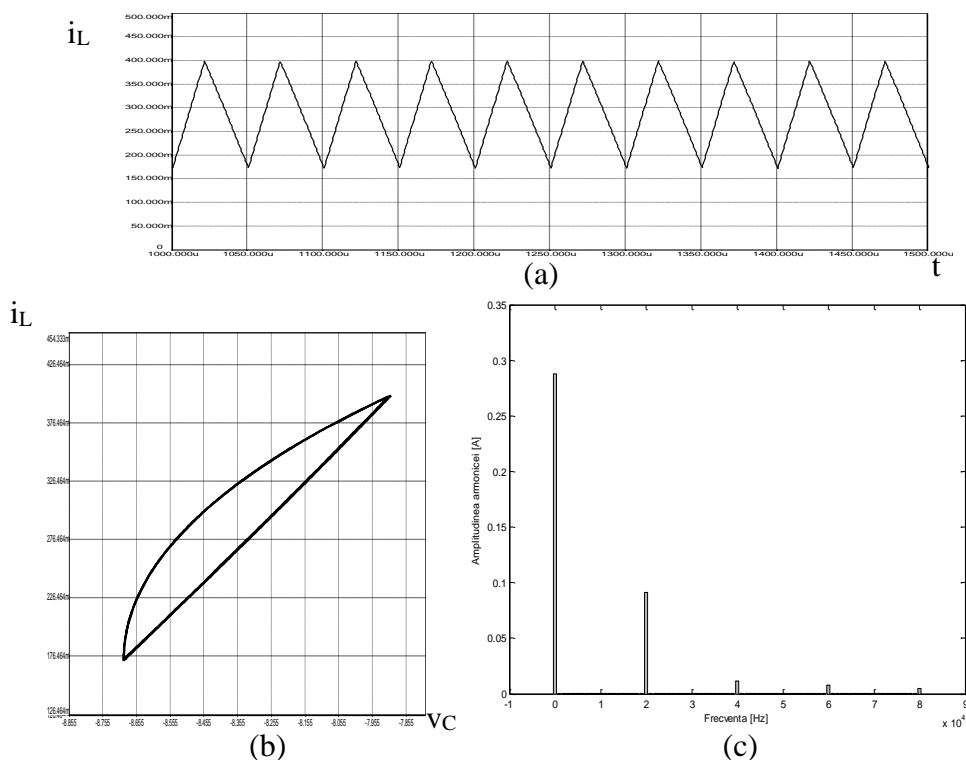


Fig. 5.25. Funcționarea cu perioadă 1 ($i_{ref} = 0,4A$). (a) forma de undă a curentului prin bobină, (b) portretul de fază, (c) spectrul curentului prin bobină.

Atunci când i_{ref} crește modul în care funcționează convertorul se poate schimba.

Astfel, în Fig. 5.26 sunt prezentate: forma de undă a curentului inductiv, portretul de fază și spectrul curentului inductiv în cazul funcționării subarmonice cu perioadă 2. În spectru se observă că amplitudinea armonicii cu frecvența egală cu jumătate din frecvența de comutație este mai mare decât a armonicii cu frecvența de comutație. Deși subarmonic, acest mod de funcționare este totuși periodic și stabil.

În Fig. 5.27 (a) este prezentată forma de undă în cazul funcționării cvasiperiodice. Portretul de fază corespunzător este prezentat în Fig. 5.27 (b).

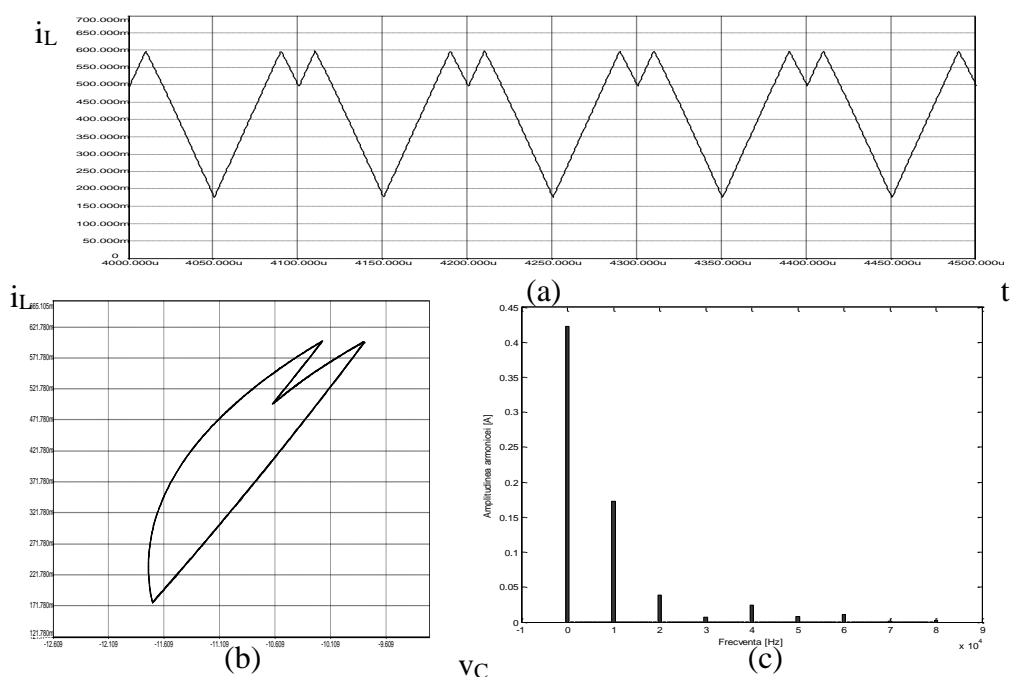


Fig. 5.26. Funcționarea subarmonică, cu perioadă 2 ($i_{ref} = 0.6A$). (a) forma de undă a curentului prin bobină, (b) portretul de fază, (c) spectrul curentului prin bobină.

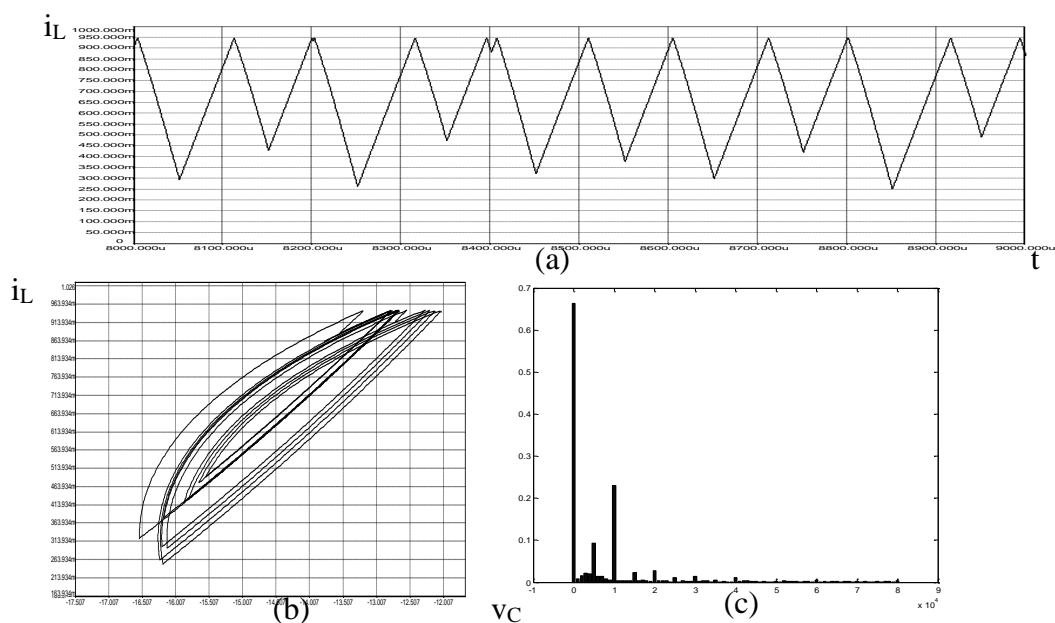


Fig. 5.27. Funcționarea quasiperiodică ($i_{ref} = 0.95A$). (a) forma de undă a curentului prin bobină, (b) portretul de fază, (c) spectrul curentului prin bobină.

Datorită naturii sale neperiodice, acest mod de funcționare determină apariția de zgomote, chiar și la frecvențe joase (după cum se observă din spectrul curentului, Fig. 5.27, c), și în practică este de dorit să fie evitat.

Forma de undă a curentului prin bobină, portretul de fază și spectrul curentului inductiv în cazul funcționării haotice sunt prezentate în Fig. 5.28. Acest mod de funcționare este complet evitat în practică în cazul surselor de putere în comutație.

Funcționarea haotică în cazul $i_{ref} = 1,3A$ se poate observa și din forma neregulată a secțiunii Poincaré (Fig. 5.29), obținută prin simulare în CASPOC.

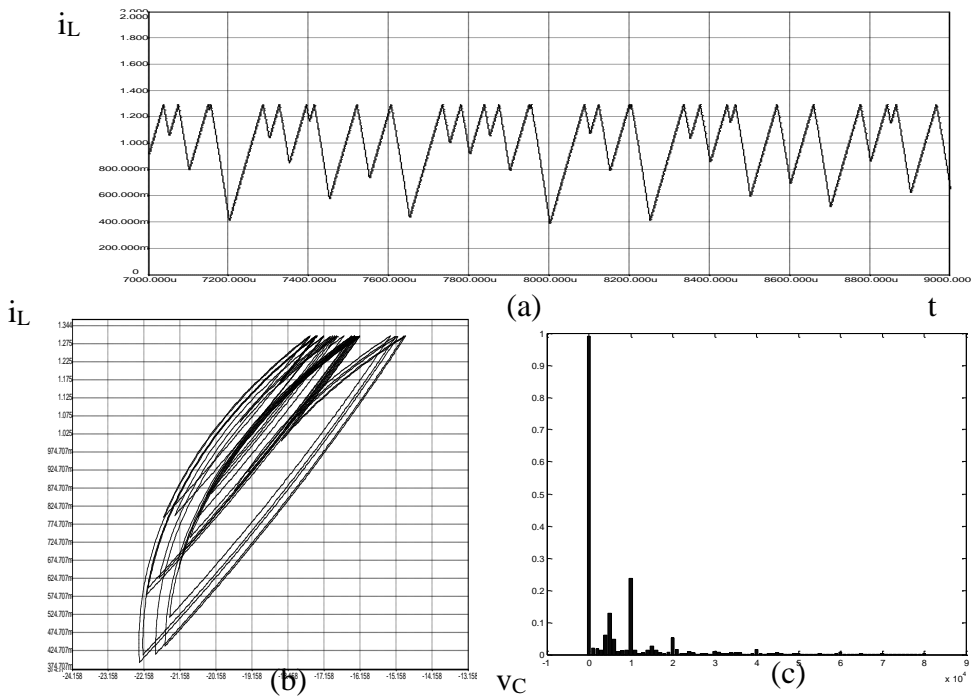


Fig. 5.28. Funcționarea haotică ($i_{ref} = 1,3A$): (a) forma de undă a curentului prin bobină, (b) portretul de fază, (c) spectrul curentului prin bobină.

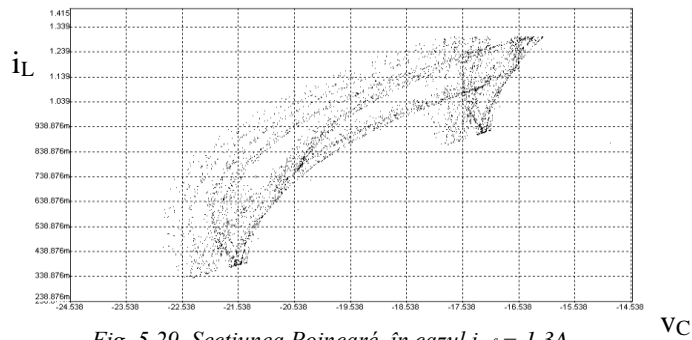


Fig. 5.29. Secțiunea Poincaré, în cazul $i_{ref} = 1,3A$.

Utilizând un program realizat în MATHEMATICA de către autoarea tezei, au fost determinate expresiile analitice aproximative ale funcțiilor f și g care intervin în hărțile iterative (relațiile 5.13 și 5.14), în cazul în care se ia în considerare și rezistența R_L . Aceste expresii sunt:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{11} = \left(1 - \frac{dT_s R_L}{L} + \frac{1}{2} \left(\frac{dT_s R_L}{L} \right)^2 \right) \left(1 - \frac{(1-d)T_s R_L}{L} + \frac{1}{2} ((1-d)T_s)^2 \left(-\frac{1}{CL} + \left(\frac{R_L}{L} \right)^2 \right) \right) \\ f_{12} = \left(1 - \frac{dT_s}{CR} + \frac{1}{2} \left(\frac{dT_s}{CR} \right)^2 \right) \left(-\frac{(1-d)T_s}{L} + \frac{1}{2} ((1-d)T_s)^2 \left(\frac{1}{CLR} + \frac{R_L}{L^2} \right) \right) \\ f_{21} = \left(1 - \frac{dT_s R_L}{L} + \frac{1}{2} \left(\frac{dT_s R_L}{L} \right)^2 \right) \left(\frac{(1-d)T_s}{C} + \frac{1}{2} ((1-d)T_s)^2 \left(-\frac{1}{C^2 R} - \frac{R_L}{CL} \right) \right) \\ f_{22} = \left(1 - \frac{dT_s}{CR} + \frac{1}{2} \left(\frac{dT_s}{CR} \right)^2 \right) \left(1 - \frac{(1-d)T_s}{CR} + \frac{1}{2} ((1-d)T_s)^2 \left(-\frac{1}{CL} + \frac{1}{C^2 R^2} \right) \right) \\ g_1 = \frac{dT_s}{6L^3} \left(6L^2 - 3dT_s L R_L + (dT_s R_L)^2 \right) \left(1 - \frac{(1-d)T_s R_L}{L} + \frac{1}{2} ((1-d)T_s)^2 \left(-\frac{1}{CL} + \left(\frac{R_L}{L} \right)^2 \right) \right) \\ g_2 = \frac{dT_s}{6L^3} \left(6L^2 - 3dT_s L R_L + (dT_s R_L)^2 \right) \left(\frac{(1-d)T_s}{C} + \frac{1}{2} ((1-d)T_s)^2 \left(-\frac{1}{C^2 R} - \frac{R_L}{CL} \right) \right) \end{array} \right. \quad (5.38)$$

Din topologia circuitului și din forma de undă a curentului prin bobină se obține valoarea factorului de umplere:

$$d_n = \frac{i_{ref} - i_{Ln}}{\frac{V_g}{L} T_s} \quad (5.39)$$

Relația (5.39) a fost obținută considerând forma de undă a curentului în primul subinterval al perioadei de comutație ca fiind liniară. Această aproximație se poate face, în cazul circuitului considerat, ea ducând la o eroare de doar 0,02% în factorul de umplere.

Pe baza hărții iterative se poate obține diagrama de bifurcație (Fig. 5.30). Se observă bifurcațiile cu dublarea perioadei, funcționarea cvasiperiodică, și cea haotică, la modificarea referinței de curent.

Cu ajutorul multiplicatorilor caracteristici se poate determina riguros apariția primei bifurcații. Aceștia se determină în modul descris în subcapitolul 5.2, ca rădăcini ale ecuației caracteristice (5.2). Rezultatele obținute sunt date în Tabelul 5.5.

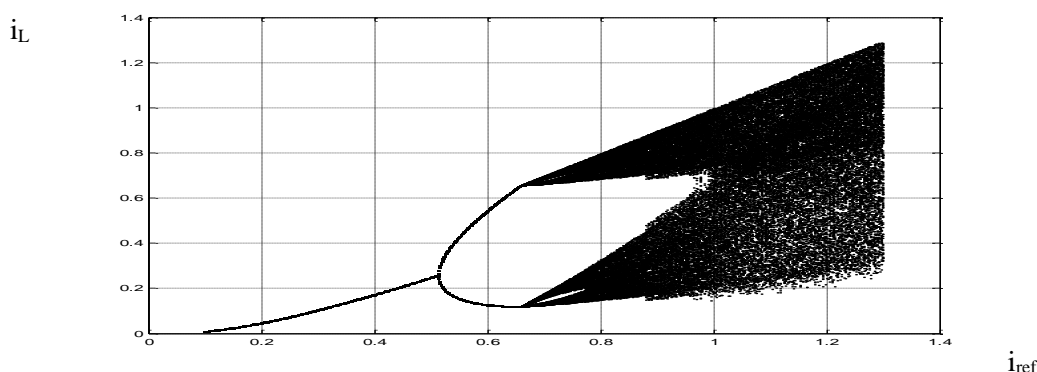


Fig. 5.30. Diagrama de bifurcație în cazul convertorului buck-boost, cu comandă în curent (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală referința de curent) – obținută cu ajutorul hărții iterative.

Tabelul 5.5.

i_{ref}	Multiplicatorii caracteristici		Observații
0,4	-0,8235;	0,6819	Funcționare stabilă cu perioadă 1
0,5	-0,9792;	0,6838	Funcționare stabilă cu perioadă 1
0,51	-0,9942;	0,6839	Funcționare stabilă cu perioadă 1
0,511	-1,0034;	0,6513	Bifurcație
0,515	-0,9781;	0,6908	Funcționare stabilă cu perioadă 2
0,52	-0,9364;	0,7036	Funcționare stabilă cu perioadă 2
0,54	-0,8762;	0,7246	Funcționare stabilă cu perioadă 2
0,6	-0,7985;	0,7638	Funcționare stabilă cu perioadă 2

Se observă că, pentru valori mici ale i_{ref} , multiplicatorii caracteristici sunt în modul mai mici decât 1, indicând o funcționare stabilă cu perioadă 1. Pe măsură ce i_{ref} crește, unul din multiplicatorii caracteristici se deplasează spre -1. La i_{ref} aproximativ egal cu 0,511A unul dintre multiplicatori devine egal cu -1, indicând o bifurcație cu dublarea perioadei.

Comportamentul sistemului poate fi observat și din reprezentarea grafică a celui mai mare exponent Lyapunov în funcție de i_{ref} (Fig. 5.31).

Diagrama de bifurcație a fost obținută și prin simularea convertorului în CASPOC. Rezultatul, prezentat în Fig. 5.32, este în concordanță cu cel teoretic, cu excepția unor mici deosebiri datorate aproximațiilor făcute la obținerea hărții iterative.

Același tip de comportament de bifurcație (cascade de dublare a perioadei până la funcționarea haotică) se obține și pentru alte valori ale parametrului $\gamma = \frac{T_s}{RC}$.

Astfel, în Fig. 5.33 sunt prezentate diagramele de bifurcație obținute prin simulare în CASPOC în cazurile: $\gamma=0,454$ și respectiv $\gamma=0,162$.

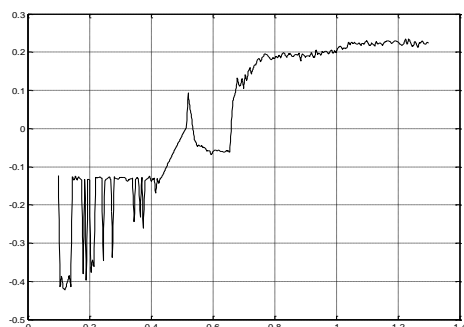


Fig. 5.31. Cel mai mare exponent Lyapunov, în funcție de referința de curent, i_{ref} .

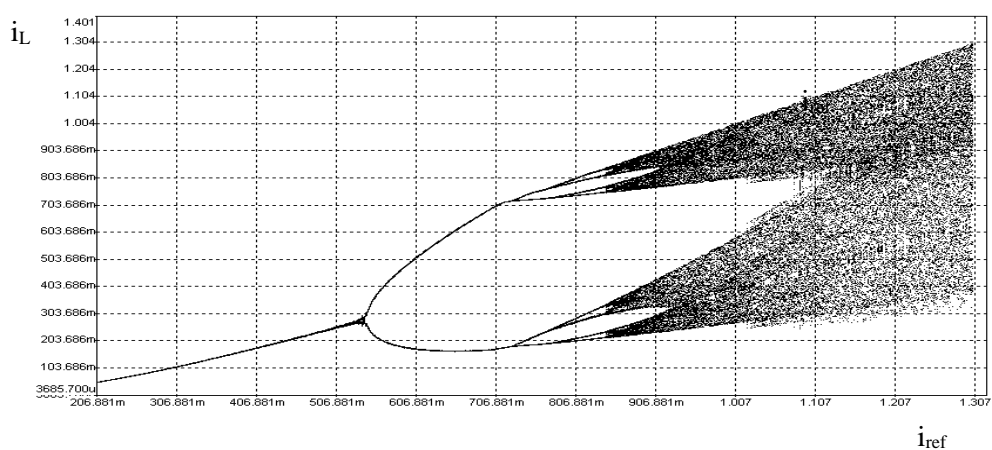


Fig. 5.32. Diagrama de bifurcație obținută prin simularea în CASPOC a convertorului buck-boost, cu comandă în curent (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală referința de curent); $\gamma=0,227$.

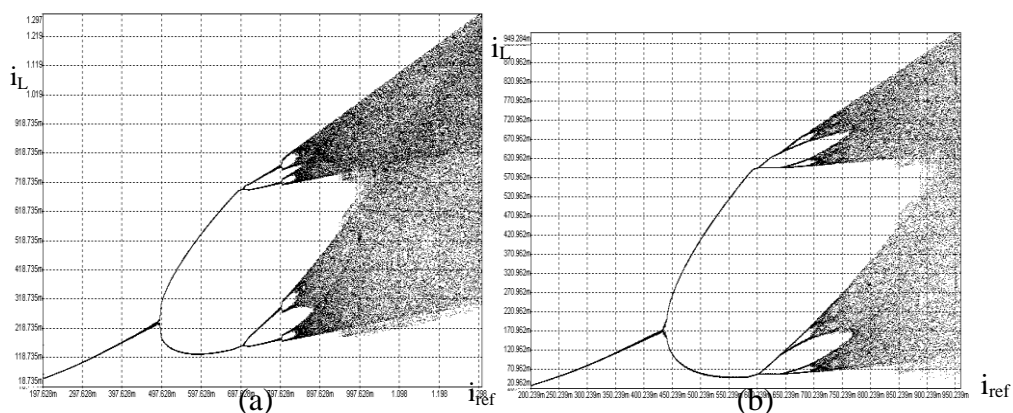


Fig. 5.33. Diagrama de bifurcație obținută prin simularea în CASPOC a convertorului buck-boost, cu comandă în curent (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală referința de curent): (a) $\gamma=0,454$, (b) $\gamma=0,162$.

În cazul în care este prezentă o buclă de tensiune, parametrul de bifurcație se poate considera câștigul buclei de tensiune. Referința de curent nu mai este fixă, ci este dată de relația (5.33). Forma de undă a curentului prin bobină în acest caz este cea din Fig. 5.34.

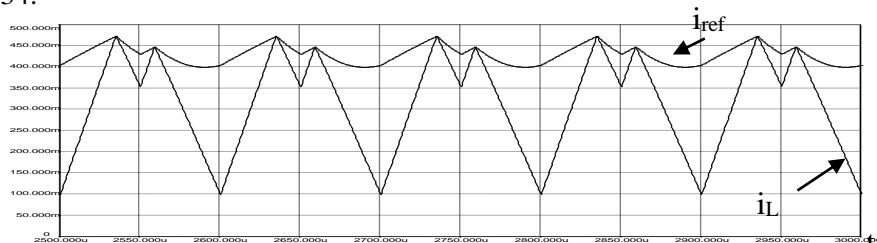


Fig. 5.34. Forma de undă a curentului inductiv în prezența buclei de control a tensiunii.

La fel ca în cazul circuitului în buclă deschisă, comportamentul circuitului la modificarea parametrului de bifurcație se poate deduce din diagrama de bifurcație (Fig. 5.35).

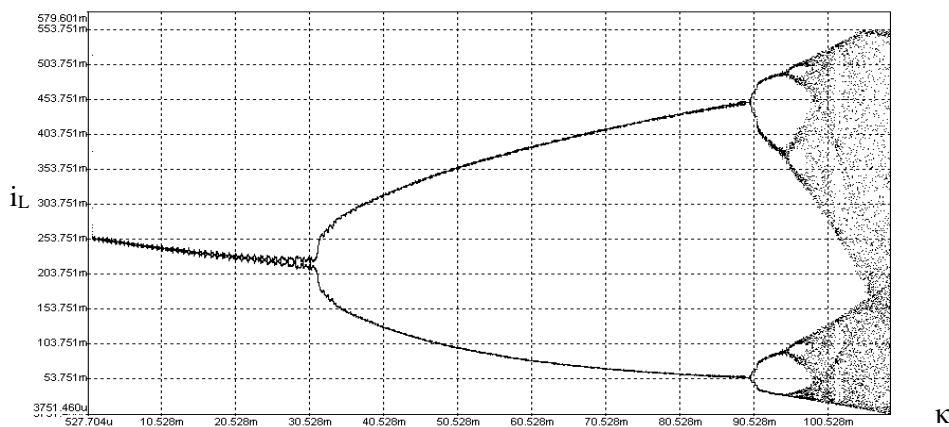


Fig. 5.35. Diagrama de bifurcație în cazul convertorului buck-boost, cu comandă în curent, cu reacție, (pe axa verticală este reprezentat curentul inductiv, iar pe axa orizontală câștigul buclei de reacție) obținută prin simulare în CASPOC.

Se observă că, până în jurul valorii 0,03 a câștigului buclei de tensiune convertorul funcționează cu perioadă 1. În jurul acestei valori are loc prima bifurcație cu dublarea perioadei. La creșterea câștigului buclei de tensiune, perioada dublează în continuare până când funcționarea convertorului devine haotică. Crescând parametrul de bifurcație peste aproximativ 0,11, peste acest comportament se suprapune coliziunea la limită datorată funcționării discontinue în anumite intervale de timp. Formele de undă pentru curentul prin bobină și portretele de fază corespunzătoare funcționării cu perioadă 1, 2, 4 și respectiv funcționării haotice sunt prezentate în Fig. 5.36.

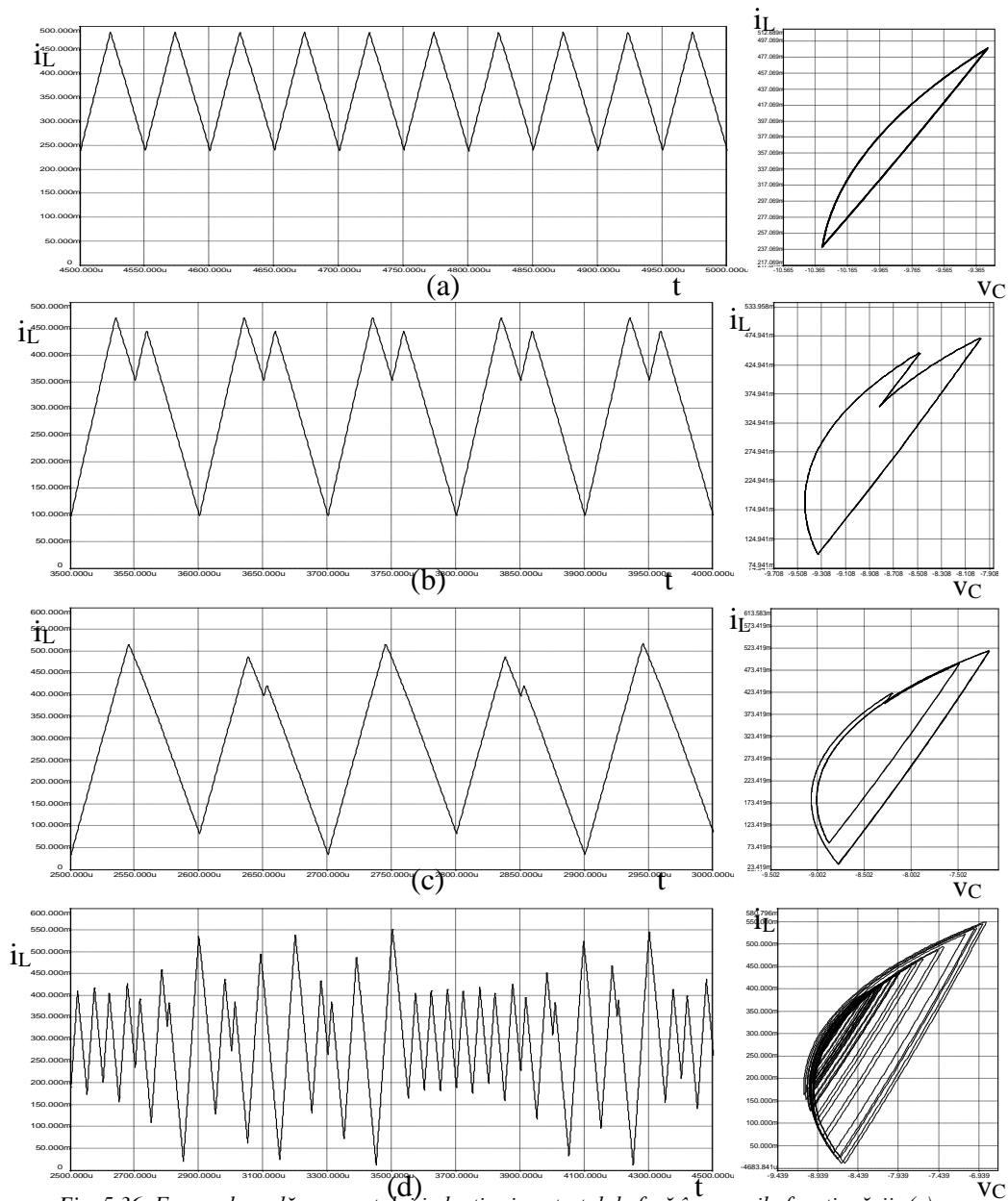


Fig. 5.36. Forma de undă a curentului inductiv și portretul de fază în cazurile funcționării: (a) cu perioadă 1 - $\kappa=0,01$, (b) cu perioadă 2 - $\kappa=0,05$, (c) cu perioadă 4 - $\kappa=0,092$, haotică ($\kappa=0,106$).

Din aceste exemple, precum și din celelalte analizate până în prezent în literatură se poate trage concluzia că bifurcațiile cu dublarea perioadei și funcționarea haotică sunt caracteristice convertoarelor cu comandă în curent, indiferent de prezența buclei de tensiune.

5.3.5. Controlul bifurcațiilor în cazul comenzii în curent. Compensarea pantei

Bucla de curent devine instabilă atunci când factorul de umplere (corespunzător stării staționare) devine mai mare decât 0,5. Metoda tradițională de a evita această problemă este compensarea pantei.

Această instabilitate poate fi examinată din punctul de vedere al comportamentului neliniar. În absența rampei compensatoare, considerând ca exemplu convertorul boost, din forma de undă a curentului prin bobină se obțin relațiile:

$$\begin{cases} \frac{I_{ref} - i_{L,n+1}}{(1-D)T_s} = \frac{v_C - V_g}{L} \\ \frac{I_{ref} - i_{L,n}}{DT_s} = \frac{V_g}{L} \end{cases} \quad (5.39)$$

de unde se obține funcția iterativă:

$$i_{L,n+1} = \left(1 - \frac{v_C}{V_g}\right) i_{L,n} + \frac{I_{ref} v_C}{V_g} - \frac{(v_C - V_g) T_s}{L} \quad (5.40)$$

În apropierea stării staționare se poate scrie relația:

$$\tilde{\delta}_{L,n+1} = \left(\frac{-D}{1-D}\right) \tilde{\delta}_{L,n} + O(\tilde{\delta}_{L,n}^2) \quad (5.41)$$

unde $O(\tilde{\delta}_{L,n}^2)$ reprezintă termenii de ordin 2 în $i_{L,n}$.

Rezultă că multiplicatorul caracteristic este dat de relația:

$$\lambda = \frac{-D}{1-D} \quad (5.42)$$

Prima bifurcație cu dublarea perioadei apare atunci când $\lambda = -1$, ceea ce corespunde unui factor de umplere egal cu 0,5. Exprimând condiția ca $D < 0,5$ în funcție de I_{ref} se obține valoarea critică a referinței de curent:

$$I_{ref,c} = \frac{V_g}{R} \left[\frac{DRT_s}{2L} + \frac{1}{(1-D)^2} \right]_{D=0.5} \quad (5.43)$$

Ținând cont de egalitatea dintre puterea de intrare și cea de ieșire:

$$\left(I_{ref} - \frac{\Delta i_L}{2} \right) V_g = \frac{V_g^2}{(1-D)^2 R} \quad (5.44)$$

unde:

$$\Delta i_L = \frac{DT_s V_g}{L} \quad (5.45)$$

relația (5.43) devine:

$$I_{ref,c} = \frac{V_g}{R} \left(\frac{RT_s}{4L} + 4 \right) \quad (5.46)$$

Cu compensarea pantei funcția iterativă se obține din forma de undă a curentului inductiv în forma:

$$\delta i_{L,n+1} = \left(\frac{M_a}{1+M_a} - \frac{D}{(1-D)(1+M_a)} \right) \delta i_{L,n} + O(\delta i_{L,n}^2) \quad (5.47)$$

unde $M_a = m_a L / V_g$ este panta de compensare normalizată. În acest caz, multiplicatorul caracteristic este dat de relația:

$$\lambda = \frac{M_a}{1+M_a} - \frac{D}{(1-D)(1+M_a)} \quad (5.48)$$

Din condiția $\lambda = -1$ se obține valoarea critică a factorului de umplere la care apare prima bifurcație cu dublarea perioadei:

$$D_c = \frac{M_a + 0.5}{M_a + 1} \quad (5.49)$$

de unde rezultă valoarea critică a referinței de curent:

$$I_{ref,c} = \frac{V_g}{R} \left(\frac{RT_s}{4L} \frac{M_a + 0.5}{M_a + 1} + 4(M_a + 1)^2 \right) \quad (5.50)$$

Se observă că atât valoarea critică a factorului de umplere cât și a referinței de curent cresc monoton cu panta compensatoare, ceea ce se observă și din diagramele de bifurcație din Fig. 5.37, obținute reprezentând grafic în MATLAB funcția iterativă în funcție de factorul de umplere.

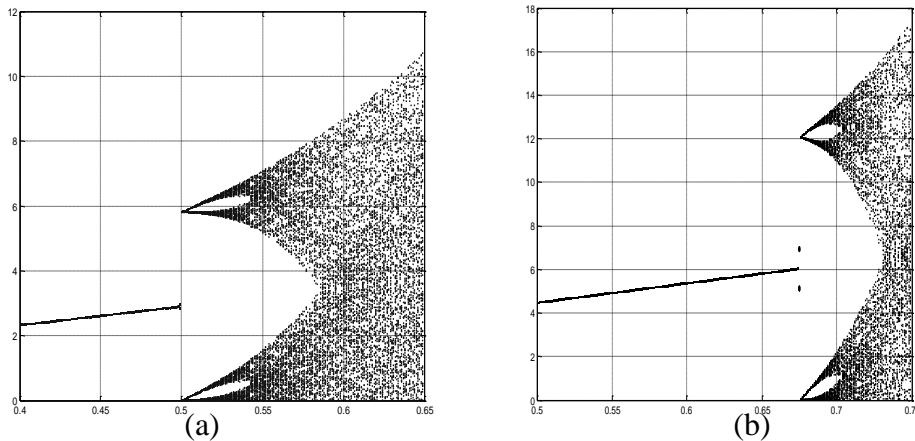


Fig. 5.37. Diagramele de bifurcație obținute în cazul unui convertor boost cu comandă în curent, cu următorii parametri de circuit: $f_s = 25 \text{kHz}$, $V_g = 28 \text{V}$, $L = 195 \mu\text{H}$: (a) $m_a = 0$; (b) $m_a = 0,54 m_1$.

Se regăsesc astfel elegant și se extind rezultatele cunoscute utilizând elemente de analiză a comportamentului neliniar.

5.4. Convertoare comandate cu histereză

Comanda comutatorului este realizată astfel încât curentul prin bobină (sau suma curenților prin bobine în cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta) să se mențină între anumite limite. Spre deosebire de convertoarele neautonome, care funcționează la frecvență constantă, la care comportamentul haotic se poate observa și în cazul sistemelor de ordin 1, convertoarele autonome de ordin mai mic de 3 nu se pot comporta haotic.

În [206] a fost studiat convertorul Ćuk cu comanda în curent cu histereză, observându-se bifurcația Hopf, iar în [78] și [80] a fost analizat același tip de bifurcație în cazul convertoarelor boost conectate în paralel.

1. Convertorul Ćuk

Considerându-se un regulator de tip proporțional, legea de comandă are forma:

$$\Delta(i_{L1} + i_{L2}) = -\mu\Delta v_{C2} \quad (5.51)$$

unde μ este câștigul buclei de reacție. O formă echivalentă pentru legea de comandă este:

$$i_{L1} + i_{L2} = K - \mu v_{C2} \quad (5.52)$$

K și μ fiind parametrii de control.

Bifurcația Hopf fiind bifurcație de frecvență joasă, ea poate fi analizată, pentru simplificarea calculelor, cu ajutorul modelelor mediate în spațiul stărilor. Pentru simplificare, se consideră $L_1 = L_2 = L$ și $C_1 = C_2 = C$. În obținerea ecuațiilor se ține cont de faptul că ordinul sistemului se reduce cu 1 datorită dependenței sumei curenților inductivi de tensiunea pe condensatorul de ieșire, dată de relația (5.52). Astfel, ecuațiile de stare ce descriu sistemul sunt următoarele:

$$\begin{cases} \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{\mu i_{L2}}{2C} - \left(1 - \frac{\mu L}{CR}\right) \frac{v_{C2}}{2L} + \frac{v_{C1}}{2L} - \frac{V_g}{2L} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C} + \left(\frac{K - \mu v_{C2}}{2C}\right) \left(1 + \frac{\frac{\mu L}{C} i_{L2} - \left(1 + \frac{\mu L}{CR}\right) v_{C2} + V_g}{v_{C1}}\right) \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L2}}{C} - \frac{v_{C2}}{CR} \end{cases} \quad (5.53)$$

Egalând cu zero toate derivatele se determină punctul de funcționare static (de echilibru):

$$\begin{cases} I_{L2} = -\frac{V_g(1+\mu R)}{2R} + \frac{V_g}{2R} \sqrt{(1+\mu R)^2 + \frac{4KR}{V_g}} \\ V_{C1} = \frac{V_g(1-\mu R)}{2R} + \frac{V_g}{2R} \sqrt{(1+\mu R)^2 + \frac{4KR}{V_g}} \\ V_{C2} = -\frac{V_g(1+\mu R)}{2} + \frac{V_g}{2} \sqrt{(1+\mu R)^2 + \frac{4KR}{V_g}} \end{cases} \quad (5.54)$$

Factorul de umplere în stare staționară este egal cu:

$$d|_{stare-sta\tilde{t}} = \frac{1}{2} - \frac{V_g - V_{C2}}{2V_{C1}} = \frac{V_{C2}}{V_g + V_{C2}} \quad (5.55)$$

Pentru a exprima ecuațiile într-o formă adimensională se notează:

$$x_1 = \frac{Ri_{L1}}{V_g}, \quad x_2 = \frac{v_{C2}}{V_g}, \quad x_3 = \frac{v_{C1}}{V_g}, \quad \tau = \frac{Rt}{2L}, \quad \xi = \frac{L}{CR}, \quad \kappa_1 = \mu R, \quad \kappa_o = \frac{KR}{V_g} \quad (5.56)$$

După ce se determină valorile proprii λ ale sistemului în punctul de echilibru, se urmărește dacă rădăcinile complex conjugate verifică condiția ca partea lor reală să fie negativă sau pozitivă, în funcție de valorile parametrilor de bifurcație, deci pentru aceste valori proprii trebuie să se verifice relațiile [2]:

$$\operatorname{Re}(\lambda)|_{K=K_c} = 0 \quad (5.57)$$

$$\operatorname{Im}(\lambda)|_{K=K_c} \neq 0 \quad (5.58)$$

$$\frac{d}{dK} \operatorname{Re}(\lambda)|_{K=K_c} \neq 0 \quad (5.59)$$

unde K_c este valoarea critică a lui K la care apare bifurcația Hopf.

Stabilitatea sistemului poate fi examinată și din punctul de vedere al traiectoriilor locale din apropierea punctului de echilibru. Modelul mediat poate fi utilizat doar până în punctul unde are loc bifurcația, în continuare fiind necesară utilizarea modelului comutat.

Traectoria sistemului în apropierea punctului de echilibru poate fi obținută cu ajutorul valorilor și vectorilor proprii. Considerând că valorile proprii și vectorii proprii corespunzători sunt [206]:

$$\lambda_r, \sigma \pm j\omega \quad \text{și} \quad \vec{v}_r, \vec{v}_1 \pm j\vec{v}_2 \quad (5.60)$$

soluția generală este dată de relația:

$$x(t) = c_r e^{\lambda_r t} \vec{v}_r + 2c_c e^{\sigma t} [\cos(\omega t + \phi_c) \vec{v}_1 - \sin(\omega t + \phi_c) \vec{v}_2] \quad (5.61)$$

unde c_r , c_c și ϕ_c sunt determinați de condițiile inițiale.

Acest circuit a fost simulat în această teză în CASPOC. Pentru obținerea reprezentărilor grafice tridimensionale rezultatele obținute prin simulare au fost exportate în MATLAB. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.23.

Se consideră următorii parametri de circuit: $L = 1\text{mH}$; $C = 47\mu\text{F}$; $R = 40\Omega$; $V_g = 15\text{V}$. Pentru a observa fenomenele de bifurcație este suficient să se mențină μ constant la 0,01 și să se modifice K . Diagrama de bifurcație a curentului i_{L2} , obținută prin simulare în CASPOC, este reprezentată în Fig. 5.38.

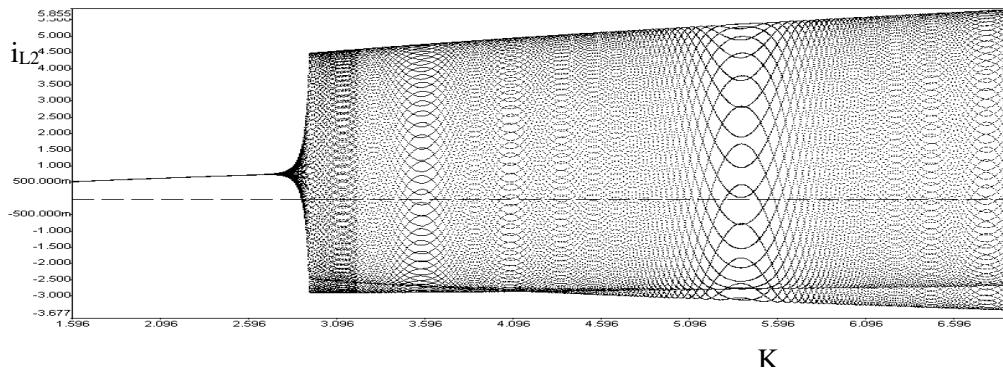


Fig. 5.38. Diagrama de bifurcație cu K ca parametru de bifurcație.

În urma simulărilor se pot face următoarele observații:

- la valori mici ale K traiectoria tinde în spirală către orbita de perioadă 1, corespunzătoare unui punct fix în modelul mediat. În Fig. 5.39 sunt reprezentate traiectoria și formele de undă ale mărimilor i_{L2} , v_{C1} , v_{C2} ;

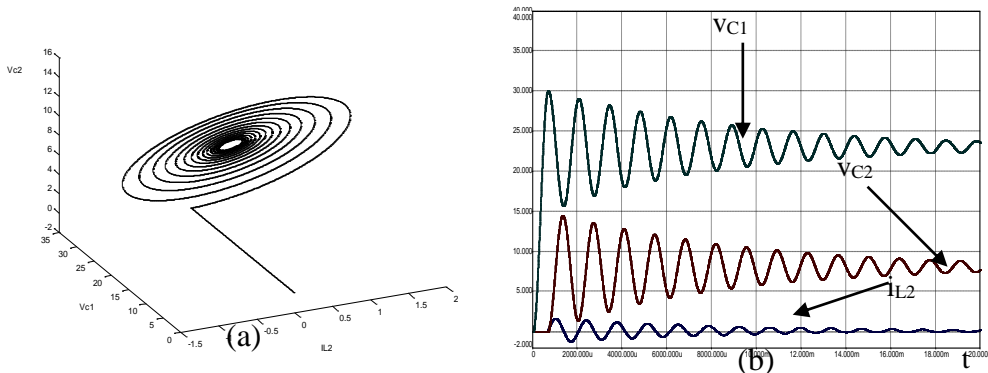


Fig. 5.39. (a) Traiectoria în cazul funcționării stabile cu perioadă 1 ($K=0,4$); (b) formele de undă ale curentului prin L_2 , și ale tensiunii pe cele două condensatoare.

- la creșterea valorii lui K orbita de perioadă 1 devine instabilă, traiectoria stabilindu-se la un ciclu limită (Fig. 5.40);
- pentru valori și mai mari ale lui K orbita devine cvasiperiodică (Fig. 5.41).

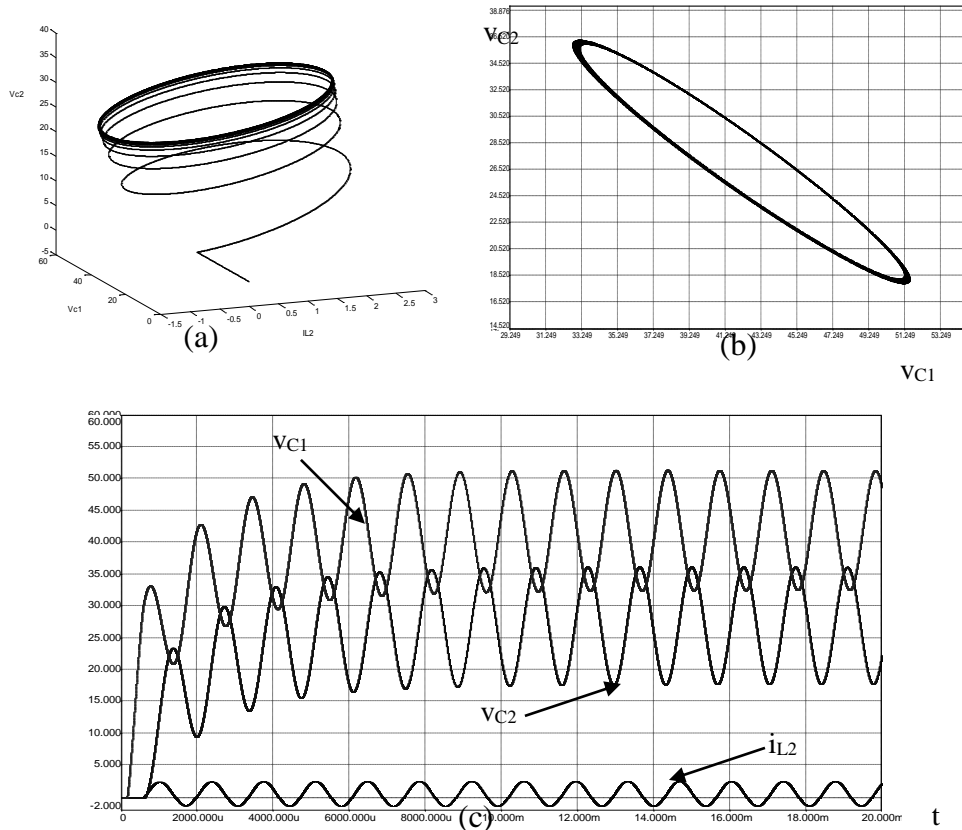


Fig. 5.40. (a) Traiectoria în cazul apariției ciclului limită ($K=2,75$); (b) ciclul limită; (c) formele de undă ale curentului prin L_2 , și ale tensiunii pe cele două condensatoare.

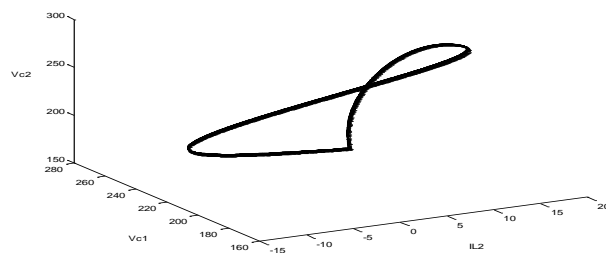


Fig. 5.41. Traiectoria în cazul orbitei haotice ($K=20$).

5.5. Aplicații ale comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc

Haosul poate fi benefic sau dăunător. Deși comportamentul haotic este complex, sensibilitatea de condițiile inițiale poate fi exploatată pentru a aduce sistemul într-o stare finală dorită, printr-o alegere atentă a unor perturbații mici în parametrul de control. Pe acest lucru se bazează controlul și anti-controlul haosului [104].

O metodă pentru controlul sau anti-controlul haosului este de a alege un parametru ce afectează puternic sistemul și poate fi modificat ușor. El este perturbat cu funcția $(1 + \alpha \sin 2\pi ft)$, cu $\alpha \ll 1$ și f frecvența perturbației. Prin modificarea parametrului f stabilitatea sistemului se poate modifica.

Datorită consecințelor imprevizibile și uneori nedorite ale comportamentului haotic, controlul haosului a devenit un domeniu de interes. Metodele de control al haosului se încadrează în două categorii generale:

- În prima categorie intră metodele prin care una din multele orbite ale atractorului haotic este aleasă ca țintă a controlului, și controlul sistemului este direcționat către stabilizarea sistemului către orbita aleasă [150], [74], [162]. Acest lucru se realizează de obicei prin reacție negativă.

- În cazul metodelor din a doua categorie, o stare de funcționare dorită (nu neapărat una dintre orbitele instabile conținute în atractorul haotic) este ținta controlului. Dintre aceste metode se menționează: controlul adaptiv [72], perturbația parametrică rezonantă [30], [120], [142], perturbația periodică slabă [12], [170], și altele. Aceste metode sunt mai simple decât cele din prima categorie.

Un obiectiv des întâlnit în controlul unui sistem haotic este stabilizarea unei orbite periodice. Metoda perturbației parametric rezonante a fost aplicată în [230] la controlul haosului în cazul convertorului buck cu comandă în tensiune.

Anti-controlul haosului constă în producerea haosului într-un sistem nehaotic. Principala aplicație a haosului o constituie controlul interferenței electromagnetice prin „împrăștierea” spectrului zgomotului. O altă aplicație a haosului o constituie modularea și demodularea semnalelor în comunicații.

5.6. Concluzii

Funcționarea subarmonică, cvasiperiodică, sau chiar haotică a fost observată în sisteme neliniare cu reacție negativă, în special în cele conținând un modulator PWM.

Într-o primă parte a acestui capitol se definesc câteva noțiuni importante legate de studiul comportamentului complex al sistemelor dinamice, și se trec în revistă principalele metode și tehnici de studiu al acestui comportament. Apoi, se trece la studiul bifurcațiilor și al funcționării haotice a convertoarelor dc-dc, în funcție de modul de funcționare, tipul convertoarelor și metoda de comandă a acestora. Un tip de coliziune la limită are loc în cazul convertoarelor dc-dc la schimbarea modului de funcționare atunci când se modifică valoarea unor parametri de circuit.

Pentru studiul bifurcațiilor care au loc la frecvența de comutație se determină ecuația discretă în timp (harta iterativă). *Autoarea tezei a determinat expresiile analitice aproximative ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta funcționând în modul CCM și expresiile analitice exacte ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost. Programul realizat în MATHEMATICA pentru determinarea expresiilor aproximative ale hărților se poate adapta pentru includerea pierderilor de conducție, de asemenea se poate alege precizia dorită în determinarea hărților iterative.*

Se trece în revistă comportamentul haotic al convertorului *buck CCM cu comandă în tensiune*, unde, cu ajutorul diagramei de bifurcație, a formelor de undă și a portretelor de fază se arată apariția fenomenelor de bifurcație cu dublarea perioadei și a haosului. *Contribuția autoarei constă în utilizarea simulatorului de circuite CASPOC pentru a obține diagramele de bifurcație și secțiunea Poincaré, și în a arăta că, menținând tensiunea de alimentare ca parametru principal de bifurcație, câștigul buclei de tensiune poate fi ales ca parametru secundar de bifurcație, care influențează modul în care sistemul devine instabil. De asemenea, au fost găsiți și alți parametri de bifurcație: amplificarea buclei de tensiune, referința de tensiune (caz în care se observă, pe lângă bifurcația supercritică obișnuită și o bifurcație subcritică, atunci când la creșterea valorii parametrului de bifurcație sistemul trece de la instabilitate la funcționare stabilă cu perioadă 1). Tot în cazul funcționării CCM cu comandă în tensiune, este analizat comportamentul convertorului Ćuk, observându-se bifurcația Hopf.*

În cazul convertoarelor CCM cu comandă în curent s-a studiat comportamentul complex al convertoarelor boost, buck și *buck-boost*, cu și fără buclă de tensiune. Ca metode de analiză au fost utilizate: portretul de fază, diagramele de bifurcație, cel mai mare exponent Lyapunov mediu, secțiunea Poincaré, iar *în cazul convertorului buck-boost a fost obținut și spectrul curentului de intrare*. Pentru comanda în curent s-a analizat compensarea pantei din punctul de vedere al fenomenelor de bifurcație. Ca exemplu de convertor cu comanda în curent cu histereză a fost considerat convertorul Ćuk, unde a fost observată bifurcația Hopf.

Principalele clase de aplicații ale comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc abordate până în prezent se referă la „împrăștierea” spectrului zgomotului în vederea reducerii interferenței electromagnetice, stabilizarea funcționării periodice și direcționarea funcționării spre anumite orbite.

Autoarea tezei consideră că o arie importantă de investigare rămâne identificarea și clasificarea fenomenelor complexe în convertoarele dc-dc. Lipsa unei soluții generale pentru problemele de neliniaritate impune tratarea separată a fiecărui sistem. De asemenea, cercetările viitoare se vor îndrepta în mod inevitabil spre exploatarea proprietăților neliniare ale convertoarelor de energie.

CAPITOLUL 6

Comportamentul haotic al convertoarelor dc-dc cu funcționare în conducție întreruptă inductivă

Acest capitol își propune studiul comportamentului complex (haotic și de bifurcație) al convertoarelor dc-dc cu funcționare DICM, în funcție de tipul convertoarelor și metoda de comandă a acestora. Autoarea a extins studiul comportamentului complex la alte convertoare dc-dc, moduri de funcționare și tipuri de comandă: în cazul convertoarelor buck-boost și SEPIC cu reacție negativă după tensiunea de ieșire a fost demonstrată pierderea stabilității prin bifurcații cu dublarea perioadei. Au fost determinate expresiile aproximative ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta. De asemenea, au fost obținute expresiile exacte ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost, expresii care au fost aplicate în studiul comportamentului acestor convertoare, comparativ cu expresiile aproximative. Rezultatele teoretice obținute au fost verificate prin simulare.

6.1. Ecuația discretă în timp în cazul conducției întrerupte inductive

În aceeași manieră ca în cazul conducției continue poate fi obținută ecuația discretă în timp.

În conducție întreruptă, ecuațiile de stare ale unui convertor dc-dc sunt următoarele:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 v_g, & nT_s = t_n \leq t < t_n + dT_s \\ \dot{x} = A_2 x + B_2 v_g, & t_n + dT_s \leq t < t_n + (d + d_2)T_s \\ \dot{x} = A_3 x + B_3 v_g, & t_n + (d + d_2)T_s \leq t < t_{n+1} = (n+1)T_s \end{cases} \quad (6.1)$$

unde x este vectorul de stare, d este factorul de umplere, iar $d_2 T_s$ este lungimea celei de a doua stări topologice dintr-o perioadă de comutație.

Conform procedurii general de obținere a soluției ecuațiilor de stare [198], soluția este:

$$x_{n+1} = \Phi_t(d_n)x_n + \Psi_t(d_n)v_g(nT_s) \quad (6.2)$$

unde:

$$\begin{aligned} nT_s &= t_n \\ x_n &= x(t_n) \\ \Phi_t(d) &= \Phi_3(d_3 T_s)\Phi_2(d_2 T_s)\Phi_1(dT_s) \\ \Psi_t(d) &= \Phi_3(d_3 T_s)\Phi_2(d_2 T_s)\int_0^{dT_s} \Phi_1(\xi)B_1 d\xi + \Phi_3(d_3 T_s)\int_0^{d_2 T_s} \Phi_2(\xi)B_2 d\xi + \int_0^{d_3 T_s} \Phi_3(\xi)B_3 d\xi \\ d_3 &= 1 - d - d_2 \end{aligned} \quad (6.3)$$

iar $\Phi_k(\xi)$ sunt matricile de tranziție, date de relația (5.12).

Prin rezolvarea ecuațiilor de stare se obține ecuația discretă în timp (harta iterativă) a convertorului funcționând în modul DICM:

$$x(t_{n+1}) = f(x(t_n), d_n) \quad (6.4)$$

unde f are semnificația din relația (5.14).

O observație importantă se referă la faptul că în cazul modul DICM curentul inductiv (sau suma curenților inductivi) devine 0 în al treilea subinterval al unei perioade de comutație, rezultând că $i_{L,n}$ este egal cu 0. Din acest motiv, curentul inductiv nu poate fi considerat în modelul discret în timp ca o variabilă de stare, astfel reducându-se ordinul sistemului cu 1 față de conducția neîntreruptă.

În cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost singura variabilă de stare este în acest caz $v_{C,n}$.

Durata relativă a celei de a doua stări topologice poate fi determinată din condiția de continuitate a curentului inductiv în dT_s . Admițând forma curentului inductiv triunghiulară, mărimea d_2 pentru principalele convertoare, funcționând în modul DICM este dată de relațiile:

- convertorul buck:

$$d_2 = d \frac{v_g - v_C}{v_C} \quad (6.5)$$

- convertorul boost:

$$d_2 = d \frac{v_g}{v_C - v_g} \quad (6.6)$$

- convertoarele buck-boost, Ćuk, SEPIC, Zeta:

$$d_2 = d \frac{v_g}{v_C} \quad (6.7)$$

În general T_s/RC este mic, deci expresiile matricilor de tranziție se pot dezvolta în serie, la fel ca în cazul conducției continue. Reținând inclusiv termenii de ordin 2 se obțin expresiile pentru hărțile iterative prezentate în Tabelele 6.1 și 6.2.

Relațiile din tabelele 6.1 și 6.2 au fost obținute cu ajutorul unui program realizat în MATHEMATICA de către autoarea tezei. Programul este prezentat în Anexa A.24.

Relațiile de mai sus în cazul convertoarelor buck și boost coincid cu cele date în [198], **pentru convertoarele buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta rezultatele fiind obținute de autoarea tezei.**

Autoarea tezei a obținut și expresiile exacte ale funcțiilor f și g în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost, prezentate în Tabelul 6.3. Expresiile au fost obținute în MATLAB, utilizând calculul simbolic. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.25.

Tabelul 6.1. Expresiile aproximative ale funcției f în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost funcționând în conducție întreruptă.

Convertor	f
buck	$v_{C,n+1} = \alpha v_{C,n} + \frac{\beta d_n^2 v_g (v_g - v_{C,n})}{v_{C,n}}$
boost	$v_{C,n+1} = \alpha v_{C,n} + \frac{\beta d_n^2 v_g^2}{v_{C,n} - v_g}$
buck-boost	$v_{C,n+1} = \alpha v_{C,n} + \frac{\beta d_n^2 v_g^2}{v_{C,n}}$

unde:
$$\alpha = 1 - \frac{T_s}{CR} + \frac{T_s^2}{2R^2C^2} \quad (6.8)$$

și:
$$\beta = \frac{T_s^2}{2LC} \quad (6.9)$$

Tabelul 6.2. Expresiile aproximative ale hărților iterative în cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta funcționând în modul DICM.

	Harta iterativă
Ćuk	$i_{L1,n+1} = i_{L1,n} \left[1 - \frac{d^2 T_s^2 v_g}{C_1 L_1 v_{C2,n}} \left(1 + \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right) \right] + v_g \frac{dT_s}{L_1} \left(1 + \frac{v_g - v_{C1,n}}{v_{C2,n}} \right)$ $v_{C1,n+1} = i_{L1,n} \frac{T_s}{C_1} + v_{C1,n} \left[1 - \frac{d^2 T_s^2}{2C_1 L_2} - \frac{dT_s^2 v_g \left(1 - d - d \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right)}{C_1 L_1 v_{C2,n}} \right] + v_{C2,n} \frac{d^2 T_s^2}{2C_1 L_2} +$ $+ v_g \frac{dT_s^2}{C_1 L_1} \left[1 - d + \frac{v_g}{v_{C2,n}} \left(1 - d - d \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right) \right]$ $v_{C2,n+1} = -i_{L1,n} \left(\frac{T_s}{C_2} - \frac{T_s^2}{2RC_2^2} \right) + v_{C1,n} \frac{d \left(1 - \frac{d}{2} \right) T_s^2}{C_2 L_2} +$ $+ v_{C2,n} \left[1 - \frac{T_s}{RC_2} + \frac{T_s^2}{2R^2 C_2^2} - \frac{d \left(1 - \frac{d}{2} \right) T_s^2}{C_2 L_2} \right] - v_g \frac{dT_s^2}{C_2 L_2} \left(1 - d - d \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right)$

Tabelul 6.2. (continuare) Expresiile aproximative ale hărților iterative în cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta funcționând în modul DICM.

SEPIC	$i_{L1,n+1} = i_{L1,n} \left[1 - \frac{d^2 T_s^2 v_g}{C_1 L_1 v_{C2,n}} \left(1 + \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right) \right] +$ $+ v_g \frac{dT_s}{L_1} \left(\frac{v_g - v_{C1,n}}{v_{C2,n}} + \frac{dT_s}{RC_2} \left(1 + \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right) \right)$ $v_{C1,n+1} = i_{L1,n} \frac{T_s}{C_1} + v_{C1,n} \left[1 - \frac{d^2 T_s^2}{2C_1 L_2} - \frac{dT_s^2 v_g \left(1 - d - d \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right)}{C_1 L_1 v_{C2,n}} \right] +$ $+ \frac{v_g^2}{v_{C2,n}} \frac{dT_s^2}{C_1 L_1} \left(1 - \frac{d}{2} - d \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right)$ $v_{C2,n+1} = v_{C2,n} \left(1 - \frac{T_s}{RC_2} + \frac{T_s^2}{2R^2 C_2^2} \right) + \frac{v_g^2}{v_{C2,n}} \frac{dT_s^2}{2C_2 L_1} \left(1 + \frac{v_g - v_{C1,n}}{v_{C2,n}} \right) -$ $- \frac{v_g^2}{v_{C2,n}} \frac{dT_s^2}{2C_2 L_2} + \frac{v_g^2 v_{C1,n}}{v_{C2,n}^2} \frac{dT_s^2}{2C_2 L_1}$
Zeta	$i_{L1,n+1} = i_{L1,n} \left[1 - \frac{d^2 T_s^2 v_g}{C_1 L_1 v_{C2,n}} \left(1 + \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right) \right] + v_g \frac{dT_s}{L_1} \left(1 - \frac{v_{C1,n}}{v_{C2,n}} \right)$ $v_{C1,n+1} = i_{L1,n} \frac{T_s}{C_1} + v_{C1,n} \left[1 - \frac{d^2 T_s^2}{2C_1 L_2} - \frac{dT_s^2 v_g \left(1 - d - d \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right)}{C_1 L_1 v_{C2,n}} \right] +$ $+ v_{C2,n} \frac{dT_s^2}{2C_1 L_2} + v_g \left[-\frac{dT_s^2}{2C_1 L_2} + \frac{d(1-d)T_s^2}{C_1 L_1} \right]$ $v_{C2,n+1} = -i_{L1,n} \left[\frac{T_s}{C_2} - \frac{T_s^2}{2RC_2^2} (1 - 2d^2) \right] + v_{C1,n} \frac{d \left(1 - \frac{d}{2} \right) T_s^2}{C_2 L_2} +$ $+ v_{C2,n} \left[1 - \frac{T_s}{RC_2} + \frac{T_s^2}{2RC_2^2} - \frac{dT_s^2}{C_2 L_2} \left(1 - d - d \frac{v_g}{2v_{C2,n}} \right) \right] + v_g \frac{d \left(1 - \frac{d}{2} \right) T_s^2}{C_2 L_2}$

Tabelul 6.3. Expresiile exacte ale funcției f în cazul convertoarelor buck, boost și buck-boost funcționând în conducție întreruptă.

	f
buck	$e^{-\frac{T_s}{RC}\left(1-\frac{dv_g}{2v_{Cn}}\right)} \left\{ v_{Cn} \left[\cos\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) - \frac{L}{\sqrt{L(4R^2C-L)}} \sin\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) \right] - \right.$ $- v_g \left[\cos\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) + \frac{L}{\sqrt{L(4R^2C-L)}} \sin\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) \right] +$ $\left. + v_g e^{\frac{dT_s}{2RC}} \left[\cos\left(\frac{dT_s (v_g - v_{Cn}) \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) + \frac{L}{\sqrt{L(4R^2C-L)}} \sin\left(\frac{dT_s (v_g - v_{Cn}) \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) \right] \right\}$
boost	$e^{-\frac{T_s}{RC}\left(1-\frac{dv_g}{2(v_{Cn}-v_g)}\right)} \left\{ v_{Cn} \left[\cos\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLC(v_{Cn}-v_g)}\right) - \frac{L}{\sqrt{L(4R^2C-L)}} \sin\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLC(v_{Cn}-v_g)}\right) \right] - \right.$ $- v_g \left[\cos\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLC(v_{Cn}-v_g)}\right) + \frac{L}{\sqrt{L(4R^2C-L)}} \sin\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLC(v_{Cn}-v_g)}\right) \right] +$ $\left. + v_g \frac{2dT_s R}{\sqrt{L(4R^2C-L)}} e^{\frac{dT_s}{RC}} \sin\left(\frac{dT_s (v_g - v_{Cn}) \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) \right\} + e^{-\frac{T_s}{RC}\left(1-\frac{dv_g}{v_{Cn}-v_g}\right)} v_g$
buck-boost	$e^{-\frac{T_s}{RC}\left(1-\frac{dv_g}{2v_{Cn}}\right)} \left\{ v_{Cn} \left[\cos\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) - \frac{L}{\sqrt{L(4R^2C-L)}} \sin\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) \right] + \right.$ $\left. + v_g \frac{2dT_s R}{\sqrt{L(4R^2C-L)}} e^{\frac{dT_s}{RC}} \sin\left(\frac{dT_s v_g \sqrt{L(4R^2C-L)}}{2RLCv_{Cn}}\right) \right\}$

6.2. Convertoare funcționând în conducție întreruptă, cu reacție negativă

Se consideră legea de comandă [200] dată de relația:

$$\Delta d_n = -\kappa \Delta x_n \quad (6.10)$$

unde κ este câștigul buclei de reacție. O formă echivalentă pentru legea de comandă este:

$$d_n = D - \kappa(x_n - X) \quad (6.11)$$

1. Convertorul boost

Funcționarea haotică a convertorului boost DICM cu reacție după tensiunea de ieșire a fost analizată în [199], [198]. Rezultatele obținute pot fi sintetizate astfel:

Harta iterativă a sistemului în buclă închisă este dată de relația:

$$v_{C,n+1} = \alpha v_{C,n} + \frac{\beta H(d_n)^2 v_g^2}{v_{C,n} - v_g} \quad (6.12)$$

unde funcția:

$$H(x) = \begin{cases} 0, & \text{pentru } x < 0 \\ 1, & \text{pentru } x > 1 \\ x, & \text{pentru } 0 \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (6.13)$$

modelează saturația factorului de umplere. Sistemul fiind stabil în buclă deschisă, D poate fi determinat din condiția ca $v_{C,n+1} = v_{C,n}$ în relația (6.12). Rezultă:

$$D = \sqrt{\frac{(1-\alpha)(V_C - V_g)V_C}{\beta V_g^2}} \quad (6.14)$$

Presupunând că în vecinătatea stării staționare factorul de umplere nu se saturează, multiplicatorul caracteristic poate fi determinat din relația (6.12):

$$\lambda = \left. \frac{\partial f(v_{C,n})}{\partial v_{C,n}} \right|_{v_{C,n}=V_C} = \alpha - \frac{\beta V_g^2 D [2\kappa(V_C - V_g) + D]}{(V_C - V_g)^2} \quad (6.15)$$

Funcționarea fundamentală (de perioadă 1) a sistemului este stabilă dacă $|\lambda| < 1$. Valoarea critică a κ poate fi determinată din condiția $\lambda = -1$, rezultând:

$$\kappa_c = \left(1 + \alpha - \frac{\beta V_g^2 D^2}{(V_C - V_g)^2} \right) \frac{V_C - V_g}{2\beta V_g^2 D} \quad (6.16)$$

Ca exemplu, se consideră convertorul boost, cu următoarele valori ale parametrilor de circuit [199]: $V_g = 16\text{V}$, $L = 208\mu\text{H}$, $T_s = 0,333\text{ms}$, $R = 12,5\Omega$, $C = 222\mu\text{F}$, $V_{\text{ref}} = 25\text{V}$, $D = 0,2874$.

În urma simulării în CASPOC se obține valoarea de 0,076 a parametrului de bifurcație la care are loc prima bifurcație cu dublarea perioadei, aceeași valoare fiind obținută de către autoarea tezei utilizând formula exactă pentru harta iterativă, în timp ce utilizând formula aproximativă valoarea obținută este de 0,08 (eroarea de calcul fiind de 5,26%). Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.26.

2. Convertorul buck

Funcționarea haotică a convertorului boost DICM cu reacție negativă după tensiunea de ieșire a fost analizată în [200], [198], obținându-se următoarele rezultate:

Harta iterativă a sistemului în buclă închisă este dată de relația:

$$v_{C,n+1} = \alpha v_{C,n} + \frac{\beta H(d_n)^2 v_g (v_g - v_{C,n})}{v_{C,n}} \quad (6.17)$$

Factorul de umplere în stare staționară D poate fi determinat din condiția ca $v_{C,n+1} = v_{C,n}$ în relația (6.17). Rezultă:

$$D = \sqrt{\frac{(1-\alpha)V_C^2}{\beta V_g (V_g - V_C)}} \quad (6.18)$$

Presupunând că în vecinătatea stării staționare factorul de umplere nu se saturează, multiplicatorul caracteristic poate fi determinat din relația (6.17):

$$\lambda = \left. \frac{\partial f(v_{C,n})}{\partial v_{C,n}} \right|_{v_{C,n}=V_C} = \alpha - \frac{\beta V_g D [2\kappa V_C (V_g - V_C) + D V_g]}{V_C^2} \quad (6.19)$$

Valoarea critică a parametrului de bifurcație este:

$$\kappa_c = \frac{(1+\alpha)V_C^2 - \beta V_g^2 D^2}{2\beta V_g D V_C (V_g - V_C)} \quad (6.20)$$

Ca exemplu, se consideră convertorul buck, cu următoarele valori ale parametrilor de circuit [200]: $V_g = 33\text{V}$, $L = 208\mu\text{H}$, $f_s = 3\text{kHz}$, $R = 12,5\Omega$, $C = 222\mu\text{F}$, $V_{\text{ref}} = 25\text{V}$, $D = 0,4717$.

În urma simulării în CASPOC se obține valoarea de 0,14 a parametrului de bifurcație la care are loc prima bifurcație cu dublarea perioadei, valoarea obținută de către autoarea tezei utilizând formula exactă pentru harta iterativă fiind 0,142, în timp ce utilizând formula aproximativă valoarea obținută este de 0,12 (eroarea de calcul fiind de 1,42% și respectiv 14,2%). Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.27.

3. Convertorul buck-boost

Autoarea tezei a analizat comportamentul haotic al convertorului buck-boost funcționând în conducție întreruptă. Rezultatele obținute sunt prezentate în continuare.

Forma aproximativă a hărții iterative a sistemului în buclă închisă poate fi scrisă astfel:

$$v_{C,n+1} = \alpha v_{C,n} + \frac{\beta H(d_n)^2 v_g^2}{v_{C,n}} \quad (6.21)$$

Factorul de umplere în stare staționară D poate fi determinat din condiția ca $v_{C,n+1} = v_{C,n}$. Rezultă:

$$D = \sqrt{\frac{(1-\alpha)V_C^2}{\beta V_g^2}} \quad (6.22)$$

Presupunând că în vecinătatea stării staționare factorul de umplere nu se saturează, multiplicatorul caracteristic poate fi determinat din relația (6.21):

$$\lambda = \left. \frac{\partial f(v_{C,n})}{\partial v_{C,n}} \right|_{v_{C,n}=V_C} = \alpha - \frac{\beta V_g^2 D [2\kappa V_C + D]}{V_C^2} \quad (6.23)$$

Funcționarea fundamentală (de perioadă 1) a sistemului este stabilă dacă $|\lambda| < 1$. Valoarea critică a κ poate fi determinată din condiția $\lambda = -1$, rezultând:

$$\kappa_c = \frac{(1+\alpha)V_C^2 - \beta V_g^2 D^2}{2\beta V_g^2 D V_C} \quad (6.24)$$

Ca exemplu, se consideră convertorul buck-boost, cu următoarele valori ale parametrilor de circuit: $V_g = 12V$, $L = 1,1mH$, $f_s = 5kHz$, $R = 300\Omega$, $C = 4,4\mu F$, $V_{ref} = 25V$, $D = 0,39$. În urma simulării în CASPOC se obține valoarea de 0,076 a parametrului de bifurcație la care are loc prima bifurcație cu dublarea perioadei, aceeași valoare fiind obținută de către autoarea tezei utilizând formula exactă pentru harta iterativă, în timp ce utilizând formula aproximativă valoarea obținută este de 0,094 (eroarea de calcul fiind de 23%). Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.28.

Utilizând relația (6.21) se poate obține diagrama de bifurcație, ca în Fig. 6.1. Din această figură se observă că sistemul devine haotic pentru valori ale lui κ mai mari decât 0,13. De asemenea, în regiunea de comportament haotic se poate observa o fereastră de funcționare cu perioadă 3.

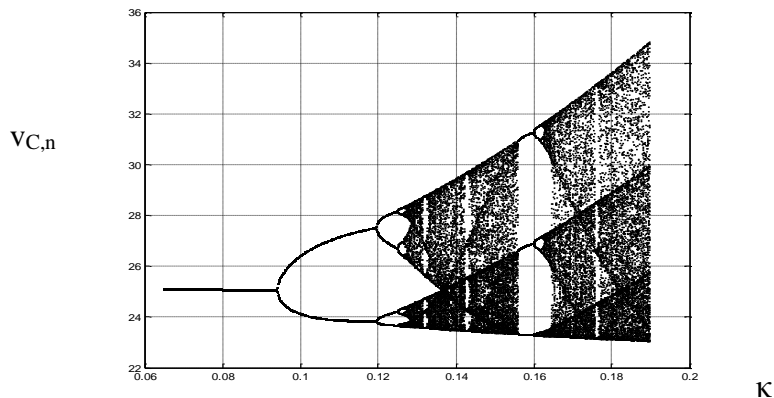


Fig. 6.1. Diagrama de bifurcație a convertorului buck-boost funcționând în conducție întreruptă – rezultat teoretic obținut cu formula aproximativă a hărții iterative.

Comportamentul de bifurcație se poate observa și din reprezentarea grafică a exponentului Lyapunov, din Fig. 6.2 (*obținută în MATLAB cu ajutorul unui program realizat de autoarea tezei*). Valorile pozitive ale exponentului Lyapunov indică bifurcații sau comportament haotic.

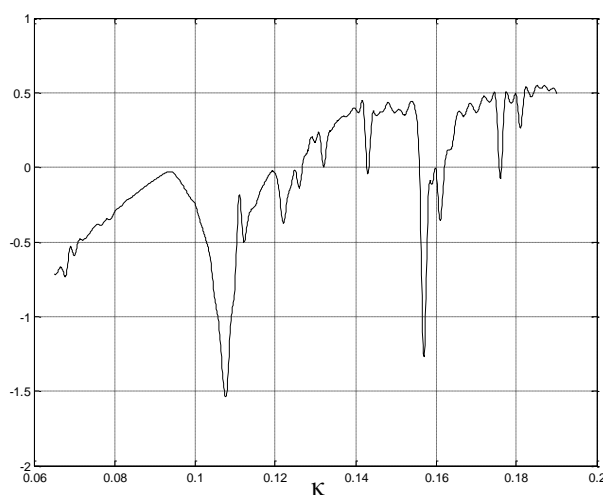


Fig. 6.2. Exponentul Lyapunov, în funcție de κ .

O altă abordare legată de periodicitatea orbitei poate fi realizată cu ajutorul hărților iterative, printr-o construcție grafică obținută astfel:

- se reprezintă grafic harta iterativă și funcția $f'(x)=x$ (prima bisectoare) pe același sistem de axe;
- se alege un punct pe axa x ;
- pornind din acel punct se desenează o linie verticală până intersectează harta iterativă;
- din acel punct se trasează o linie orizontală până intersectează prima bisectoare;
- se repetă ultimii 2 pași până când punctele de intersecție cu harta iterativă se suprapun peste cele anterioare; în acest caz periodicitatea orbitei este egală cu numărul de puncte de intersecție ale liniei desenate cu harta iterativă.

Această construcție grafică, obținută pentru diferite valori ale parametrului de bifurcație este prezentată în Fig. 6.3.

În urma simulării în CASPOC a sistemului, au fost obținute formele de undă în stare staționară și portretele de fază corespunzătoare funcționării cu perioadă 1 (Fig. 6.4), cu perioadă 2 (Fig. 6.5), cu perioadă 4 (Fig. 6.6) și respectiv haotică (Fig. 6.7), pentru diferite valori ale κ .

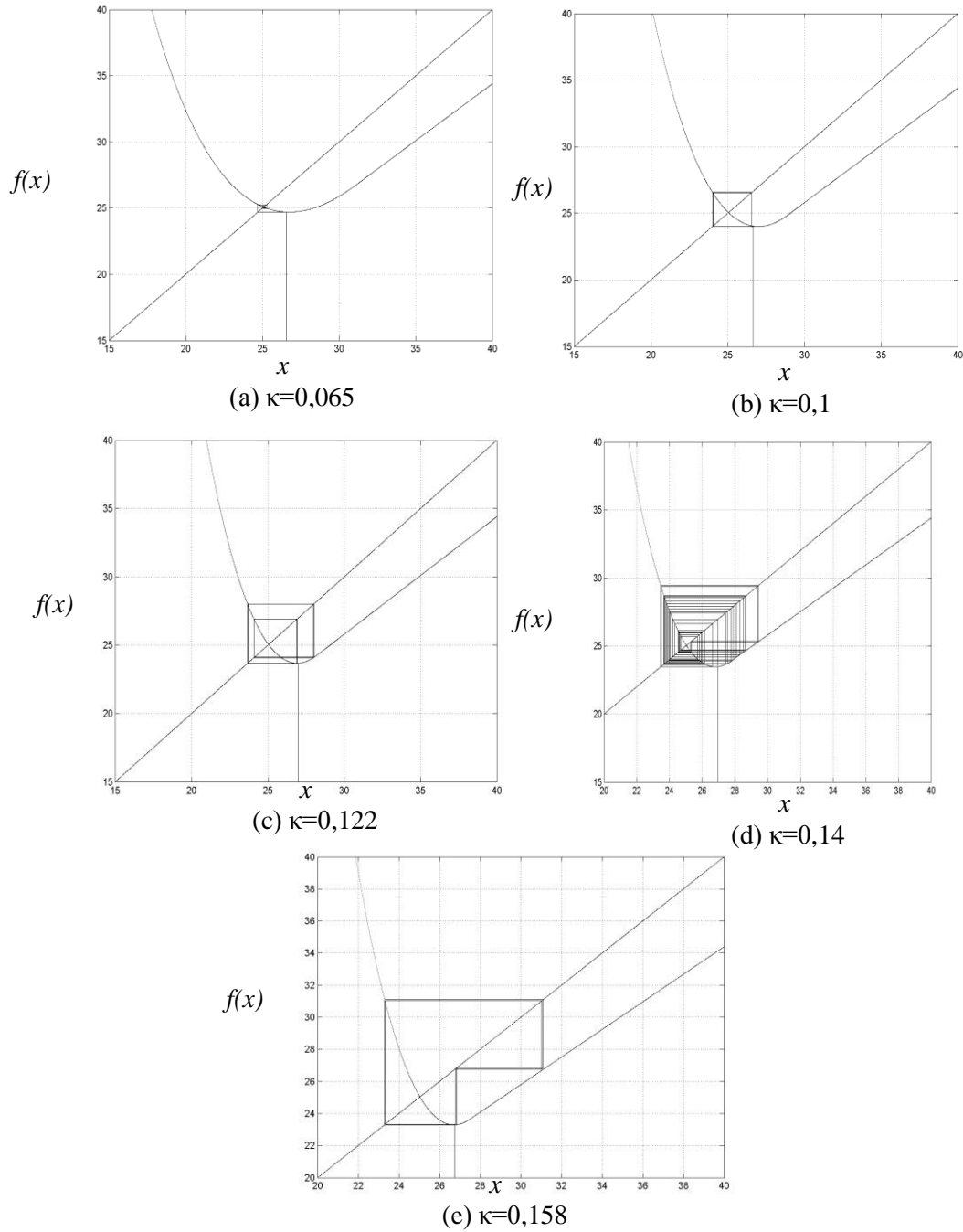


Fig. 6.3. Hărțile iterative, indicând: (a) un punct fix stabil, (b) orbită de perioadă 2, (c) orbită de perioadă 4, (d) orbită haotică, (e) orbită de perioadă 3.

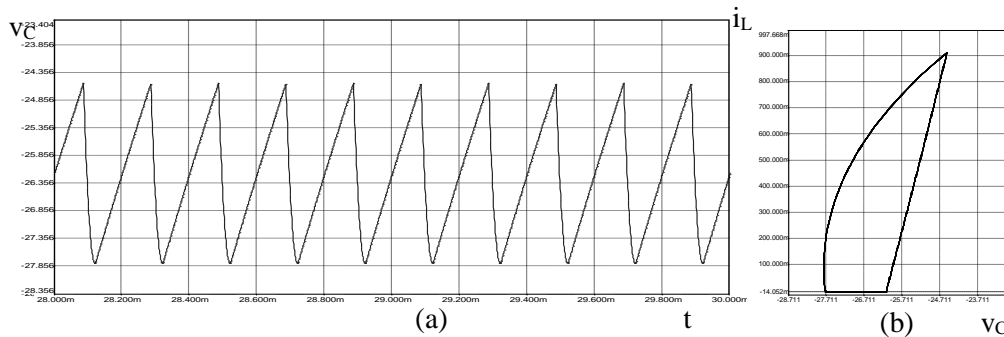


Fig. 6.4. (a) Forma de undă a tensiunii capacitive, (b) portretul de fază, în cazul funcționării cu perioadă 1 ($\kappa=0,065$).

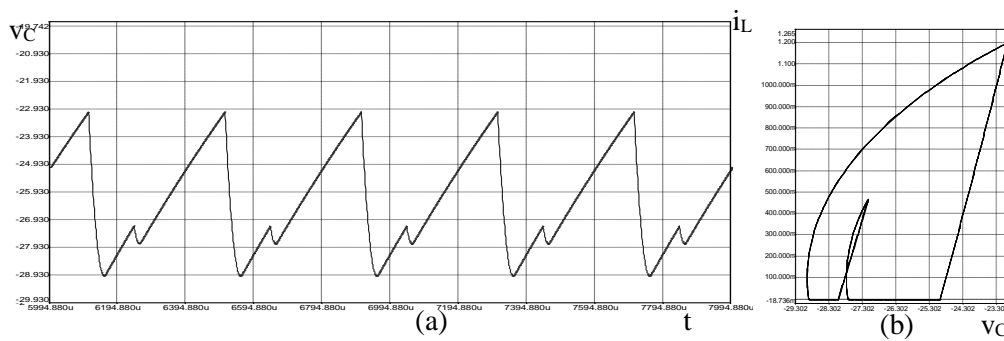


Fig. 6.5. (a) Forma de undă a tensiunii capacitive, (b) portretul de fază, în cazul funcționării cu perioadă 2 ($\kappa=0,081$).

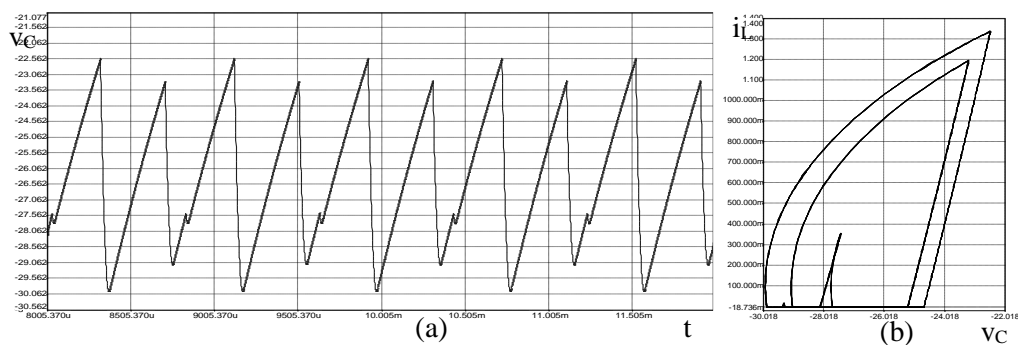


Fig. 6.6. (a) Forma de undă a tensiunii capacitive, (b) portretul de fază, în cazul funcționării cu perioadă 2 ($\kappa=0,091$).

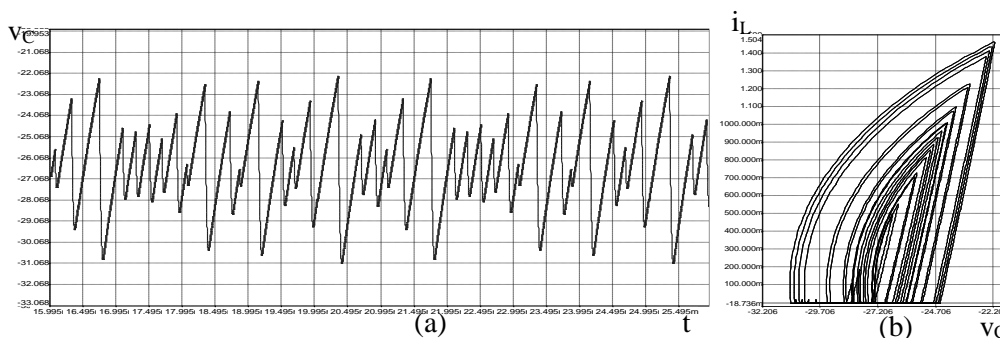


Fig. 6.7. (a) Forma de undă a tensiunii capacitive, (b) portretul de fază, în cazul funcționării haotice ($\kappa=0,108$).

Diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC este prezentată în Fig. 6.8. Se observă că ea se aseamănă cu cea din Fig. 6.1, diferențele fiind cauzate de aproximațiile făcute la determinarea hărții iterative și a faptului că, așa cum se observă în Fig. 6.9, în timpul funcționării haotice sistemul intră ocazional în conducție neîntreruptă, fenomen care nu a fost luat în considerare la determinarea hărților iterative. De asemenea, în timpul funcționării subarmonice sau haotice se observă și existența unor perioade în care factorul de umplere este egal cu zero, tranzistorul fiind blocat pe întreaga perioadă de comutație.

Utilizând expresia exactă a hărții iterative și determinând în fiecare perioadă de comutație modul de funcționare (cu alegerea corespunzătoare a expresiei hărții iterative) autoarea tezei a obținut în MATLAB diagrama de bifurcație din Fig. 6.10.

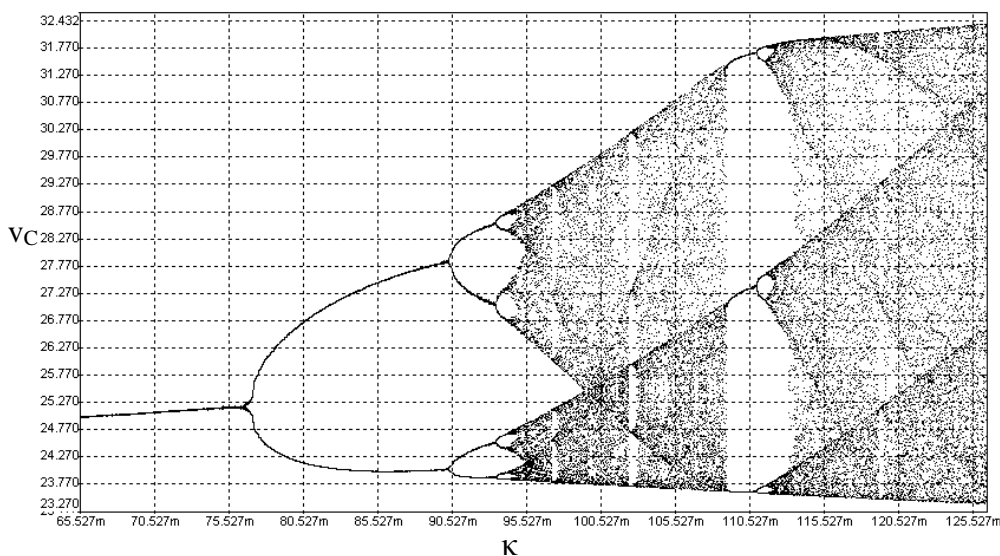


Fig. 6.8. Diagrama de bifurcație a convertorului buck-boost DICM, obținută prin simulare în CASPOC.

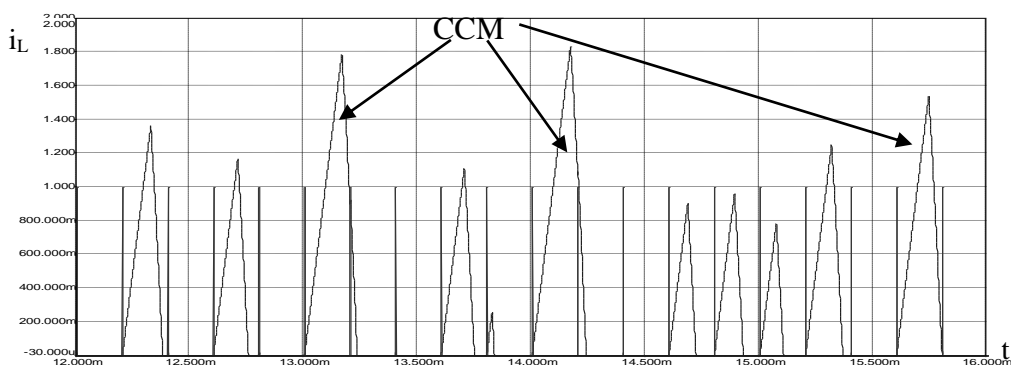


Fig. 6.9. Forma de undă haotică a curentului inductiv, conținând perioade de conducție neîntreruptă și perioade în care tranzistorul nu conduce.

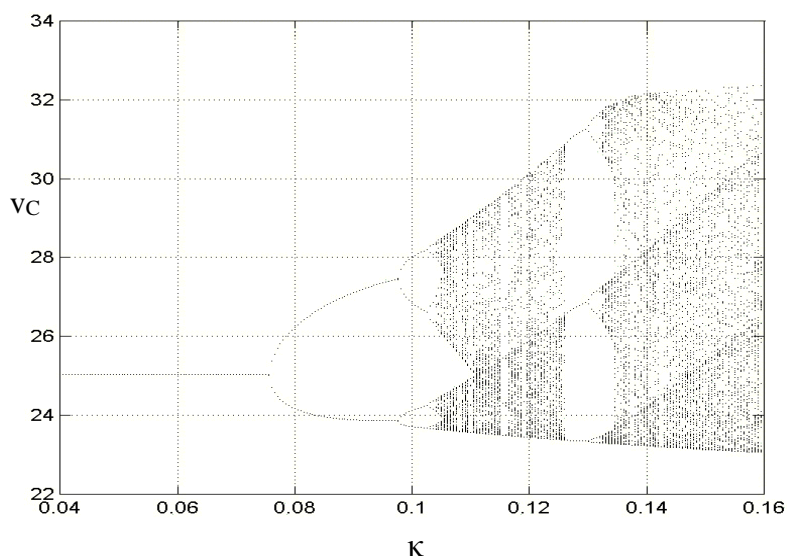


Fig. 6.10. Diagrama de bifurcație a convertorului buck-boost funcționând în conducție întreruptă – rezultat teoretic obținut cu formula exactă a hărții iterative.

Se observă coincidența mult mai bună a acestei diagrame de bifurcație cu cea din Fig. 6.8, obținută prin simulare.

4. Convertorul SEPIC

Autoarea tezei a analizat comportamentul haotic al convertorului SEPIC funcționând în DICM. Rezultatele obținute sunt prezentate în continuare.

Se consideră următorii parametri de circuit: $L_1=250\mu\text{H}$, $L_2=1\text{mH}$, $C_1=100\mu\text{F}$, $C_2=470\mu\text{F}$, $R=10\Omega$, $V_g=10\text{V}$, $D=0,4$, $f_s=2\text{kHz}$, $V_{ref}=12,65\text{V}$.

Utilizând harta iterativă din Tabelul 6.2, a fost obținut Jacobianul sistemului:

$$J(X) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{D^2 T_s^2 V_g}{C_1 L_1 V_o} \left(1 + \frac{V_g}{2V_o} \right) & -\frac{DT_s V_g}{L_1 V_o} & j_{13} \\ \frac{T_s}{C_1} & 1 - \frac{D^2 T_s^2}{2C_1 L_2} - \frac{DT_s^2 V_g}{C_1 L_1 V_o} \left(1 - D - D \frac{V_g}{2V_o} \right) & j_{23} \\ 0 & \frac{D^2 T_s^2 V_g^2}{C_2 V_o^2} \left(\frac{1}{L_2} - \frac{1}{2L_1} \right) & j_{33} \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

unde:

$$j_{13} = \frac{D^2 T_s^2 V_g V_{C1} I_{L1}}{C_1 L_1 V_o^2} + \frac{DT_s V_g}{L_1 V_o} - \frac{D^2 T_s^2 V_g^2}{2RC_2 L_1 V_o^2} - \kappa \frac{T_s V_g}{L_1} \left[-1 + 2DT_s \left(1 + \frac{V_g}{2V_o} \right) \left(\frac{1}{RC_2} - \frac{I_{L1}}{C_1 V_o} \right) \right] \quad (6.26)$$

$$j_{23} = \frac{DT_s^2 V_g}{C_1 L_1 V_o} \left(1 - \frac{DV_{C1}}{V_o} \right) - \kappa \left[-\frac{DT_s^2 V_{C1}}{C_1 L_2} + \frac{T_s^2 V_g (2DV_{C1} - V_o)}{C_1 L_1 V_o} \right] \quad (6.27)$$

$$j_{33} = 1 - \frac{T_s}{RC_2} + \frac{T_s^2}{2R^2 C_2^2} + \frac{D^2 T_s^2 V_g^2}{2C_2 V_o^2} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) - \frac{2D^2 T_s^2 V_g^2 V_{C1}}{L_2 C_2 V_o^3} - \kappa \left(-1 + \frac{2V_{C1}}{V_o} \right) \quad (6.28)$$

Cu ajutorul unor programe realizate în MATHEMATICA și MATLAB au fost determinate valorile proprii ale Jacobianului pentru diferite valori ale câștigului buclei de reacție. Valorile proprii ale Jacobianului sunt prezentate în Tabelul 6.4. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.29.

Tabelul 6.4.

κ	Multiplicatorii caracteristici	Observații
0,08	-0,4341±0,6435i ; -0,0749	Funcționare stabilă
0,2	-0,2370±0,7107i ; -0,9899	Funcționare stabilă
0,201	-0,2359±0,7118i ; -0,9964	Funcționare stabilă
0,2015	-0,2354±0,7126i ; -1,0001	Bifurcație cu dublarea perioadei
0,202	-0,2348±0,7129i ; -1,0030	Funcționare instabilă
0,21	-0,2264±0,7218i ; -1,0546	Funcționare instabilă

După cum se cunoaște, dacă o valoare proprie trece de valoarea -1 odată cu modificarea parametrului de bifurcație, are loc bifurcația cu dublarea perioadei.

În cazul convertorului studiat se observă din Tabelul 6.4 că dublarea perioadei are loc la valoarea 0,2015 a câștigului buclei de reacție.

Diagrama de bifurcație realizată în MATLAB pe baza relațiilor din Tabelul 6.2 este prezentată în Fig. 6.11.

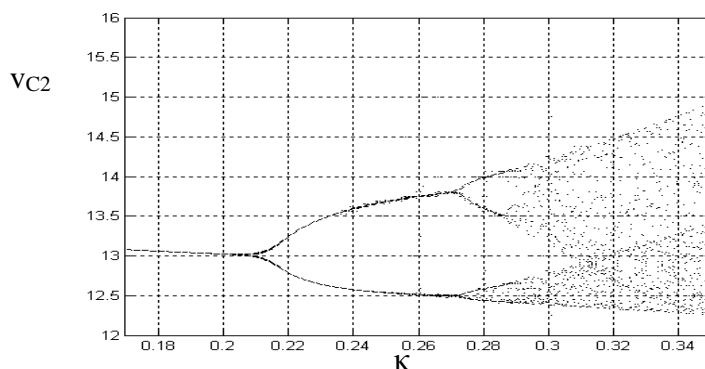


Fig. 6.11. Diagrama de bifurcație a convertorului SEPIC DICM, obținută în MATLAB.

Circuitul a fost simulat în CASPOC, obținându-se diagrama de bifurcație din Fig. 6.12.

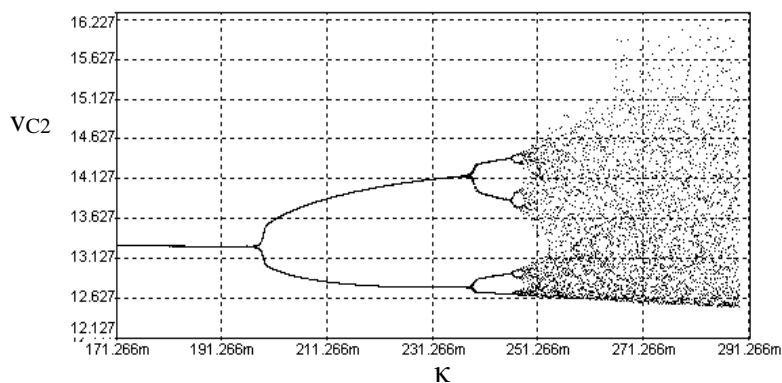


Fig. 6.12. Diagrama de bifurcație a convertorului SEPIC DICM, obținută prin simulare în CASPOC.

Din această figură se observă că, după câteva dublări ale perioadei, sistemul devine haotic pentru valori ale κ mai mari decât 0.25. Diferențele față de diagrama de bifurcație obținută pe baza rezultatelor teoretice sunt cauzate de aproximațiile făcute la determinarea expresiei hărții iterative.

În urma simulării în CASPOC se obține valoarea de 0.198 a parametrului de bifurcație la care are loc prima bifurcație cu dublarea perioadei, valoarea obținută teoretic utilizând formula aproximativă pentru harta iterativă fiind 0.2015 (eroare de 3.5%).

6.3. Concluzii

Într-o primă parte a acestui capitol sunt determinate expresiile hărților iterative în cazul convertoarelor funcționând în modul DICM. *Autoarea tezei a determinat expresiile analitice aproximative ale hărților iterative în cazul convertoarelor buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta și expresiile analitice exacte ale convertoarelor buck, boost și buck-boost cu ajutorul unor programe realizate în MATHEMATICA și MATLAB.*

Apoi, se trece în revistă comportamentul haotic al convertoarelor buck, boost, buck-boost și SEPIC DICM cu reacție negativă după tensiunea de ieșire, unde *contribuția autoarei constă în studiul convertoarelor buck-boost și SEPIC DICM.*

În cazul convertorului buck-boost se arată apariția fenomenelor de bifurcație cu dublarea perioadei și a haosului. Ca tehnici de analiză utilizate sunt: *valoarea multiplicatorului caracteristic, diagrama de bifurcație, exponentul Lyapunov, reprezentarea grafică a hărților iterative, formele de undă și portretele de fază; în formele de undă se observă în cazul comportamentului haotic existența unor perioade de funcționare în conducție neîntreruptă.*

Aceleași fenomene de bifurcație cu dublarea perioadei au fost observate și în cazul convertorului SEPIC, utilizând ca tehnici de analiză: valoarea multiplicatorilor caracteristici și diagrama de bifurcație.

Autoarea tezei consideră că o arie importantă de investigație rămâne și în cazul convertoarelor cu funcționare DICM identificarea și clasificarea fenomenelor complexe.

CAPITOLUL 7

Comportamentul haotic al convertoarelor dc-dc cu funcționare în conducție întreruptă capacitivă

În acest capitol, autoarea tezei a extins studiul comportamentului complex la convertoare dc-dc cu funcționare DCVM. În cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta cu reacție negativă după tensiunea de ieșire a fost analizată cu ajutorul modelelor mediate în spațiul stărilor pierderea stabilității prin bifurcații Hopf. Rezultatele teoretice obținute au fost verificate prin simulare.

7.1. Analiza comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc cu funcționare DCVM cu ajutorul modelelor mediate

Autoarea tezei a studiat comportamentul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta funcționând în modul DCVM, cu reacție negativă după tensiunea de ieșire, arătând apariția bifurcației Hopf [96], [99].

Bifurcația Hopf fiind bifurcație de frecvență joasă, ea poate fi analizată, pentru simplificarea calculului, cu ajutorul modelului mediat în spațiul stărilor.

Se consideră legea de comandă [200] dată de relația:

$$\Delta d_n = -\kappa \Delta x_n \quad (7.1)$$

unde κ este câștigul buclei de reacție. O formă echivalentă pentru legea de comandă este:

$$d_n = D - \kappa(x_n - X) \quad (7.2)$$

unde D este factorul de umplere în stare staționară.

Schemele simplificate ale celor trei convertoare studiate sunt prezentate în Fig. 7.1.

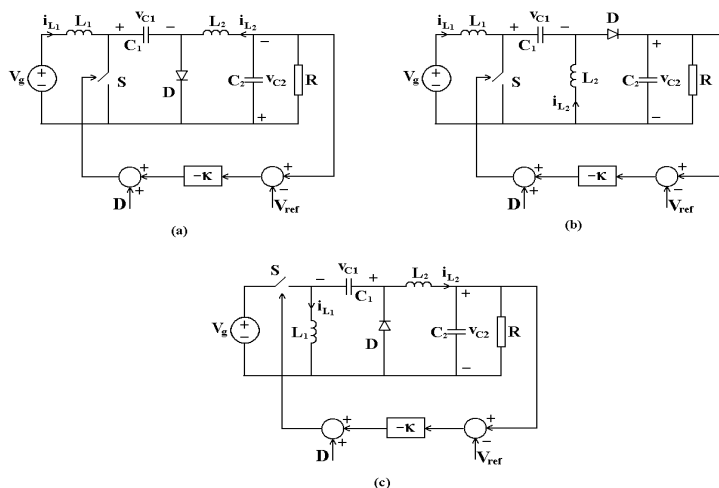


Fig. 7.1. Convertoarele (a) Ćuk, (b) SEPIC și (c) Zeta cu buclă de reacție negativă.

7.1.1. Ecuțiile de stare

1. Convertorul Ćuk

După cum se cunoaște, în cazul funcționării DCVM perioada de comutație constă din trei stări topologice. Funcționarea DCVM a convertorului Ćuk poate fi descrisă cu ajutorul următoarelor ecuații de stare:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_1 x + B_1 V_g, & t_n \leq t < t_n + d_1 T_s \\ \frac{dx}{dt} = A_2 x + B_2 V_g, & t_n + d_1 T_s \leq t < t_n + d T_s \\ \frac{dx}{dt} = A_3 x + B_3 V_g, & t_n + d T_s \leq t < t_n + T_s \end{cases} \quad (7.3)$$

unde x este vectorul de stare $[i_{L1} \ i_{L2} \ v_{C1} \ v_{C2}]^T$, și $t_n = nT_s$. Matricile A_i și B_i , $i = \overline{1,3}$, aferente celor trei stări topologice ale unei perioade de comutație sunt date de relațiile:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

Pentru a obține ecuațiile mediate în spațiul stărilor se admite ipoteza pulsațiilor mici pentru curenții inductivi și pentru tensiunea pe condensatorul de ieșire (dar nu și pentru tensiunea pe condensatorul C_1).

Tensiunea pe condensatorul C_1 se presupune că variază liniar în primul și al treilea subinterval al unei perioade de comutație și este egală cu zero în a doua stare topologică -Fig. 7.2.

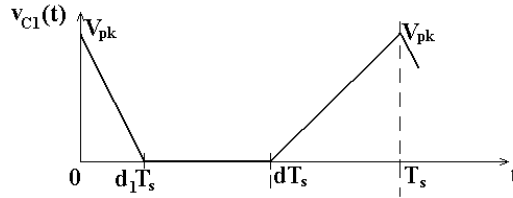


Fig. 7.2. Forma de undă a tensiunii pe condensatorul C_1 .

Expresia tensiunii pe condensatorul C_1 în prima stare topologică este dată de relația:

$$v_{C1} = V_{pk} \left(1 - \frac{t}{d_1 T_s} \right) \quad (7.7)$$

iar în a treia stare topologică:

$$v_{C1} = V_{pk} \frac{t - dT_s}{(1-d)T_s} \quad (7.8)$$

Din a treia stare topologică valoarea de vârf a tensiunii pe C_1 este dată de relația:

$$V_{pk} = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-d)T_s}{C_1} \quad (7.9)$$

și din prima stare topologică V_{pk} poate fi calculată astfel:

$$V_{pk} = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s} d_1 T_s}{C_1} \quad (7.10)$$

Din relațiile (7.9) și (7.10) se obține lungimea relativă a primei stări topologice:

$$d_1 = (1-d) \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}} \quad (7.11)$$

Prin medierea relațiilor (7.3) pe o perioadă de comutație:

$$\frac{d\langle x \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{dx}{dt} dt \quad (7.12)$$

și, utilizând relațiile (7.4)-(7.6), relația (7.12) devine:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{dt} &= \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{d_1 T_s} \frac{V_g}{L_1} dt + \int_{d_1 T_s}^{T_s} \frac{V_g}{L_1} dt - \int_{d_1 T_s}^{T_s} \left(\frac{V_g}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} \right) dt \right\} \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{dt} &= \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{d_1 T_s} \left(\frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} \right) dt - \int_{d_1 T_s}^{T_s} \frac{v_{C2}}{L_2} dt \right\} \\ \frac{d\langle v_{C1} \rangle_{T_s}}{dt} &= \frac{1}{T_s} \left\{ - \int_0^{d_1 T_s} \frac{i_{L2}}{C_1} dt + \int_{d_1 T_s}^{T_s} \frac{i_{L1}}{C_1} dt \right\} \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{dt} &= \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{T_s} \left(\frac{i_{L2}}{C_2} - \frac{v_{C2}}{RC_2} \right) dt \right\} \end{aligned} \right. \quad (7.13)$$

Înlocuind relațiile (7.7) și (7.8) în (7.13) se obține modelul mediat în spațiul stărilor:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{dt} &= \frac{V_g}{L_1} - \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-d)^2 T_s}{2L_1 C_1} \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{dt} &= - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{L_2} + \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} d_1 (1-d) T_s}{2L_2 C_1} \\ \frac{d\langle v_{C1} \rangle_{T_s}}{dt} &= -d_1 \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{C_1} + (1-d) \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{C_1} \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{dt} &= \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{C_2} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{RC_2} \end{aligned} \right. \quad (7.14)$$

Așa cum se arată în [198] în cazul conducerii discontinue a convertoarelor ordinul sistemului este redus cu 1. Astfel, convertorul Ćuk funcționând în DCVM este un sistem de ordinul trei.

Pentru simplificare, se consideră $L_1 = L_2 = L$.

Din relațiile (7.11), (7.14) și legea de comandă se determină ecuațiile ce descriu dinamica sistemului:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{dt} &= \frac{V_g}{L} - \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-D + \kappa(\langle v_{C2} \rangle_{T_s} - V_{C2}))^2 T_s}{2LC_1} \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{dt} &= - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{L} + \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}^2 (1-D + \kappa(\langle v_{C2} \rangle_{T_s} - V_{C2}))^2 T_s}{2LC_1 \langle i_{L2} \rangle_{T_s}} \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{dt} &= \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{C_2} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{RC_2} \end{aligned} \right. \quad (7.15)$$

Aceste ecuații descriu corect sistemul doar în intervalul $0 < d < 1$. Pentru a completa modelul trebuie inclusă și saturația:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{2LC_1} \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{L} + \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}^2 T_s}{2LC_1 \langle i_{L2} \rangle_{T_s}} \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{C_2} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{RC_2} \end{array} \right. \quad \text{pentru } d \leq 0, \quad (7.16)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{V_g}{L} \\ \frac{d\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{L} \\ \frac{d\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}}{C_2} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_{T_s}}{RC_2} \end{array} \right. \quad \text{pentru } d \geq 1 \quad (7.17)$$

Starea staționară se determină prin anularea derivatelor din relația (7.15), rezultând:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{L1} = \frac{2C_1 V_g}{(1-D)^2 T_s} = \frac{V_g}{R_e} \\ I_{L2} = \frac{V_g}{R(1-D)} \sqrt{\frac{2C_1 R}{T_s}} = \frac{V_g}{\sqrt{RR_e}} \\ V_{C2} = \frac{V_g}{(1-D)} \sqrt{\frac{2C_1 R}{T_s}} = V_g \sqrt{\frac{R}{R_e}} = I_{L2} R \end{array} \right. \quad (7.18)$$

R_e fiind rezistența emulată, iar X valoarea de stare staționară a variabilei x :

$$R_e = \frac{(1-D)^2 T_s}{2C_1} \quad (7.19)$$

2. Convertorul SEPIC

Și convertorul SEPIC cu funcționare DCVM poate fi descris de ecuațiile (7.3), unde matricile A_i și B_i , $i = \overline{1,3}$, pentru cele trei stări topologice ale unei perioade de comutație sunt date de relațiile:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.22)$$

Pentru a obține modelul mediat în spațiul stărilor se fac aceleași aproximații ca și în cazul convertorului Ćuk. În cazul convertorului SEPIC valoarea de vârf a tensiunii pe condensatorul C_1 este egală cu:

$$V_{pk} = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-d)T_s}{C_1} - \langle v_{C2} \rangle_{T_s} = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s} d_1 T_s}{C_1} - \langle v_{C2} \rangle_{T_s} \quad (7.23)$$

În a doua stare topologică a unei perioade de comutație tensiunea pe condensatorul C_1 este egală cu $-v_{C2}$.

În urma medierii pe o perioadă de comutație se obține același model mediat ca și în cazul convertorului Ćuk. Ca urmare, ecuațiile (7.15)-(7.18) care descriu dinamica sistemului și starea de echilibru sunt valabile și în cazul convertorului SEPIC.

3. Convertorul Zeta

De asemenea, și convertorul Zeta cu funcționare DCVM poate fi descris de ecuațiile (7.3), unde matricile A_i și B_i , $i = \overline{1,3}$, pentru cele trei stări topologice ale unei perioade de comutație sunt date de relațiile:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.24)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.25)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}; \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.26)$$

Pentru a obține modelul mediat în spațiul stărilor se fac aceleași aproximații ca și în cazul convertoarelor Ćuk și SEPIC.

În cazul convertorului Zeta valoarea de vârf a tensiunii pe condensatorul C_1 este egală cu:

$$V_{pk} = \frac{\langle i_{L1} \rangle (1-d)T_s}{C_1} - v_g = \frac{\langle i_{L2} \rangle_{T_s} d_1 T_s}{C_1} - v_g \quad (7.27)$$

În a doua stare topologică a unei perioade de comutație tensiunea pe condensatorul C_1 este egală cu $-v_g$.

În urma medierii pe o perioadă de comutație se obține același model mediat ca și în cazul convertorului Ćuk.

Ca urmare, ecuațiile (7.15)-(7.18) care descriu dinamica sistemului și starea de echilibru sunt valabile și în cazul convertorului Zeta.

7.1.2. Analiza stabilității

În cazurile convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta cu funcționare DCVM Jacobianul sistemului este dat de relația:

$$J(X) = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{LV_c^2} & 0 & -\frac{2V_g\kappa}{L(1-D)} \\ \frac{2\sqrt{RR_e}}{L} & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} + \frac{2V_g\kappa}{L(1-D)} \frac{R}{R_e} \\ 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad (7.28)$$

Valorile proprii ale Jacobianului sistemului se determină din ecuația caracteristică:

$$\det[\lambda I - J(X)] = 0 \quad (7.29)$$

Utilizând relația (7.28) ecuația caracteristică devine:

$$\begin{aligned} \lambda^3 + \left(\frac{1}{CR} + \frac{R+R_e}{L} \right) \lambda^2 + \left[\frac{2}{CL} + \frac{R_e}{CLR} + \frac{RR_e}{L^2} - \frac{2\kappa R_e V_g}{CLR(1-D)} \right] \lambda + \\ + 2 \left[\frac{R_e}{CL^2} - \frac{\kappa V_g (R_e^2 - 2R\sqrt{RR_e})}{CL^2 R(1-D)} \right] = 0 \end{aligned} \quad (7.30)$$

După ce se determină valorile proprii λ ale Jacobianului în stare staționară, se urmărește dacă perechea de valori complex conjugate verifică condițiile [2]:

$$\operatorname{Re}(\lambda) \Big|_{\kappa=\kappa_c} = 0 \quad (7.31)$$

$$\operatorname{Im}(\lambda) \Big|_{\kappa=\kappa_c} \neq 0 \quad (7.32)$$

$$\frac{d}{d\kappa} \operatorname{Re}(\lambda) \Big|_{\kappa=\kappa_c} \neq 0 \quad (7.33)$$

unde κ_c este valoarea critică a lui κ la care apare bifurcația Hopf.

Pentru a verifica rezultatele teoretice obținute, au fost studiate un convertor Ćuk și un convertor SEPIC.

Pentru convertorul Ćuk se consideră următorii parametri de circuit: $L=0.01\text{H}$, $C_1=56.8\text{nF}$, $C_2=11\mu\text{F}$, $R=40\Omega$, $V_g=10\text{V}$, $D=0.6$, $f_s=20\text{kHz}$. Valorile proprii ale Jacobianului au fost determinate utilizând MATHEMATICA. Circuitul a fost simulat în CASPOC. Pentru obținerea reprezentărilor grafice 3-dimensionale rezultatele obținute prin simulare au fost exportate în MATLAB. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.30.

Pentru diferite valori ale câștigului buclei de reacție au fost determinate valorile proprii ale Jacobianului. Acestea sunt prezentate în Tabelul 7.1.

Tabelul 7.1.

κ	Multiplicatorii caracteristici	Observații
0,08	-12567; -374±5041i	Funcționare stabilă
0,09	-12940; -187±5161i	Funcționare stabilă
0,1	-13291; -12±5271i	Funcționare stabilă
0,1007	-13315; 0±5278i	Bifurcație
0,101	-13325; 5±5282i	Funcționare instabilă
0,11	-13624; 154±5372i	Funcționare instabilă

Din Tabelul 7.1 se poate observa că la valoarea $\kappa=0,1007$ partea reală a valorilor proprii complex conjugate schimbă semnul, în timp ce partea imaginară este diferită de zero, indicând o bifurcație Hopf.

În urma simulării circuitului se pot trage următoarele concluzii:

- la valori mici ale κ traiectoria tinde în spirală către orbita de perioadă 1, corespunzătoare unui punct fix în modelul mediat. În Fig. 7.3 sunt reprezentate traiectoria sistemului, orbita de perioadă 1 și forma de undă a tensiunii v_{C2} ;
- la creșterea valorii lui κ orbita de perioadă 1 devine instabilă, traiectoria stabilindu-se la un ciclu limită (Fig. 7.4);
- pentru valori și mai mari ale lui κ orbita devine haotică (Fig. 7.5).

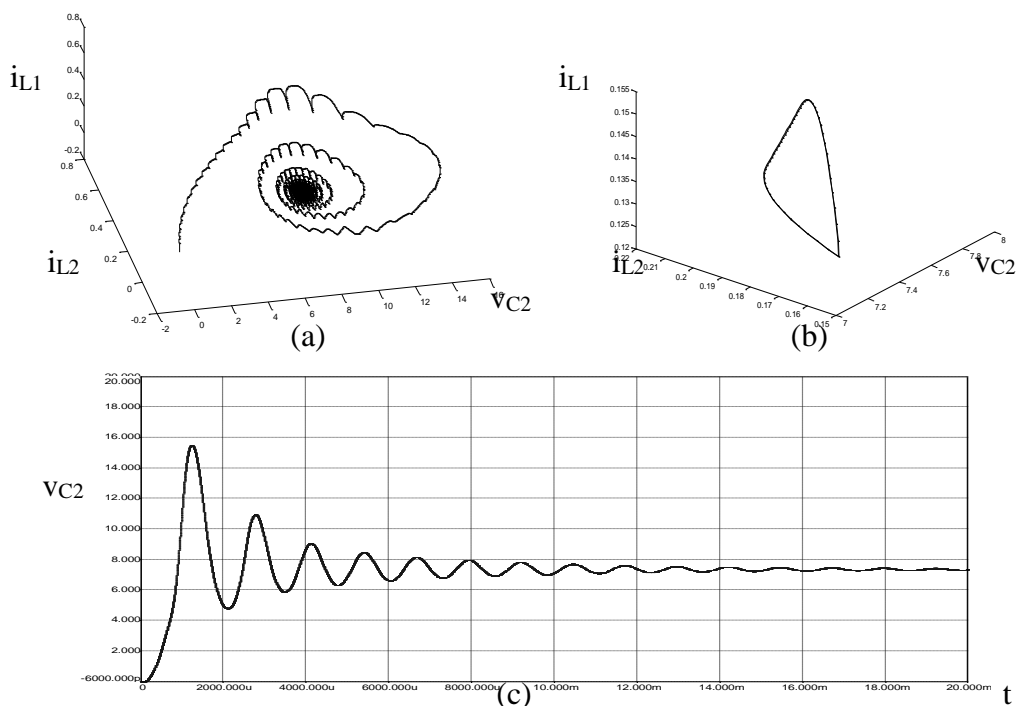


Fig. 7.3. (a) Traiectoria în cazul funcționării stabile cu perioadă 1 ($\kappa=0,08$); (b) orbita de perioadă 1; (c) forma de undă a tensiunii v_{C2} .

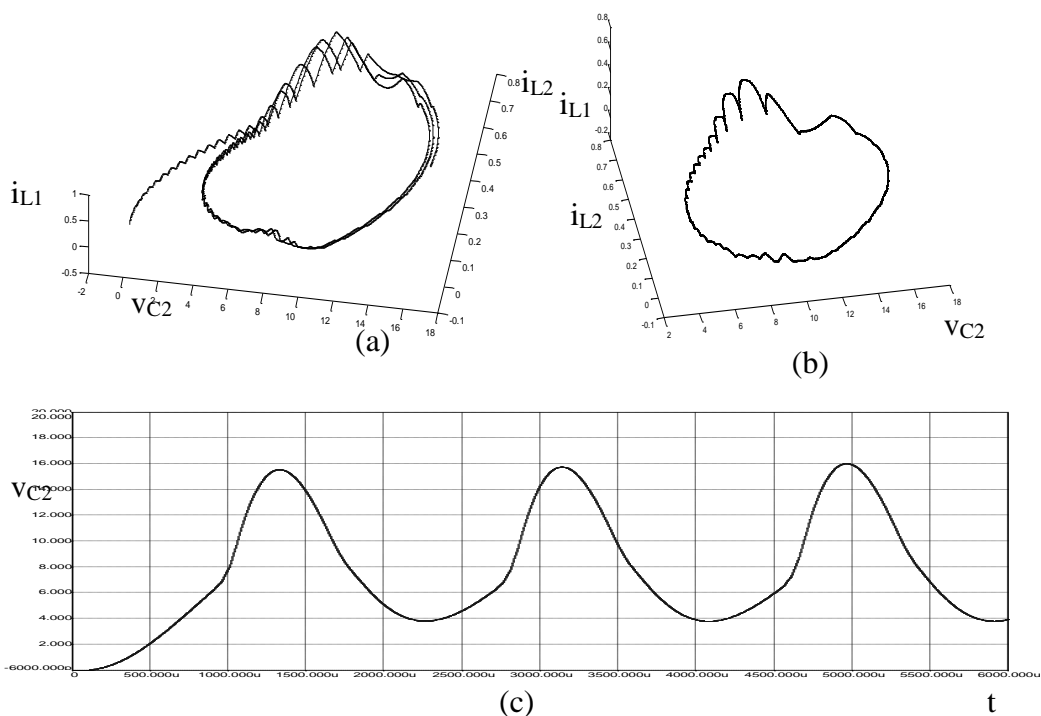


Fig. 7.4. (a) Traiectoria în cazul apariției ciclului limită ($\kappa=0,15$); (b) ciclul limită; (c) forma de undă a tensiunii $VC2$.

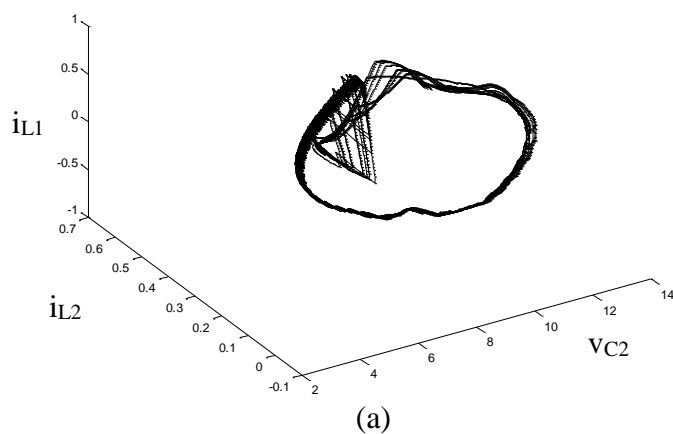


Fig. 7.5. (a) Traiectoria în cazul funcționării haotice ($\kappa=10$).

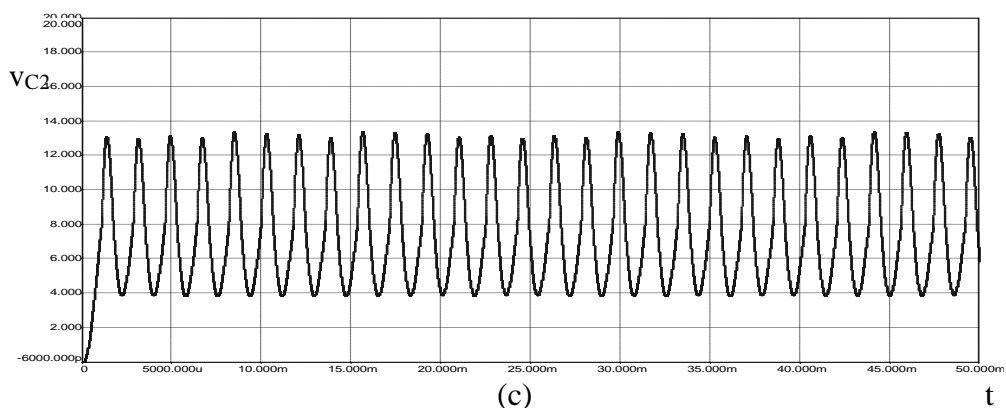


Fig. 7.5. (continuare) (b) forma de undă a tensiunii v_{c2} în cazul funcționării haotice ($\kappa=10$).

Pentru comparație, traiectoria și forma de undă au fost determinate numeric din relațiile (7.15) și reprezentate grafic în MATLAB (Fig. 7.6-7.8). Se observă asemănarea cu Fig. 7.3-7.5, cu excepția faptului că, datorită medierii pe o perioadă de comutație, pulsațiile cu frecvența de comutație nu mai apar.

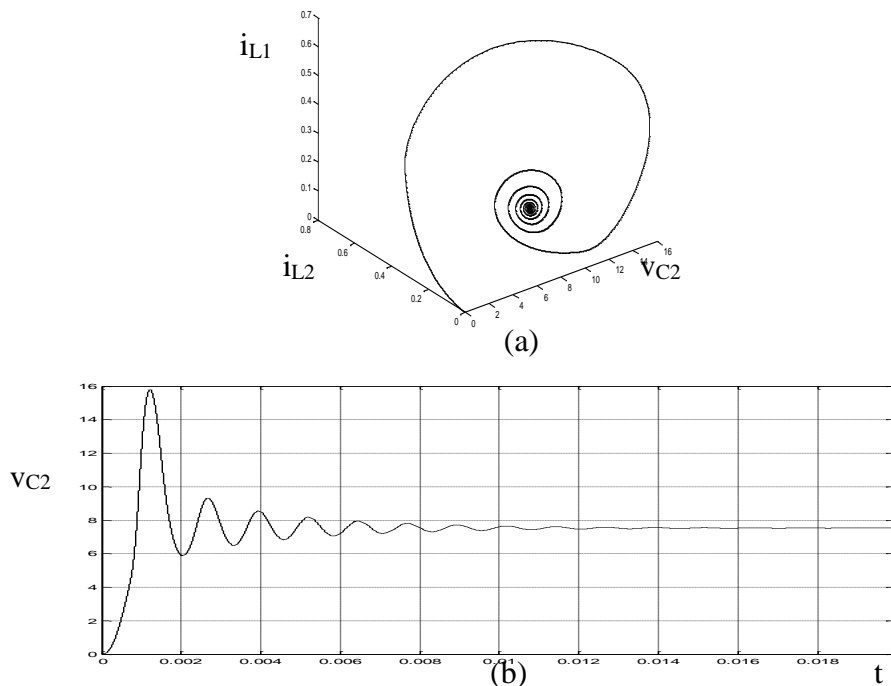


Fig. 7.6. (a) Traiectoria în cazul funcționării stabile cu perioadă 1; (b) forma de undă a tensiunii v_{c2} ($\kappa=0,08$).

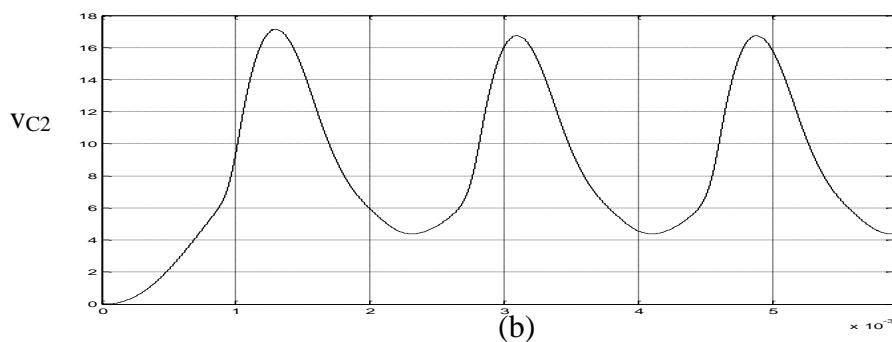
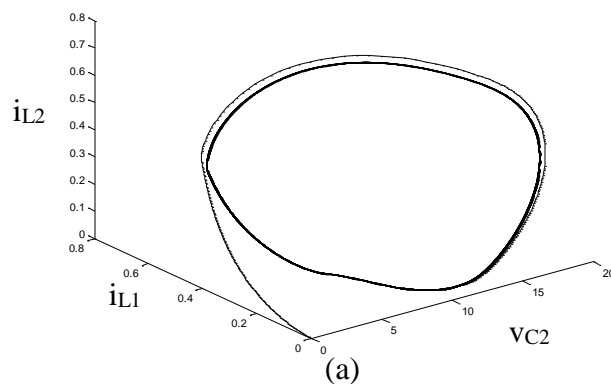


Fig. 7.7. (a) Traectoria în cazul apariției ciclului limită; (b) forma de undă a tensiunii vc_2 ($\kappa=0,15$).

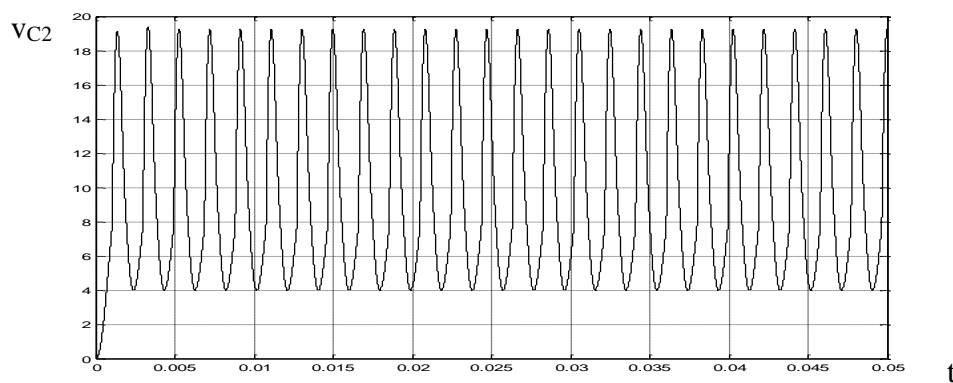


Fig. 7.8. Forma de undă a tensiunii vc_2 în cazul funcționării haotice ($\kappa=10$).

Diagrama de bifurcație obținută prin simulare în CASPOC este reprezentată în Fig. 7.9.

Diagrama de bifurcație este tipică pentru bifurcația Hopf.

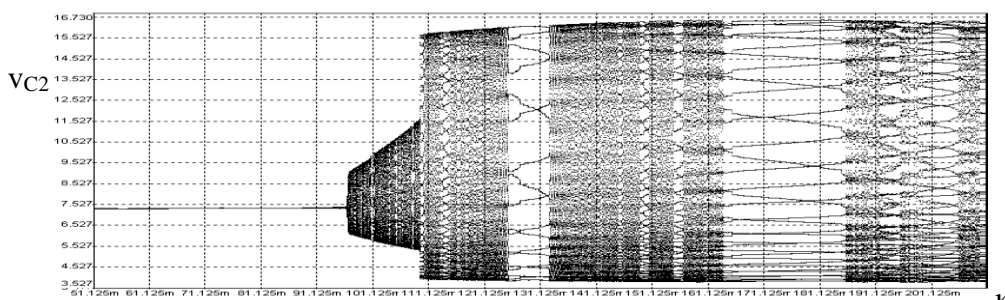


Fig. 7.9. Diagrama de bifurcație a convertorului Ćuk cu κ ca parametru de bifurcație.

Pentru convertorul SEPIC se consideră următorii parametri de circuit: $V_g=15V$, $L=1,22mH$, $R=140\Omega$, $C_1=56,8nF$, $C_2=100\mu F$, $f_s=50kHz$, $D=0,6$. Valorile proprii ale Jacobianului au fost determinate utilizând programul MATHEMATICA. Circuitul a fost simulat în CASPOC. Pentru obținerea reprezentărilor grafice 3-dimensionale rezultatele obținute prin simulare au fost exportate în MATLAB. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.31.

Pentru diferite valori ale câștigului buclei de reacție au fost determinate valorile proprii ale Jacobianului. Acestea sunt prezentate în Tabelul 7.2.

Tabelul 7.2.

κ	Multiplcatorii caracteristici	Observații
0,3	-31454; -416±9619i	Funcționare stabilă
0,34	-32189; -48±10054i	Funcționare stabilă
0,345	-32278; -4±10105i	Funcționare stabilă
0,3454	-32285; 0±10110i	Bifurcație
0,35	-32367; 40±10156i	Funcționare instabilă
0,4	-33219; 467±10631i	Funcționare instabilă

Din Tabelul 7.2. se poate observa că la valoarea $\kappa=0,3454$ partea reală a valorilor proprii complex conjugate schimbă semnul, în timp ce partea imaginară este diferită de zero, indicând o bifurcație Hopf. Diagrama de bifurcație este prezentată în Fig. 7.10.

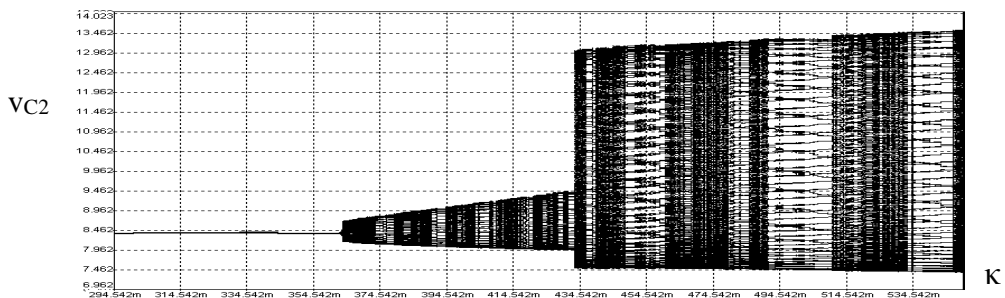


Fig. 7.10. Diagrama de bifurcație a convertorului SEPIC cu κ considerat ca parametru de bifurcație.

În urma simulării în CASPOC a circuitului se pot face observații asemănătoare cu cele din cazul convertorului Ćuk:

- la valori mici ale κ traiectoria tinde în spirală către orbita de perioadă 1, corespunzătoare unui punct fix în modelul mediat. În Fig. 7.11 sunt reprezentate traiectoria sistemului, orbita de perioadă 1 și forma de undă a tensiunii v_{C2} ;
- valoarea critică a câștigului buclei de reacție la care are loc bifurcația Hopf este determinată prin simulare ca fiind egală cu 0,356, ceea ce confirmă rezultatele teoretice;
- la creșterea valorii lui κ orbita de perioadă 1 devine instabilă, traiectoria stabilindu-se la un ciclu limită (Fig. 7.12);
- pentru valori și mai mari ale lui κ orbita devine haotică (Fig. 7.13).

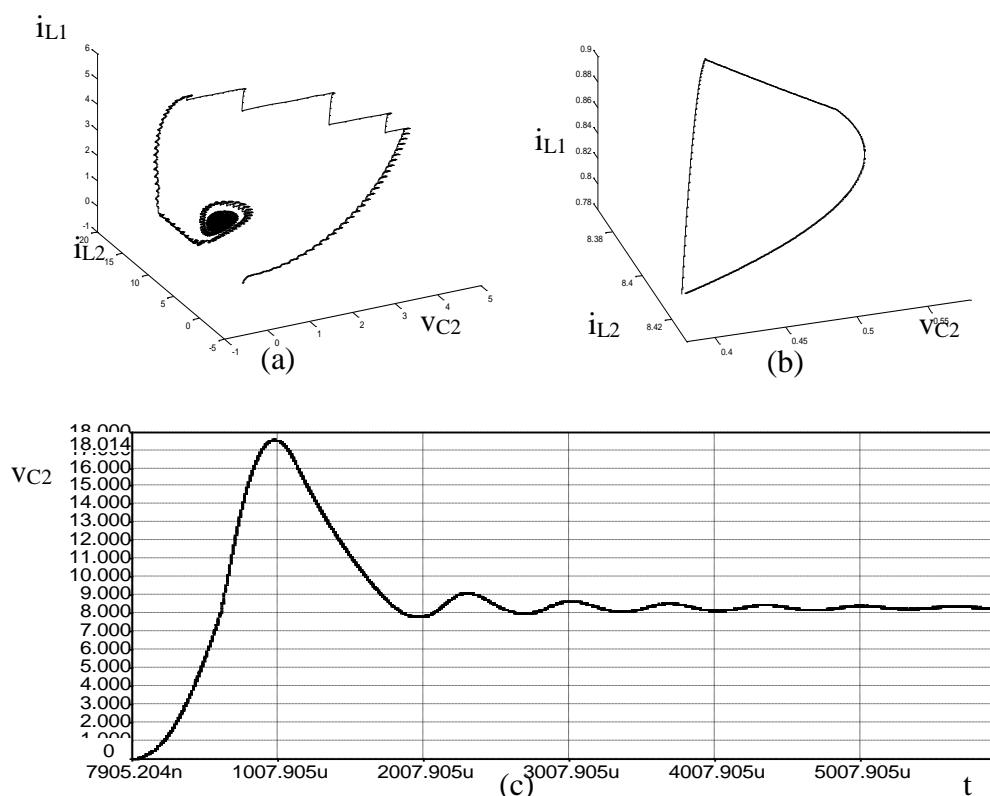


Fig. 7.11. (a) Traiectoria în cazul funcționării stabile cu perioadă 1; (b) orbita de perioadă 1; (c) forma de undă a tensiunii v_{C2} ($\kappa=0,3$).

Se observă cum traiectoria sistemului, din spirală stabilă devine instabilă pe măsură ce parametrul de bifurcație crește și devine chiar haotică pentru valori mari ale parametrului de bifurcație.

Rezultatele teoretice obținute utilizând modelul mediat în spațiul stărilor sunt confirmate prin simulare în cazul ambelor convertoare studiate.

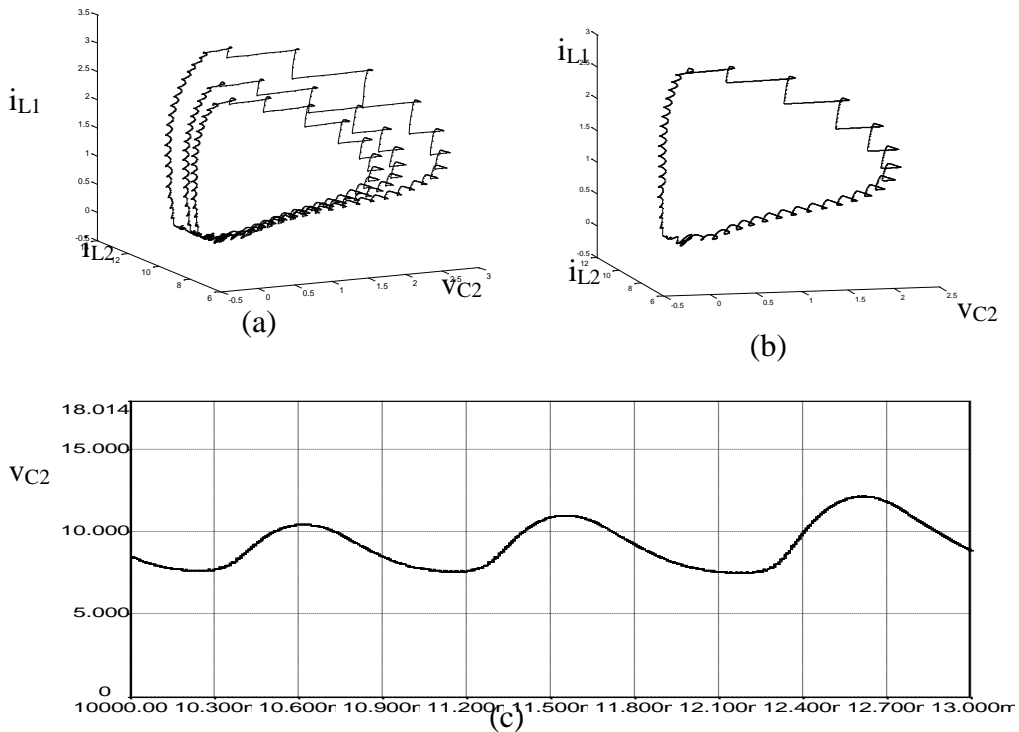


Fig. 7.12. (a) Traiectoria în cazul apariției ciclului limită; (b) ciclul limită; (c) forma de undă a tensiunii vc_2 ($\kappa=0,4$).

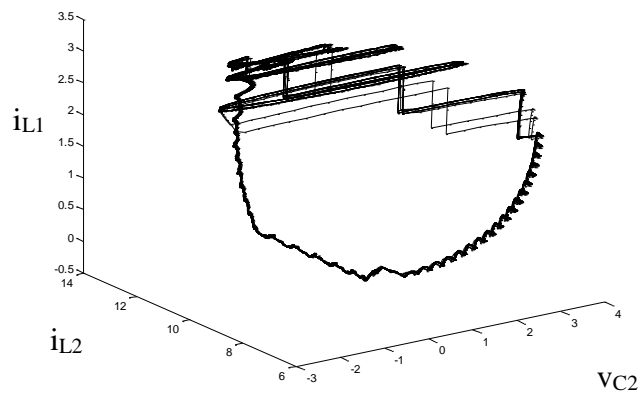


Fig. 7.13. Traiectoria în cazul funcționării haotice ($\kappa=10$).

7.2. Concluzii

În cazul funcționării în modul DCVM, a fost analizat comportamentul complex al convertoarelor dc-dc, cu reacție negativă după tensiunea de ieșire, observându-se bifurcația Hopf. Într-o primă parte a acestui capitol autoarea tezei a determinat cu ajutorul modelelor mediate în spațiul stărilor ecuațiile de stare ale convertoarelor funcționând în modul DCVM. Pe baza acestor ecuații se studiază stabilitatea convertoarelor dc-dc cu funcționare DCVM, arătându-se apariția bifurcației Hopf: traiectoria sistemului, din spirală stabilă devine instabilă pe măsură ce parametrul de bifurcație crește și chiar haotică pentru valori mari ale parametrului de bifurcație.

Pentru verificarea rezultatelor teoretice au fost realizate simulări în CASPOC ale convertoarelor Ćuk și SEPIC.

Ca tehnici de analiză utilizate sunt: valorile proprii ale Jacobianului, diagrama de bifurcație, traiectoria sistemului, formele de undă.

În cazul convertorului Ćuk pe baza ecuațiilor de stare obținute au fost reprezentate grafic în MATLAB traiectoria sistemului și formele de undă, observându-se o bună concordanță cu rezultatele simulărilor.

Autoarea tezei consideră că o arie importantă de investigare rămâne și în cazul convertoarelor cu funcționare DCVM identificarea și clasificarea fenomenelor complexe.

CAPITOLUL 8

Comportamentul haotic al circuitelor active de corecție a factorului de putere

Deoarece circuitele de corecție a factorului de putere au cunoscut o largă utilizare, acest capitol își propune analiza comportamentului complex al circuitelor PFC, unde contribuțiile autoarei se referă la determinarea unghiurilor de fază critice la care apare bifurcația cu dublarea perioadei în cazul circuitelor PFC construite cu convertoare buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta, cu comandă prin curentul de vârf. Rezultatele obținute au fost verificate prin simulare în cazul unui circuit PFC buck-boost. De asemenea, este realizată o analiză calitativă, prin simulare, a comportamentului haotic în cazul circuitului PFC boost cu comandă ACC cu feedforward, unde se observă apariția bifurcațiilor la anumite valori ale unghiului de fază și sunt identificați unii dintre parametrii care determină apariția acestui tip de comportament.

8.1. Poluarea armonică

În condițiile creșterii diversității și complexității echipamentelor electrice și electronice, problemele de poluare armonică și îndeosebi a rețelei de alimentare au început să se pună din ce în ce mai acut.

Echipamentele electrice reprezintă sarcini neliniare pentru rețeaua de curent alternativ, ducând la apariția unor componente reactive semnificative în curenții absorbiți de la rețea și la prezența de armonici importante.

Armonicile și componentele reactive duc la un factor de putere mic, la un randament scăzut, fenomene de interferență electromagnetică pentru echipamentele din proximitate sau supraîncălzirea inutilă a transformatoarelor de alimentare.

În plus, necesitatea de a respecta standardele internaționale referitoare la armonicile curentului absorbit de la rețea (IEC 555-2, publicat în 1982 de IEC, și adoptat în 1987 ca standard european EN 60555-2, și IEC 1000-3-2, publicat în 1995 și adoptat ca standard european EN 61000-3-2) a determinat proliferarea circuitelor de corecție a factorului de putere.

Principalul parametru care caracterizează calitatea procesării puterii este factorul de putere.

Pentru un circuit cu două terminale, factorul de putere se definește ca raportul dintre puterea activă, P , și puterea aparentă, S , absorbită.

$$k_p = \frac{P}{S} \quad (8.1)$$

Coefficientul de distorsiuni armonice THD (total harmonic distortion) este definit ca raportul dintre valoarea efectivă a undei, mai puțin fundamentala și valoarea fundamentalei:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq 1}}^{\infty} I_{nef}^2}}{I_{1ef}} \quad (8.2)$$

Dacă tensiunea de alimentare este sinusoidală, factorul de putere este dat de relația:

$$k_p = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \cdot \cos \varphi_1 \quad (8.3)$$

unde φ_1 este defazajul dintre fundamentala curentului și tensiunea sinusoidală de la borne, sau, în funcție de coeficientul de distorsiuni armonice:

$$k_p = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cdot \cos \varphi_1 \quad (8.4)$$

Factorul de putere, dat de relația (8.3), poate fi scris sub forma:

$$k_p = k_d \cdot k_\varphi \quad (8.5)$$

unde k_d este factorul de distorsiuni, iar k_φ este factorul de defazaj.

Factorul de putere evidențiază cât de eficient e utilizată puterea aparentă absorbită de la un port.

Tehnicile clasice de compensare a factorului de putere utilizează capacități prin care se micșorează unghiul de defazaj pentru a avea un factor de defazaj unitar. Ele se aplică însă numai unor sarcini liniare și inductive, chiar dacă efectul este uneori benefic și în prezența sarcinilor neliniare.

Tehnicile active de corecție a factorului de putere se bazează pe utilizarea de convertoare ce comută la frecvență mult mai mare decât decât frecvența rețelei, comanda acestora făcându-se astfel încât valoarea mediată în raport cu perioada de comutație a curentului absorbit din rețea să fie proporțională cu tensiunea rețelei. Circuitele dedicate acestui tip de aplicație se numesc circuite de corecție a factorului de putere (PFC = Power Factor Correction).

Deși obținerea unui factor de putere unitar este dorită, ea nu este necesară pentru a respecta standardele, acestea permițând existența armonicilor în curentul de intrare.

8.2. Circuite PFC cu comandă prin curentul de vârf

În cazul comenzii prin curentul de vârf (PCC = PeaK CurrenT Control), valoarea maximă a curentului prin bobină într-o perioadă de comutație este cea care urmărește curentul de referință. Acest tip de comandă are o serie de dezavantaje:

- imunitate scăzută la zgomote;
- necesitatea compensării pantei în vederea eliminării subarmonicilor;

- deoarece cel controlat este curentul de vârf și nu curentul mediat pe o perioadă, în aplicațiile PFC această eroare duce la distorsionarea curentului de intrare;
- nu se poate aplica tuturor topologiilor de convertoare utilizate ca circuite PFC, pentru că cel controlat este curentul prin bobină. Deci, topologiile la care bobina nu este în serie cu intrarea nu sunt adecvate acestui tip de comandă.

8.2.1. Comanda prin curentul de vârf

Schema de principiu a comenzii prin curentul de vârf este dată în Fig. 4.1 pentru un circuit PFC boost.

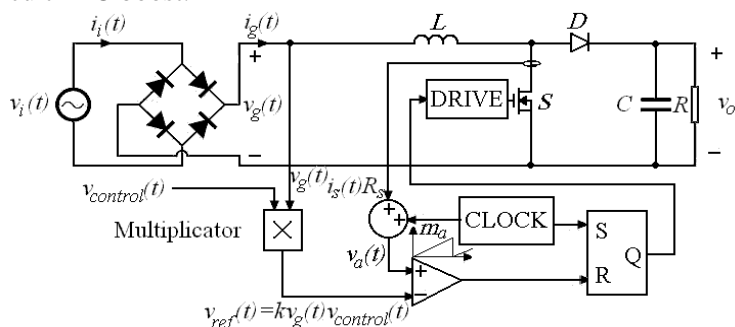


Fig. 4.1. Circuit PFC boost cu comandă prin curentul de vârf.

Tensiunea de referință, $v_{ref}(t)$, este proporțională cu tensiunea de intrare pentru a se realiza condiția de factor de putere unitar. De aceea, cu aproximație, și curentul mediat prin bobină, deci și curentul mediat de intrare vor urmări tensiunea de intrare. Ca și la comanda prin curentul mediat, este necesar un multiplicator pentru a se putea modifica rezistența emulată din $v_{control}$, deci și puterea activă de intrare. Stabilizarea tensiunii de ieșire se face tot din $v_{control}$. Rampa artificială de pantă m_a este necesară pentru a se obține structuri stabile pentru factori de umplere mai mari decât 0,5. Adăugarea acestei rampe artificiale face ca valoarea mediată a curentului de intrare să difere de $i_{ref}(t)$. O abatere suplimentară dintre cei doi curenți este determinată de prezența pulsațiilor în curentul prin bobină.

În practică, valori ale THD de 5%-10% se pot obține ușor în convertoare ce funcționează pe domenii restânse pentru valoarea efectivă a tensiunii de intrare și a curentului de sarcină.

8.2.2. Comportamentul haotic al circuitelor PFC cu comandă prin curentul de vârf

În cazul circuitelor PFC, instabilitatea la frecvențe înalte poate lua forma haosului sau a subarmonicilor de înaltă frecvență, la anumite unghiuri de fază ale tensiunii de alimentare, și poate reprezenta o sursă de distorsiuni armonice.

După cum se cunoaște în cazul convertoarelor dc-dc cu comandă prin curentul de vârf apare fenomenul de dublare a perioadei, și chiar un comportament haotic la modificarea referinței de curent peste anumite valori. Pentru evitarea bifurcațiilor se introduce o rampă artificială. La circuitele PFC referința de curent nu mai este constantă, ci depinde de forma de undă a tensiunii de alimentare, deci este o sinusoidă redresată având frecvența mult mai mică decât frecvența de comutație. Situația este oarecum analoagă celei în care se aplică o rampă variabilă în timp unui convertor dc-dc cu comandă în curent. Pentru determinarea valorilor critice ale unghiului de fază în cazul convertorului boost se consideră tensiunea de intrare dată de relația:

$$v_g(t) = V_M |\sin(\omega t)| \quad (8.6)$$

sau, considerând ca variabilă unghiul de fază:

$$v_g(\theta) = V_M |\sin \theta| \quad (8.7)$$

În cazul utilizării convertorului boost factorul de umplere este dat de relația:

$$d = 1 - \frac{v_g}{v_o} \quad (8.8)$$

iar panta rampei compensatoare este:

$$m_a = - \frac{di_{ref}}{dt} \frac{L}{V_M |\sin \theta|} \quad (8.9)$$

Ținând cont de valoarea critică a factorului de umplere (5.49):

$$d_c = \frac{m_a + 0.5}{m_a + 1} \quad (8.10)$$

se poate determina unghiul de fază la care apare bifurcația cu dublarea perioadei (de comutație):

$$|\sin \theta_c| = \frac{v_o + 2L \frac{di_{ref}}{dt}}{2V_M} \quad (8.11)$$

Presupunând factorul de umplere apropiat de 1, se obține:

$$i_{ref} \cong I_M |\sin \theta| \quad \text{pentru } 0 \leq \theta \leq \pi \quad (8.12)$$

unde I_M este valoarea de vârf a curentului de intrare. Pentru simplitate, se restrânge analiza la intervalul $[0, \pi]$, forma de undă repetându-se periodic. Rezultă astfel:

$$\frac{di_{ref}}{dt} \cong \omega I_M \cos \theta \quad (8.13)$$

Din relațiile (8.11), (8.13) rezultă:

$$\theta_c = 2 \arctg \left(\frac{2V_M \pm \sqrt{4V_M^2 - v_o^2 + 4\omega^2 I_M^2 L^2}}{v_o - 2\omega I_M L} \right) \quad (8.14)$$

Luând în considerare egalitatea puterii de intrare cu cea de ieșire: $\frac{V_M I_M}{2} = \frac{v_o^2}{R}$
 (presupunând randament egal cu 1) și notând:

$$r_v = \frac{v_o}{V_M} \quad (8.15)$$

$$\tau_L = \frac{L}{R} \quad (8.16)$$

unghiul de fază critic poate fi scris în următoarea formă compactă:

$$\theta_c = 2 \arctg \left(\frac{2 \pm \sqrt{4 - r_v^2 + 16\omega^2 \tau_L^2 r_v^4}}{r_v - 4\omega \tau_L r_v^2} \right) \quad (8.17)$$

Din relația (8.17) se observă că parametrii r_v și τ_L influențează comportamentul de bifurcație. În funcție de valorile acestora se pot distinge următoarele cazuri:

- dacă $\tau_L > \frac{1}{4\omega r_v}$ funcționarea este stabilă (nu are loc dublarea perioadei);
- dacă $\sqrt{\frac{r_v^2 - 4}{16\omega^2 r_v^4}} \leq \tau_L \leq \frac{1}{4\omega r_v}$ există două soluții reale pentru unghiul de fază critic, funcționarea fiind stabilă doar în intervalul $[\theta_{c1}, \theta_{c2}]$; dacă $\tau_L = \sqrt{\frac{r_v^2 - 4}{16\omega^2 r_v^4}}$ cele două soluții coincid, iar dublarea perioadei nu poate fi evitată;
- dacă $\tau_L \leq \sqrt{\frac{r_v^2 - 4}{16\omega^2 r_v^4}}$ ambele soluții sunt complexe, iar intervalul de stabilitate dispăre complet.

În mod analog, autoarea tezei a determinat valorile critice ale unghiului de fază pentru convertoarele buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta:

$$\theta_c = 2 \arctg \left(\frac{1 \pm \sqrt{1 - r_v^2 + 16\omega^2 \tau_L^2 r_v^4}}{r_v - 4\omega \tau_L r_v^2} \right) \quad (8.18)$$

În [49] a fost analizat comportamentul circuitului PFC boost cu comandă prin curentul de vârf, determinându-se unghiurile de fază critice, iar în [232] a fost analizată coliziunea la limită în cazul convertorului buck-boost cu comandă prin curentul de vârf. **Pentru a verifica rezultatele obținute, în această teză este analizat comportamentul de bifurcație al unui circuit PFC buck-boost cu comanda prin curentul de vârf.**

Se consideră următoarele valori ale parametrilor circuitului PFC buck-boost: $V_M=155V$, $L=2mH$, $C=470\mu F$, $R=100\Omega$, $f_s=50kHz$, $f=50Hz$. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.32.

Forma de undă a curentului prin bobină obținută prin simulare în CASPOC în cazul $V_o=92V$ este prezentată în Fig. 8.2, a, iar cea obținută prin eșantionare cu o perioadă egală cu perioada de comutație în Fig. 8.2, b. Se observă apariția fenomenului de dublare a perioadei. De asemenea, se pot determina cele două valori ale unghiului de fază fază critic. Acestea sunt: $48,6^\circ$ și $149,4^\circ$, în bună concordanță cu cele obținute teoretic, cu relația (8.18): $47,5^\circ$ și $147,4^\circ$. În Fig. 8.2 c și d este prezentată forma de undă a curentului prin bobină în jurul celor două valori critice ale unghiului de fază.

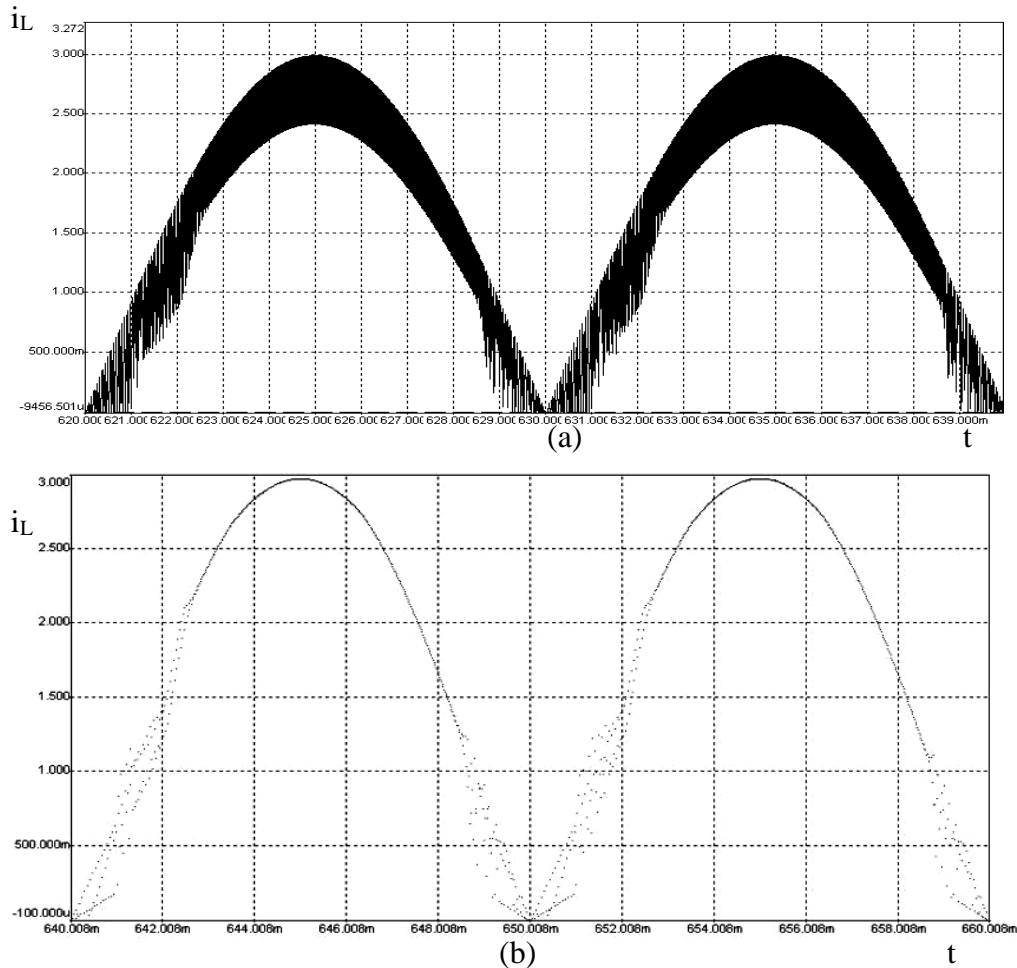


Fig. 8.2. (a) Forma de undă a curentului prin bobină, obținută prin simulare în CASPOC ($V_o=92V$); (b) forma de undă a curentului prin bobină, eșantionată; (c), (d) forma de undă a curentului prin bobină în jurul valorilor critice ale unghiului de fază.

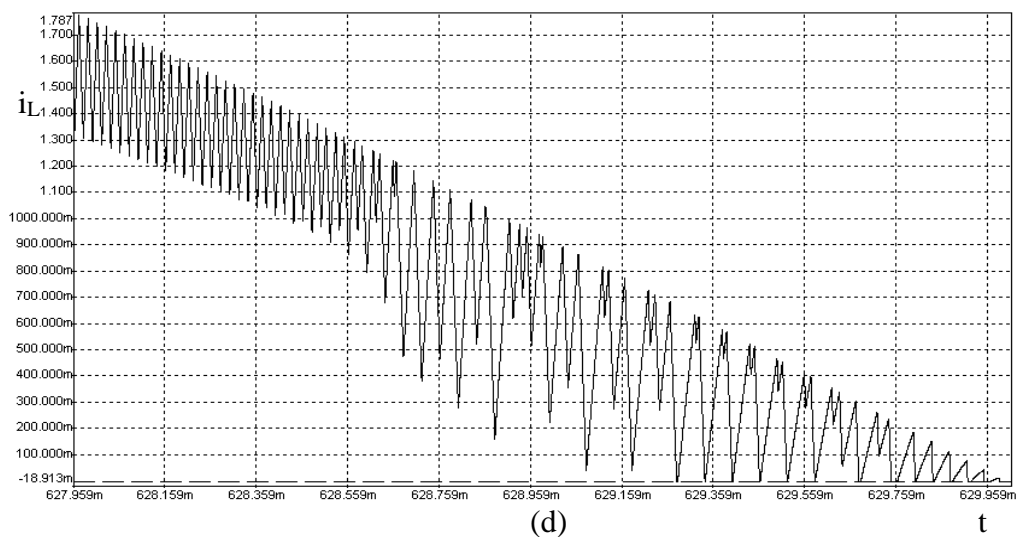
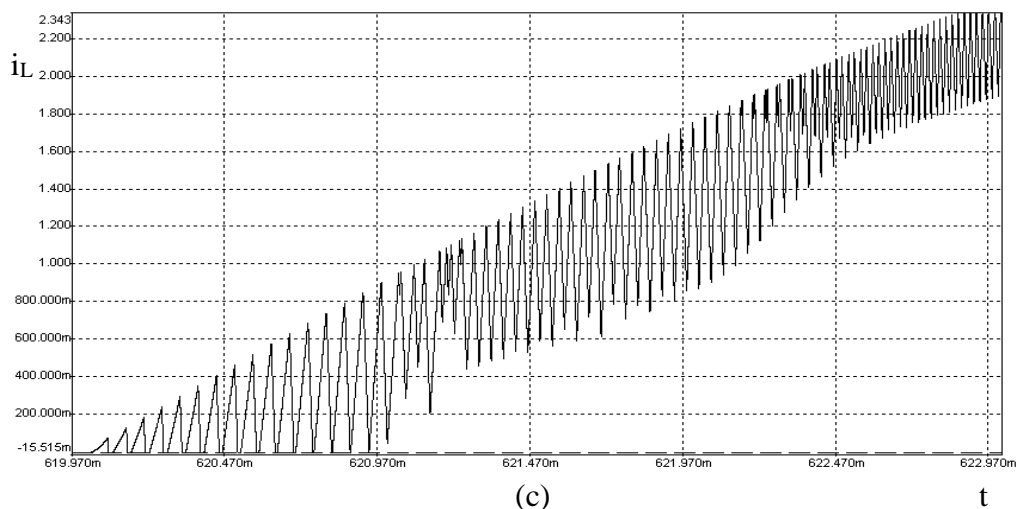


Fig. 8.2. (continuare) (c), (d) forma de undă a curentului prin bobină în jurul valorilor critice ale unghiului de fază.

Factorul de putere determinat prin simulare este egal cu 0,993.

În Fig. 8.3 este prezentată forma de undă a curentului prin bobină în cazul în care una dintre valorile critice ale unghiului de fază devine egală cu 90° (deci în întreg primul sfert al perioadei de comutație funcționarea este instabilă și posibil haotică pe unele subintervale). Acest caz corespunde valorii $r_v=1$ ($V_o=155V$).

În Fig. 8.4 este prezentată forma de undă a curentului prin bobină în cazul în care intervalul de stabilitate nu mai există ($V_o=320V$).

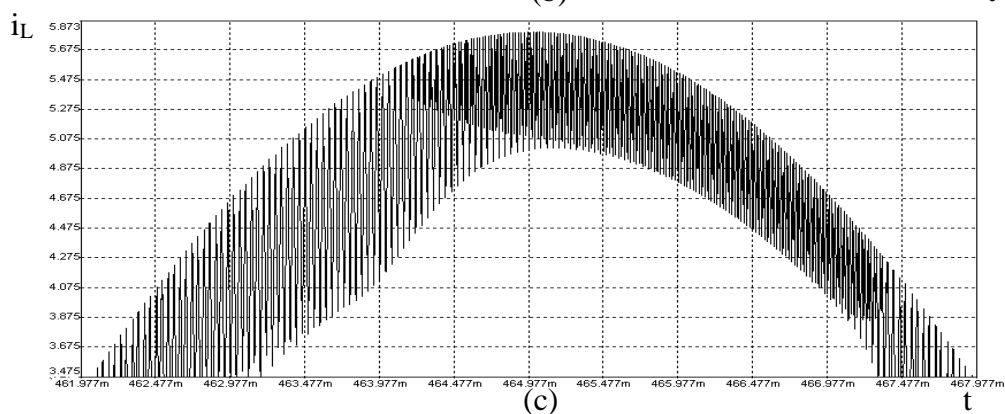
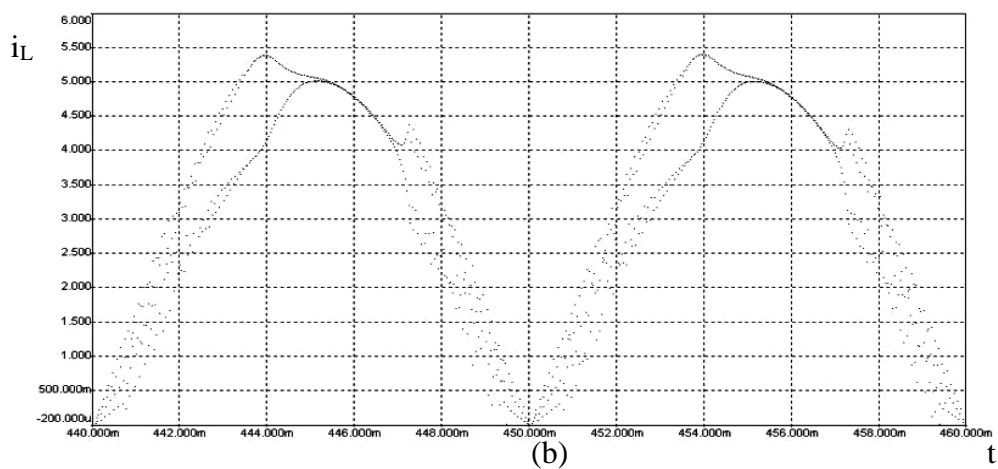
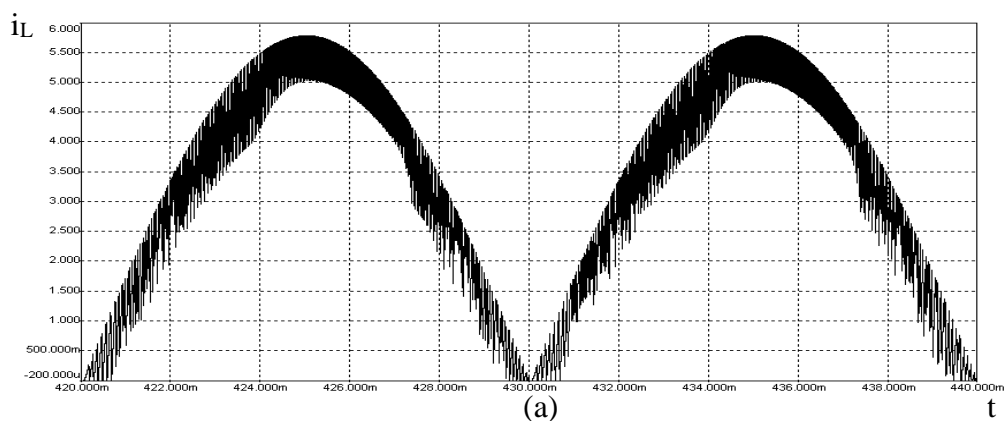


Fig. 8.3. (a) Forma de undă a curentului prin bobină, obținută prin simulare în CASPOC ($V_o=155V$); (b) forma de undă a curentului prin bobină, eșantionată; (c) forma de undă a curentului prin bobină în jurul valorilor critice ale unghiului de fază.

Același comportament a fost observat de autoarea tezei și în cazul circuitului PFC SEPIC cu comandă prin curentul de vârf.

Pe baza relației (8.18) autoarea tezei a realizat o reprezentare grafică în MATLAB a unghiurilor de fază critice în funcție de parametrul r_v , prezentată în Fig. 8.5.

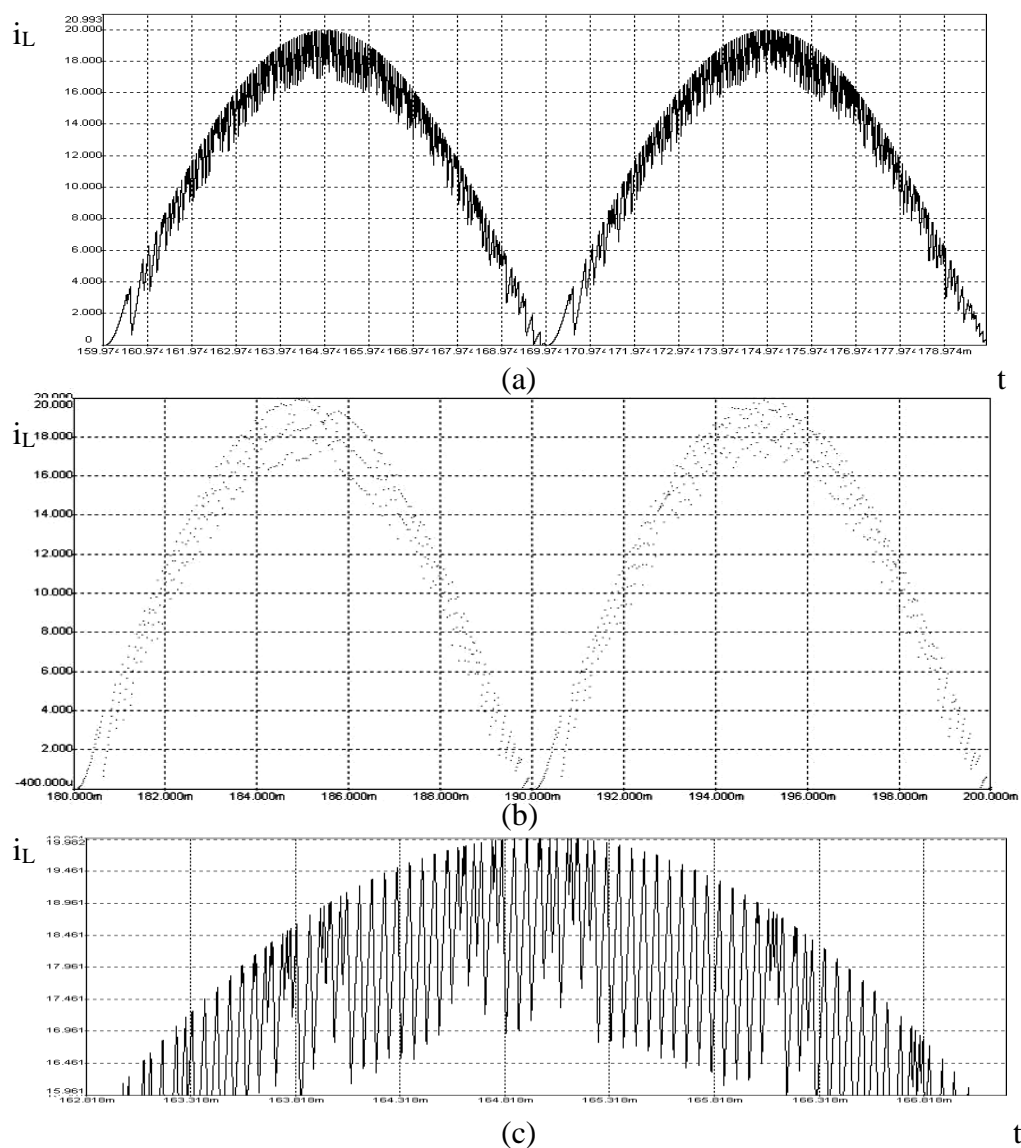


Fig. 8.4. (a) Forma de undă a curentului prin bobină, obținută prin simulare în CASPOC ($V_o=320V$); (b) forma de undă a curentului prin bobină, eșantionată; (c) forma de undă a curentului prin bobină în jurul valorilor critice ale unghiului de fază.

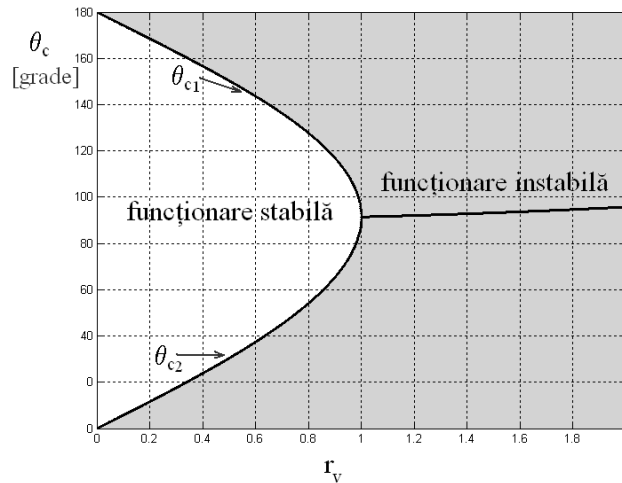


Fig. 8.5. Dependența unghiurilor de fază critice de parametrul r_v .

Se observă pe figură că, pentru $r_v < 1$ există două valori reale ale unghiului de fază critic într-o semiperioadă a tensiunii de alimentare, în timp ce pentru $r_v > 1$ cele două valori sunt complex conjugate, funcționarea sistemului fiind instabilă pe toată perioada tensiunii de alimentare.

8.3. Circuite PFC cu comandă prin curentul mediat

Comanda prin curentul mediat (ACC = Average Current Control) provine de la convertoarele dc-dc. În cazul acestei metode media curentului de intrare este comparată cu referința de curent (care este tensiunea de intrare redresată).

8.3.1. Comanda prin curentul mediat

Schema bloc a comenzii prin curentul mediat este prezentată în Fig. 8.6.

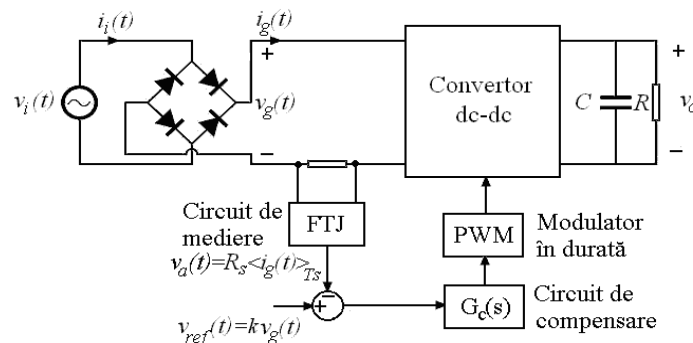


Fig. 8.6. Schema bloc a comenzii prin curentul mediat.

Câștigul buclei de tensiune este dat de expresia:

$$T_v(s) = G_v(s) \cdot VOC(s) \cdot \beta \quad (8.19)$$

unde:

$G_v(s)$ este funcția de transfer a controllerului de tensiune,

$VOC(s)$ este funcția de transfer a etajului de putere,

βV_o este fracțiunea din tensiunea de ieșire comparată cu referința.

Impedanța de ieșire este dată de:

$$Z_{oclACC}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_c=0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_v(s)} \quad (8.20)$$

unde Z_o este impedanța de ieșire în buclă deschisă.

Schema propusă pentru comanda RMFACC este prezentată în Fig. 8.8.

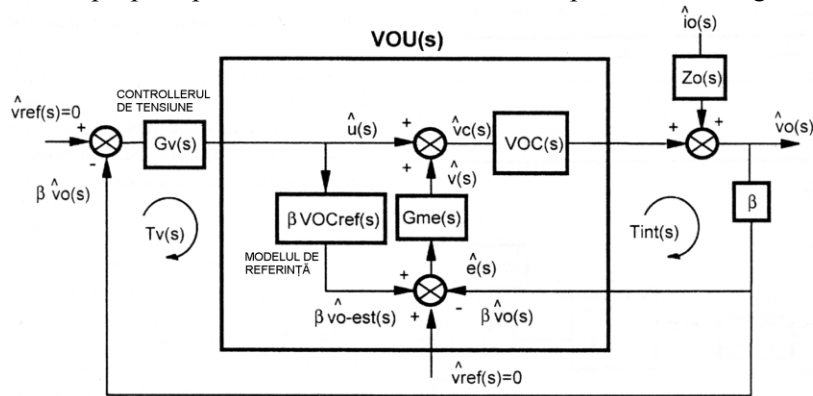


Fig. 8.8. Schema comenzii RMFACC.

Față de ACC este adăugată o buclă internă adițională, cu efect de urmărire a modelului. Bucla conține două blocuri: un controller PI, $G_{me}(s)$, și o funcție de transfer a modelului de referință fixat $\beta VOC_{ref}(s)$. Ieșirea modelului de referință, βv_{o-est} este o estimare a βv_o în absența perturbațiilor. Câștigul buclei de tensiune este dat de:

$$T_v(s) \cong \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC_{ref}(s) \quad (8.21)$$

Impedanța de ieșire este dată de relația:

$$Z_{oclRMFACC}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_c=0} \cong \frac{Z_o(s)}{(1 + T_v(s))^2} \quad (8.22)$$

Din schema comenzii RMFACC se poate deduce modelul echivalent al controllerului ACC:

$$G_{v-eq}(s) = G_v(s) + G_{me}(s) + \beta G_v(s) G_{me}(s) VOC_{ref}(s) \quad (8.23)$$

Expresia echivalentă a câștigului buclei de tensiune este:

$$T_{v-eq}(s) = \beta \cdot G_{v-eq}(s) \cdot VOC(s) \quad (8.24)$$

iar expresia echivalentă a impedanței de ieșire în buclă închisă este:

$$Z_{ocl-RMFACC}(s) = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{v-eq}(s)} \quad (8.25)$$

În [59] au fost utilizate următoarele valori pentru elementele de circuit: $V_{g_{ref}}=85V-265V$, $f_{ac}=50Hz$, $V_o=400V$, $P_o=250W$, $L=1mH$, $C=470\mu F$, $f_s=100kHz$, $R_s=0,2\Omega$, $\beta=0,0125$, $K_{ac}=1,47 \cdot 10^{-6}A/V$, $K_{ff}=17,63 \cdot 10^{-3}$, $R_m=4,3 \cdot 10^3\Omega$, $F_m=0,19V^{-1}$.

Expresiile funcțiilor de transfer ale controllerelor utilizate sunt date în tabelul 8.1.

Tabel 8.1.

$G_s(s)$ (ACC și RMFACC)	$G_v(s)$ (ACC și RMFACC)	$G_{me}(s)$	$\beta VOC_{ref}(s)$
$\frac{100000}{s} \cdot \frac{1+s/15000}{1+s/300000}$	$\frac{60}{s} \cdot \frac{1+s/8}{1+s/120}$	$\frac{60}{s} \cdot \frac{1+s/8}{1+s/120}$	$\frac{0,85}{1+s/8}$

Fișierele utilizate de autoarea tezei pentru studiul acestui circuit sunt prezentate în Anexa A.33.

Câștigul buclei de tensiune, dat de relația (8.19) în cazul comenzii ACC cu feedforward și (8.24) în cazul comenzii RMFACC este reprezentat în Fig. 8.9.

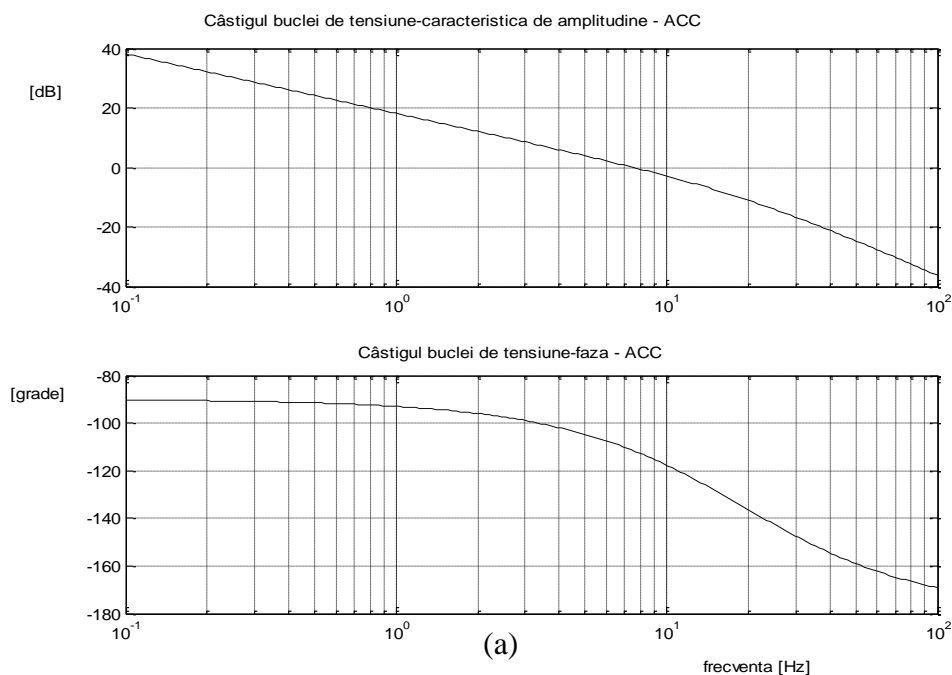


Fig. 8.9. Câștigul buclei de tensiune: (a) – ACC..

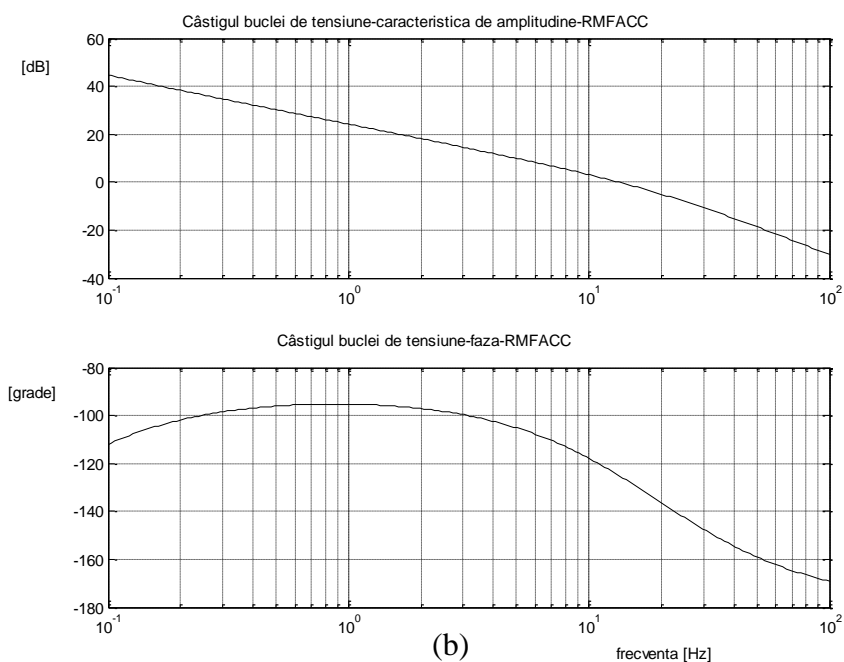


Fig. 8.9. (continuare) Câștig buclei de tensiune (b) - RMFACC.

Pentru bucla de tensiune frecvența de tăiere este de aproximativ 10 Hz, iar marginea de fază este mai mare de 50° .

În cazul utilizării tehnicii RMFACC, se obține o îmbunătățire a impedanței de ieșire cu mai mult de 20dB la frecvențe joase, așa cum se observă în Fig. 8.10 (rezultat teoretic).

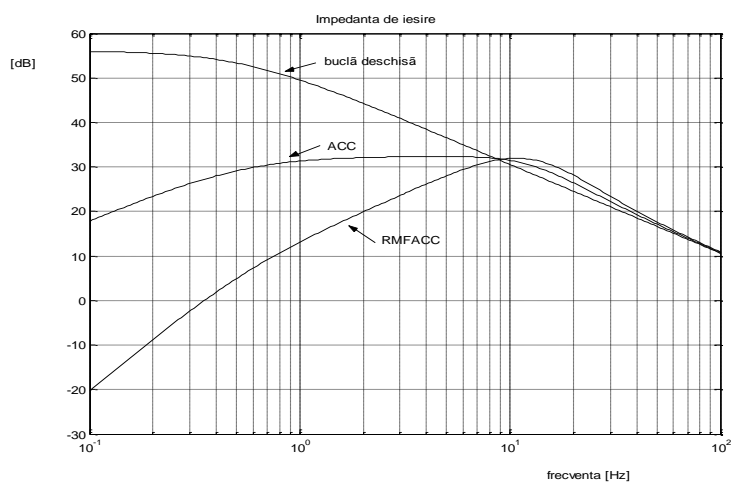


Fig. 8.10. Caracteristica de amplitudine a impedanței de ieșire.

În această teză autoarea a analizat prin simulare în CASPOC circuitul PFC boost cu comandă ACC cu feedforward, comparativ cu același circuit cu comandă RMFACC. Circuitele utilizate pentru simulare sunt prezentate în Anexa A.33.

Forma de undă a curentului de intrare, identică în cele două cazuri, este prezentată în Fig. 8.11. Factorul de putere obținut este 0,996.

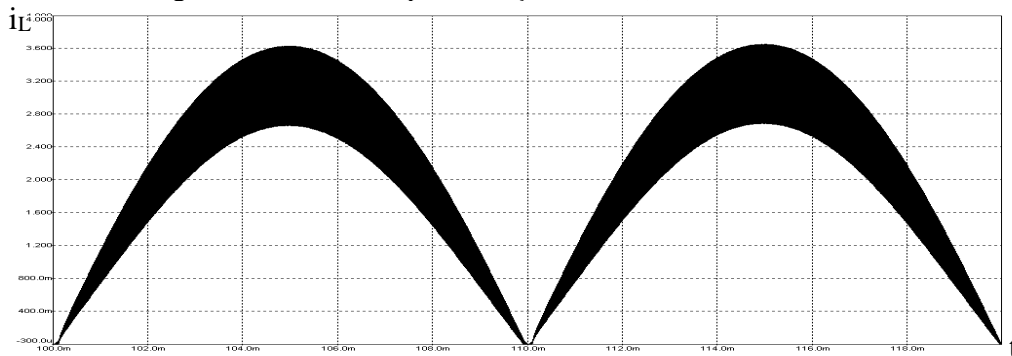


Fig. 8.11. Forma de undă a curentului de intrare – obținută în urma simulării circuitului boost ACC cu feedforward, $V_{g,ef}=110V$.

Răspunsul circuitului cu comanda ACC la un salt treaptă în sarcină este prezentat în Fig. 8.12, iar în cazul comenzii RMFACC în Fig. 8.13. Se observă o stabilizare mai bună a tensiunii de ieșire în cazul comenzii RMFACC.

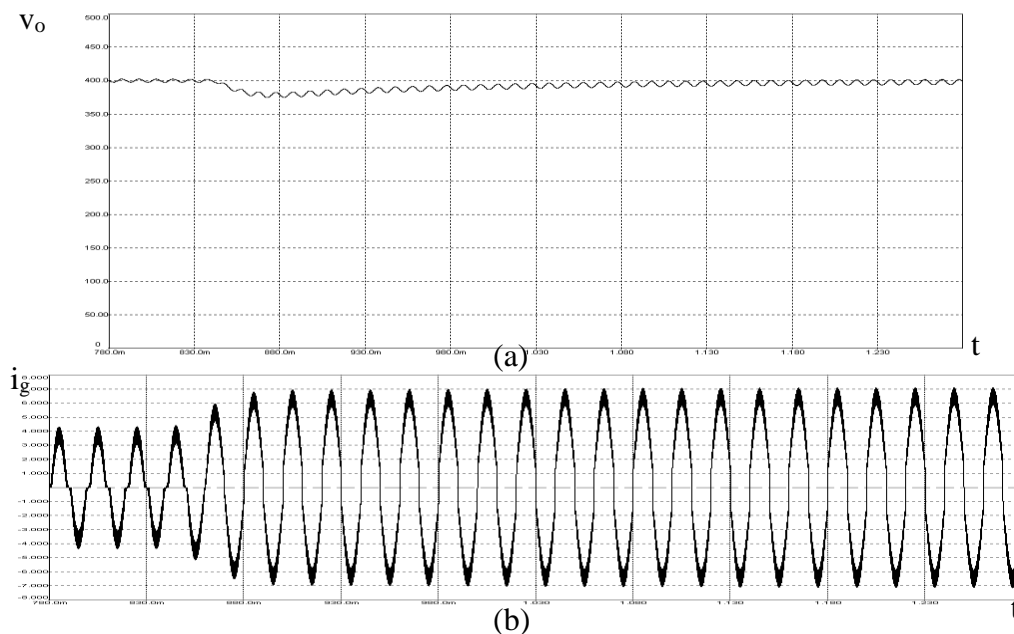


Fig. 8.12. Răspunsul la un salt treaptă în sarcină: (a) –tensiunea de ieșire, (b) – curentul absorbit de la rețea, în cazul comenzii ACC cu feedforward.

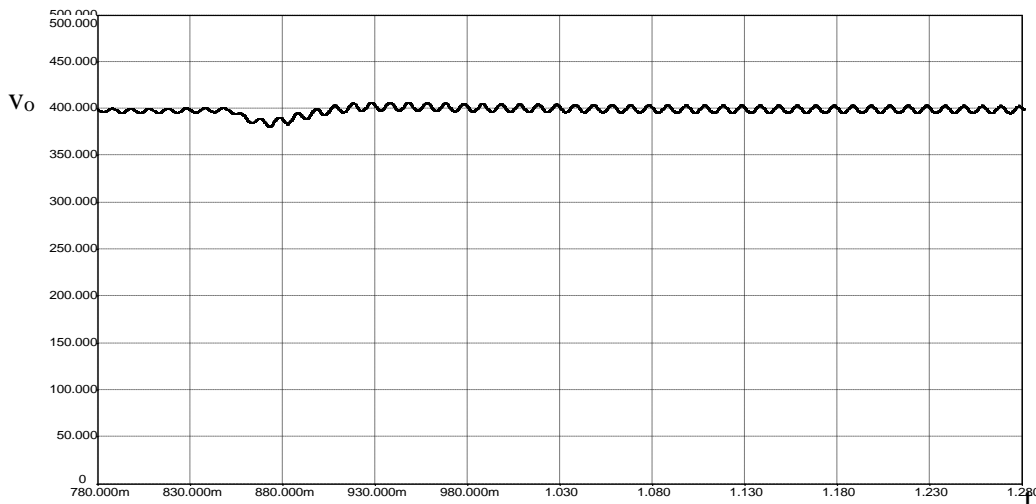


Fig. 8.13. Răspunsul la un salt treaptă în sarcină–tensiunea de ieșire în cazul comenzii RMFACC.

8.3.2. Comportamentul haotic al circuitelor PFC cu comandă prin curentul mediat

În [84] este analizată instabilitatea de frecvență înaltă în circuitul PFC boost cu comandă prin curentul mediat, funcționând în conducție neîntreruptă. În acest articol se arată că, alegând drept parametru de bifurcație câștigul buclei de curent, bifurcația poate apărea la anumite valori ale unghiului de fază.

Autoarea tezei a analizat calitativ comportamentul neliniar al unui circuit PFC boost cu comandă ACC în cazul în care există și feedforward. Parametrii circuitului PFC sunt cei din subcapitolul 8.3.1.1. Fișierele utilizate sunt prezentate în Anexa A.33.

O primă concluzie care se poate trage se referă la faptul că parametrii controllerului (lent) de tensiune nu vor influența bifurcațiile care au loc la frecvența de comutație, concluzie confirmată prin simulare.

Au găsiți, însă o serie de parametri care determină apariția bifurcațiilor.

Un prim astfel de parametru este frecvența de comutație.

La modificarea frecvenței de comutație la valoarea de 50kHz se observă în Fig. 8.14 distorsionarea formei de undă a curentului de intrare, iar din observarea regiunii unde are loc acest fenomen (Fig. 8.15, a, comparativ cu Fig. 8.15, b, corespunzătoare cazului $f_s=100\text{kHz}$, când nu are loc bifurcația) se observă bifurcațiile, și se poate determina valoarea unghiurilor de fază critice: $23,4^\circ$ și $174,6^\circ$.

Un comportament asemănător se observă și la modificarea parametrilor funcției de transfer a controllerului de curent.

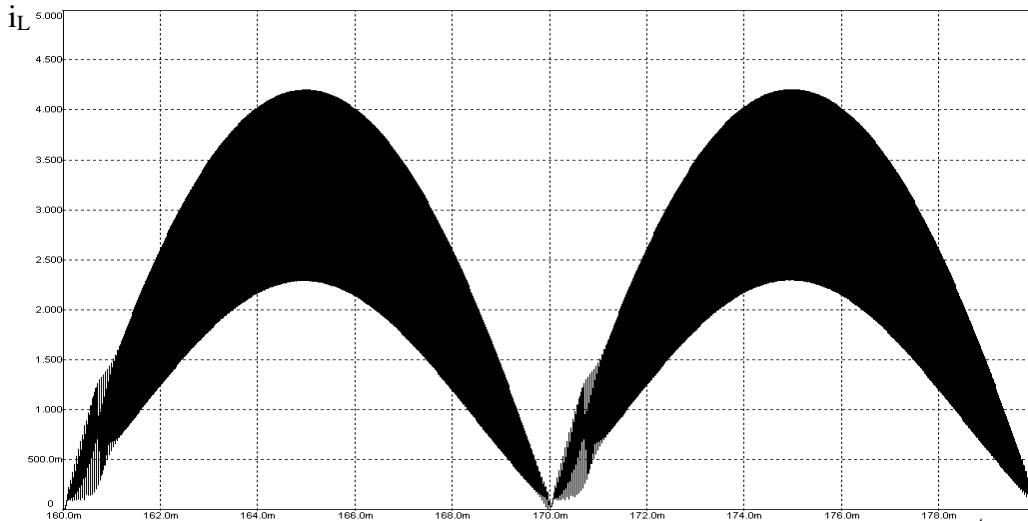


Fig. 8.14. Forma de undă a curentului de intrare al circuitului PFC boost cu comanda ACC cu feedforward, cu $f_s=50\text{kHz}$.

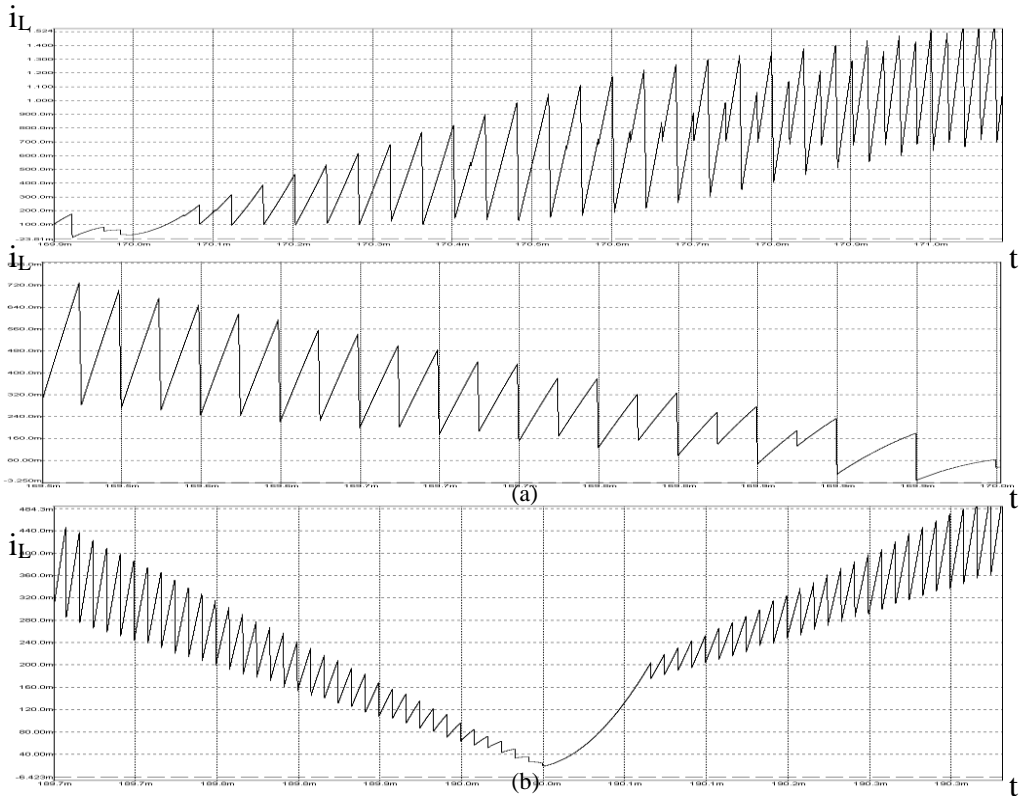


Fig. 8.15. Forma de undă a curentului de intrare al circuitului PFC boost cu comanda ACC cu feedforward (detaliu), cu (a) $f_s=50\text{kHz}$, (b) $f_s=100\text{kHz}$.

Funcția de transfer a controllerului de curent este:

$$G_s(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega_{UGF}}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (8.26)$$

Astfel, în Fig. 8.16, 8.17 și 8.18 sunt reprezentate formele de undă ale curentului de intrare corespunzătoare parametrilor funcției de transfer a controllerului de curent dați în Tabelul 8.2. În tabel sunt date și valorile unghiului de fază critic, determinate prin simulare.

Tabelul 8.2. Valorile unghiului de fază critic pentru diferite valori ale parametrilor funcției de transfer a controllerului de curent.

ω_{UGF}	ω_z	ω_p	$\theta_{c,1}$	$\theta_{c,2}$
$2 \cdot 10^6$	$1,5 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^5$	25.2°	160.2°
10^7	$1,5 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^5$	$\geq 90^\circ$	$\leq 90^\circ$
10^5	$5 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^5$	43.2°	151.2°

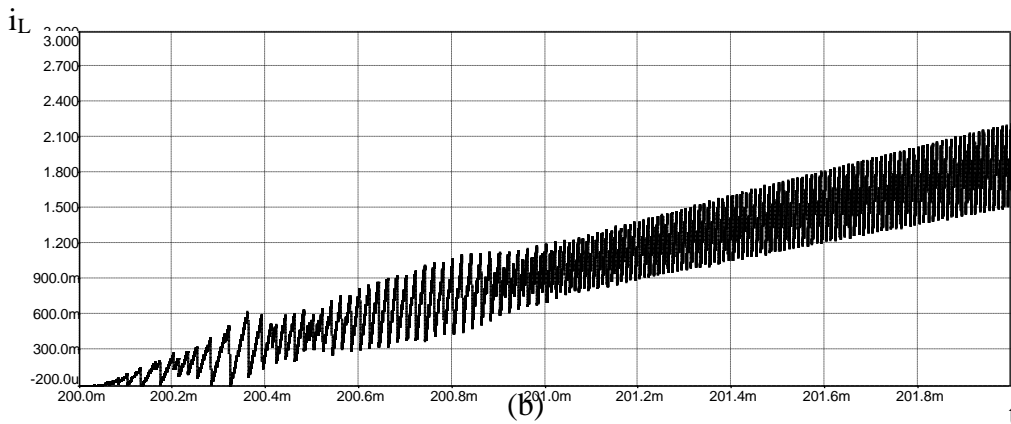
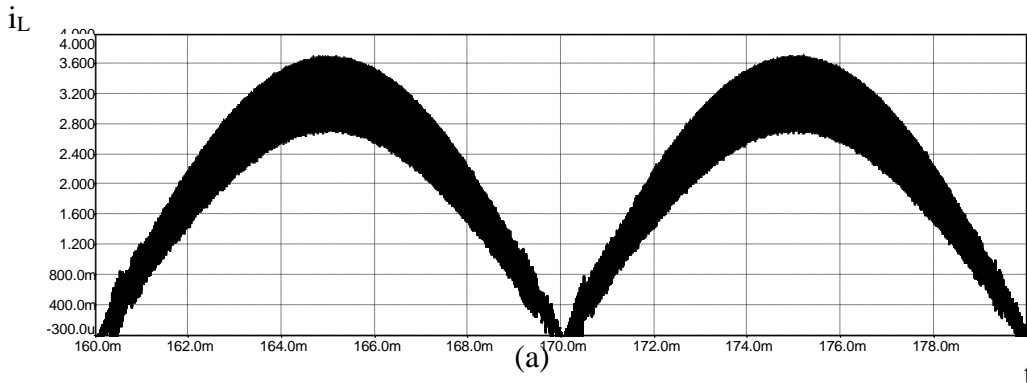
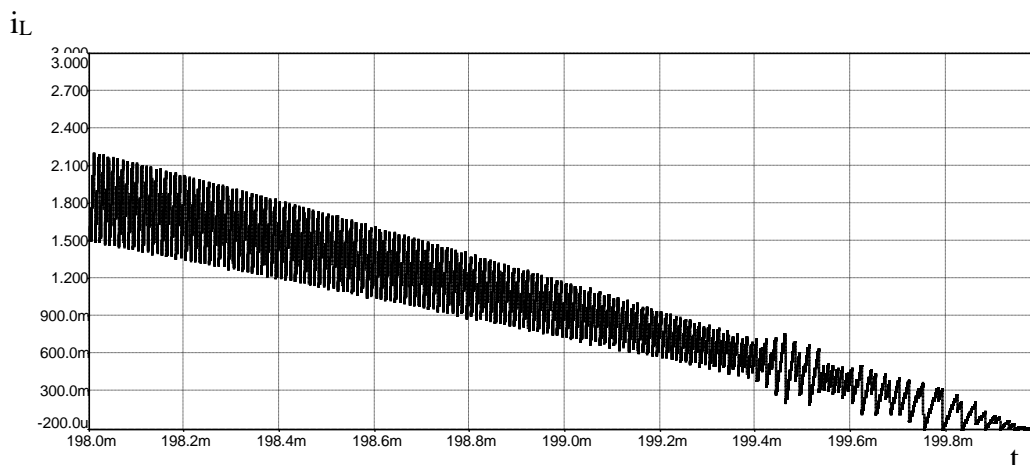


Fig. 8.16. (a) Forma de undă a curentului prin bobină în primul caz din Tabelul 8.2, (b), (c) - detalii.



(c)

Fig. 8.16. (continuare) (a) Forma de undă a curentului prin bobină în primul caz din Tabelul 8.2, (b), (c) - detalii.

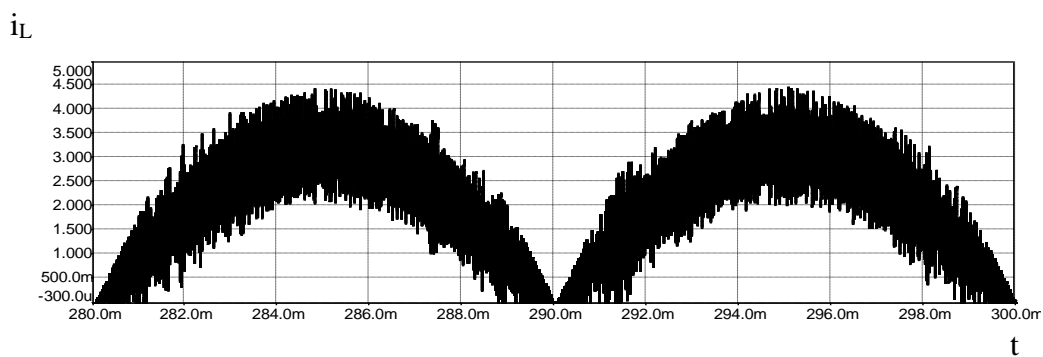
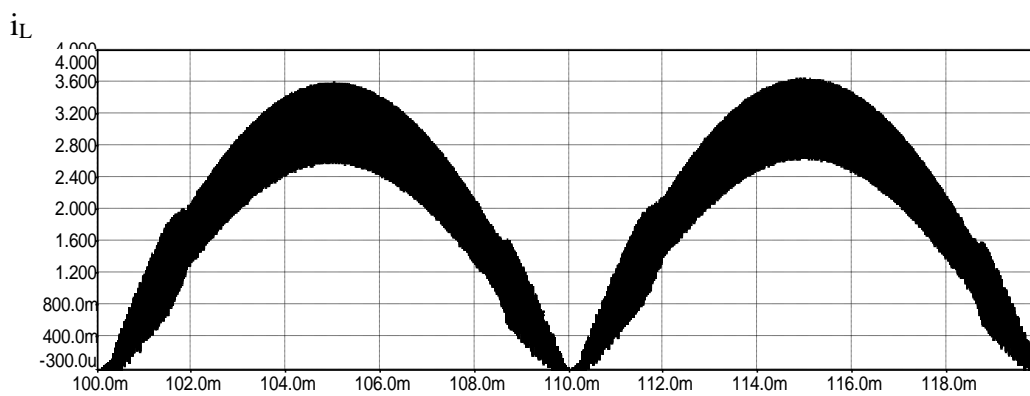


Fig. 8.17. Forma de undă a curentului prin bobină în al doilea caz din Tabelul 8.2.



(a)

Fig. 8.18. (a) Forma de undă a curentului prin bobină în al treilea caz din Tabelul 8.2, (b), (c) - detalii.

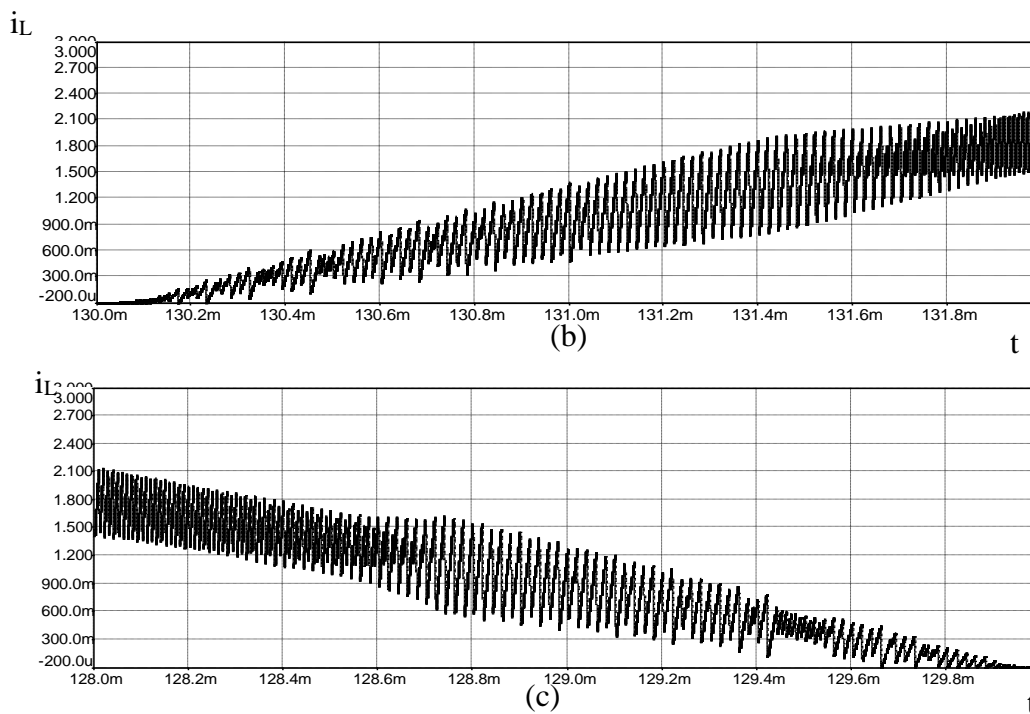


Fig. 8.18. (continuare) (a) Forma de undă a curentului prin bobină în al treilea caz din Tabelul 8.2, (b), (c) - detalii.

În toate cele trei cazuri se observă apariția fenomenului de dublare a perioadei și a comportamentului haotic la anumite valori ale unghiului de fază.

8.4. Concluzii

În condițiile în care problemele de poluare reprezintă provocări la care societatea modernă trebuie să găsească răspunsuri rapide și eficiente, a apărut firească ridicarea acestei problematice și în domeniul electric. Creșterea explozivă în ultimii ani a numărului de consumatori de energie electrică a determinat organismele internaționale să răspundă prompt prin normative din ce în ce mai severe privind gradul de poluare armonică al rețelelor. Astfel, principiile de corecție a factorului de putere au trebuit regândite, corecția activă fiind soluția care s-a impus definitiv.

Definițiile și notațiile caracteristice ale principalilor parametri de merit prin care se evaluează calitatea puterii pentru un circuit de corecție a factorului de putere: k_p , THD , k_d , k_ϕ , ϕ_I au fost precizate.

Comportamentul complex, și chiar haotic al unui circuit PFC poate cauza distorsiuni ale curentului de intrare și poate duce la scăderea factorului de putere. Acest comportament a fost analizat în cazul circuitelor PFC cu comandă prin curentul de vârf și cu comandă prin curentul mediat.

Au fost determinate unghiurile de fază critice la care apare bifurcația cu dublarea perioadei în cazul circuitelor PFC construite cu convertoare buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta cu comandă prin curentul de vârf, rezultatele obținute fiind verificate prin simulare în cazul unui circuit PFC buck-boost.

O variantă de comandă prin curentul mediat cu performanțe dinamice mai bune este comanda ACC cu urmărirea robustă a modelului (RMFACC). Este descrisă această metodă și sunt analizate, teoretic și prin *simulare în CASPOC*, comparativ cu metoda ACC tradițională: câștigul buclei de tensiune, impedanța de ieșire, forma de undă a curentului de intrare, răspunsul la un salt treaptă în sarcină.

Autoarea tezei a analizat calitativ comportamentul unui circuit PFC boost cu comandă ACC cu feedforward, observând apariția bifurcațiilor la anumite valori ale unghiului de fază, în funcție de valorile frecvenței de comutație și ale parametrilor controllerului de curent.

Ca direcții viitoare de cercetare, *autoarea tezei* sugerează extinderea studiului comportamentului haotic al circuitelor PFC în cazul altor convertoare și tipuri de comandă.

CAPITOLUL 9

Simulări și rezultate experimentale

În acest capitol este studiat prin simulare și experimental comportamentul haotic al unui convertor buck-boost cu funcționare în conducție întreruptă inductivă, cu buclă de reacție negativă după tensiunea de ieșire.

Se consideră următoarele valori ale elementelor de circuit: $V_g = 12V$, $L = 11mH$, $f_s = 2,5kHz$, $R = 500\Omega$, $C = 4,4\mu F$, $V_o = 20V$. Legea de comandă este dată de relația 6.10 (sau, echivalent, 6.11). Ca parametru de bifurcație a fost ales câștigul buclei de reacție. Din relația 6.22 a fost determinat factorul de umplere în stare staționară: $D=0,49$. Valoarea critică a parametrului de bifurcație, determinată cu relația 6.24 este $\kappa_c=0,147$.

În Fig. 9.1 este prezentată schema circuitului utilizat în determinările experimentale.

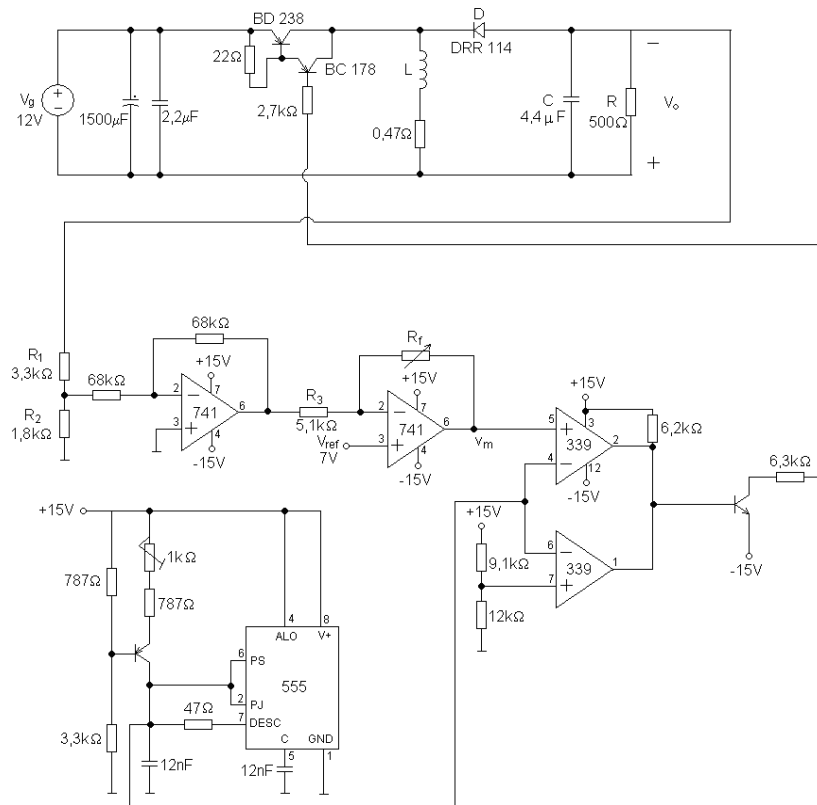


Fig. 9.1. Schema circuitului utilizat în experimente.

Rezultatele experimentale au fost obținute utilizând o placă de achiziție de date NI-DAQ PCI-MIO-16E-1, și programul LabView 7.1. Programul realizat în LabView utilizat pentru achiziția datelor este prezentat în Fig. 9.2.

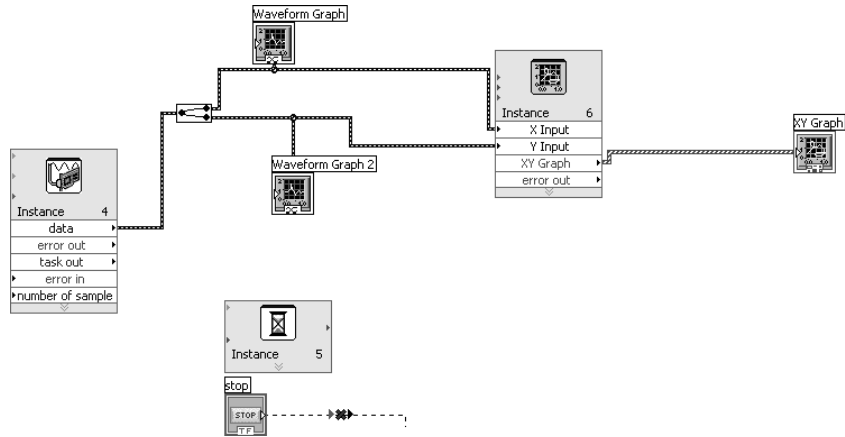


Fig. 9.2. Programul în LabView utilizat pentru achiziția datelor.

Deoarece tensiunea de ieșire a convertorului depășește valoarea maxim admisă a plăcii de achiziție, a fost preluată doar componenta alternativă.
 Schema utilizată pentru simularea în CASPOC este prezentată în Fig. 9.3.

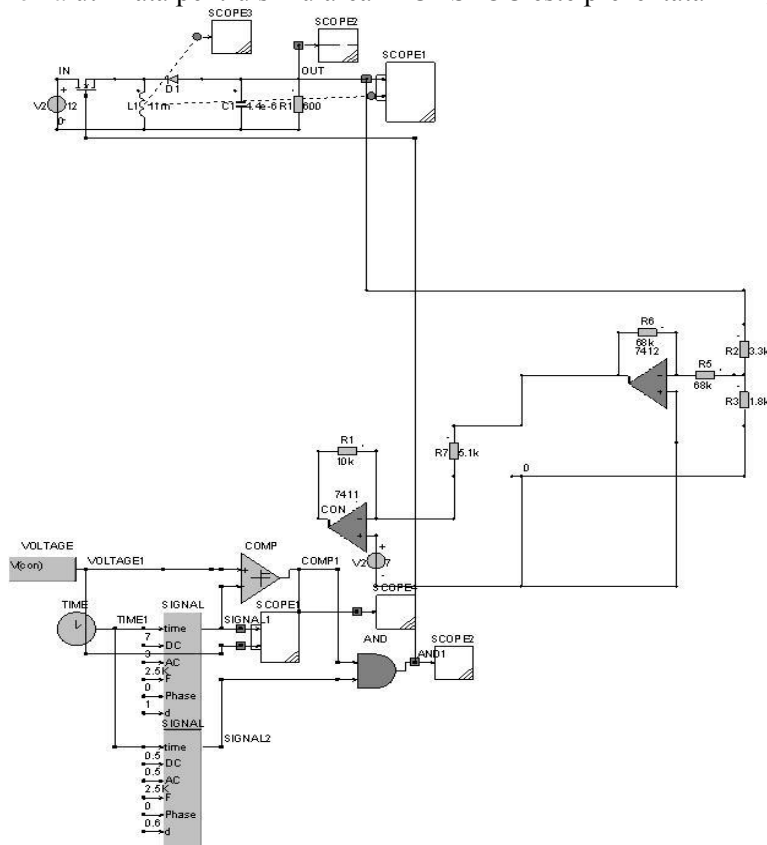


Fig. 9.3. Schema utilizată în simulare (CASPOC).

Starea comutatorului este controlată printr-un semnal modulată în durată, așa cum se arată în Fig. 9.4.

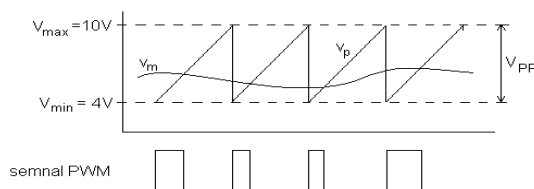


Fig. 9.4. Modularea în durată.

Notând cu V_{PP} amplitudinea a dintelui de fierăstrău, și cu V_{min} valoarea sa minimă relația dintre tensiunea modulatorie și factorul de umplere este:

$$v_m = V_{PP}d + V_{min} \quad (9.1)$$

iar relația dintre variațiile lor de semnal mic este următoarea:

$$\Delta v_m = V_{PP}\Delta d \quad (9.2)$$

Presupunând amplificatoarele operaționale ideale se obține următoarea relație între v_m și tensiunea de ieșire a convertorului, v_o :

$$v_m = \left(1 + \frac{R_f}{R_3}\right) V_{ref} + \frac{R_f}{R_3} \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_o \quad (9.3)$$

Trebuie subliniat faptul că tensiunea v_o este negativă. Separând doar variațiile de semnal mic în relația (9.3), se obține:

$$\Delta v_m = \frac{R_f}{R_3} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Delta v_o \quad (9.4)$$

Din relațiile (9.2) și (9.4) se obține:

$$\Delta d = \frac{R_f}{R_3} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{V_{PP}} \Delta v_o \quad (9.5)$$

Comparând relația (9.5) cu legea de control (6.10) și ținând cont de semnul tensiunii de ieșire, se obține relația dintre câștigul buclei de reacție și valorile elementelor de circuit:

$$\kappa = \frac{R_f}{R_3} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{V_{PP}} \quad (9.6)$$

Observație: Pentru ca funcționarea să fie stabilă este necesară limitarea superioară a factorului de umplere (în acest caz la valoarea $D_{max}=0,75$). În caz contrar, la pornire, tensiunea de ieșire fiind mai mică decât V_o circuitul de comandă ar da un factor de umplere $d=1$ pentru toate perioadele de comutație, ceea ce ar duce la creșterea neîntreruptă a curentului prin bobină. O consecință a acestei limitări a factorului de umplere este apariția unor oscilații subarmonice stabile, așa cum se poate observa pe diagrama de bifurcație obținută prin simulare, prezentată în Fig. 9.5.

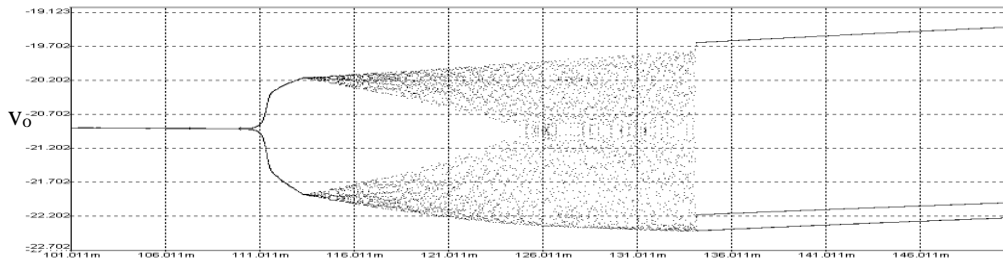


Fig. 9.5. Diagrama de bifurcație.

Modificând câștigul buclei de reacție se observă, în simulare și experimental, trecerea de la funcționarea stabilă la funcționarea haotică, astfel:

1) funcționarea stabilă, cu perioadă 1. În acest caz, valoarea parametrului de bifurcație a fost aleasă de 0,04 ($R_f=3,6k\Omega$). Formele de undă pentru tensiunea de ieșire și curentul prin bobină, precum și portretul de fază sunt prezentate în Fig. 9.6 (simulare) și Fig. 9.7 (rezultate experimentale).

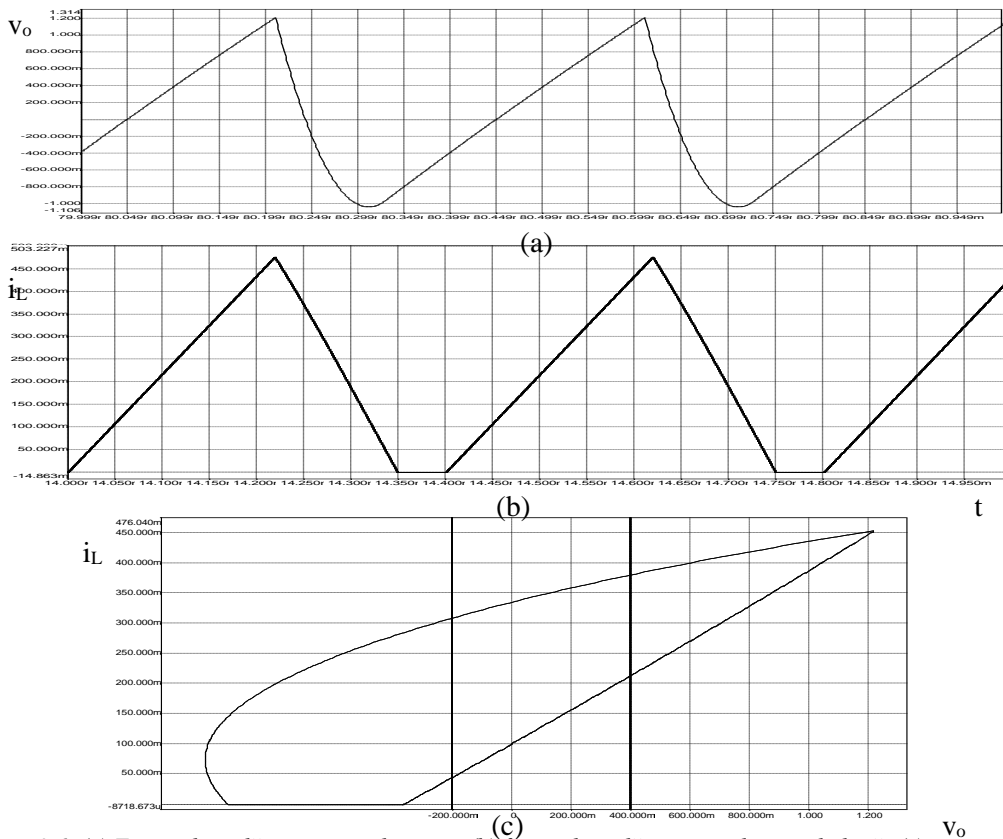
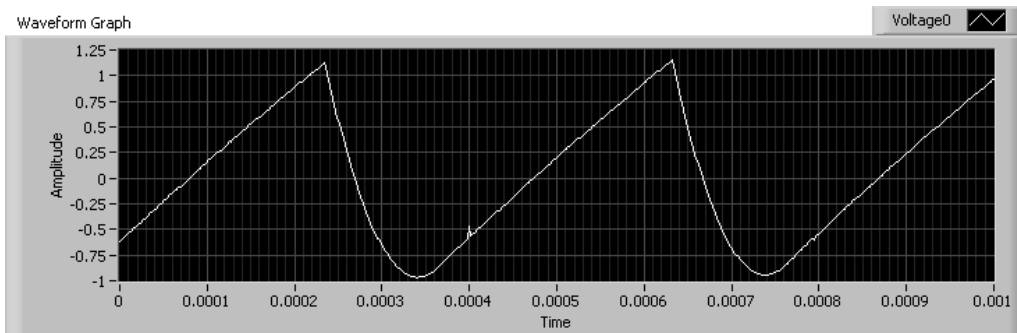
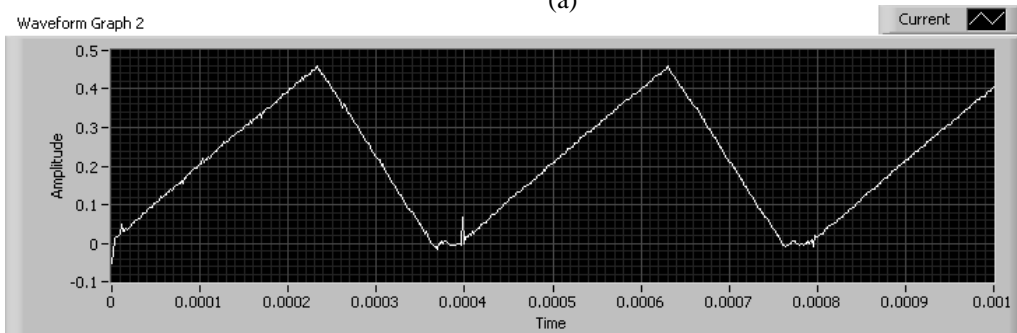


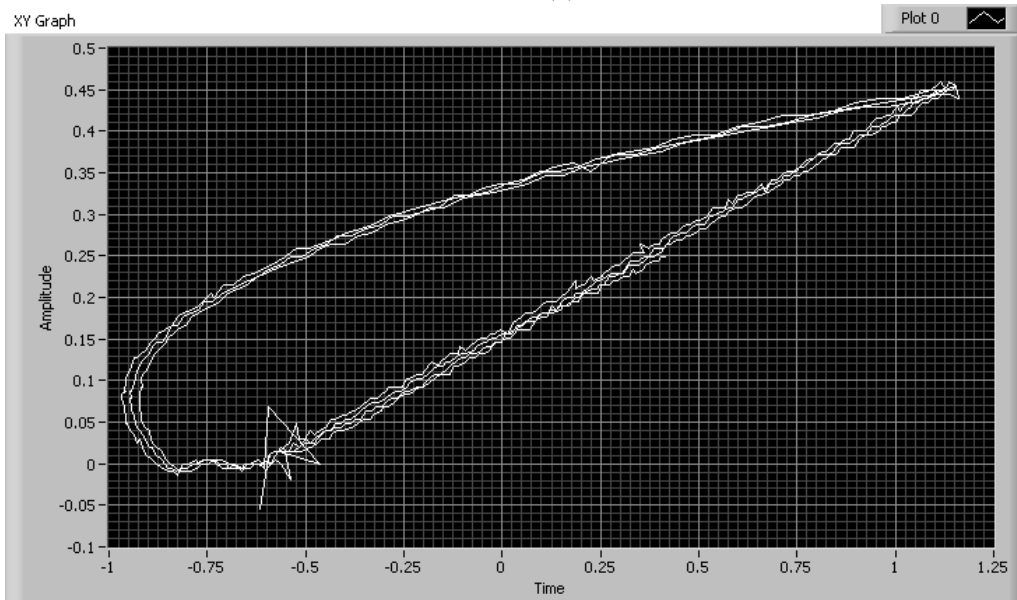
Fig. 9.6. (a) Forma de undă a tensiunii de ieșire, (b) forma de undă a curentului prin bobină; (c) portretul de fază, în cazul funcționării cu perioadă 1 ($\kappa=0,04$) – rezultate obținute prin simulare în CASPOC.



(a)



(b)



(c)

Fig. 9.7. (a) Forma de undă a tensiunii de ieșire, (b) forma de undă a curentului prin bobină; (c) portretul de fază, în cazul funcționării cu perioadă 1 ($\kappa=0,04$) – rezultate obținute experimental.

Se observă concordanța dintre rezultatele obținute prin simulare și cele experimentale. În cazul rezultatelor experimentale spike-urile care apar în portretul de fază se potrivesc cu cele care apar în formele de undă ale tensiunii de ieșire și curentului prin bobină.

2) funcționarea periodică și cvasiperiodică, cu perioadă 2. În acest caz, valoarea parametrului de bifurcație a fost aleasă de 0,115 ($R_f=10k\Omega$), pentru care funcționarea este cvasiperiodică. Formele de undă pentru tensiunea de ieșire și curentul prin bobină, precum și portretul de fază sunt prezentate în Fig. 9.8 (simulare) și Fig. 9.9 (rezultate experimentale).

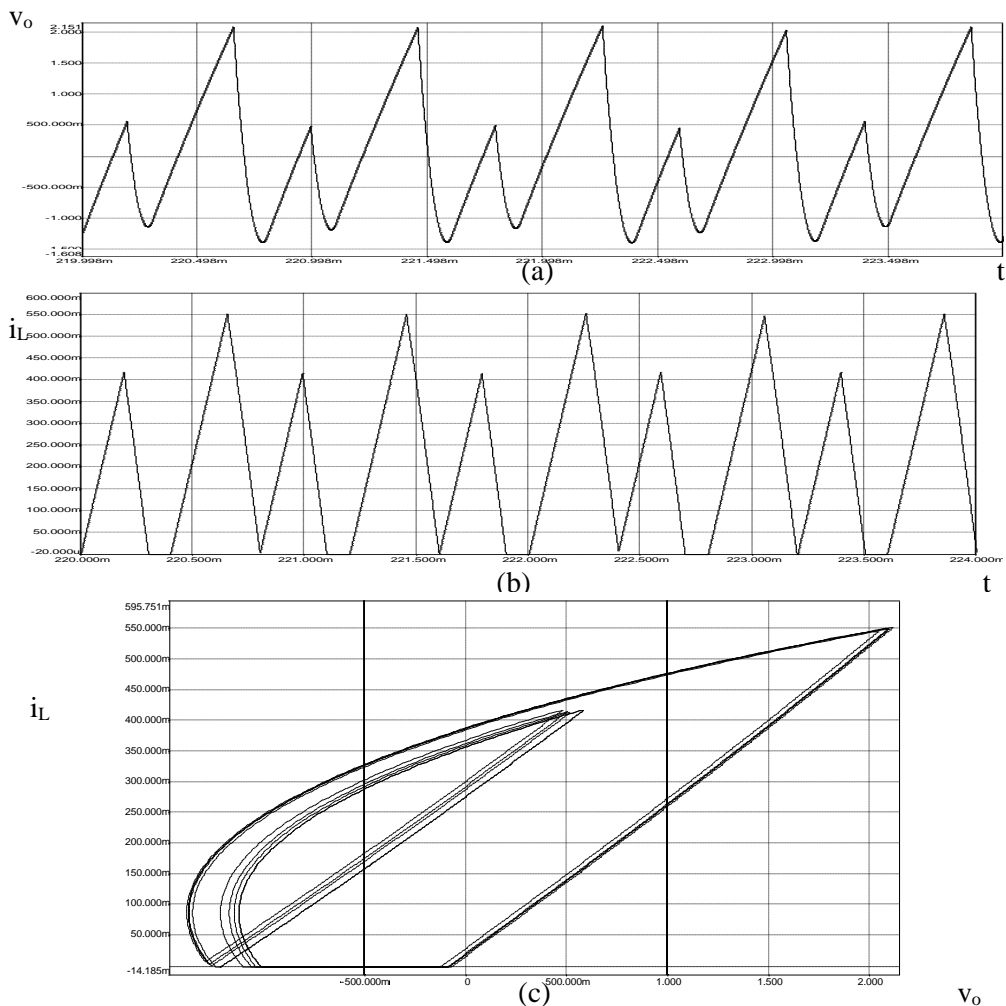


Fig. 9.8. (a) Forma de undă a tensiunii de ieșire, (b) forma de undă a curentului prin bobină; (c) portretul de fază, în cazul funcționării cvasiperiodice cu perioadă 2 ($\kappa=0,115$) – rezultate obținute prin simulare în CASPOC.

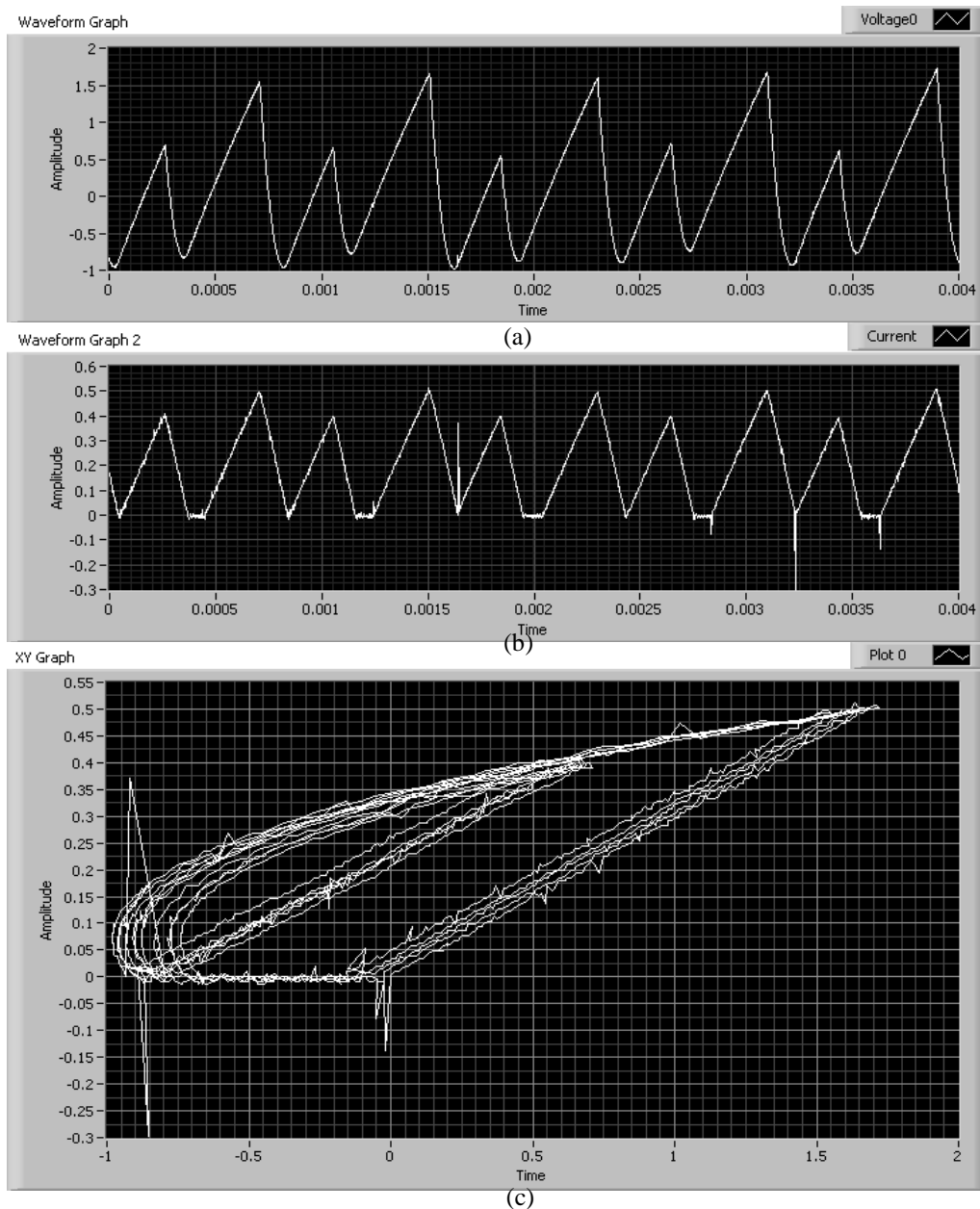


Fig. 9.9. (a) Forma de undă a tensiunii de ieșire, (b) forma de undă a curentului prin bobină; (c) portretul de fază, în cazul funcționării quasiperiodice cu perioadă 2 ($\kappa=0,115$) – rezultate obținute experimental.

Se observă atât pe formele de undă cât și în portretul de fază funcționarea quasiperiodică de perioadă 2.

3) funcționarea haotică. În acest caz, valoarea parametrului de bifurcație a fost aleasă de 0,13 ($R_f=11,3k\Omega$). Formele de undă pentru tensiunea de ieșire și curentul prin bobină, precum și portretul de fază sunt prezentate în Fig. 9.10 (simulare) și Fig. 9.11 (rezultate experimentale).

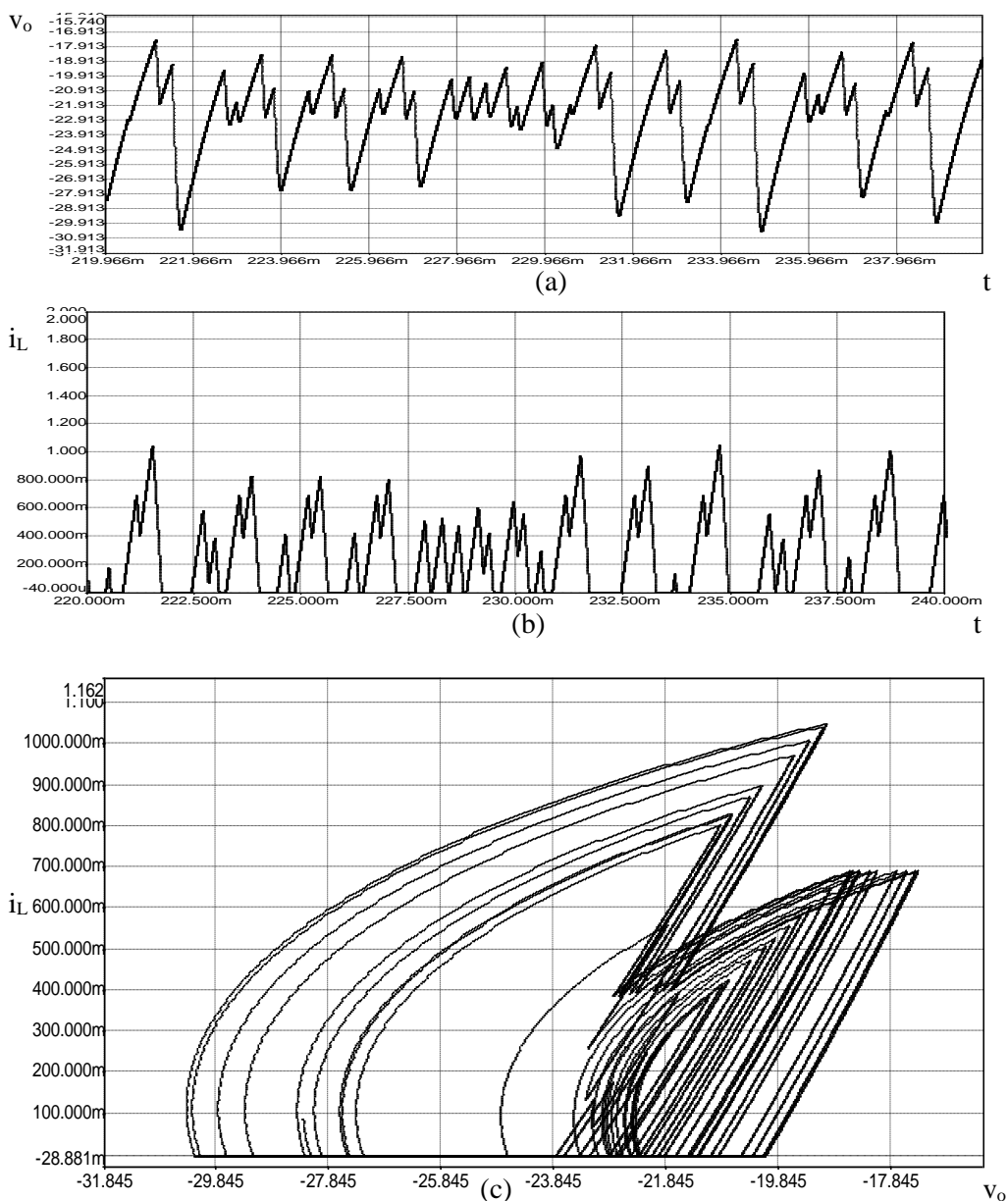


Fig. 9.10. (a) Forma de undă a tensiunii de ieșire, (b) forma de undă a curentului prin bobină; (c) portretul de fază, în cazul funcționării haotice ($\kappa=0,13$) – rezultate obținute prin simulare în CASPOC.

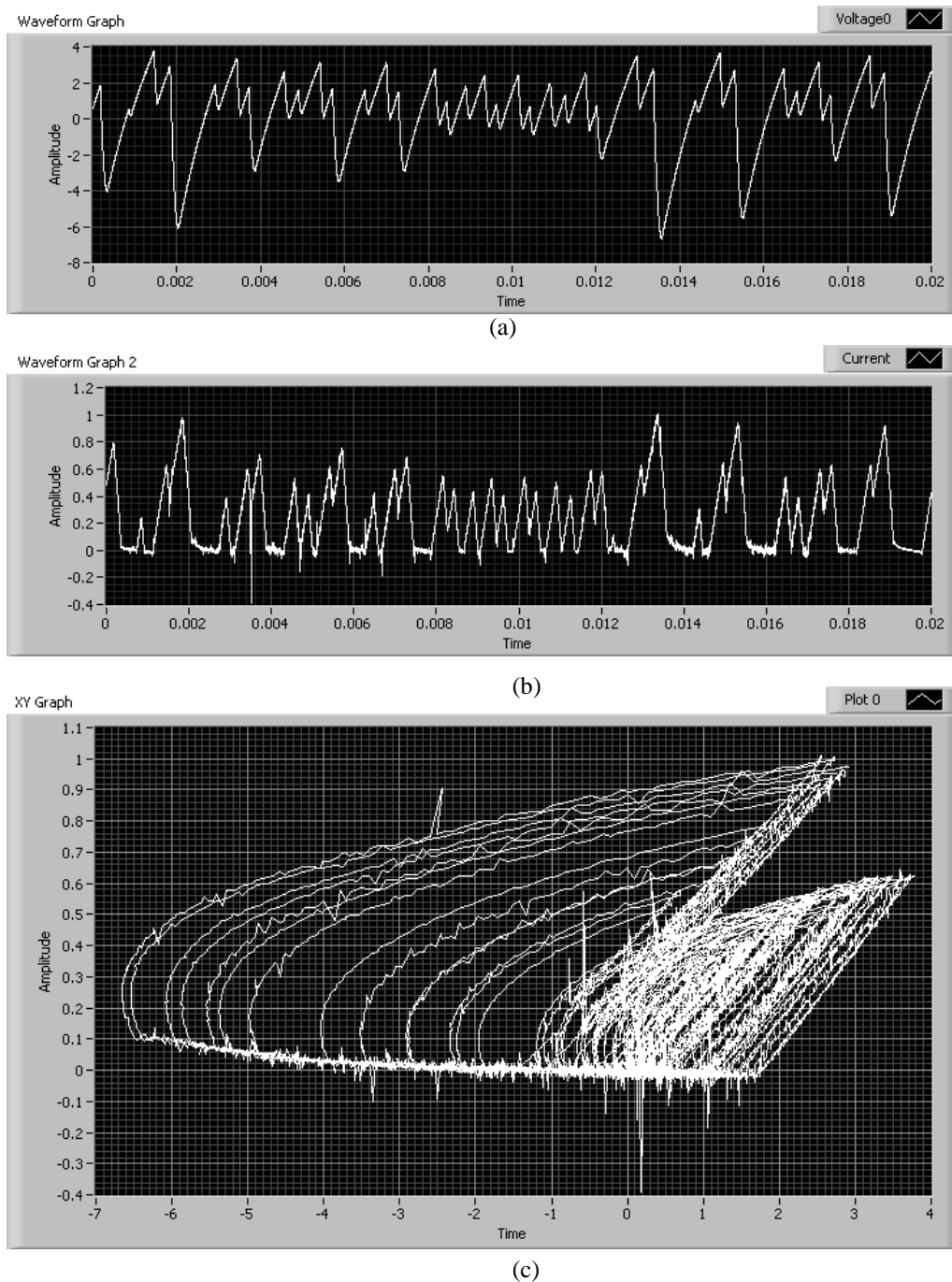


Fig. 9.11. (a) Forma de undă a tensiunii de ieșire, (b) forma de undă a curentului prin bobină; (c) portretul de fază, în cazul funcționării haotice ($\kappa=0,13$) – rezultate obținute experimental.

Se observă că formele de undă obținute experimental se aseamănă cu cele obținute prin simulare, dar, așa cum este de așteptat în cazul haosului, ele nu sunt identice. O altă observație se referă la faptul că, în anumite perioade de comutație, convertorul funcționează în conducție neîntreruptă.

4) funcționarea periodică, cu perioadă 3. În acest caz, valoarea parametrului de bifurcație a fost aleasă de 0,14 ($R_f=12,1k\Omega$). Formele de undă pentru tensiunea de ieșire și curentul prin bobină, precum și portretul de fază sunt prezentate în Fig. 9.12 (simulare) și Fig. 9.13 (rezultate experimentale).

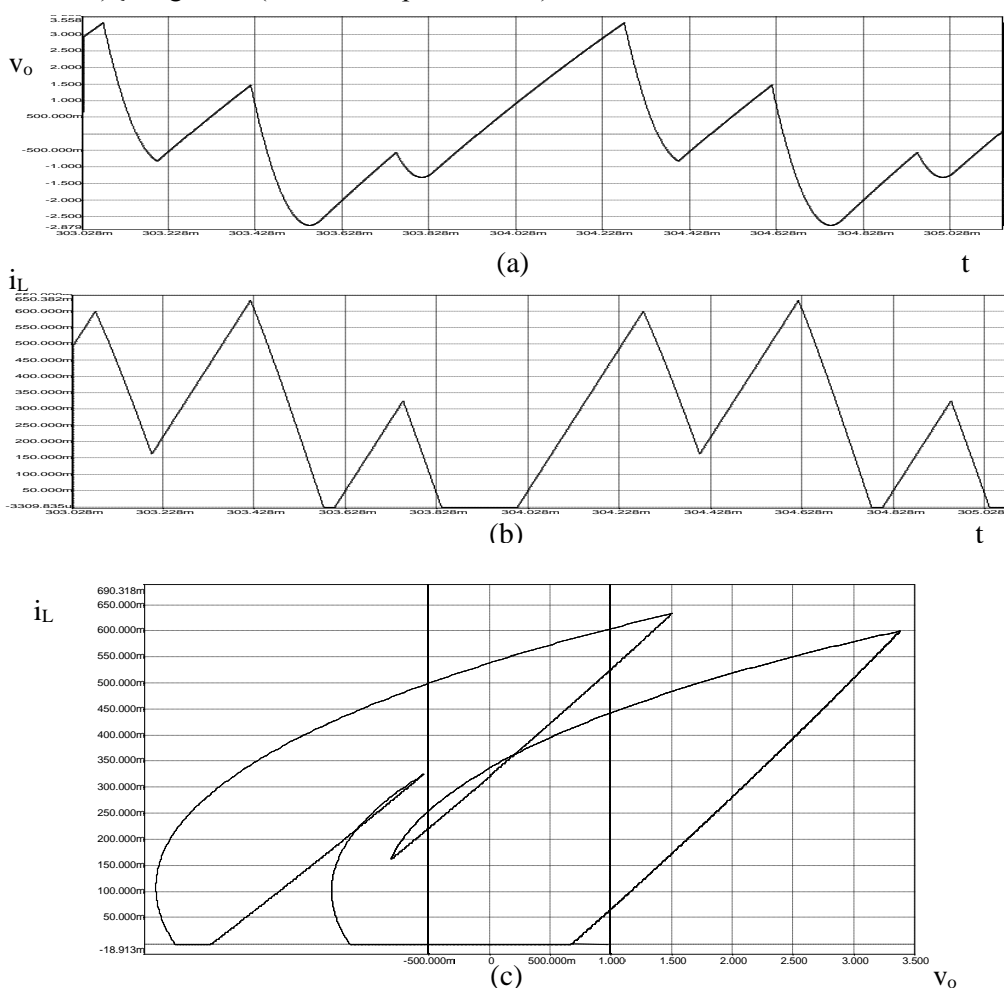


Fig. 9.12. (a) Forma de undă a tensiunii de ieșire, (b) forma de undă a curentului prin bobină; (c) portretul de fază, în cazul funcționării cu perioadă 3 ($\kappa=0,14$) – rezultate obținute prin simulare în CASPOC.

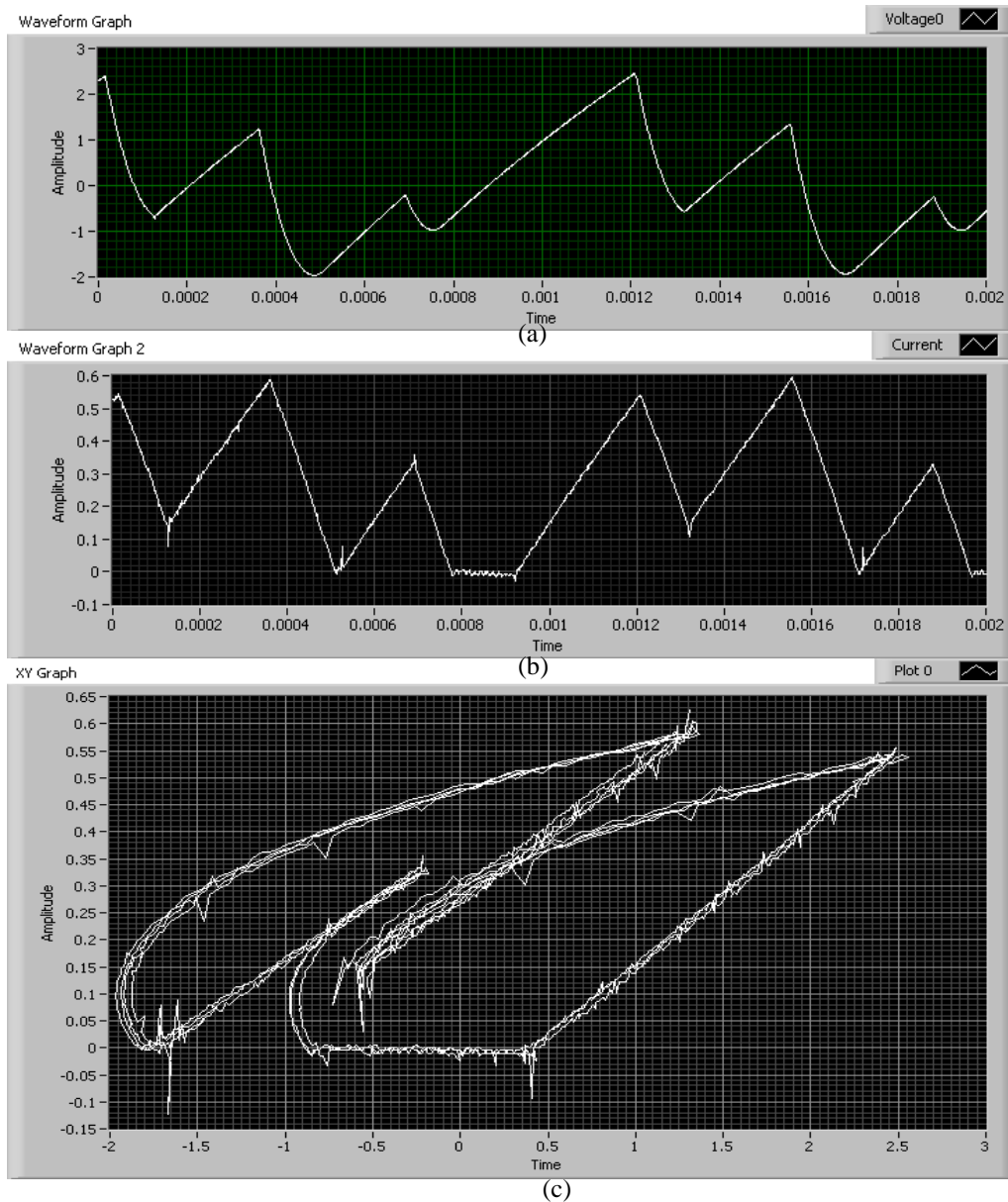


Fig. 9.13. (a) Forma de undă a tensiunii de ieșire, (b) forma de undă a curentului prin bobină; (c) portretul de fază, în cazul funcționării cu perioadă 3 ($\kappa=0,14$) – rezultate obținute experimental.

Se observă funcționarea cu perioadă 3 atât în cazul formelor de undă, cât și al portretului de fază, și, la fel ca în cazul funcționării haotice, existența unor perioade de conducție neîntreruptă.

În toate cazurile analizate s-a observat o bună concordanță dintre rezultatele simulărilor și cele obținute experimental.

Concluzii

Teza elaborată își propune să aducă anumite contribuții în modelarea, analiza și stabilitatea funcționării convertoarelor dc-dc.

Într-o primă parte sunt trecute în revistă topologiile și modurile de funcționare ale convertoarelor dc-dc.

În modelarea convertoarelor dc-dc s-au adus mai multe contribuții, cele mai importante fiind: deducerea unor modele mediate corespunzătoare modurilor DICM și DCVM incluzând pierderile de conducție pe bobine și pe dispozitivele semiconductoare, implementarea în CAPOC sau în PSPICE sub formă de bibliotecă, respectiv subcircuite, a modelelor mediate pentru diferite moduri de funcționare, cu și fără pierderi de conducție. Modelul pentru DICM cu pierderi obținut de către autoarea tezei permite obținerea unor rezultate mai bune decât modelul existent în literatură. În ce privește modul DCVM, neexistând în literatură nici un model care să includă pierderile, modelul realizat de către autoarea tezei are un caracter de unicatitate. De asemenea, a fost dedus un model mediat pentru funcționarea la limita CCM-DICM incluzând pierderile de conducție, și un model mediat pentru convertoarele dc-dc funcționând la limita dintre CCM și DCVM, pe baza căruia se arată analitic și prin simulare că acest mod de funcționare este instabil.

Convertoarele dc-dc, fiind circuite neliniare, prezintă o varietate de comportamente complexe, cum ar fi: schimbarea bruscă a modului de funcționare, funcționare haotică, subarmonică, instabilitate, etc. De o importanță deosebită este cunoașterea condițiilor și a modului în care se manifestă aceste tipuri de comportament. Cele mai importante contribuții în studiul comportamentului complex al convertoarelor dc-dc sunt: determinarea expresiilor analitice aproximative ale hărților iterative ale convertoarelor buck-boost, $\dot{C}uk$, SEPIC și Zeta în conducție neîntreruptă, respectiv buck-boost în modul DICM, determinarea expresiilor analitice exacte ale hărților iterative ale principalelor convertoare în conducție neîntreruptă, respectiv în modul DICM, extinderea studiului comportamentului complex la alte convertoare dc-dc și moduri de funcționare și de comandă: buck CCM cu comanda în tensiune, determinând efectul unor parametri de bifurcație: amplificarea buclei de reacție și referința de tensiune, buck-boost în conducție neîntreruptă cu comandă în curent și în conducție întreruptă cu buclă de reacție negativă după tensiunea de ieșire, $\dot{C}uk$ în conducție neîntreruptă cu comandă în tensiune, $\dot{C}uk$ în modul DCVM cu buclă de reacție negativă după tensiunea de ieșire. S-au observat în aceste cazuri următoarele tipuri de bifurcații: dublarea perioadei, șa-nod, Hopf, precum și două tipuri de coliziune la limită: datorită schimbării modului de funcționare și datorită faptului că într-o perioadă de comutație au loc mai multe comutări sau nici o comutare.

În condițiile creșterii numărului de consumatori de la rețea și a puterii acestora pe de o parte și a introducerii unor normative stricte referitoare la calitatea curentului absorbit de la rețea, pe de altă parte principiile de corecție a factorului de putere au trebuit regândite, corecția activă fiind soluția care s-a impus definitiv. În ce privește circuitele de corecție a factorului de putere, principalele contribuții se referă la:

determinarea valorilor critice ale unghiului de fază la care au loc bifurcațiile în cazul convertoarelor cu comandă PCC, analiza calitativă a comportamentului haotic al comportamentul unui circuit PFC boost cu comandă ACC cu feedforward, în funcție de valorile frecvenței de comutație și ale parametrilor controllerului de curent.

Toate cercetările și analizele teoretice au fost dublate de verificări prin simulare care au confirmat justetea rezultatelor obținute.

Comportamentul haotic al convertorului buck-boost în conducție întreruptă, cu buclă de reacție negativă după tensiunea de ieșire a fost studiat prin simulare și experimental.

În continuare se prezintă o sinteză a contribuțiilor pe care autoarea consideră că le-a adus prin elaborarea acestei teze:

- în capitolul 2:
 - determinarea raportului static de conversie pentru convertoarele Ćuk, SEPIC și Zeta funcționând în modul DCVM;
 - mai multe variante de implementare în CASPOC a modelelor mediate pentru convertoare dc-dc funcționând în conducție neîntreruptă, prezentându-se avantajele și dezavantajele fiecăruia;
- în capitolul 3:
 - obținerea unui model pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în modul DICM, incluzând pierderile de conducție pe bobine și pe dispozitivele semiconductoare, mai precis decât cel existent în literatură, și implementarea modelului în PSPICE; un model aproximativ mai simplu a fost dedus și verificat prin simulare;
 - obținerea unui model hibrid valabil atât pentru modul CCM cât și pentru modul DICM, incluzând pierderile de conducție;
 - implementarea în PSPICE a modelului mediat pentru modul limită dintre CCM și DICM;
 - deducerea unui model mediat, incluzând pierderile de conducție, pentru modul limită dintre CCM și DICM, și implementarea acestuia în PSPICE sub formă de subcircuit;
 - efectuarea de simulări în care se utilizează fiecare dintre modelele mediate, arătându-se astfel categoriile de aplicații la care acestea pot fi utilizate: determinarea valorilor de stare staționară ale diferitelor mărimi, simularea accelerată a regimului tranzitoriu, simularea stării staționare, reprezentarea funcțiilor de transfer, reprezentarea curbelor pentru raportul static de conversie și pentru randament;
 - verificarea prin simulări a modelelor mediate deduse;
- în capitolul 4:
 - obținerea unui model pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în modul DCVM, incluzând pierderile de conducție pe bobine și pe dispozitivele semiconductoare, și implementarea modelului în PSPICE

- și în CASPOC; un model aproximativ mai simplu a fost dedus și verificat prin simulare, arătându-se domeniul de valabilitate al acestui model în funcție de parametrii circuitului;
- obținerea unui model hibrid valabil atât pentru modul CCM cât și pentru modul DCVM, incluzând pierderile de conducție;
- deducerea unui model mediat pentru conducția limită dintre CCM și DCVM; pe baza acestui model se demonstrează, în cazul convertoarelor Ćuk, SEPIC și Zeta că acest mod de funcționare este instabil, deci inutilizabil;
- verificarea prin simulări a modelelor mediate deduse;
- efectuarea de simulări în care se utilizează fiecare dintre modelele mediate, arătându-se astfel categoriile de aplicații la care acestea pot fi utilizate: determinarea valorilor de stare staționară ale diferitelor mărimi, simularea accelerată a regimului tranzitoriu, simularea stării staționare, reprezentarea funcțiilor de transfer, reprezentarea curbelor pentru raportul static de conversie și pentru randament;
- în capitolul 5:
 - sintetizarea metodelor și tehnicilor de studiu al comportamentului haotic al sistemelor dinamice;
 - determinarea expresiilor analitice ale hărților iterative aproximative în cazul convertoarelor buck-boost, Ćuk, SEPIC și Zeta funcționând în modul CCM, cu ajutorul unui program realizat în MATHEMATICA; programul realizat poate fi adaptat pentru includerea pierderilor de conducție, sau poate fi aleasă precizia dorită pentru obținerea hărților iterative;
 - determinarea expresiilor analitice ale hărților iterative exacte în cazul principalelor convertoare funcționând în modul CCM,
 - în cazul convertorului buck CCM cu comandă în tensiune:
 - demonstrarea faptului că, menținând tensiunea de alimentare ca parametru principal de bifurcație, câștigul buclei de tensiune poate fi ales ca parametru secundar de bifurcație, care influențează modul în care sistemul devine instabil;
 - studiul altor parametri de bifurcație: amplificarea buclei de tensiune; referința de tensiune (caz în care se observă, pe lângă bifurcația supercritică obișnuită și o bifurcație subcritică, când la creșterea valorii parametrului de bifurcație sistemul trece de la instabilitate la funcționare stabilă cu perioadă 1);
 - observarea, în unele cazuri, în intervalul de comportament haotic a unor ferestre de funcționare periodică;
 - utilizarea simulatorului de circuite CASPOC pentru studiul bifurcațiilor (obținerea diagramei de bifurcație și a secțiunii Poincaré);

-
- observarea bifurcației Hopf în cazul convertorului Ćuk CCM cu comandă în tensiune, unde rezultatele teoretice obținute au fost confirmate prin simulare;
 - realizarea unui program în MATLAB pentru a calcula și reprezenta grafic cel mai mare exponent Lyapunov mediu în cazul sistemelor de ordinul 2, bazat pe definiția acestuia;
 - în cazul convertoarelor cu comandă în curent a fost analizat comportamentul convertorului buck-boost, unde s-a observat apariția bifurcațiilor cu dublarea perioadei și a haosului; deoarece în circuit s-a inclus și rezistența de pierderi a bobinei, a fost determinată harta iterativă și în cazul acesta;
 - în capitolul 6:
 - realizarea unui program în MATLAB pentru a calcula și reprezenta grafic cel mai mare exponent Lyapunov mediu în cazul sistemelor de ordinul 1, bazat pe definiția acestuia;
 - realizarea unui program în MATHEMATICA pentru determinarea hărților iterative;
 - obținerea expresiei hărții iterative aproximative a convertorului buck-boost;
 - obținerea expresiei hărții iterative exacte a convertoarelor buck, boost și buck-boost;
 - a fost analizat teoretic și prin simulare comportamentul complex al convertoarelor buck-boost și SEPIC, ca tehnici de analiză utilizate fiind: valoarea multiplicatorului caracteristic, diagrama de bifurcație, exponentul Lyapunov, reprezentarea grafică a hărților iterative, formele de undă și portretele de fază; în formele de undă se observă în cazul comportamentului haotic existența unor perioade de funcționare în conducție neîntreruptă;
 - în capitolul 7:
 - în cazul funcționării în modul DCVM, a fost analizat teoretic comportamentul complex al convertoarelor Ćuk, SEPIC și ZETA cu reacție după tensiunea de ieșire, observându-se bifurcația Hopf;
 - în capitolul 8:
 - analiza comenzii ACC cu urmărirea robustă a modelului (RMFACC);
 - în studiul comportamentului complex al circuitelor PFC:
 - studiul prin simulare al unui circuit PFC buck-boost cu comandă prin curentul de vârf;
 - analiza calitativă a comportamentului complex al unui circuit PFC boost cu comandă ACC cu feedforward, observând apariția bifurcațiilor la anumite valori ale unghiului de fază, în funcție de valorile frecvenței de comutație și ale parametrilor controllerului de curent.

- în capitolul 9:
 - verificarea experimentală a conceptelor teoretice elaborate prin utilizarea plăcii de achiziție NI-DAQ PCI-MIO-16E-1 și a programului LabView pentru studiul comportamentului haotic al convertoarelor dc-dc.

Spectrul larg de aplicații posibile ale convertoarelor dc-dc face ca orice prognoză într-un domeniu atât de vast să fie incompletă. Sub această rezervă, totuși, autoarea tezei încearcă să sugereze unele dintre viitoarele posibile preocupări în acest domeniu, în legătură cu tematica abordată în prezenta lucrare:

- obținerea de noi topologii de convertoare pentru anumite aplicații specifice;
- dezvoltarea unor modele mediate pentru alte tipuri de convertoare; sau moduri de funcționare și pentru diferitele metode de comandă;
- dezvoltarea unor modele mediate care să includă și pierderile de comutație decât cele de conducție;
- identificarea și clasificarea fenomenelor complexe în convertoarele dc-dc;
- studiul comportamentului complex în cazul altor convertoare, moduri de funcționare și de comandă;
- includerea pierderilor în modelele utilizate pentru studiul comportamentului complex;
- exploatarea comportamentului haotic al convertoarelor de energie;
- identificarea de noi fenomene de bifurcație în convertoarele dc-dc;
- identificarea și clasificarea fenomenelor complexe în circuitele PFC;
- extinderea studiului comportamentului complex în cazul altor circuite PFC, moduri de funcționare și tehnici de comandă.

ANEXA

A.1. Fișierul utilizat pentru reprezentarea grafică a raportului static de conversie și a k_{critic} pentru modul DCVM

Fișierul grafice_moduri_de_functionare.m (în MATLAB)

```
close all;
clear all;
d=0.01:0.01:0.99;
k=[0.01,0.1,0.5,1.1]
for j=1:length(k)
    for i=1:length(d)
        kc(i)=(d(i))^2;
        if k(j)<=kc(i)
            M(i,j)=sqrt(k(j))/(1-d(i));
        else
            M(i,j)=d(i)/(1- d(i));
        end;
    end
end
end
plot(d,M); hold on; grid on;
```

A.2. Implementarea în PSpice a modelului mediat [52] pentru convertoarele dc-dc cu funcționare CCM

```
*****
*Subcircuit: CCM1
*Aplicare: convertoare PWM cu două comutatoare
*Limitare:comutatoare ideale, CCM, fără transformator
*****
*Noduri:
*1:tranzistor +
*2:tranzistor -
*3:diodă catod
*4:diodă anod
*5:factorul de umplere
*****
.subckt CCM1 1 2 3 4 5
V1 1 2 value={(1-v(5))*v(3,4)/v(5)}
I2 4 3 value={(1-v(5))*i(V1)/v(5)}
.ends
*****
```

A.3. Implementarea în CASPOC a modelului mediat [52] pentru convertoarele dc-dc cu funcționare CCM

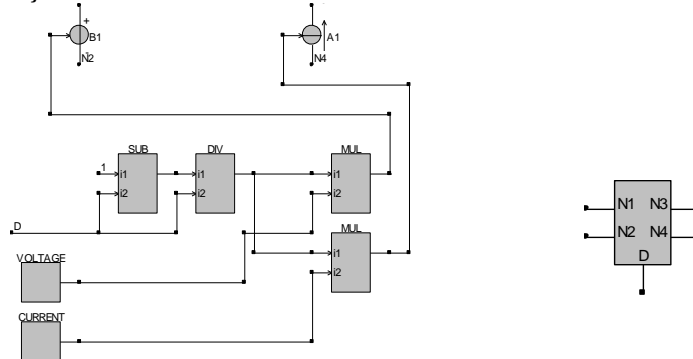


Fig. A.1. Implementarea în CASPOC și subcircuitul compilat ca bibliotecă a modelului mediat [52] pentru convertoarele dc-dc cu funcționare CCM

A.4. Fișierul utilizate pentru simularea regimului tranzitoriu al unui convertor boost, utilizând modelul mediat

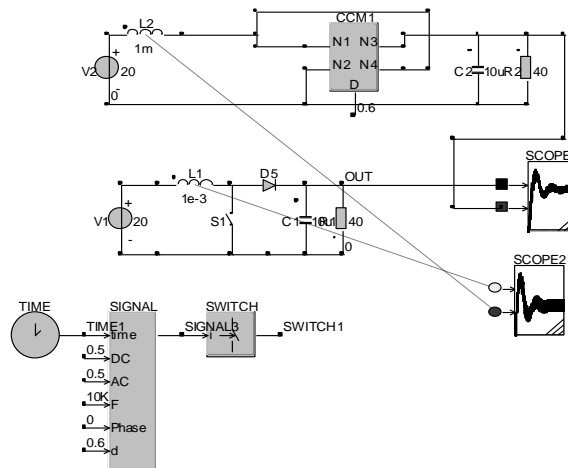


Fig. A.2. Fișierul boost_tranz.csi (CASPOC)

A.5. Implementarea în PSpice a modelului mediat [52] pentru convertoarele dc-dc cu funcționare CCM, cu pierderi de conducție

```
.subckt CCM2 1 2 3 4 5
+params:Ron=0 VD=0 RD=0
Er 1 1x value={i(Et)*(Ron+(1-v(5))*RD/v(5))/v(5)}
Et 1x 2 value={(1-v(5))*(v(3,4)+VD)/v(5)}
Gd 4 3 value={(1-v(5))*i(Et)/v(5)}
.ends
```


A.6. Implementarea în CASPOC a modelului mediat [52] pentru convertoarele dc-dc cu funcționare CCM, cu pierderi de conducție

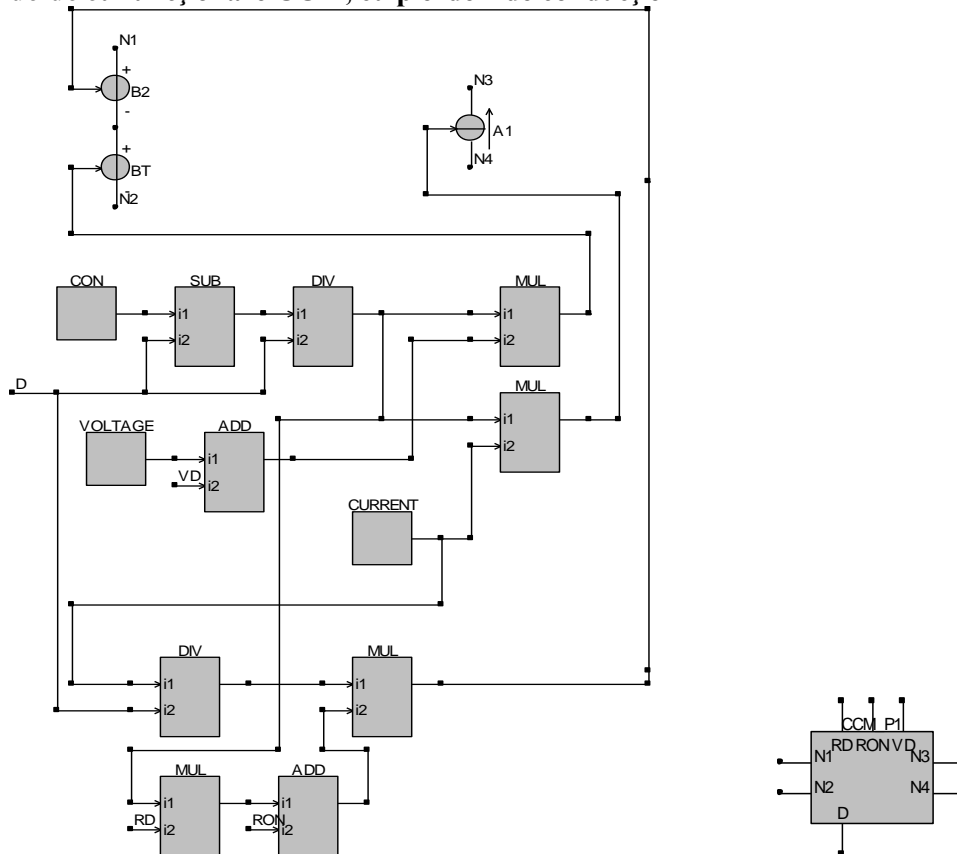


Fig. A.3. Implementarea în CASPOC a modelului mediat [52] pentru convertoarele dc-dc cu funcționare CCM, cu pierderi de conducție

A.7. Implementarea în PSpice a modelului mediat pentru convertoarele dc-dc funcționând în DICM, fără pierderi de conducție [52]:

```
.subckt CCM-DCM1 1 2 3 4 5
+params:L=100u fs=1e5
Et 1 2 value={(1-v(u))*v(3,4)/v(u)}
Gd 4 3 value={(1-v(u))*i(Et)/v(u)}
Ga 0 a value={MAX(i(Et),0)}
Va a b
Ra b 0 1k
Eu u 0 table {MAX(v(5),v(5)*v(5)/(v(5)*v(5)+2*L*fs*i(Va)/v(3,4)))} (0 0) (1 1)
.ends
```

A.8. Implementarea în CASPOC a modelului mediat pentru convertoarele dc-dc funcționând în DICM, fără pierderi de conducție [52]:

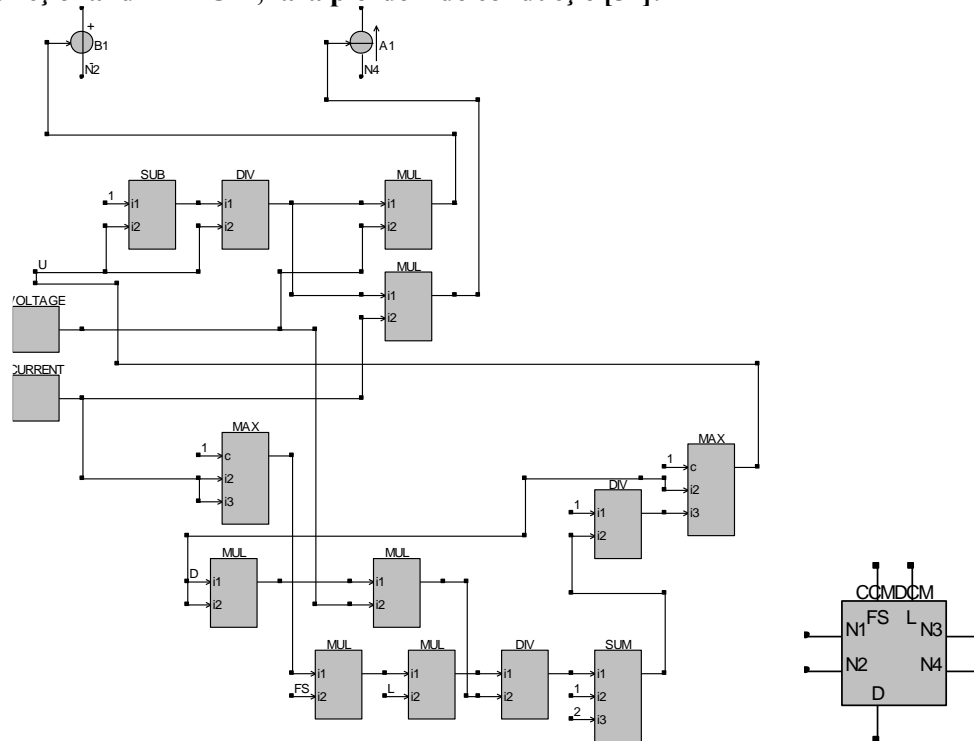


Fig. A.4. Implementarea în CASPOC a modelului mediat pentru convertoarele dc-dc funcționând în DICM, fără pierderi de conducție [52].

A.9. Implementarea în PSpice a modelului mediat pentru convertoarele dc-dc funcționând în DICM, cu pierderi de conducție [231]:

- *Large signal discontinuous conduction mode
- *model (including ESR of the inductor, on-resistance of switches and diode voltage drop)
- *Params: Rmwhite - External ramp height, Valleyv - Valley voltage of external ramp
- *LFIL - filter inductance, FS - operating frequency
- *rs - on-resistance of the active switch, rd - on-resistance of the diode, rL - ESR of the inductor
- *Vd - diode forward voltage drop
- *Pins: active (A), passive (P), common (C), control voltage (Vc)

.subckt LOSSY_LSDCM A P C Vc Params:
+RMPHITE=2 VALLEYV=1 F=50k LFIL=500u RL=0
+RS=0 RD=0 VD=0

```

emod  d 0 table{(v(vc)-VALLEYV)/RMPHITE}
      +=(.01, .01) (.99, .99)
remod  d 0 1g
etbl  anum 0 value={2*LFIL*FS*i(vxy)}
ranum anum 0 1g
emew  mew  0 value={v(d)*v(d)*v(a,n)/v(anum)}
gac   a m value={v(mew)*i(vxy)}
ecp   x p value={v(mew)*(v(a,n)+v(n,c))}
rmew  mew  0 1g
vxy   x y 0
ers   m n value={v(mew)*i(vxy)*4*rs/3/v(d)}
evdrd y n value={i(vxy)*4*rd*v(mew)/3/v(d)+
                +Vd*SGN(i(vxy))}
erl   n c value={v(mew)*i(vxy)*4*rl/3/v(d)}
.ends

```

A.10. Fișierele utilizate pentru verificarea modelelor mediate în cazul modului de conducție DICM, ținând cont de pierderile de conducție

Fișierul bcomut.cir (în PSpice, convertorul comutat)

```

BOOST raspunsul tranzitoriu
Vg1 1 0 24V
Sql 2 0 5 0 switch
D1 2 3 diode
RL 1 2x 0.1
L1 2x 2 10uH ic=0
C 3 0 15uF ic=0
R 3 0 12
*d:
Vc 5 0 pulse(0 10V 0us 200ns 200ns 4.8us 20us)
.model switch vswitch
+(Ron=0.2 Roff=10meg Von=6V Voff=4V)
.model diode d (Is=1e-12 RS=0.11 VJ=0.8)
.tran 1u 1m 0m 1u uic
.probe
.end

```

Fișierul boostdicmp_e.cir (în PSpice - cu modelul exact)

```

BOOST dicm cu pierderi
.param fs=50kHz

```

```

.param L=10uH
.param d=0.25
.tran 10u 4m 2m 10u
.probe
Vg 1 0 24V
L 1 2x {L}
Rl 2x 2 0.1
Xswitch 2 0 3 2 5 DICM1 PARAMS: L=10u fs=50k Ron=0.2 VD=0.8 RD=0.11 d={d}
Rl=0.1
Rload 3 0 12
C1 3 0 15uF
Vc 5 0 dc 0.25 ac 1
.lib dicm1.lib
.end

```

Fișierul boostdicmp_a.cir (în Pspice - cu modelul aproximativ)

```

BOOST dicm cu pierderi
.param fs=50kHz
.param L=10uH
.param d=0.25
.tran 10u 1m 0m 10u uic
Vg 1 0 24V
L 1 2x {L} ic=0
Rl 2x 2 0.1
Xswitch 2 0 3 2 5 DICM2
+PARAMS: L={L} fs=1E5 Ron=0.2 VD=0.8 RD=0.11 d={d}
Rload 3 0 12
C1 3 0 15uF ic=0
Vc 5 0 dc 0.25
.lib dicm2.lib
.probe
.end

```

A.11. Fișierele utilizate pentru simularea convertorului boost funcționând la limita dintre CCM și DICM

Fișierul bcm1.m (în MATLAB)

```

close all;
R=70; L=250e-6;
C=1.5e-5; Vg=20; M=1.7;

```

```

Gvg0=M/2;
Gvi0=R/(4*M);
fp=1/(pi*R*C);
fz=R/(2*pi*L)*1/(M^2);
NUM=[Gvg0];
DEN=[1/(2*pi*fp) 1];
VGV=tf(NUM,DEN);
f=logspace(0,6,200); w=2*pi*f;
[MAG,PHASE]=bode(VGV,w);
for i=1:length(f),
    ampl(i)=20*log10(MAG(1,1,i));
    faza(i)=PHASE(1,1,i);
    i=i+1;
end
figure
semilogx(f,ampl,'b'); title('Audiosusceptibilitatea-Characteristica de amplitudine');
xlabel('Frecventa [Hz]'); grid
figure
semilogx(f,faza,'b'); title('Audiosusceptibilitatea-Faza'); xlabel('Frecventa [Hz]');
ylabel('[Grade]');
grid
NUM1=[-Gvi0/(2*pi*fz) Gvi0];
DEN1=[1/(2*pi*fp) 1];
VcV=tf(NUM1,DEN1);
[MAG1,PHASE1]=bode(VcV,w);
for i=1:length(f),
    ampl1(i)=20*log10(MAG1(1,1,i));
    faza1(i)=PHASE1(1,1,i);
    i=i+1;
end
figure
semilogx(f,ampl1,'b'); title('Functia de transfer control-iesire-Characteristica de
amplitudine'); xlabel('Frecventa [Hz]'); grid
figure
semilogx(f,faza1,'b'); title('Functia de transfer control-iesire-Faza'); xlabel('Frecventa
[Hz]'); ylabel('[Grade]');
grid

```

Fișierul boostbcm.cir (în PSpice)

```

BCM boost
.PARAM: L=250uH

```

```
** Analysis setup **
.ac dec 201 1 1000kHz
.lib ccm2.lib
.lib bcm1.lib
Vg 1 0 dc 20V ac 1
*ac=1 pentru fct de transfer VG-V
L 1 2x {L}
Rl 2x 2 0.001u
Xswitch 2 0 3 2 5 CCM2 PARAMS: Ron=0 VD=0 RD=0
Rload 3 0 70
C1 3 0 15uF
Xbcm 4 6 7 8 5 BCM1
Vc 4 0 dc 1.65 ac 0
*ac=1 pentru functia de transfer control-iesire
Ei 6 0 value={i(L)}
E1 7 0 value={v(1)}
E2 8 0 value={v(3)-v(1)}
.probe
.end
```

A.12. Fișierele utilizate la simularea convertorului boost la limita CCM/DICM, cu pierderi de conducție

Fișierul boost_bcm_pierderi.cir (în PSpice)

```
BOOST bcm cu pierderi
.param fs=50kHz
.param L=250uH
.param VD=0.8
.tran 1u 1m 0m 1u
.lib bcm2.lib
.lib bicm_p_d.lib
Vg 1 0 dc 20V
L 1 2x {L}
Rl 2x 2 0.1
Xswitch 2 0 3 0 6 5 bcm2 PARAMS: Ron=0.2 VD=0.8 RD=0.11
Rload 3 0 70
C1 3 0 15uF
Xswitch1 6 7 8 5 bicmpd1 params: RL=0.1 Ron=0.2 RD=0.11 VD=0.8
V1 6 0 1.68
E1 7 0 value={v(1)}
```

```

E2 8 0 value={v(3)-v(1)+VD}
.probe
.end
    
```

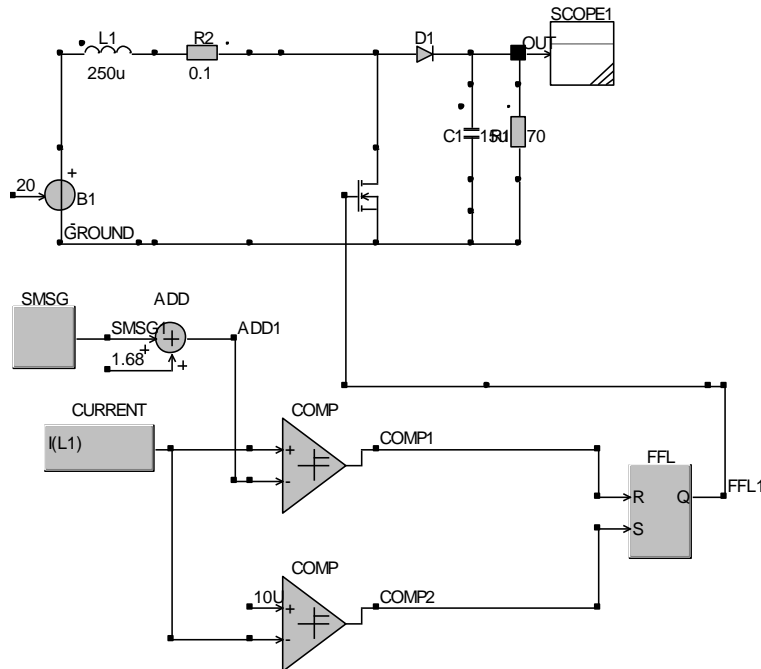


Fig. A.5. Fișierul boost_bcm_pierderi_nemediat.csi (în CASPOC)

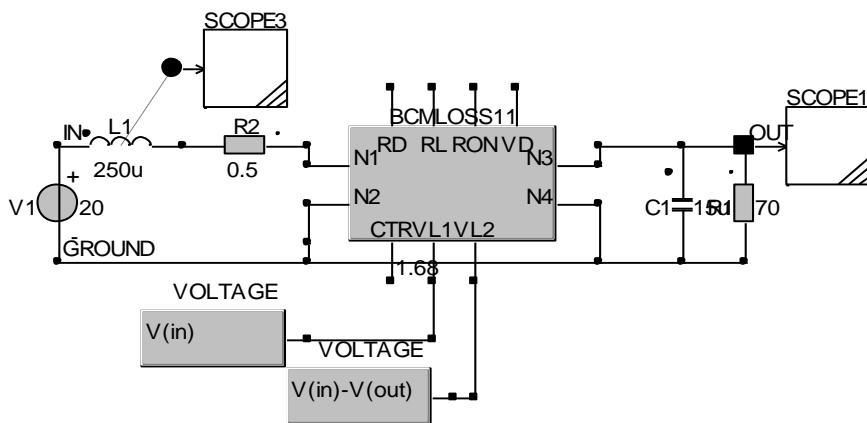


Fig. A.6. Fișierul boost_bcm_pierderi.csi (în CASPOC)

A.13. Implementarea în CASPOC a modelului hibrid CCM-DCVM, fără pierderi de conducție:

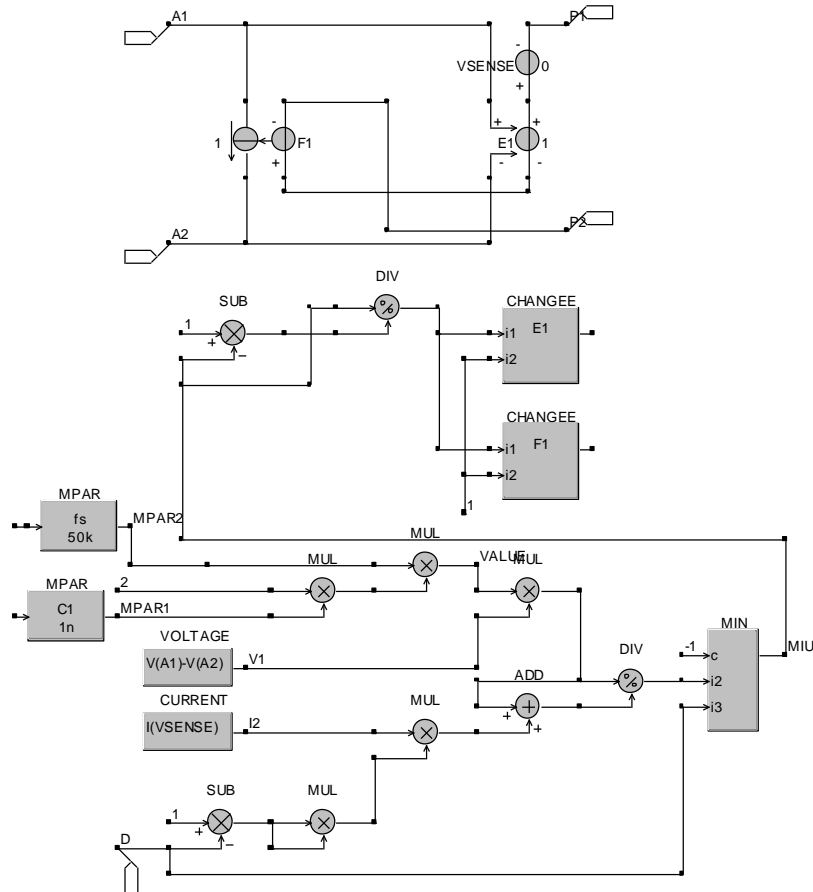


Fig. A.7. Implementarea în CASPOC a modelului hibrid CCM-DCVM, fără pierderi de conducție.

A.14. Fișierele utilizate la simularea convertoarelor Ćuk și SEPIC, cu funcționare DCVM, cu pierderi de conducție

Fișierul *cukdcvmp.cir* (convertor Ćuk, simulare în PSpice a regimului tranzitoriu, circuitul mediat)

CUK dcvm cu pierderi, regim tranzitoriu

.param fs=50kHz

.param C1=90nF

.param d=0.5


```

Vg 1 0 15V
L1 1 2x 5mH ic=0
R11 2x 2 0.1
C1 2 3 90nF ic=0
L2 3 4x 2.4mH ic=0
R12 4x 4 0.1
Xswitch 2 0 0 3 5 CCM-DCVM1 PARAMS: C1=90n fs=50E3 Ron=0.1 VD=0.8
RD=0.1 d={d}
Rload 4 0 10
C2 4 0 80nF ic=0
Vc 5 0 dc 0.5
.tran 10u 4m 0m 10u uic
.lib ccmdcvm1.lib
.probe
.end

```

Fișierul cukdcvmpInemediat.cir (convertor Ćuk, simulare în PSpice a regimului tranzitoriu, circuitul comutat)

```

CUK dcvm cu pierderi
.param fs=50kHz
.param C1=90nF
Vg 1 0 15V
L1 1 2x 5mH
R11 2x 2 0.5
C1 2 3 90nF
L2 3 4x 2.4mH
R12 4x 4 0.5
Sq1 2 0 5 0 switch
D1 3 0 diode
Rload 4 0 10
C2 4 0 80nF
*d:
Vc 5 0 pulse(0 10V 0us 200ns 200ns 9.8us 20us)
.model switch vswitch
+(Ron=0.5 Roff=10meg Von=6V Voff=4V)
.model diode d (Is=1e-12 RS=0.5 VJ=0.8)
.nodeset V(2)=15
.tran 1n 10m 2m 1n
.probe
.end

```

Fișierul cukdcvmp11.cir (convertor Ćuk, simulare în PSpice a stării staționare, circuitul mediat)

CUK dcvm cu pierderi, stare stationara

```
.param fs=50kHz
.param C1=90nF
.param d=0.5
Vg 1 0 15V
L1 1 2x 5mH
R11 2x 2 0.5
C1 2 3 90nF
L2 3 4x 2.4mH
R12 4x 4 0.5
Xswitch 2 0 0 3 5 CCM-DCVM1 PARAMS: C1=90n fs=50E3 Ron=0.5 VD=0.8
RD=0.5 d={d}
Rload 4 0 10
C2 4 0 80uF
Vc 5 0 dc 0.5
.nodeset V(2)=15
.lib ccmdcvm1.lib
.probe
.end
```

Fișierul cukdcvmpmeta1.cir (convertor Ćuk, simulare în PSpice a raportului static de conversie și a randamentului, circuitul mediat)

CUK dcvm cu pierderi

```
.param fs=50kHz
.param C1=90nF
.param d=0.5
.param RD=0.1
.dc lin Vc 0.35 0.99 0.01
.step lin PARAM RD 0 0.5 0.5
Vg 1 0 15V
L1 1 2x 5mH ic=0
R11 2x 2 0.1
C1 2 3 90nF ic=0
L2 3 4x 2.4mH ic=0
R12 4x 4 0.1
Xswitch 2 0 0 3 5 CCM-DCVM1 PARAMS: C1=90n fs=50E3 Ron=0.1 VD=0.8
RD={RD} d={d}
Rload 4 0 10
```

```

C2 4 0 80nF ic=0
Vc 5 0 dc 0.5
.nodeset V(2)=15
.lib ccmdcvm1.lib
.probe
.end
.model switch vswitch
+(Ron=0.5 Roff=10meg Von=6V Voff=4V)
.model diode d (Is=1e-12 RS=0.5 VJ=0.8)
.nodeset V(2)=15
.tran 100n 50m 0m 100n
.probe
.end

```

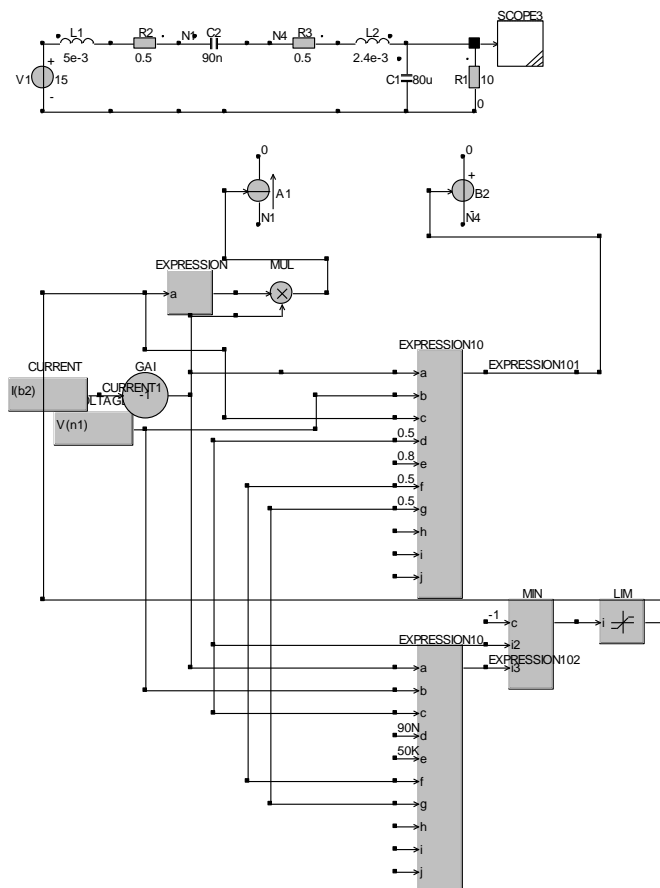


Fig. A.8. Fișierul *cukdcvmierderi.csi* (convertor Ćuk, simulare în CASPOC a regimului tranzitoriu, circuitul mediat)

A.15. Fișierele utilizate la simularea convertoarelor funcționând la limita CCM/DCVM

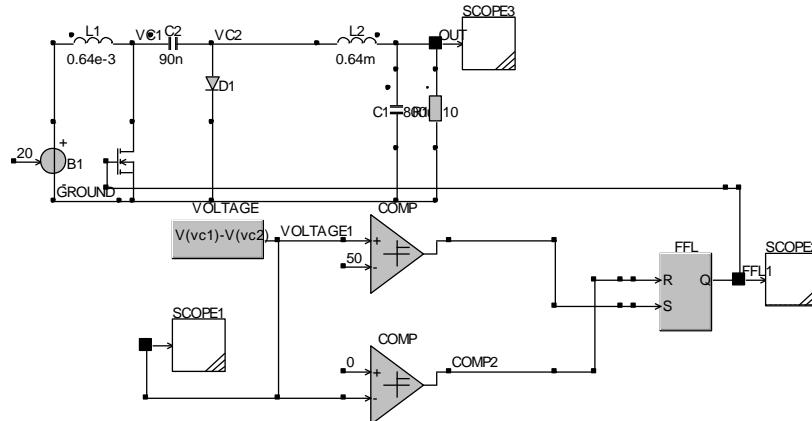


Fig. A.9. Fișierul cukccmdevm.csi (convector Ćuk, simulare în CASPOC)

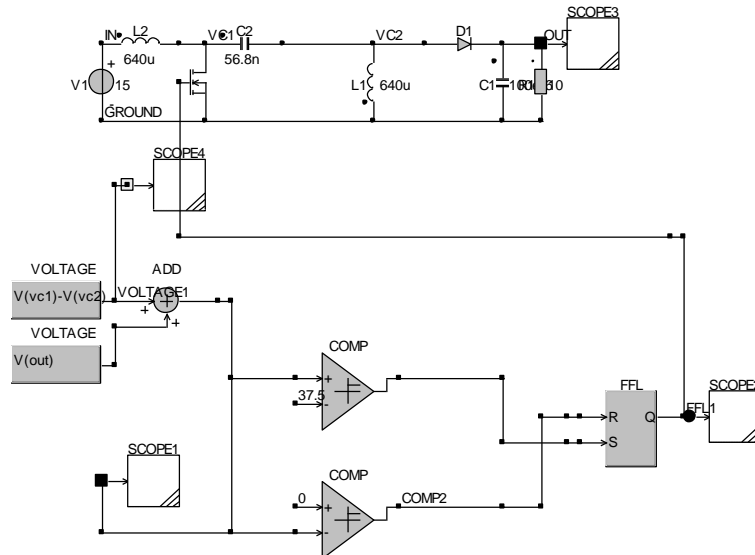


Fig. A.10. Fișierul sepicccmdevm.csi (convector SEPIC, simulare în CASPOC)

A.16. Fișierul utilizat pentru obținerea diagramelor de bifurcație arătând coliziunea la limită cauzată de modificarea modului de funcționare

Fișierul buck_col_limita.m (în MATLAB)

```
%buck
close all;
clear all;
```

```

d=0.5;
L=4e-3;
fs=10e3;
R=100;
fs=1000:1000:20000;
for i=1:length(fs)
    k(i)=2*L*fs(i)/(R);
    kc=1-d;
    if k(i)<=kc
        M(i)=2/(1+sqrt(1+4*k(i)/(d^2)));
    else
        M(i)=d;
    end;
end;
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
plot(fs,M,'blue'); hold on; grid on;

```

A.17. Fișierele utilizate pentru determinarea expresiilor analitice ale elementelor matricilor care intervin în expresiile aproximative ale hărților iterative pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în conducție neîntreruptă

Fișierul buck_ccm_haos.nb (în MATHEMATICA)

$$\mathbb{A}_1 = \left\{ \left\{ \mathbf{0}, -\frac{1}{L} \right\}, \left\{ \frac{1}{C}, -\frac{1}{R+C} \right\} \right\}$$

$$\mathbb{A}_2 = \left\{ \left\{ \mathbf{0}, -\frac{1}{L} \right\}, \left\{ \frac{1}{C}, -\frac{1}{R+C} \right\} \right\}$$

$$\mathbb{B}_1 = \left\{ \left\{ \frac{1}{L} \right\}, \{ \mathbf{0} \} \right\}$$

$$\mathbb{B}_2 = \{ \{ \mathbf{0} \}, \{ \mathbf{0} \} \}$$

$$d_1 = 1 - d$$

$$\mathbb{E}_1[\zeta] = \text{IdentityMatrix}[2] + \mathbb{A}_1 * \zeta + \frac{1}{2} * \mathbb{A}_1 . \mathbb{A}_1 * (\zeta^2)$$

$$\mathbb{E}_2[\zeta] = \text{IdentityMatrix}[2] + \mathbb{A}_2 * \zeta + \frac{1}{2} * \mathbb{A}_2 . \mathbb{A}_2 * (\zeta^2)$$

$$\text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{d * T\}]$$

$$\text{Apply}[\mathbb{E}_2, \{d_1 * T\}]$$

$$\mathbb{E}_t = \text{Apply}[\mathbb{E}_2, \{d_1 * T\}] . \text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{d * T\}]$$

$$\Psi_t = \text{Apply}[\mathbb{E}_2, \{d_1 * T\}] . \int_0^{d * T} \text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{\tau\}] . \mathbb{B}_1 d\tau + \int_0^{d_1 * T} \text{Apply}[\mathbb{E}_2, \{\tau\}] . \mathbb{B}_2 d\tau$$

$$x_n = \{ \{i_{Ln}\}, \{v_{Cn}\} \}$$

$$x_{n+1} = \mathbb{E}_t . x_n + \Psi_t * v_g$$

Fișierul `boost_ccm_haos.nb` (în *MATHEMATICA*)

BOOST

$$\mathbf{A}_1 = \{ \{0, 0\}, \{0, -\frac{1}{R+C}\} \}$$

$$\mathbf{A}_2 = \{ \{0, -\frac{1}{L}\}, \{ \frac{1}{C}, -\frac{1}{R+C} \} \}$$

$$\mathbf{B}_1 = \{ \{ \frac{1}{L} \}, \{0\} \}$$

$$\mathbf{B}_2 = \{ \{ \frac{1}{L} \}, \{0\} \}$$

$$d_1 = 1 - d$$

$$\mathbb{F}_1[\zeta] = \text{IdentityMatrix}[2] + \mathbf{A}_1 * \zeta + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_1 . \mathbf{A}_1 * (\zeta^2)$$

$$\mathbb{F}_2[\zeta] = \text{IdentityMatrix}[2] + \mathbf{A}_2 * \zeta + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_2 . \mathbf{A}_2 * (\zeta^2)$$

$$\mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_1, \{d+T\}]$$

$$\mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_2, \{d_1+T\}]$$

$$\mathbb{F}_c = \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_2, \{d_1+T\}] . \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_1, \{d+T\}]$$

$$\Psi_c = \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_2, \{d_1+T\}] . \left(\int_0^{d+T} \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_1, \{\tau\}] . \mathbf{B}_1 d\tau \right) + \int_0^{d_1+T} \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_2, \{\tau\}] . \mathbf{B}_2 d\tau$$

$$\mathbf{x}_n = \{ \{i_{Ln}\}, \{v_{Cn}\} \}$$

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbb{F}_c . \mathbf{x}_n + \Psi_c * \mathbf{v}_g$$

Fișierul `bb_ccm_haos.nb` (în *MATHEMATICA*)

BUCK-BOOST

$$\mathbf{A}_1 = \{ \{0, 0\}, \{0, -\frac{1}{R+C}\} \}$$

$$\mathbf{A}_2 = \{ \{0, -\frac{1}{L}\}, \{ \frac{1}{C}, -\frac{1}{R+C} \} \}$$

$$\mathbf{B}_1 = \{ \{ \frac{1}{L} \}, \{0\} \}$$

$$\mathbf{B}_2 = \{ \{0\}, \{0\} \}$$

$$d_1 = 1 - d$$

$$\mathbb{F}_1[\zeta] = \text{IdentityMatrix}[2] + \mathbf{A}_1 * \zeta + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_1 . \mathbf{A}_1 * (\zeta^2)$$

$$\mathbb{F}_2[\zeta] = \text{IdentityMatrix}[2] + \mathbf{A}_2 * \zeta + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_2 . \mathbf{A}_2 * (\zeta^2)$$

$$\mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_1, \{d+T\}]$$

$$\mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_2, \{d_1+T\}]$$

$$\mathbb{F}_c = \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_2, \{d_1+T\}] . \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_1, \{d+T\}]$$

$$\Psi_c = \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_2, \{d_1+T\}] . \left(\int_0^{d+T} \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_1, \{\tau\}] . \mathbf{B}_1 d\tau + \int_0^{d_1+T} \mathbb{A}\text{pply}[\mathbb{F}_2, \{\tau\}] . \mathbf{B}_2 d\tau \right)$$

$$\mathbf{x}_n = \{ \{i_{Ln}\}, \{v_{Cn}\} \}$$

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbb{F}_c . \mathbf{x}_n + \Psi_c * \mathbf{v}_g$$

Fișierul `cuk_ccm_haos.nb` (în *MATHEMATICA*)

$$\mathbf{A}_1 = \left\{ \{0, 0, 0, 0\}, \left\{0, 0, \frac{1}{L_2}, -\frac{1}{L_2}\right\}, \left\{0, -\frac{1}{C_1}, 0, 0\right\}, \left\{0, \frac{1}{C_2}, 0, -\frac{1}{R+C_2}\right\} \right\}$$

$$\mathbf{A}_3 = \left\{ \left\{0, 0, -\frac{1}{L_1}, 0\right\}, \{0, 0, 0, -\frac{1}{L_2}\}, \left\{\frac{1}{C_1}, 0, 0, 0\right\}, \left\{0, \frac{1}{C_2}, 0, -\frac{1}{R+C_2}\right\} \right\}$$

$$\mathbf{B}_1 = \left\{ \left\{\frac{1}{L_1}\right\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\}$$

$$\mathbf{B}_3 = \left\{ \left\{\frac{1}{L_1}\right\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\}$$

$$d_1 = 1 - d$$

$$\mathbb{E}_1[\xi] = \text{IdentityMatrix}[4] + \mathbf{A}_1 * \xi + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_1 . \mathbf{A}_1 * (\xi^2)$$

$$\mathbb{E}_3[\xi] = \text{IdentityMatrix}[4] + \mathbf{A}_3 * \xi + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_3 . \mathbf{A}_3 * (\xi^2)$$

$$\text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{d * T\}]$$

$$\text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}]$$

$$\mathbb{E}_c = \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}] . \text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{d * T\}]$$

$$\Psi_c = \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}] . \left(\int_0^{d_1 * T} \text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{\tau\}] . \mathbf{B}_1 d\tau \right) + \int_0^{d_1 * T} \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{\tau\}] . \mathbf{B}_3 d\tau$$

$$\mathbf{x}_n = \{\{i_{L1n}\}, \{i_{L2n}\}, \{v_{C1n}\}, \{v_{C2n}\}\}$$

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbb{E}_c . \mathbf{x}_n + \Psi_c * \mathbf{v}_g$$

Fișierul `sepic_ccm_haos.nb` (în *MATHEMATICA*)

$$\mathbf{A}_1 = \left\{ \{0, 0, 0, 0\}, \left\{0, 0, \frac{1}{L_2}, 0\right\}, \left\{0, -\frac{1}{C_1}, 0, 0\right\}, \left\{0, 0, 0, -\frac{1}{R+C_2}\right\} \right\}$$

$$\mathbf{A}_3 = \left\{ \left\{0, 0, -\frac{1}{L_1}, -\frac{1}{L_1}\right\}, \left\{0, 0, 0, -\frac{1}{L_2}\right\}, \left\{\frac{1}{C_1}, 0, 0, 0\right\}, \left\{\frac{1}{C_2}, \frac{1}{C_2}, 0, -\frac{1}{R+C_2}\right\} \right\}$$

$$\mathbf{B}_1 = \left\{ \left\{\frac{1}{L_1}\right\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\}$$

$$\mathbf{B}_3 = \left\{ \left\{\frac{1}{L_1}\right\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\}$$

$$d_1 = 1 - d$$

$$\mathbb{E}_1[\xi] = \text{IdentityMatrix}[4] + \mathbf{A}_1 * \xi + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_1 . \mathbf{A}_1 * (\xi^2)$$

$$\mathbb{E}_3[\xi] = \text{IdentityMatrix}[4] + \mathbf{A}_3 * \xi + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_3 . \mathbf{A}_3 * (\xi^2)$$

$$\text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{d * T\}]$$

$$\text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}]$$

$$\mathbb{E}_c = \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}] . \text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{d * T\}]$$

$$\Psi_c = \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}] . \left(\int_0^{d_1 * T} \text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{\tau\}] . \mathbf{B}_1 d\tau \right) + \int_0^{d_1 * T} \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{\tau\}] . \mathbf{B}_3 d\tau$$

$$\mathbf{x}_n = \{\{i_{L1n}\}, \{i_{L2n}\}, \{v_{C1n}\}, \{v_{C2n}\}\}$$

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbb{E}_c . \mathbf{x}_n + \Psi_c * \mathbf{v}_g$$

Fișierul *zeta_ccm_haos.nb* (în *MATHEMATICA*)

ZETA

$$\mathbf{A}_1 = \left\{ \left\{ \mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0} \right\}, \left\{ \mathbf{0}, \mathbf{0}, \frac{1}{L_2}, -\frac{1}{L_2} \right\}, \left\{ \mathbf{0}, -\frac{1}{C_1}, \mathbf{0}, \mathbf{0} \right\}, \left\{ \mathbf{0}, \frac{1}{C_2}, \mathbf{0}, -\frac{1}{R * C_2} \right\} \right\}$$

$$\mathbf{A}_3 = \left\{ \left\{ \mathbf{0}, \mathbf{0}, -\frac{1}{L_1}, \mathbf{0} \right\}, \left\{ \mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0}, -\frac{1}{L_2} \right\}, \left\{ \frac{1}{C_1}, \mathbf{0}, \mathbf{0}, \mathbf{0} \right\}, \left\{ \mathbf{0}, \frac{1}{C_2}, \mathbf{0}, -\frac{1}{R * C_2} \right\} \right\}$$

$$\mathbf{B}_1 = \left\{ \left\{ \frac{1}{L_1} \right\}, \left\{ \frac{1}{L_2} \right\}, \{\mathbf{0}\}, \{\mathbf{0}\} \right\}$$

$$\mathbf{B}_3 = \left\{ \{\mathbf{0}\}, \{\mathbf{0}\}, \{\mathbf{0}\}, \{\mathbf{0}\} \right\}$$

$$d_1 = 1 - d$$

$$\mathbb{E}_1[\zeta] = \text{IdentityMatrix}[4] + \mathbf{A}_1 * \zeta + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_1 . \mathbf{A}_1 * (\zeta^2)$$

$$\mathbb{E}_3[\zeta] = \text{IdentityMatrix}[4] + \mathbf{A}_3 * \zeta + \frac{1}{2} * \mathbf{A}_3 . \mathbf{A}_3 * (\zeta^2)$$

$$\text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{d * T\}]$$

$$\text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}]$$

$$\mathbb{E}_c = \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}] . \text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{d * T\}]$$

$$\Psi_c = \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{d_1 * T\}] . \left(\int_0^{d * T} \text{Apply}[\mathbb{E}_1, \{\tau\}] . \mathbf{B}_1 d\tau \right) + \int_0^{d_1 * T} \text{Apply}[\mathbb{E}_3, \{\tau\}] . \mathbf{B}_3 d\tau$$

$$x_n = \left\{ \{i_{L1n}\}, \{i_{L2n}\}, \{v_{C1n}\}, \{v_{C2n}\} \right\}$$

$$x_{n+1} = \mathbb{E}_c . x_n + \Psi_c * v_g$$

A.18. Fișierele utilizate pentru determinarea expresiilor analitice ale elementelor matricilor care intervin în expresiile exacte ale hărților iterative pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în conducție neîntreruptă

Fișierul *boost_ccm.m* (în *MATLAB*)

```
%boost ccm
syms R L C x d T iln vcn vg;
A1=[0 0; 0 -1/(R*C)];
A2=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)];
B1=[1/L; sym(0)];
B2=[1/L;sym(0)];
fi1=expm(A1*x);
fi2=expm(A2*x);
d1=sym('1-d');
fi=expm(A2*d1*T)*expm(A1*d*T);
psi=expm(A2*d1*T)*int(fi1*B1,x,sym(0),d*T)+int(fi2*B2,x,sym(0),d1*T);
init=[iln; vcn];
rezultat=fi*init+psi*vg    %il(n+1) si vc(n+1)
```


Fișierul buck_ccm.m (în MATLAB)

```
%boost ccm
syms R L C x d T iln vcn vg;
A1=[sym(0) -1/L; 1/C -1/(R*C)];
A2=[sym(0) -1/L; 1/C -1/(R*C)];
B1=[1/L; sym(0)];
B2=[sym(0);sym(0)];
fi1=expm(A1*x);
fi2=expm(A2*x);
d1=sym('1-d');
fi=expm(A2*d1*T)*expm(A1*d*T);
psi=expm(A2*d1*T)*int(fi1*B1,x,sym(0),d*T)+int(fi2*B2,x,sym(0),d1*T);
init=[iln; vcn];
rezultat=fi*init+psi*vg %il(n+1) si vc(n+1)
```

Fișierul buck-boost_ccm.m (în MATLAB)

```
%boost ccm
syms R L C x d T iln vcn vg;
A1=[0 0; 0 -1/(R*C)];
A2=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)];
B1=[1/L; sym(0)];
B2=[sym(0);sym(0)];
fi1=expm(A1*x);
fi2=expm(A2*x);
d1=sym('1-d');
fi=expm(A2*d1*T)*expm(A1*d*T);
psi=expm(A2*d1*T)*int(fi1*B1,x,sym(0),d*T)+int(fi2*B2,x,sym(0),d1*T);
init=[iln; vcn];
rezultat=fi*init+psi*vg %il(n+1) si vc(n+1)
```

A.19. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului de bifurcație al convertorului buck CCM cu comandă în tensiune

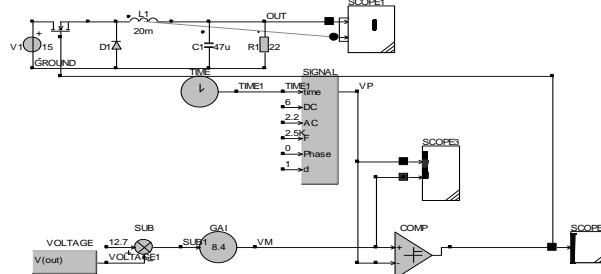


Fig. A.11. Fișierul buck_haos_perdoubling.csi (în CASPOC)- utilizat pentru obținerea formelor de undă și a portretelor de fază în cazul considerării tensiunii de alimentare ca parametru de bifurcație

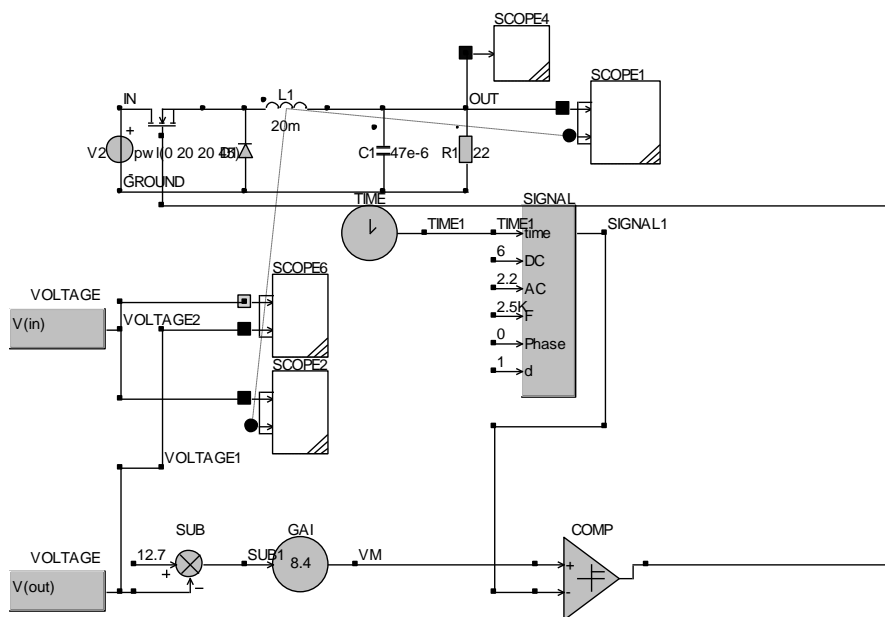


Fig. A.12. Fișierul buck_haos_perdoubing_bif.csi (în CASPOC) - utilizat pentru obținerea diagramelor de bifurcație în cazul considerării tensiunii de alimentare ca parametru de bifurcație

Fișierul buck_haos_exact.m (în MATLAB) - utilizat pentru obținerea diagramelor de bifurcație în cazul considerării tensiunii de alimentare ca parametru de bifurcație, utilizând expresiile exacte ale hărților iterative

```

clear all; close all;
T=400e-6;
C=47e-6;
L=20e-3;
Vref=12.7;
Vmin=3.8;
Vpp=4.4;
A=8.4;
R=22;
beta=T*sqrt(4*R*R*C*L-L*L)/(2*R*L*C);
f11=exp(-T/2/R/C)*(cos(beta)+L*sin(beta)/sqrt(4*R*R*C*L-L*L));
f12=-2*C*R*sin(beta)*exp(-T/2/R/C)/sqrt(4*R*R*C*L-L*L);
f21=2*L*R*sin(beta)*exp(-T/2/R/C)/sqrt(4*R*R*C*L-L*L);
f22=exp(-T/2/R/C)*(cos(beta)-L*sin(beta)/sqrt(4*R*R*C*L-L*L));
x(1,1)=0;
x(2,1)=25;
Vg=20;
while Vg<=45
for n=1:700

```

```

vm(n)=A*(Vref-x(2,n));
radical(n)=sqrt(C*C*L*R*R*(L*(A*R*T*x(1,n)-
A*T*x(2,n)+C*R*Vpp)^2+2*A*T*T*(L*R*x(1,n)+(-L+C*R*R)*x(2,n)-
C*R*R*Vg)*(A*x(2,n)+Vmin-A*Vref)));
d1(n)=((A*C*L*R*R*T*x(1,n)-A*C*L*R*T*x(2,n)+C*C*L*R*R*Vpp-
radical(n))/(A*T*T*(L*R*x(1,n)+0*(-L+C*R*R)*x(2,n)-C*R*R*Vg)));
d2(n)=((A*C*L*R*R*T*x(1,n)-
A*C*L*R*T*x(2,n)+C*C*L*R*R*Vpp+radical(n))/(A*T*T*(L*R*x(1,n)+0*(-
L+C*R*R)*x(2,n)-C*R*R*Vg)));
if imag(d1(n))~=0
d(n)=heaviside(vm(n),Vmin);
elseif (d1(n)<=0 | d1(n)>=1) & (d2(n)<=0 | d2(n)>=1)
d(n)=heaviside(vm(n),Vmin);
elseif d1(n)>=0 & d1(n)<=1 & (d2(n)<=0 | d2(n)>=1)
d(n)=limita(1+(-1+2*d1(n))*heaviside(vm(n),Vmin)-d1(n));
elseif d2(n)>=0 & d2(n)<=1 & (d1(n)<=0 | d1(n)>=1)
d(n)=limita(1+(-1+2*d2(n))*heaviside(vm(n),Vmin)-d2(n));
elseif (d2(n)>=0 & d2(n)<=1) & (d1(n)>=0 & d1(n)<=1)
delta(n)=abs(d2(n)-d1(n));
d(n)=limita(1-delta(n));
end;
g1(n)=exp(-(1-d(n))*T/2/C/R)/R*(cos((1-d(n))*beta)+(L-
2*C*R*R)/sqrt(4*R*R*C*L-L*L)*sin((1-d(n))*beta))+exp(-T/2/C/R)/R*(-cos(beta)-
(L-2*C*R*R)/sqrt(4*R*R*C*L-L*L)*sin(beta));
g2(n)=exp(-(1-d(n))*T/2/C/R)*(L*sin((1-d(n))*beta)/sqrt(4*R*R*C*L-
L*L)+cos((1-d(n))*beta))-exp(-T/2/R/C)*(cos(beta)+L*sin(beta)/sqrt(4*R*R*C*L-
L*L));
x(1,n+1)=f11*x(1,n)+f12*x(2,n)+g1(n)*Vg;
if x(1,n+1)<=0
x(1,n+1)=0;
else
x(1,n+1)=x(1,n+1);
end;
x(2,n+1)=f21*x(1,n)+f22*x(2,n)+g2(n)*Vg;
end
for n=600:700
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
subplot(2,1,1)
plot(Vg,x(1,n+1),'black');hold on;grid on;
subplot(2,1,2)
plot(Vg,x(2,n+1),'black');hold on;grid on;
end

```

$V_g = V_g + 0.05;$
end

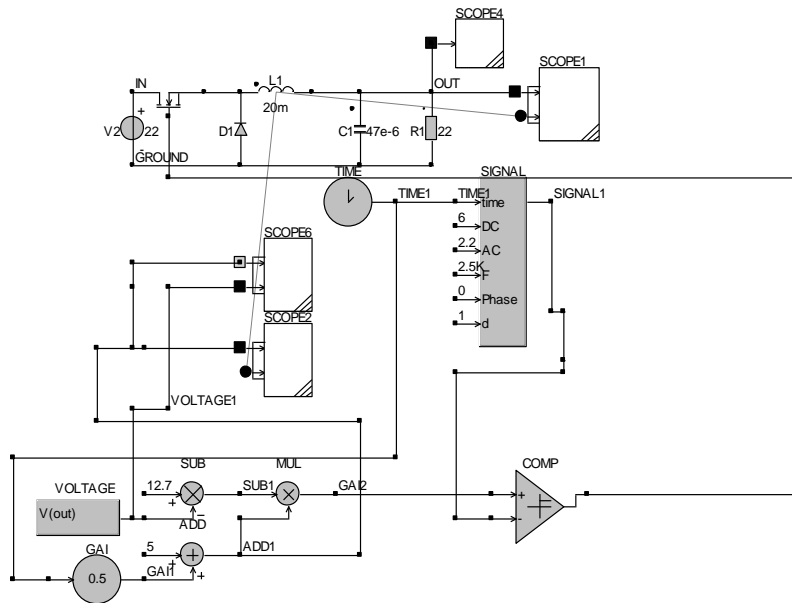


Fig. A.13. Fișierul *buck_haos_perdoubling_bif_a.csi* (în CASPOC) - utilizat pentru obținerea diagramelor de bifurcație în cazul considerării amplificării buclei de tensiune ca parametru de bifurcație

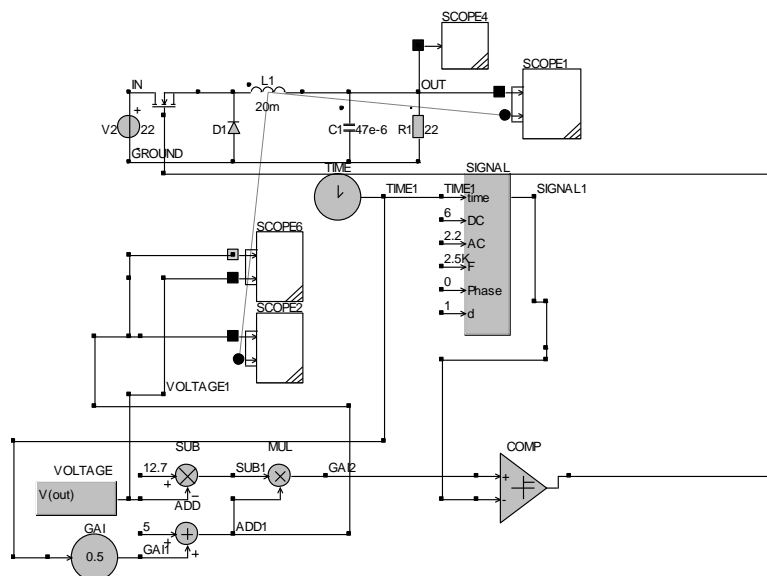


Fig. A.14. Fișierul *buck_haos_perdoubling_bif_vref.csi* (în CASPOC) - utilizat pentru obținerea diagramelor de bifurcație în cazul considerării referinței de tensiune ca parametru de bifurcație

A.20. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului de bifurcație al convertorului Ćuk CCM cu feedback după tensiunea de ieșire

Fișierul *cuk_feedback_ecuatie.nb* (în *MATHEMATICA*) – pentru determinarea ecuației caracteristice

$$j = \left\{ \left\{ 0, 0, -\frac{1-d}{L}, -\frac{k Vg}{L(1-d)} \right\}, \left\{ 0, 0, -\frac{d}{L}, -\frac{1}{L} - \frac{k Vg}{L(1-d)} \right\}, \left\{ \frac{1-d}{c}, -\frac{d}{c}, 0, \frac{k Vg d}{cR(1-d)^2} \right\}, \left\{ 0, \frac{1}{c}, 0, -\frac{1}{cR} \right\} \right\}$$

`ec = Factor[CharacteristicPolynomial[j, λ]]`

Fișierul *cuk_feedback_valori.nb* (în *MATHEMATICA*) – pentru determinarea valorilor proprii ale Jacobianului

`c = 47 * 10-6`
`L = 40 * 10-3`
`Vg = 10`
`d = 0.2`
`R = 10`
`k = 0.02099`

$$j = \left\{ \left\{ 0, 0, -\frac{1-d}{L}, -\frac{k Vg}{L(1-d)} \right\}, \left\{ 0, 0, -\frac{d}{L}, -\frac{1}{L} - \frac{k Vg}{L(1-d)} \right\}, \left\{ \frac{1-d}{c}, -\frac{d}{c}, 0, \frac{k Vg d}{cR(1-d)^2} \right\}, \left\{ 0, \frac{1}{c}, 0, -\frac{1}{cR} \right\} \right\}$$

`sol = Eigenvalues[j]`

A.21. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului de bifurcație al convertorului boost CCM cu comandă în curent

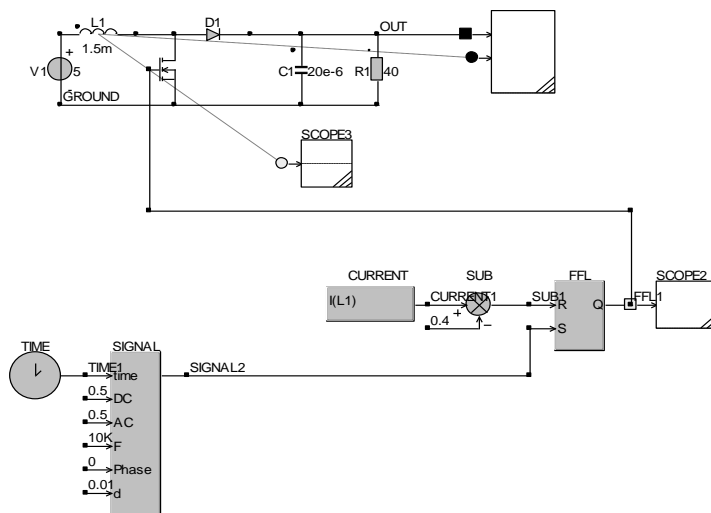


Fig. A.15. Fișierul *boost_ccm_curent.csi* (în *CASPOC*)

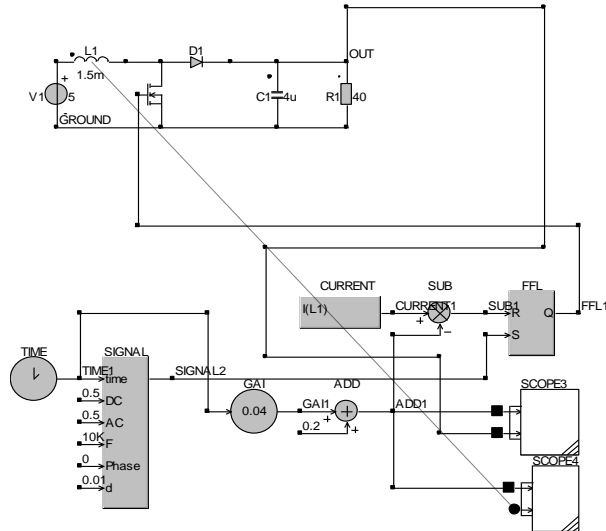


Fig. A. 16. Fișierul boost_haos_curent_b.csi (în CASPOC) – convertorul boost cu comandă în curent – fișierul utilizat pentru obținerea diagramelor de bifurcație

Fișierul boost_ccm_bif.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație, utilizând formulele aproximative

```

clear all; close all;
T=100e-6;
C=20e-6;
L=1.5e-3;
R=40;
Vg=5;
g1=T/L;
x(1,1)=0;
x(2,1)=0;
Iref=0.4;
while Iref<=1
for n=1:1000
    d(n)=limita((Iref-x(1,n))*L/Vg/T);
    f11(n)=1-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*L*C);
    f12(n)=-(1-d(n))*T/L+(1-d(n))*(d(n))*(T^2)/(2*L*C*R);
    f21(n)=(1-d(n))*T/C-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*C*C*R);
    f22(n)=1-T/(C*R)-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*L*C)+(T^2)/(2*C*C*R*R);
    g2(n)=(1-d(n))*(d(n))*(T^2)/(2*L*C);
    x(1,n+1)=f11(n)*x(1,n)+f12(n)*x(2,n)+g1*Vg;
    x(2,n+1)=f21(n)*x(1,n)+f22(n)*x(2,n)+g2(n)*Vg;
end
end

```

```

set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=900:1000
plot(Iref,x(1,n),'black');hold on;grid on;
end
Iref=Iref+0.001;
end

```

Fișierul boost_ccm_bif_exact.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație, utilizând formulele exacte

```

clear all; close all;
T=100e-6;
C=20e-6;
L=1.5e-3;
R=40;
Vg=5;
x(1,1)=0;
x(2,1)=0;
Iref=0.4;
while Iref<=1
for n=1:600
    d(n)=limita1((Iref-x(1,n))*L/Vg/T);
    beta(n)=T*(1-d(n))*sqrt(4*R*R*C*L-L*L)/(2*R*L*C);
    f11(n)=exp(-T*(1-
d(n))/2/R/C)*(cos(beta(n))+L*sin(beta(n))/sqrt(4*R*R*C*L-L*L));
    f12(n)=-2*C*R*sin(beta(n))*exp(-T*(1+d(n))/2/R/C)/sqrt(4*R*R*C*L-L*L);
    f21(n)=2*L*R*sin(beta(n))*exp(-T*(1-d(n))/2/R/C)/sqrt(4*R*R*C*L-L*L);
    f22(n)=exp(-T*(1+d(n))/2/R/C)*(cos(beta(n))-
L*sin(beta(n))/sqrt(4*R*R*C*L-L*L));
    g1(n)=1/R*(1+exp(-T*(1-d(n))/2/R/C)*(1/sqrt(4*R*R*C*L-L*L))*(2*R*R*C-
L+T*d(n)*R)*sin(beta(n))+(T*d(n)*R/L-1)*cos(beta(n)));
    g2(n)=1-exp(-T*(1-d(n))/2/R/C)*(cos(beta(n))+(L-
2*d(n)*T*R)*sin(beta(n))/sqrt(4*R*R*C*L-L*L));
    x(1,n+1)=f11(n)*x(1,n)+f12(n)*x(2,n)+g1(n)*Vg;
    x(2,n+1)=f21(n)*x(1,n)+f22(n)*x(2,n)+g2(n)*Vg;
end;
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=500:600
plot(Iref,x(1,n),'black');hold on;grid on;
end
Iref=Iref+0.001;
end;

```

Fișierul boost_curent_lyap.m (în MATLAB) – determină cel mai mare exponent Lyapunov mediu în cazul convertorului boost cu comandă în curent

```

clear all; close all;
T=100e-6;
C=10e-6;
L=1.5e-3;
R=40;
Vg=5;
g1=T/L;
x(1,1)=0;
x(2,1)=0;
Iref=0.4;
nmax=1000;
while Iref<=1
for n=1:nmax
    d(n)=limita((Iref-x(1,n))*L/Vg/T);
    f11(n)=1-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*L*C);
    f12(n)=-(1-d(n))*T/L+(1-d(n))*(d(n))*(T^2)/(2*L*C*R);
    f21(n)=(1-d(n))*T/C-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*C*C*R);
    f22(n)=1-T/(C*R)-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*L*C)+(T^2)/(2*C*C*R*R);
    g2(n)=(1-d(n))*(d(n))*(T^2)/(2*L*C);
    x(1,n+1)=f11(n)*x(1,n)+f12(n)*x(2,n)+g1*Vg;
    x(2,n+1)=f21(n)*x(1,n)+f22(n)*x(2,n)+g2(n)*Vg;
end
lambda_i=0; %initializeaza valorile celor 2 exponenti Lyapunov
lambda_v=0;
N=26;
contor=0;
for j=21:1:101 %cauta vecinul cel mai apropiat
    e0min_i=abs(x(1,j)-x(1,j+1)); %diferenta initiala
    e0min_v=abs(x(2,j)-x(2,j+1));
    i=j+1;
    ii=i;
    iv=i;
    for l=j+1:1:500
        dif_i=abs(x(1,j)-x(1,l));
        dif_v=abs(x(2,j)-x(2,l));
        if dif_i < e0min_i & dif_i>=1e-6
            e0min_i=dif_i;
            ii=l;
        end;
    end;
end;

```



```

if dif_v < e0min_v & dif_v >= 1e-6
    e0min_v = dif_v;
    iv = 1;
end;
end;
e0_i = e0min_i;
eN_i = abs(x(1,j+N) - x(1,ii+N)); %diferenta dupa N pasi
e0_v = e0min_v;
eN_v = abs(x(2,j+N) - x(2,N+iv));
if (e0_i ~= 0) & (eN_i ~= 0)
    lambda_j_i = 1/N * log(eN_i/e0_i);
end;
if (e0_v ~= 0) & (eN_v ~= 0)
    lambda_j_v = 1/N * log(eN_v/e0_v);
end;
lambda_i = lambda_i + lambda_j_i; %exponentii Lyapunov
lambda_v = lambda_v + lambda_j_v;
contor = contor + 1;
end;
lambda_i_mediu = lambda_i / contor;
lambda_v_mediu = lambda_v / contor;
lambda_max = max(lambda_i_mediu, lambda_v_mediu);
m = round((Iref - 0.4) / 0.002 + 1);
lambda(m) = lambda_max; %cel mai mare exp. Lyapunov
Iref = Iref + 0.002;
end
Iref = 0.4 : 0.002 : 0.9999; %reprezentarea grafica
set(gcf, 'Color', [1 1 1]);
plot(Iref, lambda, '-black'); hold on; grid on;

```

Fișierul boost_ccm_bif_fb.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație în cazul prezenței buclei de feedback

```

clear all; close all;
T = 100e-6;
C = 20e-6;
L = 1.5e-3;
R = 40;
Vg = 5;
Iref = 0.2918;
Vref = 7.1;
g1 = T/L;

```

```

x(1,1)=0;
x(2,1)=0.1;
k=0.1;
while k<=0.183
for n=1:1000
    radical(n)=sqrt(C*C*R*R*(C*C*R*R*Vg*Vg-
2*C*k*L*R*Vg*x(2,n)+k*L*L*x(2,n)*(-2*x(1,n)+2*Iref-k*x(2,n)+2*k*Vref)));
    d1(n)=(-C*C*R*R*Vg+C*k*L*R*x(2,n)+radical(n))/(k*L*T*x(2,n));
    d(n)=limita (d1(n));
    f11(n)=1-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*L*C);
    f12(n)=-(1-d(n))*T/L+(1-d(n))*(d(n))*(T^2)/(2*L*C*R);
    f21(n)=(1-d(n))*T/C-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*C*C*R);
    f22(n)=1-T/(C*R)-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*L*C)+(T^2)/(2*C*C*R*R);
    g2(n)=(1-d(n))*(d(n))*(T^2)/(2*L*C);
    x(1,n+1)=f11(n)*x(1,n)+f12(n)*x(2,n)+g1*Vg;
    if x(1,n+1)<0
        x(1,n+1)=0;
    end;
    x(2,n+1)=f21(n)*x(1,n)+f22(n)*x(2,n)+g2(n)*Vg;
end
end
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=900:1000
plot(k,x(1,n+1),'black');hold on;grid on;
end
k=k+0.0001;
end

```

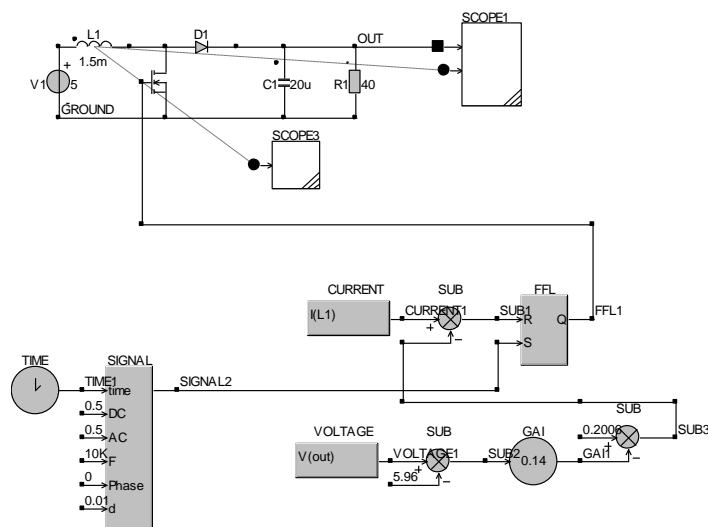


Fig. A.17. Fișierul boost_haos_curent_feedback.csi (în CASPOC) – convertorul boost cu comandă în curent, cu buclă de control a tensiunii

A.22. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului de bifurcație al convertorului buck-boost CCM cu comandă în curent

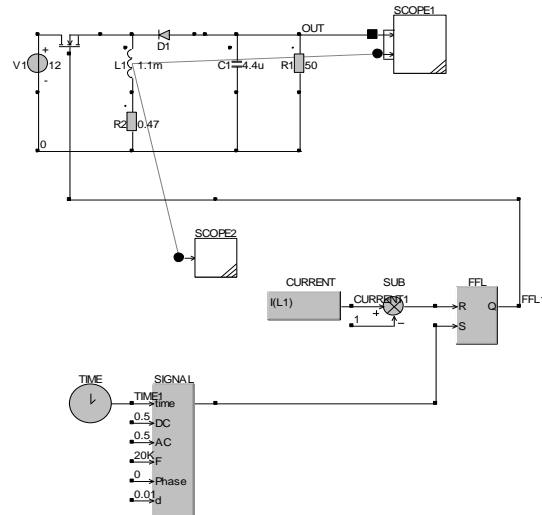


Fig. A.18. Fișierul *bb_curent.csi* (în CASPOC)- fără buclă de tensiune

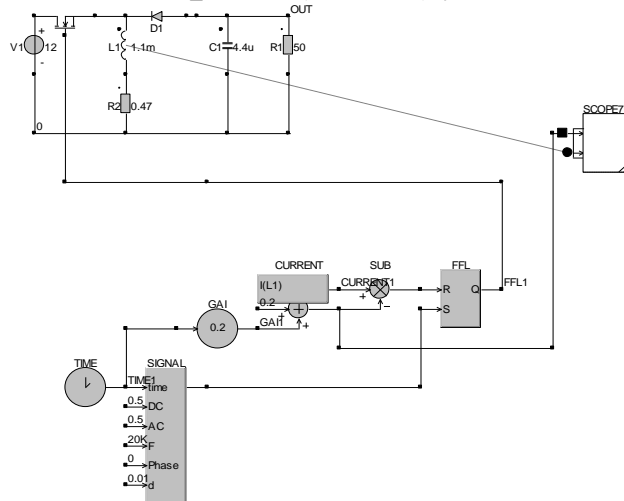


Fig. A.19. Fișierul *bb_curent_bif.csi* (în CASPOC)- fără buclă de tensiune, fișierul utilizat pentru obținerea diagramei de bifurcație

Fișierul spectru.m (în MATLAB) – utilizat pentru reprezentarea grafică a spectrului curentului

```
close all; clear all;
load scope1.txt; %fișierul in care sunt exportate rezultatele simulării in CASPOC
wav=scope1; %coloana 1 reprezinta frecventa, iar coloana 2 amplitudinea armoniceii
figure
```

```
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
bar(wav(:,1),wav(:,2),'b-'); xlabel('Frecventa [Hz]'); ylabel('Amplitudinea armonice [A]');
```

Fișierul bb_bifurcatii_RL.nb (în MATHEMATICA) – utilizat pentru determinarea hărții iterative luând în considerare și rezistența R_L .

```
A1 = {{-RI/L, 0}, {0, -1/(R+C)}}
A2 = {{-RI/L, -1/L}, {1/C, -1/(R+C)}}
B1 = {{1/L}, {0}}
B2 = {{0}, {0}}
d1 = 1 - d
E1[ξ_] = IdentityMatrix[2] + A1 * ξ + 1/2 * A1.A1 * (ξ^2)
E2[ξ_] = IdentityMatrix[2] + A2 * ξ + 1/2 * A2.A2 * (ξ^2)
Apply[E1, {d * T}]
Apply[E2, {d1 * T}]
E_c = Apply[E2, {d1 * T}] . Apply[E1, {d * T}]
Ψ_c = Apply[E2, {d1 * T}] . ∫_0^{d*T} Apply[E1, {τ}] . B1 d τ + ∫_0^{d1*T} Apply[E2, {τ}] . B2 d τ
x_n = {{i_Ln}, {v_Cn}}
x_n1 = E_c . x_n + Ψ_c * v_g
```

Fișierul bb_ccm_bif.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație

```
clear all; close all;
T=50e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
R=50;
Vg=12;
Rl=0.47;
x(1,1)=0;
x(2,1)=0;
Iref=0.1;
while Iref<=1.3
for n=1:1000
d(n)=limita((Iref-x(1,n))*L/(Vg-x(1,n)*Rl)/T);
f11(n)=(1-d(n)*T*Rl/L+1/2*(d(n)*T*Rl/L)^2)*(1-(1-d(n))*Rl*T/L+1/2*(1-d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+(Rl/L)^2));
```

```

f12(n)=(1-d(n)*T/C/R+1/2*(d(n)*T/C/R)^2)*(-(1-d(n))*T/L+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(1/(C*L*R)+Rl/L/L));
f21(n)=(1-d(n)*T*Rl/L+1/2*(d(n)*T*Rl/L)^2)*((1-d(n))*T/C+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(-1/(C*C*R)-Rl/C/L));
f22(n)=(1-d(n)*T/C/R+1/2*(d(n)*T/C/R)^2)*(1-(1-d(n))*T/C/R+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+1/C/R/C/R));
g1(n)=d(n)*T/(6*L^3)*(6*L*L-3*d(n)*T*L*Rl+(d(n)*T*Rl)^2)*(1-(1-
d(n))*Rl*T/L+1/2*(1-d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+(Rl/L)^2));
g2(n)=d(n)*T/(6*L^3)*(6*L*L-3*d(n)*T*L*Rl+(d(n)*T*Rl)^2)*((1-
d(n))*T/C+1/2*(1-d(n))^2*T^2*(-1/(C*C*R)-(Rl/C/L)));
x(1,n+1)=f11(n)*x(1,n)+f12(n)*x(2,n)+g1(n)*Vg;
if x(1,n)<0
    x(1,n)=0;
end;
x(2,n+1)=f21(n)*x(1,n)+f22(n)*x(2,n)+g2(n)*Vg;
end
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=900:1000
plot(Iref,x(1,n),'black');hold on;grid on;
end
Iref=Iref+0.001;
end

```

Fișierul bb_curent_lyap.m (în MATLAB) – determină cel mai mare exponent Lyapunov mediu în cazul convertorului buck-boost cu comandă în curent

```

clear all; close all;
T=50e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
R=50;
Vg=12;
Rl=0.47;
x(1,1)=0;
x(2,1)=0;
nmax=1000;
Iref=0.1;
while Iref<=1.3
for n=1:nmax
    d(n)=limita((Iref-x(1,n))*L/(Vg-x(1,n)*Rl)/T);
    f11(n)=(1-d(n)*T*Rl/L+1/2*(d(n)*T*Rl/L)^2)*(1-(1-d(n))*Rl*T/L+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+(Rl/L)^2));

```

```

f12(n)=(1-d(n)*T/C/R+1/2*(d(n)*T/C/R)^2)*(-(1-d(n))*T/L+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(1/(C*L*R)+Rl/L/L));
f21(n)=(1-d(n)*T*Rl/L+1/2*(d(n)*T*Rl/L)^2)*((1-d(n))*T/C+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(-1/(C*C*R)-Rl/C/L));
f22(n)=(1-d(n)*T/C/R+1/2*(d(n)*T/C/R)^2)*(1-(1-d(n))*T/C/R+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+1/C/R/C/R));
g1(n)=d(n)*T/((6*L^3)*(6*L*L-3*d(n)*T*L*Rl+(d(n)*T*Rl)^2))*(1-(1-
d(n))*Rl*T/L+1/2*(1-d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+(Rl/L)^2));
g2(n)=d(n)*T/((6*L^3)*(6*L*L-3*d(n)*T*L*Rl+(d(n)*T*Rl)^2))*((1-
d(n))*T/C+1/2*(1-d(n))^2*T^2*(-1/(C*C*R)-(Rl/C/L)));
x(1,n+1)=f11(n)*x(1,n)+f12(n)*x(2,n)+g1(n)*Vg;
if x(1,n)<0
    x(1,n)=0;
end;
x(2,n+1)=f21(n)*x(1,n)+f22(n)*x(2,n)+g2(n)*Vg;
end
lambda_i=0;
lambda_v=0;
N=26;
contor=0;
for j=11:1:201
    e0min_i=abs(x(1,j)-x(1,j+1));
    e0min_v=abs(x(2,j)-x(2,j+1));
    i=j+1;
    ii=i;
    iv=i;
    for l=j+1:1:500
        dif_i=abs(x(1,j)-x(1,l));
        dif_v=abs(x(2,j)-x(2,l));
        if dif_i < e0min_i & dif_i >= 1e-6
            e0min_i=dif_i;
            ii=l;
        end;
        if dif_v < e0min_v & dif_v >= 1e-6
            e0min_v=dif_v;
            iv=l;
        end;
    end;
    e0_i=e0min_i;
    eN_i=abs(x(1,j+N)-x(1,ii+N));
    e0_v=e0min_v;
    eN_v=abs(x(2,j+N)-x(2,N+iv));

```

```

if (e0_i~=0) & (eN_i~=0)
    lambda_j_i=1/N*log(eN_i/e0_i);
end;
if (e0_v~=0) & (eN_v~=0)
    lambda_j_v=1/N*log(eN_v/e0_v);
end;
lambda_i=lambda_i+lambda_j_i;
lambda_v=lambda_v+lambda_j_v;
contor=contor+1;
end;
lambda_i_mediu=lambda_i/contor;
lambda_v_mediu=lambda_v/contor;
lambda_max=max(lambda_i_mediu,lambda_v_mediu);
m=round((Iref-0.1)/0.005+1);
lambda(m)=lambda_max;
Iref=Iref+0.005;
end
Iref=0.1:0.005:1.3;
k=0.1:0.001:1.3;
l_e=interp1(Iref,lambda,k);
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
plot(k,l_e,'-black');hold on; grid on;

```

Fișierul bb_multiplificatori.m (în MATLAB) – utilizat pentru calculul multiplicatorilor caracteristici

```

il=0.1714;
vc=15.6841;
iref=0.9;
Vg=12;
Rl=0.47;
T=50e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
R=50;
d=(iref-il)*L/T/(Vg-Rl*il);
dd=L/T*(-Vg+Rl*iref)/((Vg-il*Rl)^2); %dd/di
f11=(1-d*T*Rl/L+1/2*(d*T*Rl/L)^2)*(1-(1-d)*Rl*T/L+1/2*(1-d)^2*T^2*(-1/(C*L)+(Rl/L)^2));
f12=(1-d*T/C/R+1/2*(d*T/C/R)^2)*(-(1-d)*T/L+1/2*(1-d)^2*T^2*(1/(C*L*R)+Rl/L/L));

```

```

f21=(1-d*T*R1/L+1/2*(d*T*R1/L)^2)*((1-d)*T/C+1/2*(1-d)^2*T^2*(-1/(C*C*R)-
R1/C/L));
f22=(1-d*T/C/R+1/2*(d*T/C/R)^2)*(1-(1-d)*T/C/R+1/2*(1-d)^2*T^2*(-
1/(C*L)+1/C/R/C/R));
a=(1-d*T*R1/L+1/2*(d*T*R1/L)^2);
b=(1-(1-d)*R1*T/L+1/2*(1-d)^2*T^2*(-1/(C*L)+(R1/L)^2));
h=(1-d*T/C/R+1/2*(d*T/C/R)^2);
k=(-(1-d)*T/L+1/2*(1-d)^2*T^2*(1/(C*L*R)+R1/L/L));
q=((1-d)*T/C+1/2*(1-d)^2*T^2*(-1/(C*C*R)-R1/C/L));
n=(1-(1-d)*T/C/R+1/2*(1-d)^2*T^2*(-1/(C*L)+1/C/R/C/R));
o=d*T/(6*L^3);
p=(6*L*L-3*d*T*L*R1+(d*T*R1)^2);
da=-T*R1/L+d*(T*R1/L)^2; %da/dd
db=R1*T/L-(1-d)*T^2*(-1/(C*L)+(R1/L)^2);
dh=-T/C/R+d*(T/C/R)^2;
dk=T/L-(1-d)*T^2*(1/(C*L*R)+R1/L/L);
dq=-T/C-(1-d)*T^2*(-1/(C*C*R)-R1/C/L);
dn=T/C/R-(1-d)*T^2*(-1/(C*L)+1/C/R/C/R);
do=T/(6*L^3);
dp=-3*T*L*R1+2*d*(T*R1)^2;
j11=f11+dd*((da*b+a*db)*il+(dh*k+h*dk)*vc+(o*p*db+o*dp*b+do*p*b)*Vg);
j12=f12;
j21=f21+dd*((da*q+a*dq)*il+(dh*n+h*dn)*vc+(o*p*dq+o*dp*q+do*p*q)*Vg);
j22=f22;
J=[j11 j12;j21 j22] %Jacobianul
V=eig(J) %valorile proprii al Jacobianului

```

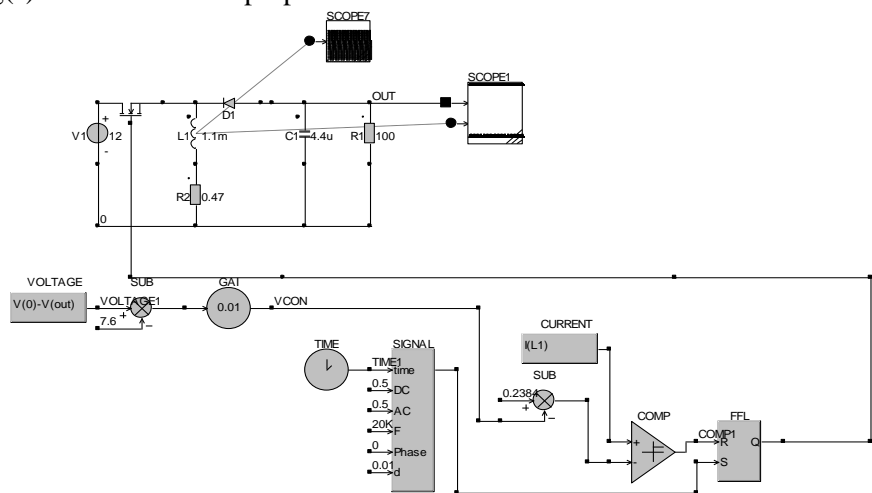


Fig. A.20. Fișierul bb_curent_fb.csi (în CASPOC) – convertorul buck-boost cu comandă în curent, cu buclă de control a tensiunii

Fișierul bb_ccm_bif_fb.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcați, în cazul prezenței buclei de feedback

```

clear all; close all;
T=50e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
R=20;
Vg=12;
Iref=0.509;
Vref=7.2727;
Rl=0.47;
x(1,1)=0;
x(2,1)=0.1;
k=0.001;
while k<=0.09
for n=1:1000
    radical(n)=sqrt(C*C*R*R*(C*C*R*R*(Vg-Rl*x(1,n))*(Vg-Rl*x(1,n))-
2*C*k*L*R*(Vg-Rl*x(1,n))*x(2,n)+k*L*L*x(2,n)*(-2*x(1,n)+2*Iref-
k*x(2,n)+2*k*Vref)));
    d1(n)=(-C*C*R*R*(Vg-Rl*x(1,n))+C*k*L*R*x(2,n)+radical(n))/(k*L*T*x(2,n));
d(n)=limita(d1(n));
    f11(n)=(1-d(n)*T*Rl/L+1/2*(d(n)*T*Rl/L)^2)*(1-(1-d(n))*Rl*T/L+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+(Rl/L)^2));
    f12(n)=(1-d(n)*T/C/R+1/2*(d(n)*T/C/R)^2)*(-1-d(n))*T/L+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(1/(C*L*R)+Rl/L/L));
    f21(n)=(1-d(n)*T*Rl/L+1/2*(d(n)*T*Rl/L)^2)*((1-d(n))*T/C+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(-1/(C*C*R)-Rl/C/L));
    f22(n)=(1-d(n)*T/C/R+1/2*(d(n)*T/C/R)^2)*(1-(1-d(n))*T/C/R+1/2*(1-
d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+1/C/R/C/R));
    g1(n)=d(n)*T/(6*L^3)*(6*L*L-3*d(n)*T*L*Rl+(d(n)*T*Rl)^2)*(1-(1-
d(n))*Rl*T/L+1/2*(1-d(n))^2*T^2*(-1/(C*L)+(Rl/L)^2));
    g2(n)=d(n)*T/(6*L^3)*(6*L*L-3*d(n)*T*L*Rl+(d(n)*T*Rl)^2)*((1-
d(n))*T/C+1/2*(1-d(n))^2*T^2*(-1/(C*C*R)-(Rl/C/L)));
    x(1,n+1)=f11(n)*x(1,n)+f12(n)*x(2,n)+g1(n)*Vg;
    if x(1,n+1)<0
        x(1,n+1)=0;
    end;
    x(2,n+1)=f21(n)*x(1,n)+f22(n)*x(2,n)+g2(n)*Vg;
end
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=900:1000

```

```

plot(k,x(1,n+1),'black');hold on;grid on;
end
k=k+0.0001;
end

```

A.23. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului de bifurcație al convertorului Ćuk CCM cu comandă cu histereză

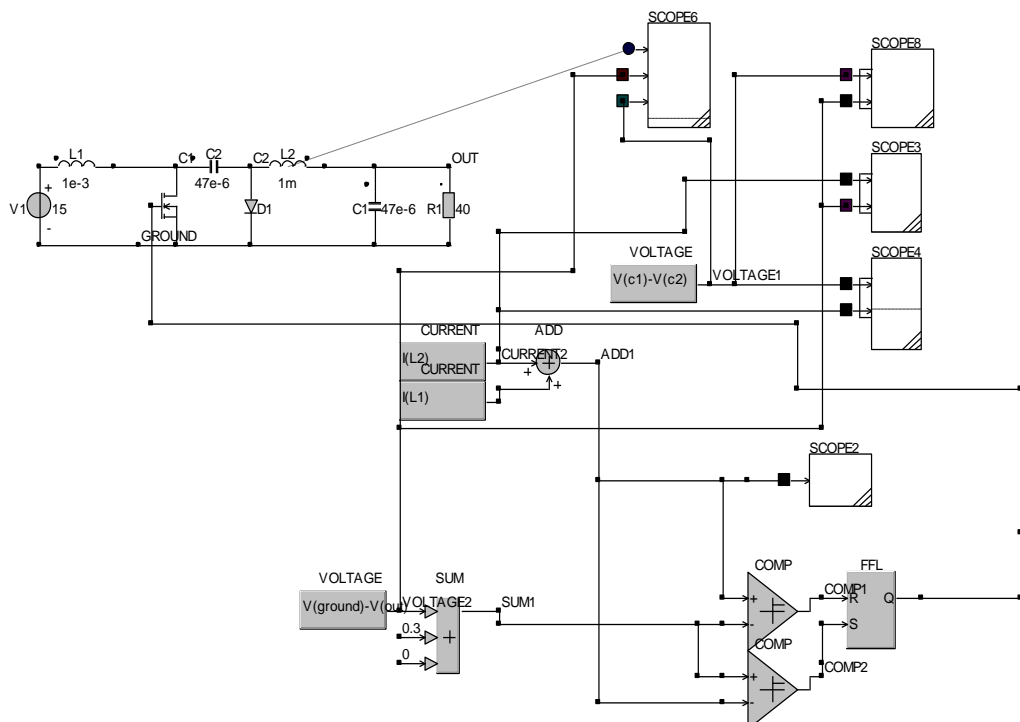


Fig. A.21. Fișierul *cuk_ccm_hopf.csi* (în CASPOC)- circuitul utilizat la simulare

Fișierul plot3_cuk_ccm.m (în MATLAB) – utilizat la reprezentările grafice tridimensionale

```

clear all; close all;
load cuk_ccm.txt
wav=cuk_ccm;
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
plot3(wav(:,2),wav(:,4),wav(:,3),'k');

```

A.24. Fișierele utilizate pentru determinarea expresiilor analitice aproximative ale elementelor matricilor care intervin în expresiile hărților iterative pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în modul DICM

Fișierul buck_dcm_haos.nb (în MATHEMATICA)

```

a1 = {{0, -1/L}, {1/C, -1/(R*C)}}
a2 = {{0, -1/L}, {1/C, -1/(R*C)}}
a3 = {{0, 0}, {0, -1/(R*C)}}
B1 = {{1/L}, {0}}
B2 = {{0}, {0}}
B3 = {{0}, {0}}
d2 = d*(vg - vcn)/vcn
d3 = 1 - d - d2
E1[ζ_] = IdentityMatrix[2] + a1*ζ + 1/2*a1.a1*(ζ^2)
E2[ζ_] = IdentityMatrix[2] + a2*ζ + 1/2*a2.a2*(ζ^2)
E3[ζ_] = IdentityMatrix[2] + a3*ζ + 1/2*a3.a3*(ζ^2)
Apply[E1, {d*T}]
Apply[E2, {d2*T}]
Apply[E3, {d3*T}]
Et = Apply[E3, {d3*T}].Apply[E2, {d2*T}].Apply[E1, {d*T}]
Ut = Apply[E3, {d3*T}].Apply[E2, {d2*T}].∫0^d2*T Apply[E1, {τ}].B1 dτ + Apply[E3, {d3*T}].∫0^d2*T Apply[E2, {τ}].B2 dτ +
∫0^d3*T Apply[E3, {τ}].B3 dτ
xn = {{0}, {vcn}}
xn1 = Et.xn + Ut*vg

```

Fișierul boost_dcm_haos.nb (în MATHEMATICA)

```

a1 = {{0, 0}, {0, -1/(R*C)}}
a2 = {{0, -1/L}, {1/C, -1/(R*C)}}
a3 = {{0, 0}, {0, -1/(R*C)}}
B1 = {{1/L}, {0}}
B2 = {{1/L}, {0}}
B3 = {{0}, {0}}
d2 = vg*d/(vcn - vg)
d3 = 1 - d - d2

```

(restul fișierului este la fel ca în fișierul *buck_dcm_haos.nb*)

Fișierul *bb_dcm_haos.nb* (în *MATHEMATICA*)

```

a1 = {{0, 0}, {0, -1/(R * C)}}
a2 = {{0, -1/L}, {1/C, -1/(R * C)}}
a3 = {{0, 0}, {0, -1/(R * C)}}
B1 = {{1/L}, {0}}
B2 = {{0}, {0}}
B3 = {{0}, {0}}
d2 = (vg * d) / vCn
d3 = 1 - d - d2

```

(restul fișierului este la fel ca în fișierul *buck_dcm_haos.nb*)

Fișierul *cuk_dicm_haos.nb* (în *MATHEMATICA*)

```

a1 = {{0, 0, 0, 0}, {0, 0, 1/L2, -1/L2}, {0, -1/C1, 0, 0}, {0, 1/C2, 0, -1/(R * C2)}}
a2 = {{0, 0, -1/L1, 0}, {0, 0, 0, -1/L2}, {1/C1, 0, 0, 0}, {0, 1/C2, 0, -1/(R * C2)}}
a3 = {{0, 0, 0, 0}, {0, 0, 0, 0}, {1/C1, 0, 0, 0}, {0, 1/C2, 0, -1/(R * C2)}}
B1 = {{1/L1}, {0}, {0}, {0}}
B2 = {{1/L1}, {0}, {0}, {0}}
B3 = {{0}, {0}, {0}, {0}}
d2 = (vg * d) / vC2n
d3 = 1 - d - d2
E1[ζ_] = IdentityMatrix[4] + a1 * ζ + 1/2 * a1 . a1 * (ζ^2)
E2[ζ_] = IdentityMatrix[4] + a2 * ζ + 1/2 * a2 . a2 * (ζ^2)
E3[ζ_] = IdentityMatrix[4] + a3 * ζ + 1/2 * a3 . a3 * (ζ^2)
Apply[E1, {d * T}]
Apply[E2, {d2 * T}]
Apply[E3, {d3 * T}]
E4 = Apply[E3, {d3 * T}] . Apply[E2, {d2 * T}] . Apply[E1, {d * T}]
Psi_t = Apply[E3, {d3 * T}] . Apply[E2, {d2 * T}] . ∫_0^{d2 * T} Apply[E1, {τ}] . B1 dτ + Apply[E3, {d3 * T}] . ∫_0^{d2 * T} Apply[E2, {τ}] . B2 dτ +
∫_0^{d3 * T} Apply[E3, {τ}] . B3 dτ
xn = {{-iL2n}, {iL2n}, {vC1n}, {vC2n}}
xn1 = E4 . xn + Psi_t + vg

```

Fișierul *sepic_dicm_haos.nb* (în MATHEMATICA)

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_1 &= \left\{ \{0, 0, 0, 0\}, \left\{0, 0, \frac{1}{L_2}, 0\right\}, \left\{0, -\frac{1}{C_1}, 0, 0\right\}, \left\{0, 0, 0, -\frac{1}{R * C_2}\right\} \right\} \\ \mathbf{a}_2 &= \left\{ \left\{0, 0, -\frac{1}{L_1}, -\frac{1}{L_1}\right\}, \left\{0, 0, 0, -\frac{1}{L_2}\right\}, \left\{\frac{1}{C_1}, 0, 0, 0\right\}, \left\{\frac{1}{C_2}, \frac{1}{C_2}, 0, -\frac{1}{R * C_2}\right\} \right\} \\ \mathbf{a}_3 &= \left\{ \{0, 0, 0, 0\}, \{0, 0, 0, 0\}, \left\{\frac{1}{C_1}, 0, 0, 0\right\}, \left\{0, 0, 0, -\frac{1}{R * C_2}\right\} \right\} \\ \mathbf{B}_1 &= \left\{ \left\{\frac{1}{L_1}\right\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\} \\ \mathbf{B}_2 &= \left\{ \left\{\frac{1}{L_1}\right\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\} \\ \mathbf{B}_3 &= \left\{ \{0\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\} \\ \mathbf{d}_2 &= \frac{v_g * \mathbf{d}}{v_{Cn}} \\ \mathbf{d}_3 &= \mathbf{1} - \mathbf{d} - \mathbf{d}_2 \end{aligned}$$

(restul fișierului este la fel ca în fișierul *cuk_dicm_haos.nb*)

Fișierul *zeta_dicm_haos.nb* (în MATHEMATICA)

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_1 &= \left\{ \{0, 0, 0, 0\}, \left\{0, 0, \frac{1}{L_2}, -\frac{1}{L_2}\right\}, \left\{0, -\frac{1}{C_1}, 0, 0\right\}, \left\{0, \frac{1}{C_2}, 0, -\frac{1}{R * C_2}\right\} \right\} \\ \mathbf{a}_2 &= \left\{ \{0, 0, 0, 0\}, \left\{0, 0, 0, -\frac{1}{L_2}\right\}, \{0, 0, 0, 0\}, \left\{0, \frac{1}{C_2}, 0, -\frac{1}{R * C_2}\right\} \right\} \\ \mathbf{a}_3 &= \left\{ \left\{0, 0, -\frac{1}{L_1}, 0\right\}, \left\{0, 0, 0, -\frac{1}{L_2}\right\}, \left\{\frac{1}{C_1}, 0, 0, 0\right\}, \left\{0, \frac{1}{C_2}, 0, -\frac{1}{R * C_2}\right\} \right\} \\ \mathbf{B}_1 &= \left\{ \left\{\frac{1}{L_1}\right\}, \left\{\frac{1}{L_2}\right\}, \{0\}, \{0\} \right\} \\ \mathbf{B}_2 &= \left\{ \left\{\frac{1}{L_1}\right\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\} \\ \mathbf{B}_3 &= \left\{ \{0\}, \{0\}, \{0\}, \{0\} \right\} \\ \mathbf{d}_1 &= (\mathbf{1} - \mathbf{d}) \frac{v_{C2n}}{v_g} \end{aligned}$$

$$\mathbf{d}_3 = \mathbf{1} - \mathbf{d}$$

$$\mathbf{d}_2 = \mathbf{d} - \mathbf{d}_1$$

(restul fișierului este la fel ca în fișierul *cuk_dicm_haos.nb*)

A.25. Fișierele utilizate pentru determinarea expresiilor analitice exacte ale elementelor matricilor care intervin în expresiile hărților iterative pentru convertoarele dc-dc cu funcționare în modul DICM

Fișierul *boost_dcm_haos.m* (în MATLAB)

```
%boost dcm
syms R L C x d T vcn vg;
A1=[0 0; 0 -1/(R*C)];
A2=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)];
```

```

A3=[sym(0) sym(0); sym(0) -1/(R*C)];
B1=[1/L; sym(0)];
B2=[1/L;sym(0)];
B3=[sym(0);sym(0)];
d2=sym('d*vg/(vcn-vg)'); %subintervalele unei perioade de comutatie
d3=sym('1-d-d2');
fi1=expm(A1*x);
fi2=expm(A2*x);
fi3=expm(A3*x);
fi=expm(A3*d3*T)*expm(A2*d2*T)*expm(A1*d*T);
psi=expm(A3*d3*T)*expm(A2*d2*T)*int(fi1*B1,x,sym(0),d*T)+expm(A3*d3*T)*in
t(fi2*B3,x,sym(0),d2*T)+int(fi3*B3,x,sym(0),d3*T);
init=[sym(0); vcn];
rez=fi*init+psi*vg; %iln+1 si vcn+1
il=simple(simple(rez(1)));
vc=simple(simple(rez(2)))

```

Fișierul buck_dcm_haos.m (în MATLAB)

```

%buck dcm
syms R L C x d T vcn vg;
A1=[sym(0) -1/L; 1/C -1/(R*C)];
A2=[sym(0) -1/L; 1/C -1/(R*C)];
A3=[sym(0) sym(0); sym(0) -1/(R*C)];
B1=[1/L; sym(0)];
B2=[sym(0);sym(0)];
B3=[sym(0);sym(0)];
d2=sym('d*(vg-vcn)/vcn');
(restul fișierului este la fel ca în fișierul boost_dcm_haos.m)

```

Fișierul buckboost_dcm_haos.m (în MATLAB)

```

%bb dcm
syms R L C x d T vcn vg;
A1=[0 0; 0 -1/(R*C)];
A2=[0 -1/L; 1/C -1/(R*C)];
A3=[sym(0) sym(0); sym(0) -1/(R*C)];
B1=[1/L; sym(0)];
B2=[sym(0);sym(0)];
B3=[sym(0);sym(0)];
fi1=expm(A1*x);
fi2=expm(A2*x);
d2=sym('d*vg/vcn');
(restul fișierului este la fel ca în fișierul boost_dcm_haos.m)

```

A.26. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului haotic al convertorului boost DICM

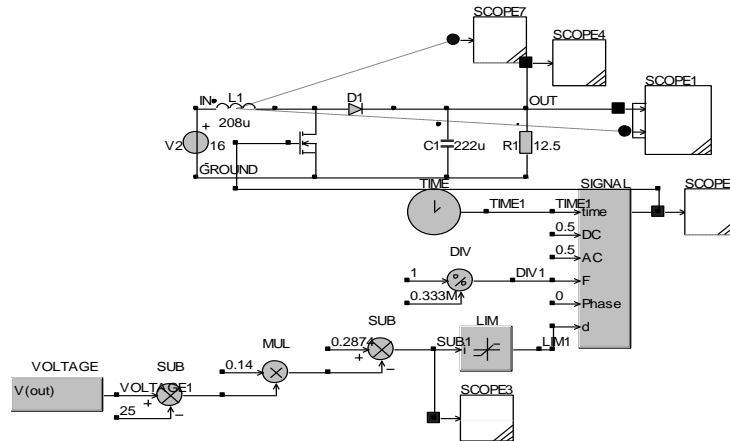


Fig. A.22. Fișierul boost_haos_dicm.csi (în CASPOC)

Fișierul chaos_boost_dcm.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație utilizând formula aproximativă a hărții iterative

```

clear all; close all;
Ts=0.333e-3;
C=222e-6;
L=208e-6;
D=0.2874;
Vref=25;
Vg=16;
R=12.5;
alfa=1-Ts/(R*C)+((Ts/(R*C))^2)/2;
beta=Ts^2/(2*L*C);
k=0.07;
v(1)=25;
while k<=0.16
for n=1:1000
    v(n+1)=alfa*v(n)+beta*(limita((D-k*(v(n)-Vref))^2)*Vg*Vg/(v(n)-Vg));
end
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=900:1000
plot(k,v(n+1),'k');hold on;grid on;
end
k=k+0.0002;
end

```

Fișierul boost_dcm_D.m (în MATLAB) – determinarea valorii D

```
C=222e-6;
L=208e-6;
vcn=25;
Vg=16;
R=12.5;
T=0.333e-3;
d=0.2:0.001:0.4;
alfa=sqrt(4*R*R*C*L-L*L);
beta=d*T*Vg*alfa/2/R/L/C/(vcn-Vg);
vcnn=exp(-T/R/C*(1-d*Vg/2/(vcn-Vg))).*((vcn-Vg).*cos(beta)-
L/alfa.*(vcn+Vg).*sin(beta)+Vg.*exp(d*T/R/C)*2.*d*T*R/alfa.*sin(beta))+exp(-
T/R/C*(1-d.*Vg/(vcn-Vg)))*Vg;
d=0.2:0.001:0.4;
plot(d,vcnn); grid on;
```

Fișierul boost_dcm_lambda.m (în MATLAB) – determinarea valorii multiplicatorului caracteristic

```
syms beta d T R C L D k V0 vcn vcnn Vg lambda;
d=(D-k*(vcn-V0));
alfa=sqrt(4*R*R*C*L-L*L);
beta=d*T*Vg*alfa/2/R/L/C/(vcn-Vg);
vcnn=exp(-T/R/C*(1-d*Vg/2/(vcn-Vg))).*((vcn-Vg)*cos(beta)-
L/alfa*(vcn+Vg)*sin(beta)+Vg*exp(d*T/R/C)*2*d*T*R/alfa*sin(beta))+exp(-
T/R/C*(1-d*Vg/(vcn-Vg)))*Vg;
lambda=diff(vcnn,vcn);
lambda=subs(lambda,vcn,V0);
lambda=simple(simple(lambda))
```

Fișierul boost_dcm_kc.m (în MATLAB) – determinarea valorii critice a parametrului de bifurcație

```
%fișierul utilizează valoarea D obținută cu ajutorul fișierului boost_dcm_D.m și
expresia obținută pentru lambda cu ajutorul fișierului boost_dcm_lambda.m
D=0.31;
C=222e-6;
L=208e-6;
V0=25;
Vg=16;
R=12.5;
```



```

T=0.333e-3;
k=0.05;
while k<=0.12
lambda=-1/R/C*T*(1/2*k*Vg/(V0-Vg)+1/2*D*Vg/(V0-Vg)^2)*exp(-1/R/C*T*(1-
1/2*D*Vg/(V0-Vg)))*((V0-Vg)*cos(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg))-L/(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)*(V0+Vg)*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-
Vg))+2*Vg*exp(D*T/R/C)*D*T*R/(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg)))+exp(-
1/R/C*T*(1-1/2*D*Vg/(V0-Vg)))*(cos(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg))-(V0-Vg)*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg))*(-1/2*k*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg)-
1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg)^2)-L/(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg))-
L/(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)*(V0+Vg)*cos(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg))*(-1/2*k*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg)-
1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg)^2)-
2*Vg*k*T^2/C*exp(D*T/R/C)*D/(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg))-
2*Vg*exp(D*T/R/C)*k*T*R/(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-
Vg))+2*Vg*exp(D*T/R/C)*D*T*R/(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)*cos(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg))*(-
1/2*k*T*Vg*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg)-1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/(V0-Vg)^2))-1/R/C*T*(k*Vg/(V0-Vg)+D*Vg/(V0-Vg)^2)*exp(-
1/R/C*T*(1-D*Vg/(V0-Vg)))*Vg
k=k+0.01;
end;

```

A.27. Fişierele utilizate pentru studierea comportamentului haotic al convertorului buck DCM

Fişierul chaos_buck_dcm.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație utilizând formula aproximativă a hărții iterative

```

clear all; close all;
Ts=1/3000;
C=222e-6;
L=208e-6;
D=0.4717;
V0=25;

```

```

Vg=33;
R=12.5;
alfa=1-Ts/(R*C)+((Ts/(R*C))^2)/2;
beta=Ts^2/(2*L*C);
k=0.1;
v(1)=0.01;
while k<=0.26
for n=1:1000
    v(n+1)=alfa*v(n)+beta*(limita((D-k*(v(n)-V0))^2)*Vg*(Vg-v(n))/v(n));
end
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=900:1000
plot(k,v(n+1),'k');hold on;grid on;
end
k=k+0.001;
end

```

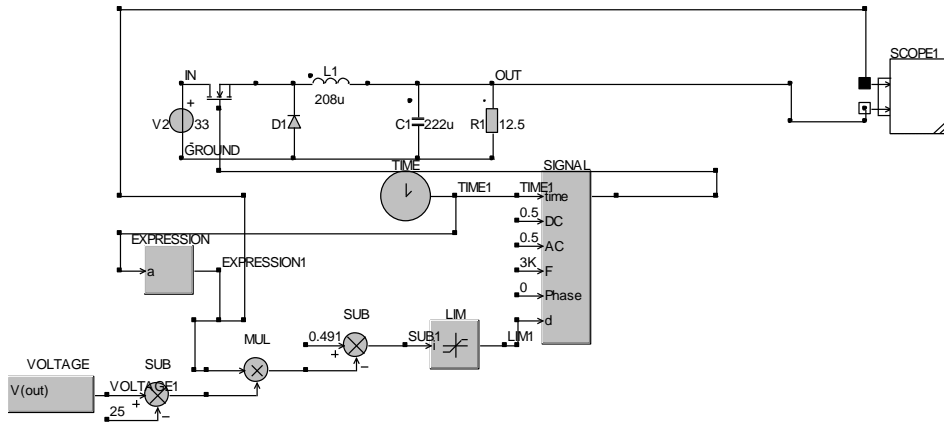


Fig. A.23. Fișierul buck_haos_dcm.csi (în CASPOC)

Fișierul buck_dcm_D.m (în MATLAB) – determinarea valorii D

```

T=1/3000;
R=12.5;
C=222e-6;
L=208e-6;
Vg=33;
syms beta d vcn vcnn v
beta=d*T*sqrt(4*R*R*C*L-L*L)/(2*R*L*C*vcn);
vcnn=exp(-T/R/C*(1-(d*Vg)/(2*vcn)))*(vcn*(cos(beta*Vg)-sqrt(L/(4*R*R*C-L))*sin(beta*Vg))-Vg*(cos(beta*Vg)+sqrt(L/(4*R*R*C-L))*sin(beta*Vg))+Vg*exp(d*T/2/R/C)*(cos(beta*(Vg-vcn))+sqrt(L/(4*R*R*C-L))*sin(beta*(Vg-vcn))));

```

```

d=0:0.01:1;
v=vcnn-vcn;
v=double(v);
plot(d,v);

```

Fișierul buck_dcm_lambda.m (în MATLAB) – determinarea valorii multiplicatorului caracteristic

```

syms beta d T R C L D k V0 vcn vcnn Vg lambda;
d=(D-k*(vcn-V0));
beta=d*T*sqrt(4*R*R*C*L-L*L)/(2*R*L*C*vcn);
vcnn=exp(-T/R/C*(1-(d*Vg)/(2*vcn)))*(vcn*(cos(beta*Vg)-sqrt(L/(4*R*R*C-L))*sin(beta*Vg))-Vg*(cos(beta*Vg)+sqrt(L/(4*R*R*C-L))*sin(beta*Vg))+Vg*exp(d*T/2/R/C)*(cos(beta*(Vg-vcn))+sqrt(L/(4*R*R*C-L))*sin(beta*(Vg-vcn))));
lambda=diff(vcnn,vcn);
lambda=subs(lambda,vcn,V0);
lambda=simple(simple(lambda))

```

Fișierul buck_dcm_kc.m (în MATLAB) – determinarea valorii critice a parametrului de bifurcație

```

%fișierul utilizează valoarea D obținută cu ajutorul fișierului buck_dcm_D.m și
expresia obținută pentru lambda cu ajutorul fișierului buck_dcm_lambda.m
D=0.491;
C=222e-6;
L=208e-6;
V0=25;
Vg=33;
R=12.5;
T=1/3000;
k=0.1
while k<=0.2
lambda=exp(1/2*T*(-2*V0+Vg*D)/R/C/V0)*(2*i*Vg^2*exp(1/2*T/R/C*D)*T*D*
sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)*(-Vg+V0)/R/L/C/V0)*R^2*C-i*L*sin(1/2*
D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/V0*Vg)*R*C*V0^2+i*T*Vg*L*D*V0*
sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/V0*Vg)+i*Vg*k*T*exp(1/2*T/R/
C*D)*L*V0^2*sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)*(-Vg+V0)/R/L/C/V0)
+i*T*Vg*L*k*V0^2*sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/V0*Vg)+
2*i*Vg^2*exp(1/2*T/R/C*D)*T*k*V0*sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)*(-
Vg+V0)/R/L/C/V0)*R^2*C-2*i*V0^2*T*Vg*k*sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/V0*Vg)*R^2*C+2*i*Vg^2*T*D*sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-

```

$$L^2)^{(1/2)}/R/L/C/V0*Vg)*R^2*C+2*i*Vg^2*T*k*V0*\sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^{(1/2)}/R/L/C/V0*Vg)*R^2*C-2*i*Vg*\exp(1/2*T/R/C*D)*T*k*V0^2*\sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^{(1/2)}*(-Vg+V0)/R/L/C/V0)*R^2*C-2*i*V0*T*Vg*D*\sin(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^{(1/2)}/R/L/C/V0*Vg)*R^2*C+\cos(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^{(1/2)}/R/L/C/V0*Vg)*(-4*R^2*C+L)^{(1/2)*L^{(1/2)*R*C*V0^2-Vg*k*T*\exp(1/2*T/R/C*D)*L^{(1/2)*V0^2*\cos(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^{(1/2)}*(-Vg+V0)/R/L/C/V0)*(-4*R^2*C+L)^{(1/2)-T*Vg*L^{(1/2)*k*V0^2*\cos(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^{(1/2)}/R/L/C/V0*Vg)*(-4*R^2*C+L)^{(1/2)-T*Vg*L^{(1/2)*D*V0*\cos(1/2*D*T*(4*R^2*C*L-L^2)^{(1/2)}/R/L/C/V0*Vg)*(-4*R^2*C+L)^{(1/2))/(-4*R^2*C+L)^{(1/2)/L^{(1/2)/R/C/V0^2}$$

$k=k+0.01;$
 end;

A.28. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului haotic al convertorului buck-boost DCM

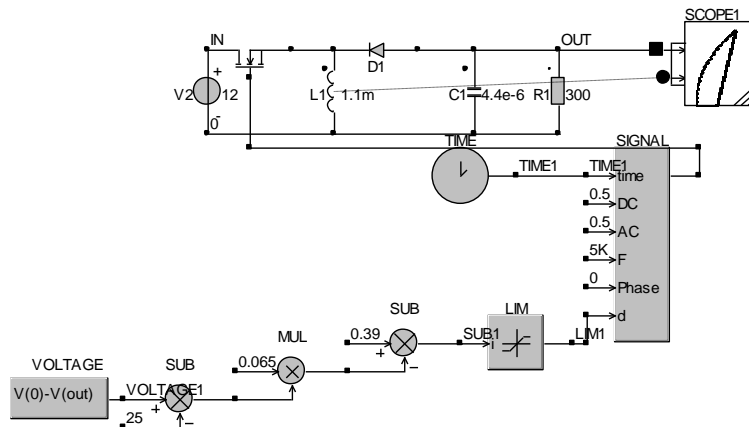


Fig. A. 24. Fișierul `bb_haos_dicm.csi` (în CASPOC) – utilizat pentru obținerea formelor de undă și a portretelor de fază

Fișierul `chaos_bb_dcm.m` (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație utilizând formula aproximativă a hărții iterative

```

clear all; close all;
Ts=200e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
D=0.39;
Vref=25;
Vg=12;
R=300;
alfa=1-Ts/(R*C)+((Ts/(R*C))^2)/2;
  
```

```

beta=Ts^2/(2*L*C);
k=0.065;
v(1)=0.01;
while k<=0.25
for n=1:1000
    v(n+1)=alfa*v(n)+beta*(limita((D-k*(v(n)-Vref)))^2)*Vg*Vg/v(n);
end
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=900:1000
plot(k,v(n+1),'k');hold on;grid on;
end
k=k+0.0005;
end

```

Fișierul bb_dcm_lyap.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a exponentului Lyapunov în funcție de parametrul de bifurcație

```

clear all; close all;
Ts=200e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
D=0.39;
Vref=25;
Vg=12;
R=300;
alfa=1-Ts/(R*C)+((Ts/(R*C))^2)/2;
beta=Ts^2/(2*L*C);
k=0.065;
v(1)=0.01;
while k<=0.1901
for n=1:1000
    v(n+1)=alfa*v(n)+beta*(limita1((D-k*(v(n)-Vref)))^2)*Vg*Vg/v(n);
end
lambda=0;
N=10;
contor=0;
for j=51:1:201
    e0min=abs(v(j)-v(j+1));
    k0=j+1;
    for ll=j+1:1:nmax-N
        dif=abs(v(j)-v(ll));
        if dif < e0min

```

```

        e0min=dif;
        k0=ll;
    end;
end;
e0=e0min;
eN=abs(v(j+N)-v(k0+N));
if (e0~=0) & (eN~=0)
    lambda_j=1/N*log(eN/e0);
end;
lambda=lambda+lambda_j;
contor=contor+1;
end;
lambda_mediu=lambda/contor;
nn=round((k-0.065)/0.001+1);
le1(nn)=lambda_mediu;
k=k+0.001;
end
k=0.065:0.001:0.1901;
k1=0.065:0.0001:0.19;
le=spline(k,le1,k1);
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
plot(k1,le,'-black');hold on; grid on;

```

Fișierul bb_dcm_iter.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică hărții iterative utilizând formula aproximativă a hărții iterative

```

clear all; close all;
Ts=200e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
D=0.39;
Vref=25;
Vg=12;
R=300;
alfa=1-Ts/(R*C)+((Ts/(R*C))^2)/2;
beta=Ts^2/(2*L*C);
k=0.065;
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for v=20:0.01:30
    f=alfa*v+beta*(limit1((D-k*(v-Vref))^2)*Vg*Vg/v;
    plot(v,v,'k-',v,f,'k-');hold on;grid on;
end

```

Fișierul bb_dcm_D.m (în MATLAB) – determinarea valorii dactorului de umplere în stare staționară D

```
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
vcn=25;
Vg=12;
R=300;
T=1/5000;
d=0.01:0.001:0.99;
alfa=sqrt(4*R*R*C*L-L*L);
beta=d*T*Vg*alfa/2/R/L/C/vcn;
vcnn=exp(-T/R/C.*(1-d.*Vg/2/vcn)).*(vcn.*(cos(beta)-
L/alfa.*sin(beta))+Vg.*exp(d.*T/R/C)*2.*d*T*R/alfa.*sin(beta));
d=0.01:0.001:0.99;
plot(d,vcnn,d,vcn); grid on;
```

Fișierul bb_dcm_lambda.m (în MATLAB) – determinarea valorii multiplicatorului caracteristic

```
syms beta d T R C L D k V0 vcn vcnn Vg lambda;
d=(D-k*(vcn-V0));
beta=d*T*sqrt(4*R*R*C*L-L*L)/(2*R*L*C*vcn);
vcnn=exp(-T/R/C*(1-(d*Vg)/(2*vcn)))*(vcn*(cos(beta*Vg)-sqrt(L/(4*R*R*C-
L))*sin(beta*Vg))-Vg*(cos(beta*Vg)+sqrt(L/(4*R*R*C-
L))*sin(beta*Vg))+Vg*exp(d*T/2/R/C)*(cos(beta*(Vg-vcn))+sqrt(L/(4*R*R*C-
L))*sin(beta*(Vg-vcn))));
lambda=diff(vcnn,vcn);
lambda=subs(lambda,vcn,V0);
lambda=simple(simple(lambda))
```

Fișierul bb_dcm_kc.m (în MATLAB) – determinarea valorii critice a parametrului de bifurcație

%fișierul utilizează valoarea D obținută cu ajutorul fișierului bb_dcm_D.m și expresia obținută pentru lambda cu ajutorul fișierului bb_dcm_lambda.m

```
T=200e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
D=0.402;
V0=25;
Vg=12;
```

```

R=300;
k=0.06;
while k<=0.1
lambda=i*exp(1/2*T*(-
2*V0+D*Vg)/R/C/V0)*(T^2*Vg^2*L*k*V0*exp(D*T/R/C)*D*sin(1/2*D*T*Vg*(4*
R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/V0)+T^2*Vg^2*L*exp(D*T/R/C)*D^2*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*
C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/V0)-i*cos(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/V0))*(-
4*R^2*C*L+L^2)^(1/2)*L*C*V0^2+L^2*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/V0)*C*V0^2-2*T*Vg*V0^2*k*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/V0)*R*C*L-2*T*Vg*V0*D*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/V0)*R*C*L+2*Vg*k*T^2*exp(D*T/R/C)*D*sin(1/2*D*T*Vg*(4*
R^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/V0)*L*V0^2+2*Vg*exp(D*T/R/C)*k*T*R*sin(1/2*D*T*Vg*(4*R
^2*C*L-
L^2)^(1/2)/R/L/C/V0)*L*C*V0^2+i*Vg^2*exp(D*T/R/C)*D*T^2*cos(1/2*D*T*Vg
*(4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/V0))*(-
4*R^2*C*L+L^2)^(1/2)*k*V0+i*Vg^2*exp(D*T/R/C)*D^2*T^2*cos(1/2*D*T*Vg*(
4*R^2*C*L-L^2)^(1/2)/R/L/C/V0))*(-4*R^2*C*L+L^2)^(1/2))/(-
4*R^2*C*L+L^2)^(1/2)/L/C/V0^2
k=k+0.01;
end;

```

Fișierul chaos_bb_dcm_exact.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație utilizând formula exactă a hărții iterative, cu alegerea modului de funcționare

```

clear all; close all;
T=200e-6;
C=4.4e-6;
L=1.1e-3;
D=0.35;
V0=25;
Vg=12;
R=300;
alfa=sqrt(4*R*R*C*L-L*L);
k=0.065;
v(1)=25;
x(1,1)=0;
x(2,1)=25;

```



```

while k<=0.15
for n=1:800
    d(n)=limita((D-k*(v(n)-V0)));
    d1(n)=limita(d(n)*Vg/v(n));
    if (d(n)+d1(n))<=1                                %DICM
        beta(n)=d(n)*T*Vg*alfa/2/R/L/C/v(n);
        v(n+1)=exp(-T/R/C*(1-d(n)*Vg/2/v(n)))*(v(n)*(cos(beta(n))-
L/alfa*sin(beta(n)))+Vg*exp(d(n)*T/R/C)*2*d(n)*T*R/alfa*sin(beta(n)));
        x(1,n+1)=0;
        x(2,n+1)=v(n+1);
    else                                                %CCM
        f11(n)=1-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*L*C);
        f12(n)=-((1-d(n))*T/L+(1-d(n))*d(n))*(T^2)/(2*L*C*R);
        f21(n)=(1-d(n))*T/C-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*C*C*R)*T*T/2/L/C;
        f22(n)=1-T/(C*R)-(1-d(n))^2*(T^2)/(2*L*C)+(T^2)/(2*C*C*R*R);
        g1(n)=d(n)*T/L;
        g2(n)=(1-d(n))*d(n)*(T^2)/(L*C);
        x(1,n+1)=f11(n)*x(1,n)+f12(n)*x(2,n)+g1(n)*Vg;
        x(2,n+1)=f21(n)*x(1,n)+f22(n)*x(2,n)+g2(n)*Vg;
        v(n+1)=x(2,n+1);
    end
end
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=700:800
plot(k,v(n+1),'k');hold on;grid on;
end
k=k+0.0005;
end

```

A.29. Fişierele utilizate pentru studierea comportamentului haotic al convertorului SEPIC DICM

Fişierul sepic_dicm_lambda.m (în MATLAB) – determinarea rădăcinilor ecuaţiei caracteristice

```

k=0.2013;
while k<=0.2016
p3=-1; %coeficient lambda la puterea trei
p2=-((0.59574+4.34114*k);
p1=-2.62281-4.145*k;
p0=1.60764-22.8*k;
sol=roots([p3, p2, p1, p0])
k=k+0.0001;
end

```

Fișierul `sepic_dicm_tensiune_ec.nb` (în *MATHEMATICA*) – obținerea ecuației caracteristice

```

Vo = 12.65
d = 0.4
Vg = 10
L1 = 250 * 10-6
L2 = 2 * 10-3
C2 = 470 * 10-6
C1 = 100 * 10-6
R = 10
f = 2000
T = 1 / f
VC1 = Vg + Vo
IL1 =  $\frac{V_o^2}{R V_g}$ 
j11 = 1 -  $\frac{d^2 T^2 V_g}{C_1 L_1 V_o} \left(1 + \frac{V_g}{2 V_o}\right)$ 
j12 = -  $\frac{d T V_g}{L_1 V_o}$ 
j13 =  $\frac{d^2 T^2 V_g I_{L1} V_{C1}}{C_1 L_1 (V_o)^2} + \frac{d T V_g}{L_1 V_o} - \frac{d^2 T^2 (V_g)^2}{2 R C_2 L_1 (V_o)^2} - k \left( + \frac{2 d T^2 V_g}{L_1} \left(1 + \frac{V_g}{2 V_o}\right) \left(\frac{1}{R C_2} - \frac{I_{L1}}{C_1 V_o}\right) - \frac{T V_g}{L_1} \right)$ 
j21 =  $\frac{T}{C_1}$ 
j22 = 1 -  $\frac{d^2 T^2}{2 C_1 L_2} - \frac{d T^2 V_g}{C_1 L_1 V_o} \left(1 - d - \frac{d V_g}{2 V_o}\right)$ 
j23 =  $\frac{d T^2 V_g}{C_1 L_1 V_o} \left(1 - \frac{d V_{C1}}{V_o}\right) - k \left( - \frac{d T^2 V_g}{C_1 L_2} + \frac{T^2 V_g}{C_1 L_1 V_o} (-V_o + 2 d V_{C1}) \right)$ 
j31 = 0
j32 =  $\frac{d^2 T^2 (V_g)^2}{C_2 (V_o)^2} \left(\frac{1}{L_2} - \frac{1}{2 L_1}\right)$ 
j33 = 1 -  $\frac{T}{R C_2} + \frac{T^2}{2 R^2 (C_2)^2} - \frac{d^2 T^2 (V_g)^2}{2 C_2 (V_o)^2} \left(\frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_1}\right) - k \frac{d T^2 (V_g)^2}{C_2 L_2 V_o} \left(-1 + \frac{2 V_{C1}}{V_o}\right)$ 
j = {{j11, j12, j13}, {j21, j22, j23}, {j31, j32, j33}}
ec = CharacteristicPolynomial[j, λ]

```

Fișierul `sepic_dicm.m` (în *MATLAB*) – reprezentarea grafică a diagramei de bifurcație utilizând formula aproximativă a hărții iterative

```

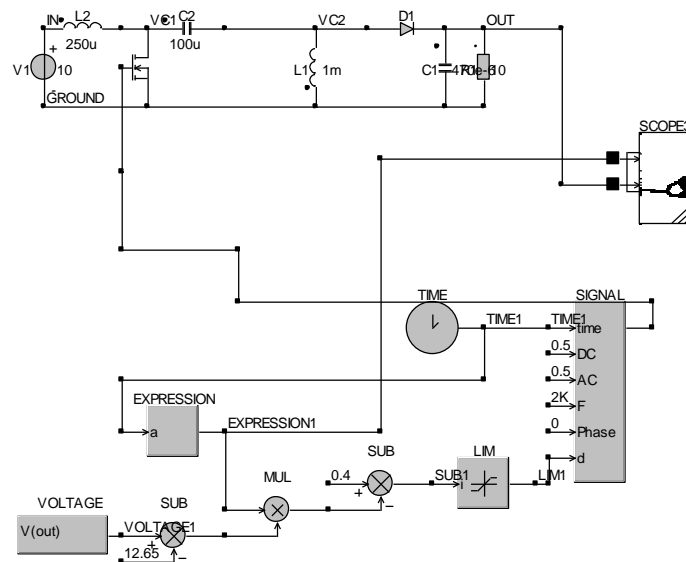
clear all; close all;
T=1/2000;
R=10;
Vg=10;
D=0.4;
L1=250e-6;
L2=1e-3;

```

```

C1=100e-6;
C2=470e-6;
V0=12.65;
x(1,1)=0;
x(2,1)=0;
x(3,1)=12;
k=0.17;
while k<=0.35
for n=1:500
    d(n)=limita((D-k*(x(3,n)-V0)));
    x(1,n+1)=x(1,n)*(1-d(n)*d(n)*T*T*Vg/C1/L1/x(3,n)*(1+Vg/2/x(3,n)))+
    Vg*d(n)*T/L1*((Vg-x(2,n))/x(3,n)+d(n)*T/R/C2*(1+Vg/2/x(3,n)));
    x(2,n+1)=x(1,n)*T/C1+x(2,n)*(1-d(n)*d(n)*T*T/2/C1/L2-d(n)*T*T*Vg*(1-d(n)-
    d(n)*Vg/2/x(3,n))/C1/L1/x(3,n)+Vg*Vg/x(3,n)*d(n)*T*T/C1/L1*(1-d(n)/2-
    d(n)*Vg/2/x(3,n));
    x(3,n+1)=x(3,n)*(1-T/R/C2+T*T/2/R/R/C2/C2)+d(n)*d(n)*T*T*Vg*Vg/2/C2/L1/
    x(3,n)*(1+(Vg-x(2,n))/x(3,n))-d(n)*d(n)*T*T*Vg*Vg/2/C2/L2/x(3,n)+d(n)*d(n)*
    T*T*Vg*Vg*x(2,n)/2/C2/L1/x(3,n)/x(3,n);
end;
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
for n=450:500
plot(k,x(3,n+1),'k');hold on;grid on;
end
k=k+0.0002;
end
end

```



A. 25. Fișierul *sepicdicm_bif.csi* (în CASPOC)

A.30. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului de bifurcație de frecvență joasă a convertorului Ćuk în modul DCVM

Fișierul cuk_dcvm_tens_ec.nb (în MATHEMATICA) – pentru determinarea ecuației caracteristice

$$j = \left\{ \left\{ -\frac{Ri}{L}, 0, -\frac{2kVg}{L(1-d)} \right\}, \left\{ \frac{2\sqrt{Ri}}{L}, -\frac{R}{L}, -\frac{1}{L} + \frac{2kVg}{L(1-d)} \frac{Ri}{R} \right\}, \left\{ 0, \frac{1}{c2}, -\frac{1}{c2R} \right\} \right\}$$

`ec = Factor[CharacteristicPolynomial[j, λ]]`

Fișierul cuk_dcvm.m (în MATLAB) – pentru determinarea valorilor proprii ale Jacobianului (soluțiile ecuației caacteristice)

```
R=40;
Vg=10;
D=0.6;
L=10e-3;
C1=56.8e-9;
C2=11e-6;
fs=20000;
Re=(1-D)^2/2/C1/fs;
k=0.13;
V0=Vg*sqrt(R/Re);
p3=1;
p2=(R+Re)/L+1/(R*C2);
p1=2/C2/L+Re/C2/L/R+R*Re/L/L-2*k*Re*Vg/C2/L/R/(1-D);
p0=2*(Re/C2/L/L-k*Vg*(Re*Re-2*R*sqrt(R*Re))/C2/L/L/R/(1-D));
sol=roots([p3, p2, p1, p0])
```

Fișierul cuk_bif_dcvm.m (în MATLAB) – pentru rezolvarea ecuațiilor de stare și reprezentarea grafică a traiectoriei și a formelor de undă

```
clear all; close all;
f=20000;
T=1/f;
C1=56.8e-9;
C2=11e-6;
L=10e-3;
R=40;
Vg=10;
D=0.6;
dt=T; %perioada de esantionare
V0=7.53;
```

```

x(1)=0; % valorile initiale pentru iL1, iL2 si vC2
y(1)=0.001;
z(1)=0;
k=0,08;
for n=1:4000
d(n)=limita2(D-k*(z(n)-V0)); %limita2 limiteaza factorul de umplere la 0.1-0.9
x(n+1)=x(n)+1/L*dt*(Vg-T/2/C1*x(n)*(1-d(n))^2);
y(n+1)=y(n)+1/L*dt*(-z(n)+T/2/C1*x(n)*x(n)*(1-d(n))^2/y(n));
z(n+1)=z(n)+1/C2*dt*(y(n)-z(n)/R);
end
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
n=1:1:4001;
nn=1:0.01:4002;
t=nn*dt; %timpul
vo=spline(n,z,nn); %interpolare
plot(t,vo,'-black');hold on; grid on; %forma de unda a tensiunii de iesire
figure
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
plot3(z,x,y,'-k'); %traiectoria

```

A.31. Fișierele utilizate pentru studierea comportamentului de bifurcație de frecvență joasă a convertorului SEPIC în modul DCVM

Fișierul sepic_dcv.m (în MATLAB) – pentru determinarea valorilor proprii ale Jacobianului (soluțiile ecuației caacteristice)

```

R=140;
Vg=15;
D=0.6;
L=1.22e-3;
C1=56.8e-9;
C2=100e-6;
fs=50000;
Re=(1-D)^2/2/C1/fs;
k=0.1;
V0=Vg*sqrt(R/Re);
p3=1;
p2=(R+Re)/L+1/(R*C2);
p1=2/C2/L+Re/C2/L/R+R*Re/L/L-2*k*Re*Vg/C2/L/R/(1-D);
p0=2*(Re/C2/L-L*k*Vg*(Re*Re-2*R*sqrt(R*Re))/C2/L/L/R/(1-D));
sol=roots([p3, p2, p1, p0])

```

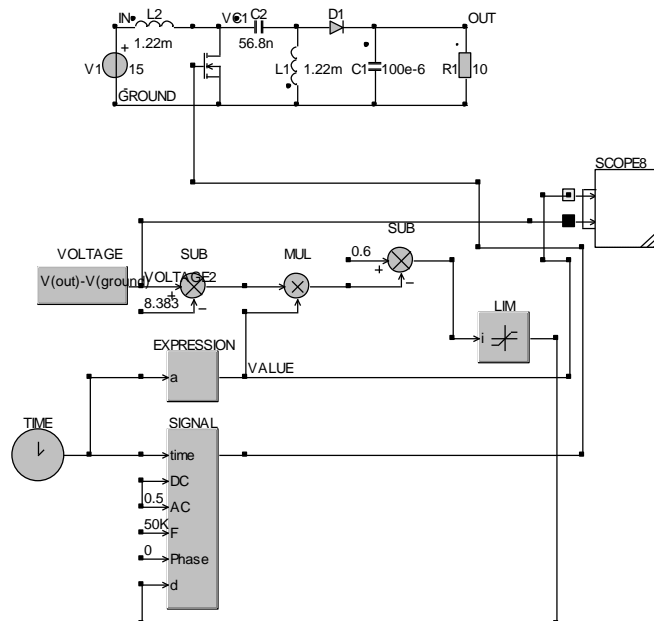


Fig. A.26. Fișierul *sepic_dcvm_tensiune.csi* (în CASPOC)

A.32. Fișierele utilizate în studiul comportamentului haotic al circuitului PFC buck-boost cu comanda prin curentul de vârf

Fișierul tetacritic_bb.m (în MATLAB) –determinarea valorilor critice ale unghiului de fază

```
%bb PFC comanda prin curentul de varf
f=50; %frecventa
vo=32;
VM=155;
R=100;
L=0.002;
rv=vo/VM;
tau=L/R;
omega=2*pi*f;
teta_critic1=2*atan((1-sqrt(1-rv*rv+(4*omega*tau*rv*rv)^2))/(rv-4*omega*tau*rv*rv))*180/pi
t1=teta_critic1/f/360 %in secunde
teta_critic2=2*atan((1+sqrt(1-rv*rv+(4*omega*tau*rv*rv)^2))/(rv-4*omega*tau*rv*rv))*180/pi
t2=teta_critic2/f/360 %in secunde
```

Fișierul *tetacritic_bb_grafic.m* (în MATLAB) –reprezentarea grafică a valorilor critice ale unghiului de fază în funcție de parametrul r_v

```

%bb PFC comanda prin curentul de varf
f=50;
R=100;
L=0.002;
tau=L/R;
omega=2*pi*f;
rv=0.001;
while rv<=2
teta_critic1=2*atan((1-sqrt(1-rv*rv+(4*omega*tau*rv*rv)^2))/(rv-
4*omega*tau*rv*rv))*180/pi;
t1=teta_critic1/f/360;
teta_critic2=2*atan((1+sqrt(1-rv*rv+(4*omega*tau*rv*rv)^2))/(rv-
4*omega*tau*rv*rv))*180/pi;
t2=teta_critic2/f/360;
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
plot(rv,teta_critic1,'black',rv,teta_critic2,'black');hold on;grid on;
rv=rv+0.001;
end

```

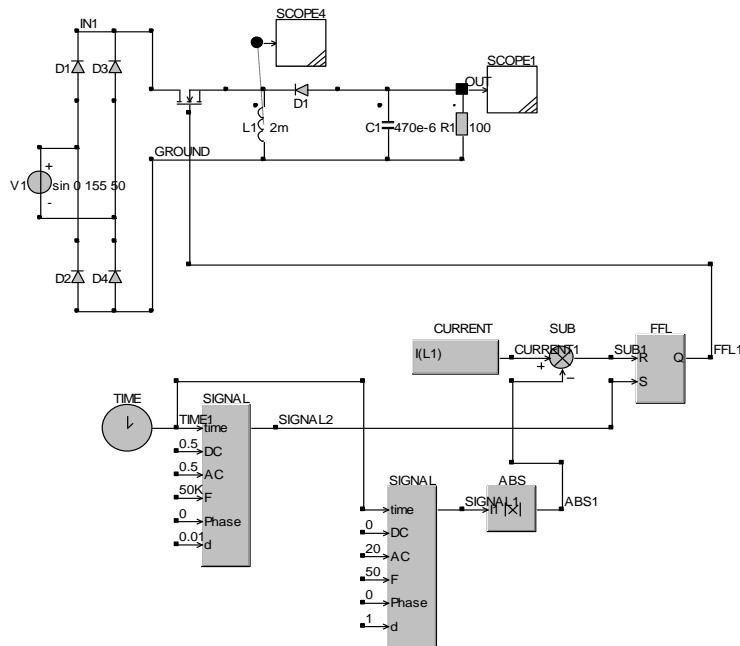


Fig. A. 27. Fișierul *bb_pfc_pcc1.csi* (în CASPOC)

A.33. Fișierele utilizate în simularea circuitului PFC boost cu comanda prin curentul mediu

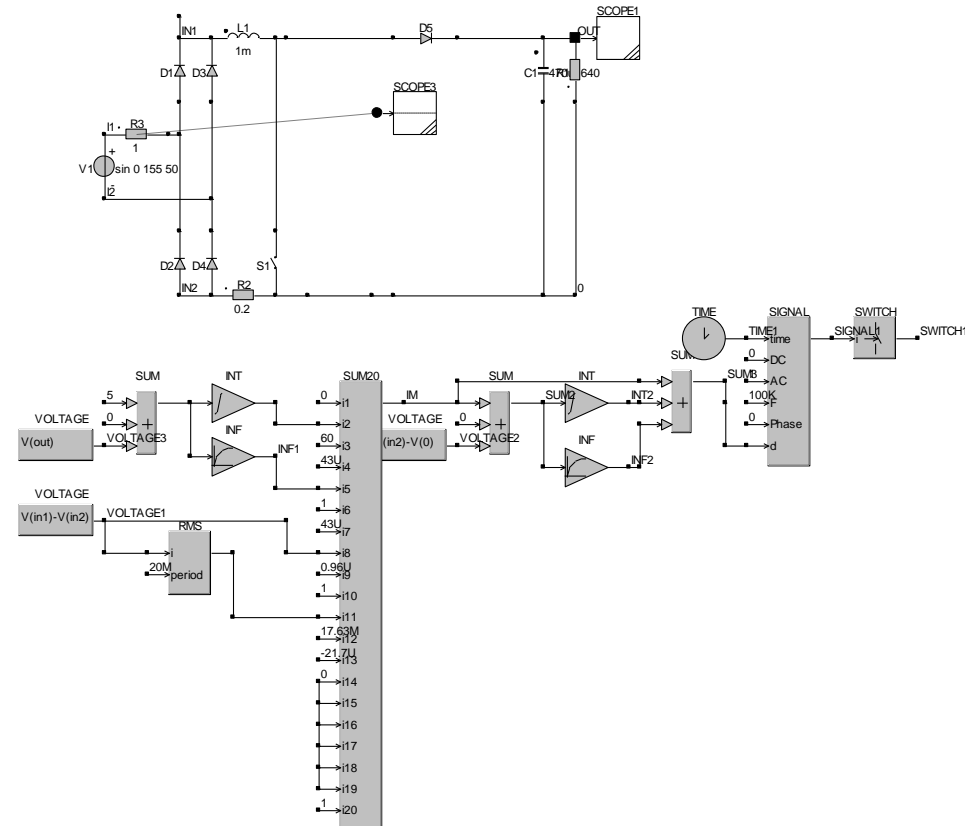


Fig. A. 28. Fișierul boost_ACC_ff.csi- fișierul utilizat pentru simularea în CASPOC a circuitului PFC cu comandă ACC cu feedforward

Fișierul tv.m (în MATLAB) – reprezentarea grafică a câștigului buclei de tensiune

```

clear all; close all;
%ACC
num1=[60*0.85];
den1=[1/120 1 0];
tvacc=tf(num1,den1);
f=logspace(-1,2,200); w=2*pi*f;
[MAG1,PHASE1]=bode(tvacc,w);
for i=1:length(f),
    ampl1(i)=20*log10(MAG1(1,1,i));
    fazal(i)=PHASE1(1,1,i);
    i=i+1;
end
end

```



```

%RMFACC
numRMF=[0.85 102 25.5];
denRMF=[1/120/120 1/60 1 0 0];
tvrmf=tf(numRMF,denRMF);
[MAG2,PHASE2]=bode(tvrmf,w);
for i=1:length(f),
    ampl2(i)=20*log10(MAG2(1,1,i));
    faza2(i)=PHASE2(1,1,i);
    i=i+1;
end
%reprezentare grafica
figure
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
subplot(2,1,1); semilogx(f,ampl1,'k'); grid; subplot(2,1,2); semilogx(f,faza1,'k'); grid
figure
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
subplot(2,1,1); semilogx(f,ampl2,'k'); grid; subplot(2,1,2); semilogx(f,faza2,'k'); grid

```

Fișierul zout.m (în MATLAB) – impedanța de ieșire

```

close all; clear all;
R=640;
C=470e-6;
%in bucla deschisa
num0=[R];
den0=[R*C 1];
zout=tf(num0,den0);
f=logspace(-1,2,200); w=2*pi*f;
[MAG0,PHASE0]=bode(zout,w);
for i=1:length(f),
    ampl0(i)=20*log10(MAG0(1,1,i));
    faza0(i)=PHASE0(1,1,i);
    i=i+1;
end
%comanda ACC
num1=[16/3 640 0];
den1=[0.3008/120 0.3019 16.3408 51];
zoutACC=tf(num1,den1);
[MAG1,PHASE1]=bode(zoutACC,w);
for i=1:length(f),
    ampl1(i)=20*log10(MAG1(1,1,i));
    faza1(i)=PHASE1(1,1,i);
    i=i+1;
258 Anexa

```

```

end
% comanda RMFACC
num2=[2/45 32/3 640 0 0 ];
den2=[R*C/120/120 72.2/120/120 34.39/60 32.53 884.38 2601];
zoutRMFACC=tf(num2, den2);
[MAG2,PHASE2]=bode(zoutRMFACC,w);
for i=1:length(f),
    ampl2(i)=20*log10(MAG2(1,1,i));
    faza2(i)=PHASE2(1,1,i);
    i=i+1;
end
end
figure
set(gcf,'Color',[1 1 1]);
subplot(1,1,1); semilogx(f,ampl0,'k',f,ampl1,'k',f,ampl2,'k'); grid

```

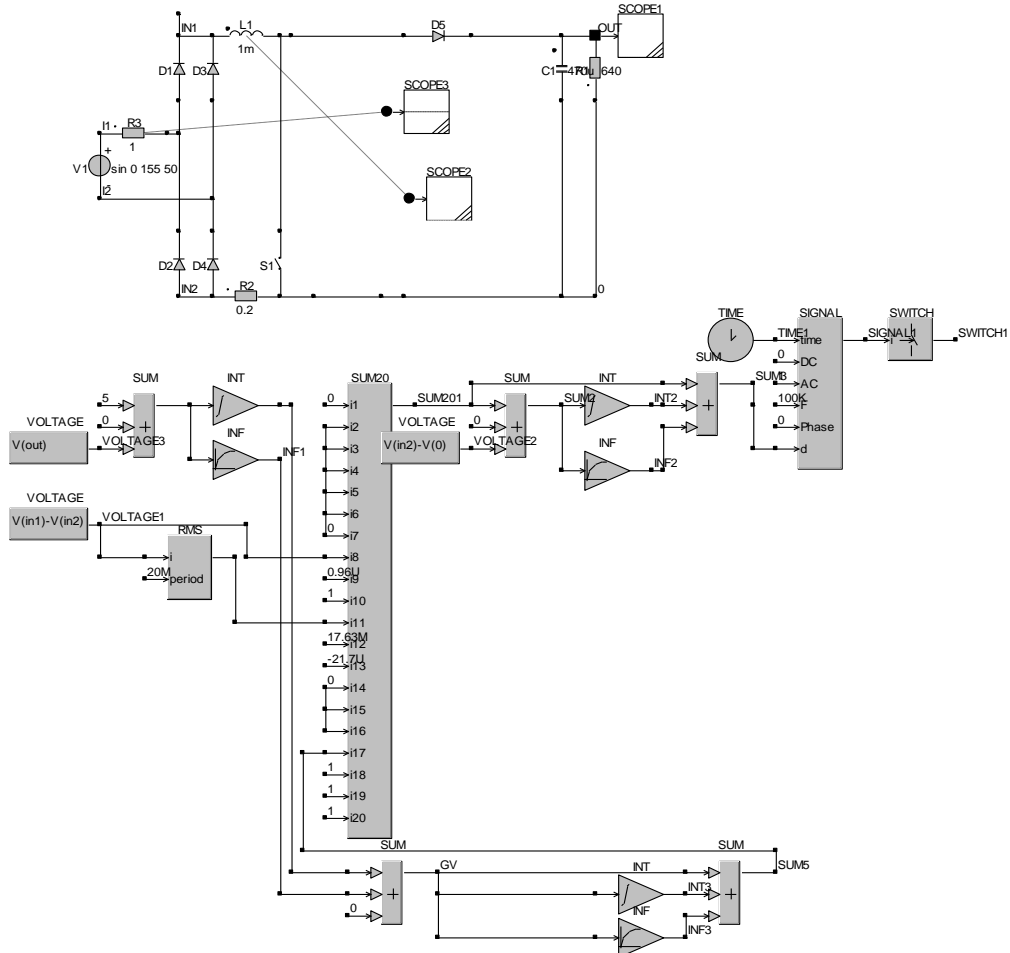


Fig. A. 29. Fișierul boost_RMFAcc_ff.csi- fișierul utilizat pentru simularea în CASPOC a circuitului PFC cu comandă ACC cu feedforward

BIBLIOGRAFIE

- [1] Al-Naseem, O., Erickson, R., Carlin, P., *Prediction of switching loss variations by averaged switch modeling*, IEEE Applied Power Electronics Conference, vol. 1, pp. 242-248, Feb. 2000.
- [2] Alligood, K. T., Sauer, T. D., Yorke, J. A., *Chaos: An Introduction to Dynamical Systems*, New York: Springer-Verlag, 1996.
- [3] Amran, Y., Hueliehel, F., Ben-Yaakov, S., *A Unified SPICE Compatible Average Model of PWM Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.6, No.2, April 1991, p.281-286.
- [4] Arbetter, B., Maksimović, D., *Feed-Forward Pulse-Width Modulators for Switching Power Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.12, No.2, March 1997, pp.361-368.
- [5] El Aroudi, A., *Hopf bifurcation and chaos from torus breakdown in a pwm voltage-controlled dc/dc boost converters*, IEEE Transactions on Circuits and Systems Part I, vol. 46, no. 11, pp. 1374–1382, 1999.
- [6] Aston, P. J., Deane, J.H.B., Hamill, D.C., *Targeting in systems with discontinuities, with applications to power electronics*, IEEE Trans. on Circuits and Systems, Part 1, vol. 44, no. 10, pp. 1034-1039, Oct. 1997.
- [7] Athalye, P., Maksimović, D., Erickson, R., *Averaged switch modeling of active-clamped converters*, Proc. IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference (IECON 01), Nov. 2001, vol. 2, pp. 1078-1083.
- [8] Azcondo, F. J., Brañas, Ch., Casanueva, R., *Approaches to modeling converters with current programmed control*, IEEE PESC 2005.
- [9] Benquassami, H., Crebier, J. C., Ferrieux, J. P., *Comparison between current-driven resonant converters used for single-stage isolated power-factor correction*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, No. 3, June 2000, pp. 518-524.
- [10] Ben-Yaakov, S., Zeltser, I., *PWM converters with resistive input*, IEEE Trans. Ind. Electron., June 1998, vol. 45, pp. 519-520.
- [11] Ben-Yaakov, S., Zeltser, I., *The dynamics of a PWM boost converter with resistive input*, IEEE Trans. Ind. Electron., June 1999, vol. 46, pp. 613-619.
- [12] Braiman, Y., Goldhirsch, I., *Taming chaotic dynamics with weak periodic perturbations*, Phys. Rev. Lett, 1991, 71, pp. 3103-3106.
- [13] Burdío, J. M., Martínez, A., García, J. R., *A Synthesis Method for Generating Switched Electronic Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, November 1998, pp. 1056-1068.
- [14] Buso, S., Spiazzi, G., Tagliavia, D., *Simplified control technique for high-power-factor flyback, cuk and sepic rectifiers operating in CCM*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, Sept./Oct. 2000, pp. 1413-1418.
- [15] Calderone, L., Pinola, L., Varoli, V., *Optimal feed-forward compensation for PWM DC/DC converters with 'linear' and 'quadratic' conversion ratio*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 7, no. 2, pp. 349-355, Apr. 1992.

- [16] Canesin, C. A., Barbi, I., *A Novel Single-Phase ZCS-PWM High-Power-Factor Boost Rectifier*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, No. 4, July, 1999, pp. 629-635.
- [17] CASPOC - *Reference Manual*, Simulation Research, 1999.
- [18] Chakrabarty, K., Podder, G., Banerjee, S., *Bifurcation behaviour of buck converter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 3, pp. 439-447, 1995.
- [19] Chan, W. C. Y., Tse, C. K., *Bifurcations in current-programmed dc/dc buck switching regulators-conjecturing a universal bifurcation path*, International Journal of Circuit Theory and Applications, 26, pp. 127-145, 1998.
- [20] Chan, W. C. Y., Tse, C. K., *Study of bifurcation in current-programmed dc/dc boost converters: from quasiperiodicity to period-doubling*, IEEE Transactions on Circuits and Systems Part I, vol. 44, no. 12, pp. 1129-1142, 1997.
- [21] Chan, W. C. Y., Tse, C.K., *What Form of Control Function Can Drive a Discontinuous-Mode Boost Converter to Chaos Via Period-doubling*, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 26, no. 3, pp. 281-286, May-June 1998.
- [22] Chen, G., Lai, D., *Making a dynamical system chaotic: feedback control of Lyapunov exponents for discrete-time dynamical systems*, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theorz and Application, vol. 44., no. 3, 1997, pp. 250-253.
- [23] Chen, J., Chang, C., *Analysis and design of SEPIC converter in boundary conduction mode for universal-line power factor correction applications*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pp. 742-747.
- [24] Chen, J., Erickson, R., Maksimović, D., *Averaged Switch Modeling of Boundary Conduction Mode Dc-to-Dc Converters*, the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, p. 844-849.
- [25] Chen, J., Maksimović, D., Erickson, R., *A new low-stress buck-boost converter for universal-input PFC applications*, IEEE APEC, March 4-8 2001, pp. 343-349.
- [26] Chen, J., Maksimović, D., Erickson, R., *Buck-Boost PWM Converters Having Two Independently Controlled Switches*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2001, vol. 2, pp. 736-741.
- [27] Chen, J., Prodić, A., Erickson, R., Maksimović, D., *Predictive digital current programmed control*, IEEE Trans. on Power Electronics. vol. 18, no. 1, part II, Jan. 2003, pp. 411-419.
- [28] Chow, M. H. L., Siu, K. W., Tse, C. K., Lee, Y. S., *A novel method for elimination of line-current harmonics in single-stage PFC switching regulators*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 1, January 1998, pp. 75-83.
- [29] Chow, M. H. L., Lee, Y. S., Tse, C. K., *Single-Stage Single-Switch PFC Regulator with Unity Power Factor, Fast Transient Response and Low Voltage Stress*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 1, pp. 156-163, January 2000.

- [30] Cicogna, G., *Changing the threshold of chaos by resonant parametric perturbation*, 1990, Nuovo Cim., 105B, pp. 813-815.
- [31] Co, M. A., Simonetti, D. S. L., Vieira, J. L. F., *High-power-factor electronic balast operating in critical conduction mode*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 1, January 1998, pp. 93-101.
- [32] Ćuk, S., *General topological properties of switching converters*, IEEE PESC, 1979 Record, pp. 109-130, June 1979.
- [33] Ćuk, S., *Switching dc-to-dc converter with zero input or output current ripple*, Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1978, Toronto, Canada, Oct. 1-5, pp. 1131-1146.
- [34] Ćuk, S., Middlebrook, R. D., *A New Optimum Topology Switching Dc-to-Dc Converter*, IEEE PESC, 1977 Record, pp. 160-179.
- [35] Ćuk, S., Middlebrook, R. D., *A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode*, IEEE PESC, 1977 Rec. pp. 36-57.
- [36] Ćuk, S., Erickson, R. W., *A Conceptually New High-Frequency Switched-Mode Amplifier Technique Eliminates Current Ripple*, Proc. Fifth National Solid-State Power Conversion Conference, pp. G3.1-G3.22, 1978.
- [37] Dai, D., Tse, C. K., *Symbolic Analysis of Bifurcation in Switching Power Converters: A Novel Method for Detecting Border Collision*, 2004 RISP International Workshop on Nonlinear Circuit and Signal Processing (NCSP'04), Hawaii, USA, Mar. 5-7, 2004.
- [38] Dai, D., Ma, Y., Tse, C. K., Ma, X., *Existence of horseshoe maps in current-mode controlled buck-boost dc/dc converters*, Chaos, Solitons and Fractals 25 (2005), pp. 549-556.
- [39] Daniele, M., Jain, P. K., Joos, G., *A single-stage power-factor-corrected AC/DC converter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, No. 6, November 1999, pp. 1046-1055.
- [40] Deane, J. H. B., *Chaos in a current-mode controlled DC-DC converter*, IEEE Trans. Circ. Syst. I, vol. 39, no. 8, pp. 680-683, August 1992.
- [41] Deane, J. H. B., Hamill, D. C., *Improvement of power supply EMC by chaos*, Electronics Letters, vol. 32, no. 12, p. 1045, June 1996.
- [42] Deane, J. H. B., Hamill, D. C., *Chaotic behaviour in current-mode controlled dc-dc converter*, Electronics Letters, vol. 27, no. 13, pp. 1172-1173, June 1991.
- [43] Deane, J. H. B., Hamill, D. C., *Analysis, simulation and experimental study of chaos in the buck converter*, Power Electronics Specialists Conf., pp. 491-498, San Antonio TX, June 1990.
- [44] Deane, J. H. B., Hamill, D. C., *Instability, subharmonics and chaos in power electronics systems*, IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1989.
- [45] Deane, J. H. B., Ashwin, P., Hamill, D. C., Jefferies, D. J., *Calculation of spectral peaks in a chaotic dc-dc converter*, IEEE Trans. on Circuits and Systems, Part 1, vol. 46, no. 11, pp.1313-1319, Nov. 1999.

- [46] Detjen, D., Jacobs, J., de Doncker, R. W., Mall, H. G., *A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, No. 6, November 2001, pp. 821-827.
- [47] Van Dijk, E., Spruijt, H. J. N., O'Sullivan, D. M., Klaassens, J. B., *PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, No. 6, November 1995, pp. 659-665.
- [48] Dixon, L., *Average current mode control of switching power supplies*, Unitrode Design Seminar, Unitrode Corporation, 1994.
- [49] Dranga, O., Tse, C. K., Iu, H. H. C., Nagy, I., *Bifurcation Behavior of a Power-Factor-Correction Boost Converter*, International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 13, no. 10, pp. 3107-3114, October 2003.
- [50] Dranga, O., Chu, G., Tse, C. K., Wong, S. C., *Stability Analysis of Two-Stage PFC Power Supplies*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, Korea, pp. 594-598, June 2006.
- [51] Eckmann, J. P., Ruelle, D., *Ergodic theory of chaos and strange attractors*, Rev. Modern Phys. Vol. 57, no. 3, July 1985, pp. 617-656.
- [52] Erickson, R. W., Madigan, M., Singer, S., *Design of a simple high power factor rectifier based on the flyback converter*, IEEE Applied Electronics Conference, 1990 Record, pp. 792-801.
- [53] Erickson, R. W., Maksimović, D., *Fundamentals of Power Electronics*, second edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [54] Erickson, R. W., *Some topologies of high quality rectifiers*, First International Conference on Energy, Power, and Motion Control, May, 5-6, 1997, Tel Aviv, Israel – Keynote paper.
- [55] Erickson, R., *Synthesis of Switched-Mode Converters*, Proc. IEEE PESC, June 1983, pp. 9-22.
- [56] Erickson, R., Čuk, S., Middlebrook, R. D., *Large Signal Analysis and Design of Switching Regulators*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982 Record, pp. 240-250.
- [57] Fang, C. C., *Sampled-Data Modeling and Analysis of One-Cycle Control and Charge Control*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 3, May 2001, pp. 345-350.
- [58] Farmer, J. D., Sidorowich, J. J., *Predicting Chaotic Time Series*, Physical Review Letters, Vol. 59, no. 8, August 1987, pp. 845-848.
- [59] Figueres, E., Benavent, J. M., Garcera, G., Pascual, M., *Robust Control of Power-Factor-Correction Rectifiers With Fast Dynamic Response*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 66-76, February 2005.
- [60] Freeland, S., Middlebrook, R. D., *A unified analysis of converters with resonant switches*, IEEE PESC 1987 Rec. pp. 20-30.
- [61] García, O., Cobos, J. A., Alou, P., Prieto, R., Uceda, J., Ollero, S., *A New Family of Single-Stage AC/DC Power Factor Correction Converters with Fast Output Voltage Regulation*, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1997, pp. 536-542.

- [62] García, O., Cobos, J. A., Prieto, R., Alou, P., Uceda, J., *Single Phase Power Factor Correction: A Survey*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, No. 3, May, 2003, pp. 749-754.
- [63] Gegner, J. P., Hunt, C., Lee, C. Q., *High Power Factor AC to DC Converter Using a Reactive Shunt Regulator*, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1994, pp. 349-355.
- [64] Grigore, V., Kyyra, J., *A step-down converter with low-ripple input current for power factor correction*, Proc. IEEE APEC'00, pp. 188-194.
- [65] Grigore, V., Kyyra, J., *High Power Factor Rectifier Based on Buck Converter Operating in Discontinuous Capacitor Voltage Mode*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, No. 6, November, 2000, pp. 1241-1249.
- [66] Hamill, D. C., *Power electronics: a field rich in nonlinear dynamics*, Proceedings of International Specialists' Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems, pp. 165-177, 1995.
- [67] Hamill, D. C., Deane, J. H. B., Jefferies, D. J., *Modeling of Chaotic DC-DC Converters by Iterated Nonlinear Mappings*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 1, January 1992, pp. 25-36.
- [68] Hamill, D. C., Deane, J. H. B., Aston, P. J., *Some applications of chaos in power converters*, IEE Colloquium: Update on new power electronic techniques, ref. no. 1997/091, pp. 5/1-5/5, London, May 1997.
- [69] Hamill, D. C., Jefferies, D. J., *Subharmonics and chaos in a controlled switched-mode power converter*, IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 35, no. 8, pp. 1059-1061, Aug. 1988.
- [70] Huber, L., Jovanovic, M. M., *Design-oriented analysis and performance evaluation of clamped-current-boost input-current shaper for universal-input-voltage range*, IEEE Trans. Power Electron., May 1998, vol. 13, pp. 528-537.
- [71] Huber, L., Zhang, J., Jovanovic, M. M., Lee, F. C., *Generalized topologies of single-stage input current-shaping circuits*, IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, vol.16, pp. 508-513.
- [72] Huberman, B. A., Lumer, E., *Dynamics of adaptive systems*, IEEE Trans. Circuits Syst. – I, 37, 1990, pp. 547-550.
- [73] Huliehel, F. A., Lee, F. C., Cho, B. H., *Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control*, Proc. IEEE PESC'93, pp. 475-482.
- [74] Hunt, E. R., *Stabilizing high-period orbits in a chaotic system: The diode resonator*, Phys. Rev. Lett., 67, 1991, pp. 1953-1995.
- [75] *IEC 1000-3-2*, First Edition, Commission Electrotechnique Internationale, Geneva, 1995.
- [76] *IEC 555 standard: Disturbances in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Equipment, Part II: Harmonics*, IEC publication.
- [77] Ilic, M., Maksimović, D., *Averaged switch modeling of the interleaved zero current transition buck converter*, IEEE PESC 2005.

- [78] Iu, H. H. C., Tse, C. K., *Bifurcation in parallel-connected boost dc/dc converters*, Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. II473–II476, June 2000.
- [79] Iu, H. H. C., Tse, C. K., *A Study of Synchronization in Chaotic Autonomous DC/DC Converters*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 47, no. 6, pp. 913-918, June 2000.
- [80] Iu, H. H. C., Tse, C. K., *Study of Low-Frequency Bifurcation of a Parallel-Connected Boost Converter System Via Averaged Models*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 50, no. 5, pp. 679-686, May 2003.
- [81] Iu, H. H. C., Tse, C. K., Lai, Y., M., *Effects of Interleaving on the Bifurcation Behaviour of Parallel-Connected Buck Converters*, IEEE International Conference on Industrial Technology, (ICIT'02), Bangkok, Thailand, pp. 1072-1077, December 2002.
- [82] Iu, H. H. C., Tse, C. K., *Bifurcation Behaviour of Parallel-Connected Buck Converters*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 48, no. 2, pp. 233-240, February 2001.
- [83] Iu, H. H. C., Tse, C. K., Pjevalica, V., Lai, Y. M., *Analysis of Hopf Bifurcation in Parallel-Connected Boost Converters Via Averaged Models*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, (ISCAS'02), Arizona, USA, pp. V-305-308, May 2002.
- [84] Iu, H. H. C., Zhou, Y., Tse, C. K., *Fast-scale Instability in a PFC Boost Converter Under Average Current-Mode Control*, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 31, no. 6, pp. 611-624, November 2003.
- [85] Iu, H. H. C., Tse, C. K., Dranga, O., *Bifurcation in a System of Coupled Buck Converters*, International Workshop on Nonlinear Circuits and Signal Processing, (NCSP'04), Waikiki, Hawaii, pp. 499-502, March 2004.
- [86] **Ivan, C. M.**, *Stadiul actual privind dezvoltarea și utilizarea circuitelor PFC*, Referat 1 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 2004.
- [87] **Ivan, C. M.**, *Modelarea și simularea convertoarelor de energie*, Referat 2 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 2004.
- [88] **Ivan, C. M.**, *Optimizarea parametrilor funcționali ai convertoarelor dc-dc*, Referat 3 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 2005.
- [89] **Ivan, C. M.**, Popescu, V., *PFC circuits – performances and characteristics*, Analele Universității din Oradea, 2005, pag. 80-85.
- [90] **Ivan, C. M.**, Lascu, D., Popescu, V., *Averaged Switch Modelling Including Conduction Losses for PWM Converters Operating in Discontinuous Capacitor Voltage Mode*, International Rev. of Electrical Engineering, Vol. 1, no. 1, March-April 2006, pp. 137-143, Italy.
- [91] **Ivan, C. M.**, Lascu, D., Popescu, V., *A New Averaged Switch Model Including Conduction Losses for PWM Converters Operating in Discontinuous Inductor Current Mode*, Facta Universitatis Nis, Ser.: Elec. Energ., vol. 19, No. 2, August 2006, pp. 219-230, Serbia.

- [92] **Ivan, C. M.**, Popescu, V., *PFC Circuits Control Techniques*, Analele Universității din Oradea, 2006, Fascicula Electrotehnică, Secțiunea Electronică, pag. 53-57.
- [93] **Ivan, C. M.**, Lascu, D., Popescu, V., *PFC Circuits Modeling*, Analele Universității din Oradea, 2006, Fascicula Electrotehnică, Secțiunea Electronică, pag. 58-63.
- [94] **Ivan, C. M.**, Lascu, D., Popescu, V., *Instability of Dc-Dc Converters at the Boundary Between CCM and Discontinuous Capacitor Voltage Mode*, ETC 2006 Symposium of Electronics and Telecommunications, Timisoara, September 2006, 51 (65), fascicula I, pp. 106-110.
- [95] **Ivan, C. M.**, Popescu, V., *Chaos in Switching Power Converters*, ETC 2006 Symposium of Electronics and Telecommunications, Timisoara, September 2006, 51 (65), fascicula I, pp. 53-58.
- [96] **Ivan, C. M.**, Lascu, D., Popescu, V., *Chaos in Discontinuous Capacitor Voltage Mode Dc-dc Converters*, WSEAS Transaction on Electronics, Issue 2, Volume 4, January 2007, pp. 1-8.
- [97] **Ivan, C. M.**, Lascu, D., Popescu, V., *Modelling of Conduction Losses in Dc-to-Dc Converters Operating in Boundary Conduction Mode*, WSEAS Transaction on Electronics, Issue 2, Volume 4, February 2007, pp. 23-31.
- [98] **Ivan, C. M.**, Lascu, D., Popescu, V., *Hopf Bifurcation in a Discontinuous Capacitor Voltage Mode Ćuk Dc-dc Converter*, Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Instrumentation, Measurement, Circuits & Systems, Hangzhou, China, April 15-17, 2007, pp. 78-83.
- [99] **Ivan, C. M.**, Lascu, D., Popescu, V., *An Averaged Switch Model Including Conduction Losses for Boundary Conduction Mode Dc-to-Dc Converters*, Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Instrumentation, Measurement, Circuits & Systems, Hangzhou, China, April 15-17, 2007, pp. 164-169.
- [100] Jang, Y., Erickson, R., *Physical Origins of Input Filter Oscillations in Current Programmed Converters*, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1991 Record, March 1991.
- [101] Jiang, Y., Hua, G. C., Tang, W., Lee, F. C., *A Novel Single-Phase Power Factor Correction*, APEC Conf. Proc., 1993, pp. 287-298.
- [102] Jiang, Y., Lee, F. C., *Single-Stage Single-Phase Parallel Power Factor Correction Scheme*, PESC Conf. Proc., pp. 1145-1151.
- [103] Jin, J., Joos, G., Pande, M., Ziogas, P. D., *Feedforward techniques using voltage integral duty-cycle control*, IEEE PESC'92 Rec., pp. 370-377.
- [104] Judd, K., Mees, A., Teo, K. L., Vincent, T. L., *Control and chaos*, 1997 Birkhauser Boston, 675 Massachusetts Avenue, Cambridge, USA.
- [105] Kassakian, J. G., Schlecht, M. F., Verghese, G. C., *Principles of power electronics*, Addison Wesley, 1991.

- [106] Keraluwhala, M. M., Steigerwald, R. L., Gurumoorthy, R., *Fast Response High Power Factor Converter with a Single Power Stage*, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1991, pp. 769-779.
- [107] Kim, S., Enjeti, P. N., *A modular single-phase power-factor-correction scheme with a harmonic filtering function*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 2, April 2003, pp. 328-335.
- [108] Krein, P. T., Bentsman, J., Bass, R. M., Lesieutre, B. L., *On the use of averaging for the analysis of power electronic systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, no. 2, pp. 192-192, Apr. 1990.
- [109] Lai, J. S., Chen, D., *Design consideration for Power Factor Correction Boost converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction mode and Discontinuous Conduction mode*, APEC Conf, proc., 1993, pp. 267-273.
- [110] Lai, Z., Smedley, K. M., *A General Constant-Frequency Pulsewidth Modulator and Its Applications*, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, vol. 45, no. 4, April 1998, pp. 386-396.
- [111] Lai, Z., Smedley, K. M., Ma, Y., *Time quantity one-cycle control for power-factor correctors*, IEEE Trans. Power Electron., March 1997, vol. 12, pp. 369-375.
- [112] Landsman, E. E., *A Unifying Derivation of Switching Regulator Topologies*, IEEE PESC, 1979 Record, pp. 239-243.
- [113] Lascu, D., *Tehnici și circuite de corecție activă a factorului de putere*, Ed. de Vest, Timișoara, 2004.
- [114] Lascu, D., *Transferul controlat al energiei prin convertoare PWM și rezonante*, Teza de doctorat, UPT, 1998.
- [115] Lascu, D., Van Duijsen, P., *Discontinuous capacitor voltage mode dc-dc converters*, European Power Electronics Conference EPE-PEMC 2004, Riga, Letonia, 2004.
- [116] Lascu, D., Popescu V., Lascu, M., *A New BOOST Converter and Some of Its Applications*, Analele universității din Oradea, 2005, pag. 90-93.
- [117] Lee, F. C., *High-frequency quasi-resonant converter technologies*, Proc. IEEE, vol. 76, no. 4, pp. 337-389, 1988.
- [118] Lee, Y. S., Wang, S. J., Hui, S. Y. R., *Modelling analysis and application of buck converters in discontinuous-input-voltage mode operation*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, no. 2, March, 1997, pp. 350-360.
- [119] Lim, Y. H., Hamill, D. C., *Problems of computing Lyapunov exponents in power electronics*, International Symposium on Circuits and Systems, Orlando FL, vol. 5, pp. 297-301, May 1999.
- [120] Lima, R., Pettini, M., *Suppression of chaos by resonant parametric perturbations*, Phys. Rev. A41, 1990, pp. 726-733.
- [121] Lin, R., Hwang, T. S., *Single-phase rectifier with high power factor in continuous an discontinuous conduction mode of boost and buck-boost derived topologies used as power factor correctors*, Proc. IEEE IECON'95, 1995, pp. 335-341.

- [122] Liu, K. H., Lee, F. C., *Resonant switches — A unified approach to improve performances of switching converters*, IEEE International Telecommunications Energy Conf., 1984 Proc., pp. 344-351.
- [123] Liu, K. H., Lee, F. C., *Zero-voltage switching technique in dc/dc converters*, IEEE PESC, 1986 Rec., pp. 58-70.
- [124] Liu, K. H., Lin, Y. L., *Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters*, PESC Conf. Proc. 1989, pp. 825-829.
- [125] Liu, C. P., Tse, C. K., Poon, N. K., Pong M. H., Lai, Y. M., *Synthesis of Input-Rectifierless AC/DC Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 1, pp. 176-182, January 2004.
- [126] Lopez, Y. K., de Vicuna, L. G., Castilla, M., Matas, J., Lopez, M., *sliding-mode-control design of a high-power-factor buck-boost-rectifier*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, June 1999, pp. 604-612.
- [127] Ma, Y., Kawakami, H., Tse, C. K., *Analysis of Bifurcation in Switched Dynamical Systems with Periodically Moving Border: Application to Power Converters*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, (ISCAS'04), Vancouver, Canada, pp. 701-704, May 2004.
- [128] Ma, Y., Kawakami, H., Tse, C. K., Kousaka, T., Kawakami, H., *General Consideration for Modeling and Bifurcation Analysis of Switched Dynamical Systems*, International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 16, no. 3, pp. 693-700, March 2006.
- [129] Ma, Y., Tse, C. K., Kousaka, T., Kawakami, H., *Connecting border collision with saddle-node bifurcation in switched dynamical systems*, IEEE Transactions on Circuits and Systems Part II: Express Briefs, Volume 52, Issue 9, p.581- 585, September 2005.
- [130] Madigan, M., Erickson, R., Ismail, E., *Integrated High Quality Rectifier-Regulators*, PESC Conf. Proc., 1992, pp. 1043-1051.
- [131] Mahdavi, J., Emaadi, A., Bellar, M. D., Ehsani, M., *Analysis of Power Electronic Converters Using the Generalized State-Space Averaging Approach*, IEEE Transactions on Circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, No. 8, August 1997, p. 767-770.
- [132] Maksimović, D., *Automated small-signal analysis of switching converters using a general-purpose time-domain simulator*, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1998, pp.357-362.
- [133] Maksimović, D., Erickson, R., *Advances in Averaged Switch Modeling and Simulation*, 1999 Power Electronics Specialists Conference.
- [134] Maksimović, D., Čuk, S., *A Unified Analysis of PWM Converters in Discontinuous Modes*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, July 1991, pp. 476-490.
- [135] Maksimović, D., Jang, Y. Erickson, R., *Nonlinear-carrier control for high power boost rectifiers*, IEEE Applied Electronics Conference, 1995 Record, pp. 635-641.

- [136] Maksimović, D., Ćuk, S., *General Properties and Synthesis of PWM DC-to-DC Converters*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989 Record, pp. 515-525.
- [137] Maksimović, D., Arbetter, B., *Feedforward pulse-width modulator for boost DC-DC power converters*, Electronics Letters, Vol. 31, No. 7, March 1995, pp. 513-514.
- [138] Maksimović, D., Zane, R., Erickson, R., *Impact of Digital Control in Power Electronics*, Proc. 2004 International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, Kitakyushu, 2004, pp. 13-22.
- [139] MATHEMATICA, Wolfram Research.
- [140] MATLAB, The Math Works Inc., 24 Prime Park Way, Natick, MA 01760.
- [141] Middlebrook, R. D., Ćuk, S., *A general unified approach to modeling switching-converter power stages*, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp. 18-34, 1976.
- [142] Mirus, K., Sprott, J. C., *Controlling chaos in a high dimensional system with periodic parametric perturbations*, Phys. Lett. A 254, 1999, pp. 275-278.
- [143] Mohan, N., Undeland, T., Robbins, W., *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, Second edition, New York, John Wiley & Sons, 1995.
- [144] Moo, C. S., Cheng, H. L., *Parallel operation of modular power factor correction circuits*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 3, May 2002, pp. 398-404.
- [145] Mossoba, J., Lehn, P. W., *A controller architecture for high bandwidth active power filters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003, pp. 317-325.
- [146] Negoïtescu, D., *Contribuții privind tehnici performante de corecție a factorului de putere în sisteme de alimentare*, Teza de doctorat, UPT, 2005.
- [147] Negoïtescu, D., *ĆUK Converter with Ripple Free Input Current And Uncoupled Inductors*, Analele universității din Oradea, 2005, pag. 102-105.
- [148] Nusse, H. E., Ott, E., Yorke, J. A., *Border-collision bifurcations: an explanation for observed bifurcation phenomena*, Physical Review E, vol. 49, pp. 1073-1076.
- [149] Oruganti, R., Nagaswamy, K., Sang, L. K., *Predicted (on-time) equal-charge criterion scheme for constant-frequency control of single-phase boost-type ac-dc converters*, IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 13, no. 1, January 1998, pp. 47-57.
- [150] Ott, E., Grebogi, C., Yorke, J. A., *Controlling chaos*, Phys. Rev. Lett., 64, 1990, pp. 1196-1199.
- [151] Pavljasevic, S., Maksimović, D., *Subharmonic oscillations in converters with current-mode programming under large parameter variations*, 1997 IEEE Power Electronics Specialists Conference, St.Louis, Missouri, June 22-27, 1997, pp.1323-1328.
- [152] Pavljasevic, S., Maksimović, D., *Using a Discrete-Time Model for Large-Signal Analysis of a Current-Programmed Boost Converter*, IEEE PESC, 1991 Record, pp. 715-721.

- [153] Peitgen, H., Jugens H., Saupe, D., *Chaos and Fractals: New Frontiers of Science*, Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- [154] Pejović, P., Maksimović, D., *A New Algorithm for Simulation of Power Electronic Systems Using Piecewise-Linear Device Models*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.10, No.3, May 1995, p.340-348.
- [155] Peterchev, A. V., Sanders, S. R., *Quantization Resolution and Limit Cycling in Digitally Controlled PWM Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, January 2003, pp. 301-308.
- [156] Pietkiewicz, A., Tollik, D., *Systematic Derivation of Two-State Switching DC-DC Converter Structures*, Proc. IEEE INTELEC Conference, 1984, pp. 473-477.
- [157] Poon, F. K., Liu, J. C. P., Tse, C. K., Pong, M. H., *Techniques for Input Ripple Current Cancellation: Classification and Implementation*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, pp. 1144-1152, November 2000.
- [158] Popescu, C. N., *Analiza și simularea filtrelor active de putere*, Ed. Printech, București, 2006.
- [159] Popescu, V., Lascu, D., Negoîtescu, D., *Convertoare de putere în comutație. Aplicații*, Ed. de Vest, Timișoara, 1999.
- [160] Popescu, V., Lascu, D., Negoîtescu, D., *Surse de alimentare în telecomunicații*, Ed. de Vest, Timișoara, 2002.
- [161] PSpice, *Reference manual*, version 8, Microsim Corp.
- [162] Pyragas, K., *Continuous control of chaos by self-controlling feedback*, Phys. Lett., A170, 1992, 421-428.
- [163] Qian, J., Lee, F. C. Y., *A High-Efficiency Single-Stage Single-Switch High-Power-Factor AC/DC Converter with Universal Input*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, No. 4, July 1998, pp. 699-705.
- [164] Qian, J., Zhao, Q., Lee, F. C. Y., *Single-stage single-switch power-factor-correction AC/DC converters with DC-bus voltage feedback for universal line applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, No. 6, November 1998, pp. 1079-1088.
- [165] Qian, J., Lee, F. C. Y., *Voltage-Source Charge-Pump Power-Factor-Correction AC/DC Converters*, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 14, No. 2, March, 1999, pp. 350-358.
- [166] Qiao C., Smedley, K. M., *One-Cycle Controlled Three-Phase Buck-derived Rectifier*, International Power Electronics and Motion Control Conference, 2000, Beijing China.
- [167] Qiao C., Smedley, K. M., *An Improved Integration-Reset Controller Single-Phase Unity-Power-Factor Boost Rectifier with Lower Distortion*, IECON, November, 1999.
- [168] Qiao C., Smedley, K. M., *A Comprehensive Analysis and Design of a Single Phase Active Power Filter with Unified Constant-frequency Integration Control*, IEEE PESC, 2001.

- [169] Qiao C., Smedley, K. M., *A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input current shaper*, IEEE Trans. Power Electron., May, 2001, vol. 16, pp. 360-368.
- [170] Qu, Z., Hu, G., Yang, G., Qin, G., *Phase effect in taming nonautonomous chaos by weak harmonic perturbations*, Phys. Rev. Lett., 74, 1995, 1736-1739.
- [171] Rajagopalan, V., *Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems*, Marcel Dekker, inc., 1987.
- [172] Redl, R., Balogh, L., Sokal, N. O., *A New Family of Single-Stage Isolated Power Factor Corrector with Fast Regulation of the Output Voltage*, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1994, pp. 1137-1144.
- [173] Redl, R., Balogh, L., *RMS, DC, Peak and Harmonic Currents in High-Frequency Power-Factor Correctors with Capacitive Energy Storage*, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1992 Record, pp. 533-540.
- [174] Rosenstein, M.T., Collins, J.J., De Luca, C.J., *A practical method for calculating largest Lyapunov exponents from small data sets*, Physica D 65, pp. 117-134, 1993.
- [175] Sanders, S. R., Noworolski, J. M., Liu, X. Z., Verghese, G. C., *Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, Apr. 1991, pp. 251-259.
- [176] Sano, M., Sawada, Y., *Measurement of the Lyapunov Spectrum from a Chaotic Time Series*, Physical Review Letters., vol. 55, No. 10, September 1985, pp. 1082-1085.
- [177] Schutten, M. J., Steigerwald, R. L., Keraluwala, M. H., *Characteristics of Load Resonant Converters Operated in a High-Power Factor Mode*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, No. 2, April 1992, pp. 304-314.
- [178] Sebastian, J., Villegas, P., Hernando, M. M., Ollero, S., *Improving Dynamic Response of Power Factor Preregulators by Using a Series-Switching post-regulator*, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1998, pp. 441-446.
- [179] Sebastian, J., Villegas, P., Nuno, F., Hernando, M. M., *Very Efficient Two Input DC to DC Switching Post-regulators*, Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1996, pp. 874-880.
- [180] Sebastián, J., Martínez, J. A., Alonso, J. M., Cobos, J. A., *Voltage-Follower Control in Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Power Factor Preregulators*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, No. 4, July, 1998, pp. 727-738.
- [181] Singer S., Erickson, R. W., *Power-Source Element and Its Properties*, IEE Proceedings - Circuits Devices and Systems, vol. 141, no. 3, pp. 220-226, June 1994.
- [182] Singer S., Erickson, R. W., *Canonical Modeling of Power Processing Circuits Based on the POPI Concept*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 37-43, January 1992.
- [183] Singer S., *Realization of loss-free resistive elements*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-36, no. 12, January 1990.

- [184] Singer S., *The Application of Loss-Free Resistors in Power Processing Circuits*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 4, October 1991, pp. 595-600.
- [185] Smedley, K. M., Čuk, S., *One-cycle control of switching converters*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 6, Nov. 1995, pp. 625-633.
- [186] Smith, K. M., Lai, Z., Smedley, K. M., *A New PWM Controller with One-Cycle Response*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 1, January 1999, pp. 142-150.
- [187] Spiazzi, G., Mattavelli, P., Rossetto, L., *Methods to Improve Dynamic Response of Power Factor Preregulators: an Overview*, European Power Electronics Conf, Sevilla, September 1995, vol. 3, pp. 754-759.
- [188] Strogatz, S. H., *Nonlinear dynamics and chaos*, Addison Wesley publishing company, 1994.
- [189] Sun, J., Mitchell, D. M., Greuel, M. F., Krein, P. T., Bass, R. M., *Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 4, pp. 482-492, July 2001.
- [190] Takahashi, I., Igarashi, Y. R. Y., *A Switching Power Supply of 99% Power Factor by the Dither Rectifier*, IEEE International Telecommun. Energy Conf., 1991, pp. 714-719.
- [191] Tan, S. C., Lai, Y. M., Cheung, M. K. H., Tse. C. K., *On the Practical Design of a Sliding Mode Voltage Controlled Buck Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 2, pp. 425-437, March 2005.
- [192] Tan, S. C., Lai, Y. M., Tse. C. K., Cheung, M. K. H., *Adaptive Feedforward and Feedback Control Schemes for Sliding Mode Controlled Power Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 1, pp. 182-192, January 2006.
- [193] Tang, W., Lee, F. C., Ridley, R. B., Cohen, I., *Charge Control: modelling, analysis and design*, IEEE Power Electronics Specialists Conf. 1992 Rec., pp. 503-511.
- [194] Tang, W., Jiang, Y., Hua G. C., Lee, F.C., *Power Factor Correction With Flyback Converter Employing Charge Control*, APEC Conf. Proc., 1993, pp. 293- 298.
- [195] Tenti, P., Spiazzi, G., *Harmonic Limiting Standards and Power Factor Correction Techniques*, Tutorial presented at the European Power Electronics Conference (EPE), Sevilla (Spain), September, 1995.
- [196] Toribio, E., El Aroudi, A., Olivar, G., Benadero, L., *Numerical and Experimental Study of the Region of Period-One Operation of a PWM Boost Converter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 6, November 2000, pp. 1163-1171.
- [197] Tsai, F. S., Markowski, P., Whitcomb, E., *Off-line flyback converter with input harmonic current correction*, Proc. Int. Telecommun. Energy Conf., 1996, pp. 120-124.

- [198] Tse, C. K., *Complex Behaviour of Switching Power Converters*, CRC Press LLC, 2004.
- [199] Tse, C. K., *Flip bifurcation and chaos in three-state boost switching regulators*, IEEE Transactions on Circuits and Systems Part I, vol. 41, no. 1, pp. 16–23, 1994.
- [200] Tse, C. K., *Chaos from a Buck Switching Regulator Operating in Discontinuous Mode*, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 22, no. 4, pp. 263-278, July-August, 1994.
- [201] Tse, C. K., *Recent Development in the Study of Nonlinear Phenomena in Power Electronics Circuits*, IEEE Circuits and Systems Society Newsletter, March Issue, pp. 14-48, 2000.
- [202] Tse, C. K., *Circuit Theory of Power Factor Correction in Switching Converters*, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 31, no. 2, pp. 157-198, March 2003.
- [203] Tse, C. K., Chow, H. L., Cheung, M. K. H., *A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, No. 6, November 2001, pp. 794-802.
- [204] Tse, C. K., Chow, M. H. L., *Theoretical Study of Switching Converters with Power Factor Correction and Voltage Regulation*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 47, no. 7, pp. 1047-1055, July 2000.
- [205] Tse, C. K., Lai, Y. M., *Control of Bifurcation in Current-programmed DC/DC Converters: A Reexamination of Slope Compensation*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, (ISCAS'00), Geneva Switzerland, pp. I-671-674, June 2000.
- [206] Tse, C. K., Lai, Y. M., Iu, H. H. C., *Hopf Bifurcation and Chaos in a Free-Running Current-Controlled Cuk Switching Regulator*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 47, no. 4, pp. 448-457, April 2000.
- [207] Tse, C. K., Lai, Y. M., Xie, R. J., Chow, M. H. L., *Application of Duality Principle to Synthesis of Single-Stage Power-Factor-Correction Voltage Regulators*, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 31, no. 6, pp. 555-570, November 2003.
- [208] Tse, C. K., Chan, W. C. Y., *Chaos from a current-programmed Ćuk converter*, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 23, no 3, pp. 217–225, 1995.
- [209] Tse, C. K., Adams, K. M., *Qualitative Analysis and Control of a DC-DC Buck Converter Operating in Discontinuous Mode*, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Australia, vol. 10 no. 3, pp. 228-240, December 1990.
- [210] Tse, C. K., Adams, K. M., *Qualitative Analysis and Control of a DC-DC Boost Converter Operating in Discontinuous Mode*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, No. 3, July 1990, pp. 323-330.
- [211] Tse, C. K., Zhou, Y., Lau, F. C. M., Qiu, S. S., *Intermittent Chaos in Switching Power Supplies Due to Unintended Coupling of Spurious Signals*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC'03), Acapulco, Mexico, pp. 642-647, June 2003.

- [212] Tse, C. K., Fung, S. C., Kwan, M. W., *Experimental Confirmation of Chaos in a Current-Programmed Ćuk Converter*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 43, no. 7, pp. 605-608, July 1996.
- [213] Tymerski, R. P. E., Vorperian, V., *Generation, Classification and Analysis of Switched-Mode Dc-to-Dc Converters by the Use of Converter Cells*, IEEE INTELEC, 1986 Proceedings, pp. 181-195.
- [214] Vázquez, N., López, J., Arau, J., Hernández, C., Rodríguez, E., *A Different Approach to Implement an Active Input Current Shaper*, IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 52, No. 1, February, 2005, pp. 132-138.
- [215] Witulski, A., Erickson, R., *Extension of State-Space Averaging to Resonant Switches – and Beyond*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 1, January 1990, p.98-109.
- [216] Wolf, A., Swift, J. B., Swinney, H. L., Vastano, J. A., *Determining Lyapunov exponents from a time series*, Physica D, vol. 16, 1985, pp. 285-317.
- [217] Wong, R. C., Owen, H. A., Wilson, T. G., *An Efficient Algorithm for the Time-Domain Simulation of Regulated Energy-Storage DC-to-DC Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 2, No. 2, April 1987, p.154-168.
- [218] Wong, S. C., Tse, C. K., Orabi, M., Ninomiya, T., *The method of double averaging: an approach for modeling power-factor-correction power converters*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 53, no. 2, pp. 454-462, February 2006.
- [219] Wong, S. C., Tse, C. K., Tam, K. C., *Spurious Modulation on Current-Mode Controlled DC/DC Converters: An Explanation for Intermittent Chaotic Operation*, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, (ISCAS'04), Vancouver, Canada, pp. 852-855, May 2004.
- [220] Van der Woude, J. W., De Koning, W. L., Fuad, Y., *On the Periodic Behavior of PWM DC-DC Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 4, July 2002, p.585-595.
- [221] Wu, X., Tse, C. K., Wong, S. C., Lu, J., *Fast-scale bifurcation in single-stage PFC power supplies operating with DCM boost stage and CCM forward stage*, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 34, no. 3, pp. 341-355, May 2006.
- [222] Wu, X., Tse, C. K., Dranga, O., Lu, J., *Fast-Scale Instability of Single-Stage Power-Factor-Correction Power Supplies*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 53, no. 1, pp. 204-213, January 2006.
- [223] Yang, Z., Sen, P. C., *A novel technique to achieve unity power factor and fast transient response in ac-to-dc converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, No. 6, November 2001, pp. 764-775.
- [224] Zane, R., Maksimović, D., *Nonlinear-carrier control for high-power-factor rectifiers based on up-down switching converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 2, March 1998, pp. 213-221.

- [225] Zeng, X., Eykholt, R., Pielke, R. A., *Estimating the Lyapunov-Exponent Spectrum from Short Time Series of Low Precision*, Physical Review Letters., Vol. 66, No. 25, June 1991, pp. 3229-3232.
- [226] Zhang, J., Lee, F. C., Jovanovic, M. M., *An improved CCM single-stage PFC converter with a low frequency auxiliary switch*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, No. 1, January 2003, pp. 44-49.
- [227] Zhao, Q., Lee, F. C., Tsai, F. S., *Voltage and current stress reduction in single-stage power factor correction AC/DC converters with bulk capacitor voltage feedback*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, No. 3, May 2002, pp. 477-484.
- [228] Zhou, D., *Synthesis of PWM Dc-to-Dc Power Converters*, Ph. D. thesis, California Institute of Technology, October, 1995.
- [229] Zhou, C., Ridley, R. B., Lee, F. C., *Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit*, PESC Conf. Proc., 1990, pp. 800-807.
- [230] Zhou, Y., Tse, C. K., Qiu, S. S., Lau, F. C. M., *Applying Resonant Parametric Perturbation to Control Chaos in the Buck Dc/Dc Converter With Phase Shift and Frequency Mismatch Considerations*, International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 13, no. 11, pp. 3459-3471, November 2003.
- [231] Zhu, C. I. G., Luo, S., Iannello, C., Batarseh, I., *Modeling of conduction losses in PWM converters operating in discontinuous conduction mode*, in ISCAS 2000 – IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Geneva, Switzerland, May 2003, vol. 3, pp. 511-514.
- [232] Zou, J., Ma, X., Tse, C. K., Dai, D., *Fast-scale bifurcation in power-factor-correction buck-boost converters and effects of incompatible periodicities*, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 34, no. 3, pp. 251-264, May 2006.