

Universitatea "Politehnica" Timișoara
Facultatea de Electronică și Telecomunicații
Departamentul de Electronică Aplicată

ing. Trip Nistor-Daniel

Cercetări teoretice și experimentale privind
convertoarele de putere rezonante

Teză de doctorat

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. Popescu Viorel

369 642.438
E

Timișoara
2004

Cuprins

1. Introducere	1.1
2. Conversia rezonantă a energiei electrice de curent continuu	2.1
2.1. Noțiuni introductive	2.1
2.2. Principiul dualității aplicat convertoarelor electronice de putere	2.11
2.3. Sinteza convertoarelor rezonante după natura sursei de energie și cea a sarcinii	2.19
2.4. Concluzii	2.24
3. Analiza în domeniul timp a convertoarelor rezonante	3.1
3.1. Noțiuni introductive	3.1
3.2. Algoritm de calcul pentru analiza în domeniul timp a convertoarelor rezonante comandate prin modulație în frecvență	3.4
3.3. Concluzii	3.8
4. Analiza în domeniul frecvență a convertoarelor rezonante	4.1
4.1. Noțiuni introductive	4.1
4.2. Modelarea convertoarelor rezonante prin liniarizare armonică	4.11
4.2.1. Modelarea circuitelor de redresare din convertoarele rezonante	4.11
4.2.2. Modelarea inverterului de tensiune/curent	4.21
4.2.3. Modelarea convertoarelor rezonante de tip serie și de tip paralel	4.27
4.3. Convertor rezonant de tip paralel cu control de fază	4.32
4.4. Concluzii	4.40
5. Modelarea și simularea convertoarelor cvasi-rezonante	5.1
5.1. Noțiuni introductive	5.2
5.2. Simularea convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero	5.3
5.2.1. Considerații generale asupra convertoarelor cvasi-rezoante cu comutație la curent zero	5.3
5.2.2. Analiza convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero	5.8
5.2.3. Modelarea convertoarelor cvasi-rezoante cu comutație la curent zero	5.12
5.3. Analiza și modelarea convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la tensiune zero	5.16
5.4. Rezultatele simulărilor ZCS-QRC și ZVS-QRC	5.19
5.5. Reglarea numerică a convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero	5.25
5.5.1. Considerații generale	5.25
5.5.2. Structura și modul de funcționare al ZCS-QRC de tip buck	5.26
5.5.3. Proiectarea circuitului de reglare numerică	5.30
5.6. Concluzii	5.33
6. Convertoare cu comutație la tensiune zero și control de fază	6.1
6.1. Noțiuni introductive	6.2
6.2. Modul de funcționare al convertoarelor cc-cc PS-ZVS	6.4

6.3. Analiza în regim de funcționare stabilizat	6.6
6.4. Determinarea pierderilor la comutație	6.11
6.5. Utilizarea inductanței de magnetizare pentru realizarea comutației la tensiune zero	6.14
6.6. Modelul de semnal mic al convertoarelor cu comutație la tensiune zero și control de fază	6.19
6.7. Rezultate experimentale	6.27
6.8. Concluzii	6.30
7. Concluzii finale	7.1
 Bibliografie	 B.1
 Anexa 1 Programul de simulare în domeniul timp a convertoarelor rezonante de tip serie și paralel	 A.1
Anexa 2 Rutina principală pentru simularea convertoarelor cvasi-rezonante de tip buck cu comutație la curent zero	A.4
Anexa 3 Rutina principală pentru simularea convertoarelor cvasi-rezonante de tip boost cu comutație la curent zero	A.6
Anexa 4 Rutina principală pentru simularea convertoarelor cvasi-rezonante de tip buck-boost cu comutație la curent zero	A.8
Anexa 5 Rutina principală pentru simularea convertoarelor cvasi-rezonante de tip buck cu comutație la tensiune zero	A.10
Anexa 6 Schema de principiu a convertorului cc-cc cu comutație la tensiune zero și control de fază	A.11
Anexa 7 Transformator coaxial de putere	A.11
Anexa 8 Schema electronică a unui amplificat de impuls pentru un IGBT împreună cu circuitul de protecție	A.12
Anexa 9 Amplificatoare de impuls și circuite de protecție pentru IGBT	A.13
Anexa 10 Stand experimental	A.14

1. Introducere

Una dintre problemele fundamentale ale electronicii de putere o reprezintă conversia energiei de curent continuu în energie de curent continuu (c.c.-c.c.) cu un randament cât mai ridicat, cu un preț cât mai scăzut, urmărindu-se totodată respectarea normelor de compatibilitate electromagnetică.

O categorie importantă de convertoare care oferă soluții foarte bune cerințelor amintite mai sus este cea a convertoarelor rezonante. Denumirea de convertoare rezonante rezultă din faptul că în componența acestor convertore se găsesc circuite rezonante, care au rolul de a asigura o anumită evoluție în timp a mărimilor electrice din circuit.

În cazul convertoarelor rezonante, spre deosebire de sursele de tensiune continuă în comutație, devenite deja clasice, regimul de funcționare la comutație al dispozitivelor electronice de putere se schimbă. Astfel, trecerea dispozitivelor semiconductoare din starea de saturație în starea de blocare și invers are loc în momentul în care tensiunea și curentul la terminalele lor de putere au o valoare apropiată de zero.

Noile regimuri de comutație la tensiune zero și/sau curent zero ale întrerupătoarelor îmbunătățesc semnificativ caracteristicile convertoarelor din care fac parte. Cum pierderile la comutație sunt foarte reduse, frecvența de funcționare a convertoarelor rezonante poate să fie crescută foarte mult în comparație cu cea a surselor de putere în comutație. Lucrul la o frecvență ridicată atrage după sine și o diminuare considerabilă de gabarit, motiv pentru care și prețul lor este mai scăzut. Realizarea de comutații la dv/dt și di/dt reduse are ca efect diminuarea semnificativă a perturbațiilor electromagnetice generate de către convertoarele rezonante.

Deși adăugarea unor circuite rezonante în structura convertoarelor c.c.-c.c., pentru ameliorarea comutației, în vederea creșterii randamentului, este o preocupare mai veche [89], fiind semnalată pentru prima dată în anul 1947, în literatura de specialitate se constată de-a lungul timpului un interes crescut pentru dezvoltarea acestui domeniu. În prezent se remarcă numeroase preocupări privind convertoarele rezonante, dintre care se pot aminti următoarele:

- determinarea unor structuri noi de convertoare care să poată fi utilizate în noi

aplicații sau să prezinte caracteristici mult mai performante în comparație cu cele ale convertoarelor deja existente;

- determinarea unor modele matematice care să descrie cât mai exact comportarea reală a convertoarelor în cât mai multe regimuri de funcționare; aceste modele pot să fie folosite la realizarea simulărilor asistate de calculator;
- elaborarea unor metode noi de comandă și control; domeniul este în prezent foarte dinamic și multidisciplinar, fiind datorat apariției de circuite integrate specializate, procesoare digitale de semnal, care permit implementarea de noi strategii de comandă și control.]

În continuare, se face o descriere sumară a conținutului capitolelor din această lucrare. Fiecare capitol începe cu un scurt rezumat din care se poate desprinde problematica luată în considerare și principalele contribuții pe care le-a adus autorul.

În cadrul *capitolului 2* se prezintă principalele caracteristici ale convertoarelor electronice de putere c.c.-c.c. și a celor care conțin în structura lor circuite rezonante. Autorul propune o clasificare generală a convertoarelor care folosesc principiile conversiei rezonante, urmată de o prezentare sumară a diferitelor topologii de conversie care sunt mai des întâlnite în practică. În acest capitol se prezintă și modul în care principiul dualității poate sta la baza sintezei convertoarelor electronice de putere în general și a celor rezonante în particular. În ultima parte a capitolului, autorul prezintă câteva reguli de sinteză a convertoarelor rezonante care țin cont de tipul surselor de energie de curent continuu de la intrarea convertorului precum și de natura sarcinii. Pe întreg cuprinsul acestui capitol sunt indicate sursele bibliografice care pot să fie considerate drept referință pentru analiza, proiectarea, experimentarea și optimizarea funcționării convertoarelor rezonante.

În *capitolului 3* sunt prezentate modalități de analiză în domeniul timp a funcționării convertoarelor rezonante pe baza dezvoltării unor algoritmi de calcul numeric. La începutul capitolului, autorul indică o metodă generală de analiză în domeniul timp a convertoarelor electronice de putere care lucrează la o frecvență de comutație constantă. În finalul capitolului, autorul propune un algoritm numeric cu ajutorul căruia se poate studia modul de funcționare în domeniul timp al convertoarelor rezonante care funcționează cu o frecvență de comutație variabilă.

Rezultatele la care se ajung folosind algoritmul dezvoltat de autor pentru analiza convertoarelor rezonante sunt foarte asemănătoare cu cele furnizate de programe specializate pentru simularea funcționării circuitelor electronice. Avantajul major al programelor realizate în mediul de programare MATLAB, pe baza algoritmului de calcul, constă în faptul că o parte din problemele care le prezintă programele de simulare dedicate sunt evitate. În plus, algoritmul de calcul numeric poate să fie îmbunătățit în timp sau dezvoltat în așa măsură încât să poată simula funcționarea unor convertoare electronice de putere foarte complexe.

În cadrul *capitolului 4* autorul prezintă o serie de rezultate obținute folosind analiza în domeniul frecvență a convertoarelor rezonante. Pe baza acestor rezultate autorul propune o metodă de modelare a convertoarelor rezonante de tip serie și paralele. Tot în acest capitol, autorul exemplifică o modalitate de proiectare a convertoarelor rezonante, făcând uz de concluziile desprinse din analiza și modelarea convertoarelor rezonante prin liniarizare armonică. La baza acestei metode de analiză se află presupunerea că dacă frecvența de comutație a convertorului este apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant folosit, atunci variabilele de stare ale circuitului oscilant sunt cvasi-sinusoidale, iar efectul armonicilor superioare poate fi neglijat. Convertoarele rezonante, după cum s-a precizat în capitolul anterior, sunt sistem neliniare dar care, folosind aproximarea menționată mai sus pot să fie liniarizate. Se obține astfel, în locul unui circuit de conversie a energiei electrice prevăzut cu întrerupătoare electronice de putere, un circuit liniar de curent alternativ format doar din componente electronice pasive. Rezultatele obținute sunt foarte asemănătoare cu cele obținute cu ajutorul unor programe de simulare dedicate.

În finalul acestui capitol *autorul propune un nou tip de convertor rezonant* care funcționează cu o frecvență de comutație constantă, iar reglarea puterii transferate sarcinii se face prin control de fază. Prezentarea funcționării acestui nou tip de convertor se realizează de asemenea cu ajutorul analizei în domeniul frecvență.

Având în vedere caracteristicilor remarcabile și domeniul larg de aplicații de care se bucură convertoarele cvasi-rezonante, autorul prezintă în *capitolul 5* o serie de rezultate proprii în ceea ce privește modelarea și simularea lor.

Prin modelare se dorește determinarea unei funcții matematice care să poată descrie cât mai exact comportarea convertoarelor studiate în cât mai multe condiții posibile de funcționare.

Deoarece în structura convertoarelor cvasi-rezonante există circuite cu elemente reactive caracterizate de două scări de timp, mult diferite între ele, simularea lor folosind programul PSPICE rămâne de cele mai multe ori fără soluție. Pentru a înlătura inconvenientul amintit mai sus, în prima parte a capitolului, autorul dezvoltă cu ajutorul mediului de programare MATLAB, pornind de la un model matematic care pune în evidență caracterul nelinier al convertoarelor cvasi-rezonante, o rutină de calcul care permite realizarea rapidă a simulărilor, obținându-se rezultate foarte asemănătoare cu cele apărute în literatura de specialitate. Programul dezvoltat de autor se pretează în cazul în care se dorește proiectarea și optimizarea acestor convertoare, făcându-se o economie importantă de timp de simulare.

În ultima parte a capitolului, autorul propune un model discret pentru o buclă de reacție negativă cu ajutorul căreia se poate realiza stabilizarea tensiunii de ieșire a unui convertor cvasi-rezonant cu comutație la curent zero de tip buck. Modelul matematic este util în cazul în care se dorește implementarea funcției de comandă a convertorului cu ajutorul unui dispozitiv electronic digital. Rezultatele simulărilor obținute, folosind toolbox-ul Simulink al mediului de programare MATLAB validează modelul propus de autor. Ultima parte a capitolului 5, a fost realizată de către autor, pe durata unui stagiu de cercetare efectuat la Laboratorul de Automatică și Microelectronică al Universității de Științe Naturale din Reims - Franța. În timpul stagiului, autorul a colaborat cu domnii profesori Clement Goedel și Bruno Robert, iar rezultatul colaborării s-a concretizat sub forma unei lucrări științifice [107]. Stagiul de cercetare al autorului a fost posibil datorită obținerii unei burse Socrates în decursul anului 1999.

Capitolul 6 conține o serie de considerații privind convertoarele c.c.-c.c. cu comutație la tensiune zero și control de fază (PS-ZVS): principii de funcționare, relații matematice de bază utile proiectării, o modalitate de obținere a unui model matematic de semnal mic precum și o serie de rezultate experimentale care vizează randamentul conversiei energiei electrice folosind convertoare de tipul celor amintite mai sus.

Este demn de remarcat faptul că funcționarea convertoarelor PS-ZVS se bazează pe imperfecțiunile componentelor magnetice utilizate. Elementul cheie este inductanța de dispersie a transformatorului de putere de înaltă frecvență care apare în structura convertorului.

Autorul acordă o importanță aparte încercării de a determina un model de semnal mic al convertoarelor PS-ZVS care este extrem de util în cazul în care se dorește o analiză a comportamentului dinamic al convertorului. Astfel, autorul propune un model matematic de semnal mic care poate fi utilizat la proiectarea unei bucle de reacție negativă folosită la stabilizarea tensiunii/curentului de la ieșirea convertorului, față de variațiile sarcinii sau cele ale tensiunii de la intrare.

Rezultatele analizei funcționării acestor tipuri de convertoare sunt verificate cu ajutorul unui prototip, realizat în întregime de autor, împreună cu circuitele auxiliare de comandă. Proiectarea circuitului experimental se bazează pe relațiile de proiectare prezentate în cadrul capitolului de față. Prin realizarea acestui prototip, autorul a dorit să verifice în primul rând dacă fenomenul de comutație la tensiune zero al întrerupătoarelor din convertoarele de mică putere, până la 100W, prezentate în literatura de specialitate, rămâne valabil și în cazul unor convertoare cu puterea de ordinul sutelor de W. Prototipul convertorului de tip PS-ZVS în punte a fost realizat în întregime și experimentat de către autor, în cadrul Laboratorului de Mecatronică și Acționări Electrice din cadrul Universității Tehnice din Kosice - Slovacia, pe durata unui stagiu de cercetare. Efectuarea stagiului de cercetare, în decursul anului 2001, fost posibilă datorită unei burse în acord bilateral cu Ministerul Educației din Slovacia. Pe durata stagiului, autorul a colaborat cu domnul profesor Jaroslav Dudrik. Stagiul s-a finalizat cu elaborarea unei lucrări științifice [114].

Ultimul capitol este dedicat concluziilor finale ale lucrării de față. În acest capitol este prezentată o sinteză a contribuțiilor aduse de această lucrare în domeniul cercetării convertoarelor rezonante. De asemenea sunt propuse și unele direcții de cercetare viitoare în cadrul acestui domeniu.

Elaborarea tezei a fost posibilă datorită susținerii pe care am primit-o din partea a numeroase persoane. Doresc să îmi exprim pe această cale întreaga mea recunoștință:

- domnului prof.univ.dr.ing. Viorel Popescu, conducătorul științific al tezei, care pe durata anilor de pregătire a acestei lucrări m-a îndrumat cu răbdare și exigență, m-a încurajat în momentele mai dificile, oferindu-mi întregul său sprijin;
- domnului prof.univ.dr.ing. Șerban Lungu, referent în comisia de doctorat, pentru parcurgerea lucrării cu mare atenție și pentru sugestiile pertinente vizând forma finală a tezei;
- domnului prof.univ.dr.ing. Teodor Leuca, referent în comisia de doctorat, pentru ajutorul acordat în cadrul facultății la care îmi desfășor activitatea și pentru observațiile valoroase făcute pe marginea acestei lucrări;
- domnului conf.univ.dr.ing. Dan Lascu, referent în comisia de doctorat, pentru recenzia tezei și pentru materialul bibliografic oferit încă de la înscrierea mea la doctorat;
- domnilor profesori Clement Goedel și Bruno Robert, de la Laboratorul de Automatică și Microelectronică a Universității din Reims – Franța, pentru căldura cu care m-au primit în mijlocul echipei lor și a bunei colaborări științifice pe care am avut-o cu aceștia;
- domnului profesor Jaroslav Dudrik, de la Departamentul de Mecatronică și Acționări Electrice a Universității Tehnice din Kosice – Slovacia, pentru condițiile de cercetare pe care mi le-a oferit în cadrul unui laborator de specialitate;
- familiei mele, care cu răbdare și deplină înțelegere, mi-a oferit sprijinul atât de necesar finalizării tezei.

2. Conversia rezonantă a energiei electrice de curent continuu

În cadrul capitolului de față sunt prezentate principalele caracteristici ale convertoarelor electronice de putere care transformă energia de curent continuu în energie de curent continuu (dc-dc) și care conțin în structura lor circuite rezonante.

Pe baza studiului amănunțit a literaturii de specialitate, autorul aduce următoarele contribuții cu caracter original: autorul propune o clasificare generală a convertoarelor dc-dc care folosesc principiile conversiei rezonante; pornind de la principiul dualității, folosit adesea în electrotehnică, autorul indică modul în care acest principiu poate fi folosit la prezentarea sistematică și sinteza convertoarelor rezonante; pentru convertoarele rezonante clasice, autorul propune în finalul capitolului o metodă de sinteză care ține de cont de tipul surselor de energie de la intrarea convertorului și de natura sarcinii conectată la ieșirea lui.

Pe întreg cuprinsul acestui capitol sunt indicate sursele bibliografice care pot să fie considerate drept referință pentru analiza, proiectarea, experimentarea și optimizarea funcționării convertoarelor rezonante.

2.1. Noțiuni introductive

O categorie importantă de convertoare electronice de putere asigură conversia energiei de curent continuu în energie de curent continuu (dc-dc). Un loc important în această familie de convertoare este ocupat de sursele de tensiune continuă în comutație cu modulația impulsurilor în durată - comandă PWM [29], [56], [72], [73], [74], etc.

Sursele de tensiune continuă în comutație au dominat și mai domină o bună parte din aplicațiile care necesită puteri de alimentare de ordinul zecilor - sutelor de W. Motivele pentru care sursele de tensiune continuă în comutație își găsesc în continuare o serie numeroasă de aplicații sunt următoarele: construcție robustă a etajului de putere cu un număr redus de componente, mod de analiză și proiectare ușoară și nu în ultimul rând un randament suficient de bun.

Datorită modului de utilizare al dispozitivelor electronice de putere, regim de comutație forțată, frecvența de lucru a surselor de tensiune continuă în comutație este doar de ordinul zecilor de kHz pentru puteri mari de conversie. La comutație,

atât tensiunea pe întrerupător cât și curentul care îl străbate au valori importante cauzând o putere disipată de o valoare semnificativă. Din acest motiv, randamentul conversiei se diminuează pe măsură ce frecvența de comutație crește sau, cu alte cuvinte, randamentul scade pe măsură ce timpii de comutație devin de același ordin de mărime cu durata perioadei de comutație.

Limitarea frecvenței de comutație la zeci de kHz determină un anumit gabarit pentru sursele de tensiune continuă în comutație deoarece, cu cât frecvența de comutație este mai mică, cu atât gabaritul surselor este mai mare.

Ținând cont de cele precizate mai sus, se poate constata că deficiența majoră a surselor de tensiune continuă în comutație o reprezintă însuși procesul de comutație, care influențează în mod negativ: randamentul, frecvența de comutație, gabaritul și nu în cele din urmă puterea convertorului.

Dacă sursele de tensiune continuă în comutație conțin în structura lor și transformatoare de putere, care asigură separarea galvanică între sursa de alimentare și sarcină pe de o parte și adaptează tensiunea de la intrare la cerințele sarcinii pe de altă parte, atunci, funcționarea acestor convertoare este însoțită și de alte fenomene care înrăutățesc performanțele lor. Inductanțele de dispersie ale transformatorului, în regim de comutație, pot să producă tensiuni atutoinduse care au o variație rapidă, atingând valori periculoase, fiind posibilă periclitarea modului de funcționare sigură a dispozitivelor semiconductoare de putere.

Mergând pe linia îmbunătățirii performanțelor surselor de tensiune continuă în comutație, au fost introduse circuite de ameliorare a comutației - *snubber* [3], [19], [29], [51], [73], etc. Circuitele snubber sunt formate, de cele mai multe ori, din componente electronice pasive și diode. Circuitele de tip snubber sunt conectate în paralel cu terminalele de putere ale dispozitivelor electronice semiconductoare și au rolul de a reduce pe cât posibil pierderile lor la comutație. Din păcate, nici aceste circuite nu înlătură în totalitate problemele care însoțesc regimul de comutație al dispozitivelor electronice de putere și în plus, prin utilizarea lor, numărul componentelor din care este format convertorul devine mare - fiecare dispozitiv electronic de comutație este prevăzut cu câte un snubber. Se remarcă faptul că și pe circuitele de ameliorare a comutației se disipă o anumită putere, care influențează în mod negativ randamentul conversiei.

Un moment de cotitură în perfecționarea funcționării convertoarelor electronice dc-dc în comutație a fost introducerea unor dispozitive electronice reactive în structura lor (bobine și condensatoare). Dispozitivele reactive formează circuite oscilante pe întreaga durată a unei perioade de comutație, sau doar pe unul sau mai multe subintervale de timp ale unui ciclu de conversie. Motivul principal pentru care s-au adăugat circuitele oscilante a fost acela de a realiza *comutații* ale întrerupătoarelor electronice de putere la *tensiune zero* (ZVS) sau *curent zero* (ZCS) cu ajutorul fenomenelor care au loc la rezonanță - [3], [26], [29], [43], [44], [51], [52], [84]. Denumirea de convertoare rezonante se trage tocmai de la faptul că în structura convertoarelor cc-cc în comutație au fost introduse, după cum s-a precizat mai sus, circuite rezonante.

Conform noilor condiții de funcționare, însoțite de fenomenele de rezonanță care au loc în circuitele oscilante alese, în momentul comutației unui întrerupător electronic de putere, fie tensiunea pe întrerupător, fie curentul care îl străbate se anulează, cauzând o putere disipată foarte redusă pe dispozitivul de comutație.

În tabelul tab.2.1 sunt prezentate principalele tipuri de convertoare care folosesc fenomenele de rezonanță pentru conversia energiei de curent continuu.

Tab.2.1. Clasificarea generală a convertoarelor rezonante

Convertoare electronice de putere dc - dc (Conversie rezonantă)	Convertoare rezonante	- de tip serie - de tip paralel - de tip serie-paralel (LCC) - de tip serie-paralel (LCL)
	Convertoare cvasi-rezonante	- comutație la tensiune zero - comutație la curent zero
	Convertoare multi-rezonante	- comutație la tensiune zero
	Convertoare cu control de fază	- comutație la tensiune zero - comutație la curent zero

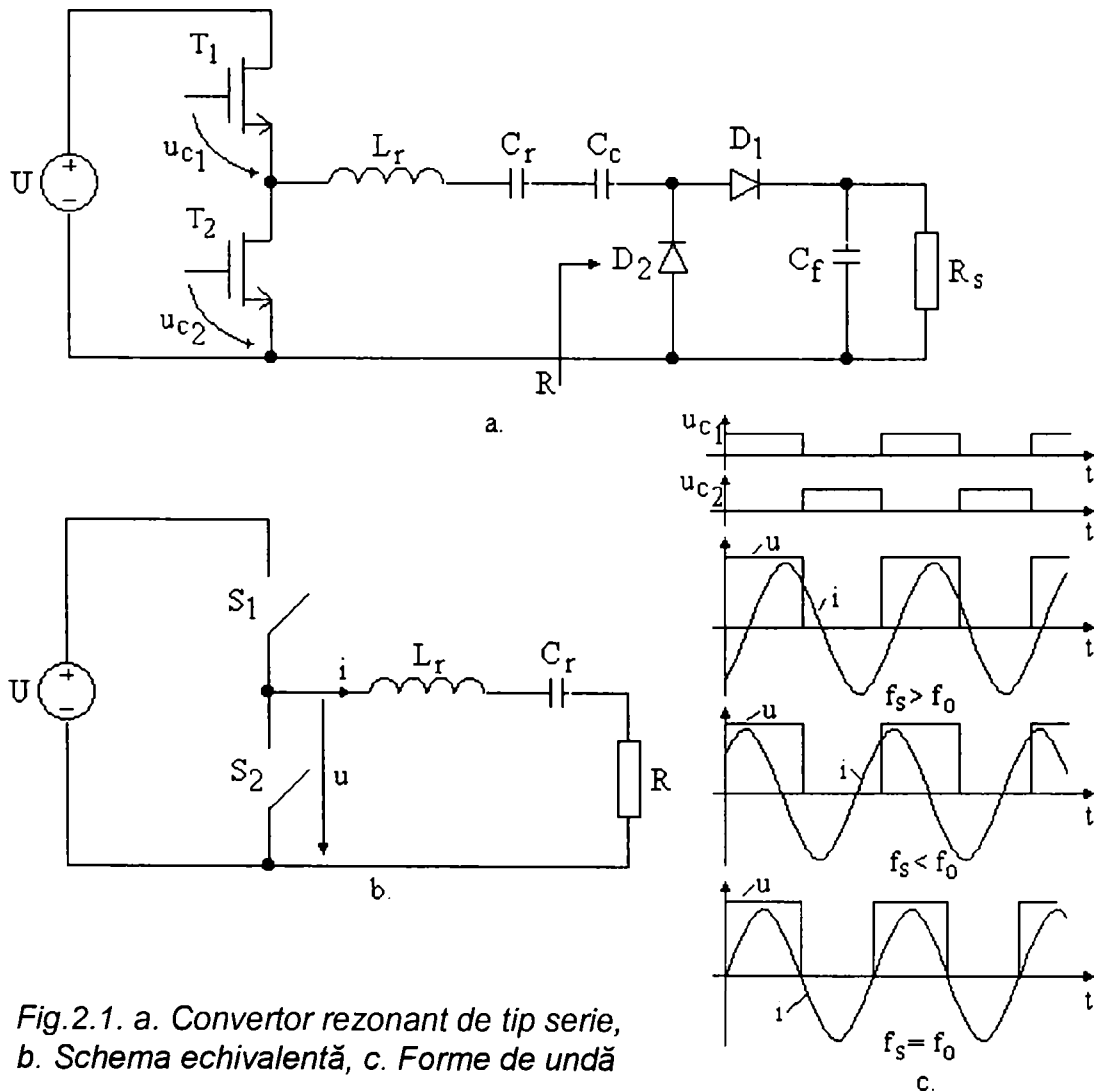
Topologiile convertoarelor rezonante cunoscute în prezent există într-o varietate largă de forme. Varietatea de topologii provine, după cum s-a amintit mai sus, din încercarea de a evita ca simultan, pe dispozitivele semiconductoare de putere, tensiunea să aibă valori mari și curentul care le străbate să fie important, atunci când dispozitivele trec din starea de conducție în starea de blocare și

invers. Dacă la comutație, întrerupătoarele electronice de putere nu sunt suprasolicitate atunci este posibilă creșterea semnificativă a frecvenței de comutație, de la zeci de kHz la sute de kHz. Creșterea frecvenței de comutație duce la scăderea dimensiunilor fizice ale circuitelor oscilante, circuitelor de filtraj și/sau micșorarea semnificativă a componentei alternative a curentului de la ieșirea convertorului rezonant.

Există o multitudine de tipuri de circuite oscilante care pot să fie folosite dar, în aplicațiile practice, sunt preferate cele care conțin un număr minim de componente reactive pentru a mări în principal fiabilitatea convertorului. Se remarcă astfel convertoarele rezonante de tip serie și paralel care sunt compuse în principiu dintr-un *invertor în clasă D*, un circuit rezonant serie sau paralel și un circuit de redresare. Invertorul în clasă D este caracterizat de faptul că tensiunea alternativă pe care o furnizează la ieșire are un factor de umplere de 50%. Deși aceste tipuri de convertoare au fost introduse în anul 1959 de către P.J. Baxandall, se remarcă și în prezent eforturi pentru a optimiza funcționarea și controlul lor [11], [12], [29], [42], [50], [51], [79], [96], [130].

Convertorul rezonant serie este compus dintr-un invertor de tensiune în clasă D, în punte sau în semipunte, iar între terminalele de ieșire ale invertorului de tensiune este conectat un circuit rezonant LC serie cu rolul de a extrage componenta fundamentală a curentului furnizat de invertor. Curentul alternativ cvasi-sinusoidal care circulă prin circuitul oscilant este redresat cu ajutorul unui redresor de curent. Denumirea de convertor rezonant serie se datorează faptului că sarcina convertorului împreună cu circuitul oscilant folosit, formează un circuit rezonant serie - (fig.2.1.a). În exemplul indicat, în fig.2.1.a, sarcina convertorului este o sursă de tensiune aproximativ constantă. Între circuitul rezonant și redresor poate fi intercalat un transformator în vederea adaptării tensiunii de la intrare la cerințele sarcinii. Dacă în locul circuitului de redresare este conectat un consumator de natură rezistivă avem un invertor rezonant de tip serie. Dacă natura sarcinii este inductivă/capacitivă se poate determina o capacitate/inductanță care conectată împreună cu sarcina să formeze un circuit oscilant de tip serie. Pe lângă componentele de bază ale convertorului enumerate mai sus, în paralel cu cele două întrerupătoare S_1 și S_2 din schema echivalentă a convertorului rezonant serie indicată în fig.2.1.b, se poate conecta câte un

condensator care intervine în favoarea ameliorării comutației (snubber nedisipativ). În mod real, aceste capacități există implicit dacă se folosesc ca și întrerupătoare de putere tranzistoare de tip MOSFET. Întrerupătoarele S_1 și S_2 au proprietatea că permit trecerea curentului în ambele sensuri. Acest lucru este posibil deoarece tranzistoarele MOSFET T_1 și T_2 din fig.2.1.a sunt prevăzute în interiorul structurii lor cu câte o diodă care apare conectată în antiparalel cu terminalele lor de putere. Deoarece circuitul de la intrarea redresorului se comportă ca și o sursă de curent alternativ cvasi-sinusoidal, sarcina convertorului trebuie să se comporte ca o sursă de tensiune, lucru posibil de realizat dacă în paralel cu consumatorul se conectează un condensator de filtraj. În această lucrare se arată că circuitul de redresare, în cazul în care este folosit în componența convertoarelor rezonante, poate să fie modelat printr-un rezistor - (fig.2.1.b). Funcționarea convertorului rezonant serie este dependentă de frecvența de comutație a întrerupătoarelor care poate să fie mai mică, egală sau mai mare decât frecvența de rezonanță a circuitului oscilant serie - (fig.2.1.c).



În fig.2.1.c., f_S este frecvența de comutație a întrerupătoarelor electronice de putere iar f_0 este frecvența de rezonanță a circuitului oscilant serie format din bobina L_r și condensatorul C_r . Circuitul oscilant este caracterizat de un anumit factor de calitate care dacă este suficient de mare, se poate considera că forma de variație în timp a tensiunii pe C_r respectiv curentul prin L_r este cvasi-sinusoidală. În fig.2.1.a se mai remarcă prezența unui condensator de cuplaj C_C a cărui reactanță capacitivă la frecvența de lucru este neglijabilă.

În cazul în care frecvența de comutație f_S a întrerupătoarelor electronice de putere este mai mare decât frecvența de rezonanță f_0 , circuitul oscilant $L_r C_r$ are un caracter inductiv, motiv pentru care curentul i prin circuit este defazat în urma tensiunii de la ieșirea invertorului de tensiune - (fig.2.1.c). Tranzistoarele T_1 și T_2 lucrează în contratimp, iar intrarea lor în conducție se realizează atunci când valoarea tensiunii drenă-sursă este egală cu zero (ZVS). Fenomenul poate să aibă loc deoarece înainte de a aduce tranzistoarele în saturație, diodele interne corespunzătoare lor se află în stare de conducție. Dacă tensiunea pe tranzistoare este zero în momentul în care acestea intră în starea de conducție atunci, puterea disipată în procesul de comutație este nesemnificativă. În momentul blocării tranzistoarelor, curentul de drenă are o valoare mai mare decât zero, ceea ce duce la apariția unor pierderi la comutație. Deficiența poate fi ușor remediată dacă se conectează în paralel cu întrerupătoarele de putere comandate câte un condensator pentru ameliorarea comutației. În cazul folosirii tranzistoarelor MOSFET se poate folosi chiar capacitatea lor parazită de ieșire. Tensiunea pe condensatorul de ameliorare a comutației este zero înainte de blocarea unui întrerupător. Din acest motiv, se observă că blocarea întrerupătoarelor are loc la tensiune zero, ceea ce duce la o putere disipată la comutație neglijabilă, deși înainte de blocare, valoarea curentului prin întrerupător este mare. Din cele prezentate mai sus, se remarcă faptul că folosirea unui circuit rezonant în structura unui convertor clasic dc-dc în comutație, micșorează pierderile la comutație făcând posibilă creșterea semnificativă a frecvenței de comutație și îmbunătățirea randamentului convertorului.

În concluzie, la un convertor rezonant de tip serie este posibilă realizarea intrării în conducție cât și blocarea întrerupătoarelor de putere la tensiune zero, dacă frecvența de comutație este mai mare decât frecvența de rezonanță și în

paralel cu întrerupătoarele de putere folosite se conectează capacități potrivite. Realizarea ZVS se bucură de următoarele avantaje:

- reducerea semnificativă a pierderilor la comutație;
- reducerea interferenței electromagnetice ca urmare a reducerii vitezei de variație a tensiunii pe întrerupător.

Introducerea circuitului rezonant în structura convertorului aduce în schimb, pe lângă avantajele amintite mai sus, noi probleme legate de modul de comandă al convertorului și de pierderile înregistrate în starea de conducție a întrerupătoarelor.

Controlul energiei transferate sarcinii de către convertor se bazează pe comanda întrerupătoarelor cu semnale modulate în frecvență. Reglajul frecvenței de comutație derivă din faptul că circuitele rezonante prezintă o impedanță dependentă de frecvența semnalului care i se aplică. De exemplu, la convertorul rezonant serie, dacă frecvența de comutație a întrerupătoarelor este egală cu frecvența de rezonanță - (fig.2.1.c) - atunci impedanța circuitului rezonant este foarte mică, iar puterea transferată sarcinii de la sursa de alimentare este maximă. Pe măsură ce frecvența de comutație crește, impedanța circuitului rezonant crește, iar amplitudinea curentului care trece prin circuitul rezonant scade. În consecință, puterea transferată sarcinii înregistrează o scădere.

Circuitul rezonant de tip serie din structura convertorului, impune curentului prin circuit să aibă o variație cvasi-sinusoidală. Amplitudinea curentului i are valori semnificative în special la frecvențe de comutație aflate în apropierea frecvenței de rezonanță și din acest motiv, puterea disipată de întrerupătoare în starea lor de conducție este mai mare decât în cazul convertoarelor electronice de putere cu comandă PWM. O tendință în tehnologia de realizare a dispozitivelor electronice de putere este ca tensiunea pe acestea în starea de conducție să fie cât mai mică atunci când prin dispozitiv trece un curent foarte mare. Se remarcă apariția în aplicațiile de mare putere a tranzistoarelor MOSFET care au o rezistență drenă-sursă în stare de saturație de ordinul $m\Omega$. Curentul de drenă pentru aceste tipuri de tranzistoare este de ordinul zecilor de Amperi.

După cum s-a menționat mai sus, în structura convertoarelor rezonante sunt preferate circuitele oscilante care au un număr cât mai redus de componente. În fig.2.2. sunt prezentate circuitele rezonante care sunt întâlnite cel mai des în

practică. Sarcina (inclusiv circuitul de redresare) este modelată ca o rezistență iar tensiunea/curentul care se aplică circuitelor rezonante sunt furnizate de un inverter de tensiune/curent - [29], [43], [45].

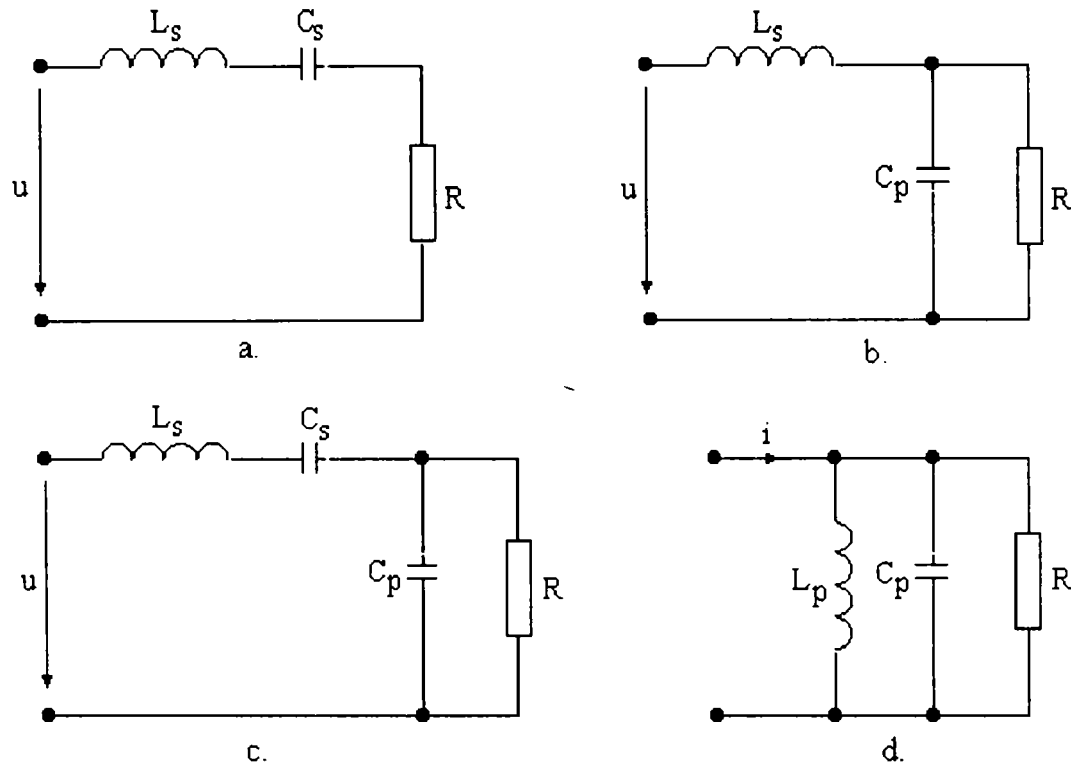


Fig.2.2. Exemple de oscilante folosite în convertoarele rezonante

Fiecare tip de rețea are proprietățile sale și este aleasă în funcție de aplicație. În figura anterioară avem: circuitul rezoant este de tip serie (fig.2.2.a), circuitul rezoant de tip paralel (fig.2.2.b), circuitul rezoant serie-paralel (fig.2.2.c) și în fine în fig.2.2.d circuitul rezoant de tip paralel alimentat de la un inverter de curent. Funcționarea convertorului rezonant este dependentă de natura sarcinii și de tipul circuitului oscilant folosit.

O altă clasă de convertoare dc-dc care folosesc circuite oscilante pentru obținerea condițiilor de comutație la tensiune sau curent zero este cea a *convertoarelor cvasi-rezonante*. Denumirea lor provine de la faptul că procesul rezonant are loc doar pe durata unui subinterval de timp din cadrul unei perioade de comutație. În cazul convertoarelor cvasi-rezonante, fiecărui întrerupător comandat i se asociază un circuit oscilant LC. Circuitul oscilant impune curentului /tensiunii de întrerupător să ia valoarea zero în momentul în care are loc comutația.

Datorită circuitului oscilant, curentul și tensiunea asociate întrerupătorului evoluează în timp, pe durata procesului rezonant, de o manieră cvasi-sinusoidală.

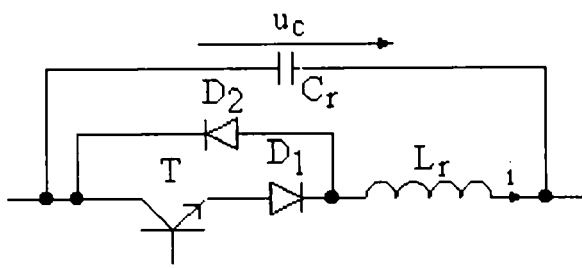


Fig.2.3. Întrerupător cvasi-rezonant de tip ZCS

În fig.2.3. este prezentat un exemplu de întrerupător cvasi-rezonant cu comutație la tensiune zero. După cum se observă un întrerupător comandat obișnuit a fost înlocuit cu un întrerupător cvasi-rezonant realizat din dispozitive semiconductoare de putere cât și din componente pasive

capabile să înmagazineze energie. Bobina L_r și condensatorul C_r sunt folosite doar pentru a realiza condițiile intrării în conducție, respectiv blocării tranzistorului T la curent zero. În acest fel pierderile la comutație sunt reduse în mod semnificativ permițând în consecință creșterea frecvenței de comutație la sute de kHz și creșterea densității de putere pe unitatea de volum oferită de către convertor. Frecvența de rezonanță a circuitului oscilant $L_r C_r$ este mult mai mare decât frecvența de comutație la care lucrează convertorul. Folosirea unui proces rezonant pentru obținerea condițiilor de comutație la curent sau tensiune zero, duce la apariția unor curenți prin întrerupător mai mari decât în cazul convertoarelor clasice cu comandă PWM. Ca urmare a acestui fapt se înregistrează o creștere a pierderilor în starea de conducție a întrerupătoarelor.

Pentru acest tip de întrerupător, starea în care acesta se află la un moment dat depinde atât de comanda care este aplicată tranzistorului dar și de evoluția în timp a curentului i respectiv a tensiunii u_c . Întrerupătoarele de tipul celor prezentate în fig.2.3. pot să fie introduse în locul întrerupătoarelor comandate din structurile convertoarelor dc-dc cu comandă PWM obținându-se convertoarele cvasi-rezonante [3], [29], [73]. Pentru convertoarele cvasi-rezonante există două moduri de comandă: modulația impulsurilor în durată și modulația în frecvență. Prima metodă de comandă este preferată datorită ușurinței de implementare și a spectrului de perturbații limitat generat de către convertor.

În ultimul timp se observă o creștere spectaculoasă a interesului pentru *convertoarele dc-dc cu comutație la tensiune zero și control de fază (PS-ZVS)*. Convertoarele dc-dc PS-ZVS sunt în principiu foarte asemănătoare cu convertoarele dc-dc cu comandă PWM în punte sau în semipunte. La convertoarele PS-ZVS sunt folosite inductanțele de magnetizare și dispersie ale transformatorului, precum și capacitățile parazite de ieșire ale dispozitivelor

electronice de putere, pentru a realiza un proces de tranziție rezonantă a tensiunii pe fiecare întrerupător. La fel ca și la convertoarele cvasi-rezonante, fenomenele de rezonanță apar doar pe anumite subintervale de timp ale unei perioade de comutație și sunt folosite pentru realizarea comutațiilor la tensiune zero - [37], [94].

În fig.2.4. este prezentată schema de principiu a unui convertor dc-dc de tipul PS-ZVS. Datorită comutației la tensiune zero a celor patru tranzistoare se obține o reducere importantă a pierderilor la comutație și a interferențelor electromagnetice care pot fi generate pe durata comutației.

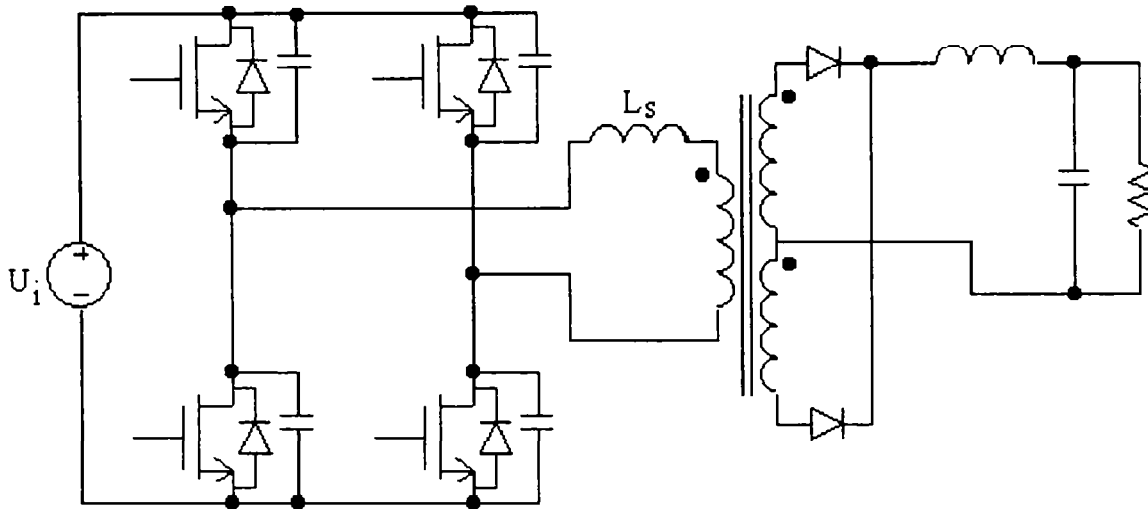


Fig.2.4. Convertor PS-ZVS în punte

În fig.2.4 se poate observă că se ține cont și de inductanța de dispersie L_s a transformatorului de putere, care împreună cu condensatoarele asociate fiecărui întrerupător comandat formează un circuit oscilant. Tranziția tensiunii, de o manieră rezonantă, pe întrerupătoare se realizează pe baza energiei înmagazinate în inductanța de dispersie pe un anumit interval de timp al unui ciclu de conversie a energiei electrice. Convertoarele PS-ZVS se pretează pentru aplicații în care puterea transferată sarcinii este de ordinul sutelor de W sau chiar kW cu un randament mai bun de 85 - 90% - [6], [7], [22], [25], [26], [38], [41], [119].

Problemele care apar la realizarea convertoarelor PS-ZVS sunt:

- proiectarea transformatorului de putere;
- determinarea condițiilor pentru atingerea comutației la tensiune zero cu ajutorul tranziției rezonante a tensiunii pe întrerupătoarele convertorului pentru un domeniu larg al valorilor curentului de sarcină; condițiile necesare comutației la tensiune zero în cazul convertoarelor PS-ZVS sunt indicate de autor în capitolul 6 al acestei lucrări.

2.2. Legea dualității aplicată convertoarelor electronice de putere

O metodă prin care se pot obține în general noi tipuri de convertoare dc-dc în comutație și convertoare rezonante în particular, este aceea de a face apel la principiile dualității pentru circuitele electrice. În lucrările [19], [51], [97] sunt prezentate principalele reguli care stau la baza dualității circuitelor și mărimilor electrice. În componența convertoarelor dc-dc intervin întrerupătoare electronice de putere și componente de circuit pasive, unele dintre acestea fiind capabile să înmagazineze energie. Față de convertoarele dc-dc în comutație, convertoarele rezonante mai conțin în structura lor circuite oscilante de tip LC care sunt folosite pentru a realiza ZVS și/sau ZCS. Frecvența de rezonanță a circuitelor oscilante este mult mai mare decât frecvența de tăiere a circuitelor de filtraj de la intrarea sau ieșirea convertorului. La convertoarele rezonante, frecvența de comutație a întrerupătoarelor este apropiată de frecvența de rezonanță a circuitelor oscilante, motiv pentru care se mai poate face aproximarea că prin conectarea condensatorului de filtraj la ieșirea convertorului - (fig.2.1.a), tensiunea pe sarcină se menține constantă pe durata a cel puțin câteva perioade de comutație. Din acest motiv, sarcina împreună cu condensatorul de filtraj poate fi echivalată cu o *sursă de tensiune constantă*. În cazul unor tipuri de convertoare rezonante care folosesc circuite oscilante de tipul celor prezentate în fig.2.2.b-d., este necesară conectarea unei bobine de filtraj în serie cu sarcina. Și în acest caz putem se poate presupune că valoarea curentului de sarcină, din cauza inductanței de filtraj, este constantă cel puțin pe durata câtorva perioade de comutație. Se observă că inductanța de filtraj împreună cu sarcina de natură pur rezistivă pot să fie modelate ca o *sursă de curent constant*. Ținând cont de precizările anterioare, putem spune că *rolul convertoarelor rezonante este acela de a controla energia de curent continuu transferată între surse de tensiune sau surse de curent continuu*.

Întrerupătoarele din structura convertoarelor rezonante de putere lucrează fie la o frecvență de comutație variabilă, fie la o frecvență de comutație constantă (metodă prezentată într-un capitol următor). Din formele de undă prezentate în fig.2.1.c. se observă că între tensiunea de la ieșirea inverterului de tensiune și curentul care trece prin circuitul rezonant există un defazaj care depinde de frecvența de comutație a întrerupătoarelor. Defazajul existent între tensiune și

curent impune utilizarea unor întrerupătoare capabile să asigure trecerea curentului în ambele sensuri (bidirecționale în curent). Soluția cea mai simplă pentru realizarea condiției de bidirecționalitate în curent este conectarea unei diode de comutație de putere în antiparalel cu un întrerupător comandat. În alte cazuri, când în structura convertoarelor rezonante sunt folosite circuite oscilante de tipul celui indicat în fig.2.2.d, întrerupătoarele comandate ale convertorului trebuie să fie capabile să suporte o tensiune de polarizare directă și inversă. Tiristoarele se bucură de condiția anterioară, dar frecvența lor de funcționare este mult prea mică, motiv pentru care tiristoarele sunt folosite astăzi doar în aplicații de foarte mare putere. Nu același lucru se poate afirma și despre tranzistoarele bipolare, MOSFET sau IGBT. Dacă se înseriază o diodă cu terminalele de putere ale celor trei tipuri de tranzistoare amintite mai sus, atunci se poate vorbi de un întrerupător electronic ce poate să fie polarizat direct sau invers (întrerupător "bidirecțional" de tensiune). Dioda, în acest caz, are rolul de a prelua întreaga tensiune care polarizează invers întrerupătorul nou format.

Între elementele care compun convertoarele electronice de putere cu proprietăți date pentru tensiune/curent și elemente cu aceleași proprietăți pentru curent/tensiune există o relație de corespondență, cunoscută în electrotehnică sub denumirea de *dualitate*. Dualitatea se referă la circuite electrice care conțin mărimi diferite, dar care sunt descrise în formă matematică în același fel [97]. În tab.2.2 sunt indicate perechile de mărimi corespondente caracteristice circuitelor electrice.

Tab.2.2 Elemente de circuit și mărimi electrice duale

Element de circuit/mărimă electrică	Element/mărimă duală
tensiune	curent
curent	tensiune
putere electrică	putere electrică
energie electrică	energie electrică
sarcină electrică	flux magnetic
flux magnetic	sarcină electrică
rezistență	conductanță
conductanță	rezistență
inductanță	capacitate

capacitate	inductanță
frecvență	frecvență
sursă de tensiune	sursă de curent
sursă de curent	sursă de curent
scurtcircuit	circuit întrerupt
circuit întrerupt	scurtcircuit

Din tab.2.2 se mai poate observa că puterea, energia electrică și frecvența sunt duale lor însăși.

Deși convertoarele electronice de putere sunt compuse din elemente indicate în tab.2.2, obținerea convertorului electronic dual nu se poate face imediat deoarece în structura convertoarelor mai apar și dispozitive electronice semiconductoare de putere care lucrează în regim de comutație. Prezența dispozitivelor semiconductoare în structura convertorului, impune curenților din circuit un anumit sens de circulație și în plus, în urma unei comutații, topologia circuitului se schimbă. Prin schimbarea topologiei circuitului, autorul nu se referă la structura fizică a convertorului, ci la calea prin care energia este transferată de la intrarea la ieșirea convertorului cu ajutorul dispozitivelor electronice pasive acumulate de energie. Calea pe care energia circulă de la intrare la ieșire este determinată de starea în care se află întrerupătoarele convertorului. Cu toate acestea, se va prezenta în continuare, modul în care relația de dualitate poate să fie extinsă și la întrerupătoarele electronice de putere obținându-se *întrerupătoare electronice duale* [19].

Pentru a prezenta modul în care se pot aplica regulile dualității în cazul convertoarelor electronice de putere, reamintim faptul că fiecărui circuit electric i se poate asocia un *graf topologic*. Graful topologic este o reprezentare geometrică simplificată a circuitului electric. Această noțiune este folosită în analiza topologică a circuitelor electrice. Graful este realizat dintr-un număr de puncte egal cu numărul nodurilor circuitului electric pe care îl reprezintă. Între nodurile grafului se trasează câte o linie de legătură ce constituie *ramurile grafului*. Ramurile grafului constituie o reprezentare simplificată a laturilor circuitului electric. Ramurile unui graf pot să fie orientate dacă indică și sensul curentului din latura de circuit corespunzătoare sau neorientate, atunci când sensul curentului nu este luat în considerare. Următoarele precizări se vor face pentru grafuri care pot să fie dese-

nate într-un plan fără ca ramurile fiecărui graf să se intersecteze. În fig.2.5. este prezentat un circuit electric împreună cu graful său orientat.

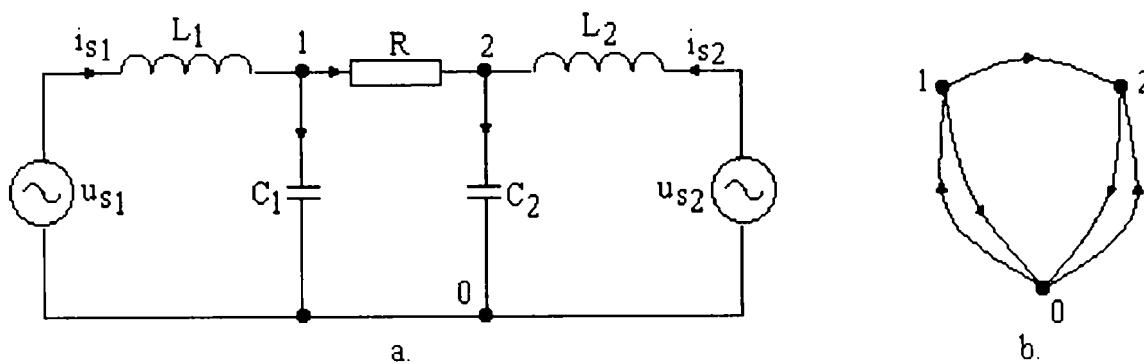


Fig.2.5. a. Circuit electric, b. graful orientat al circuitului electric

Regulile dualității pentru două grafuri care pot să fie reprezentate într-un plan, fără ca ramurile acestuia să se intersecteze sunt:

- există o relație unu la unu între buclele închise ale unui graf (incluzând și bucla externă) și nodurile celuilalt graf;
- fiecare ramură "G" comună la două bucle închise a unuia dintre grafuri poate fi pusă în legătură, în celălalt graf, cu o anumită ramură "G*" care unește două noduri ce au legătură cu aceste două bucle.

Ținând cont de regulile dualității pentru grafuri și de conținutul tab.2.2, se poate observa cu ușurință că acestea pot fi aplicate și circuitelor electrice deoarece fiecărui circuit electric i se poate asocia un graf, dacă acesta poate fi reprezentat într-un plan fără ca laturile lui să se intersecteze.

Din legătura care se poate face între un circuit electric și un graf, se mai remarcă următoarea axiomă conform căreia, două circuite electrice sunt duale dacă grafurile lor sunt duale și elementele ramurilor duale G și G^* ale celor două grafuri sunt duale.

În fig.2.6. este prezentat un exemplu simplu de două circuite duale [19]. Ecuațiile care descriu funcționarea celor două circuite duale sunt scrise într-o

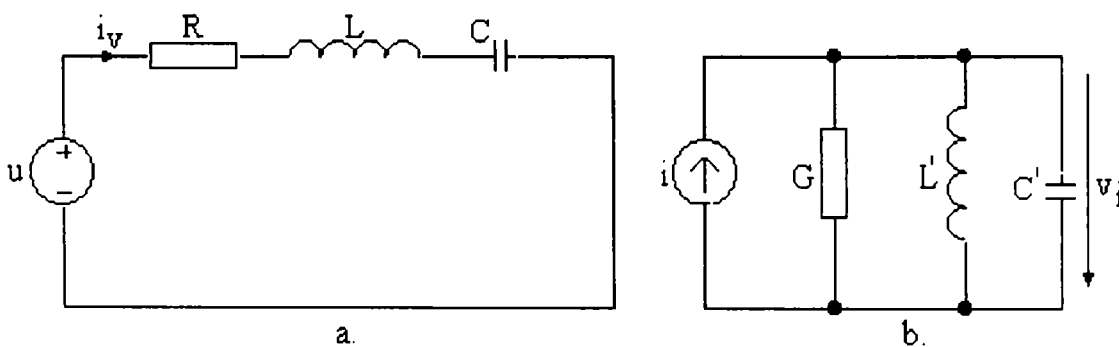


Fig.2.6. Exemplu de circuite duale

formă matematică identică.

Funcționarea celor două circuite poate fi descrisă cu ajutorul următoarelor două relații, care din motive de simplitate au fost scrise în complex:

$$u(s) = Ri_r(s) + sLi_r(s) + \frac{1}{sC} i_r(s) \quad (2.1)$$

$$i(s) = Gu_1(s) + sC'u_1(s) + \frac{1}{sL} u_1(s) \quad (2.2)$$

Între relațiile (1) și (2) sunt puse în evidență legături de dualitate prezentate în tab.2.2.

Circuitul dual al unui circuit electric dat se obține după următoarea modalitate practică: se marchează un punct în fiecare buclă a circuitului dat și un punct în afara circuitului (punctul extern are legătură cu bucla exterioară a circuitului). Fiecare din aceste puncte reprezintă un nod al circuitului dual. Între oricare două puncte, desenăm o ramură cu elementul corespunzător al elementului ce se găsește pe ramura comună. În fig.2.7 se dă un exemplu de obținere a unui graf dual.

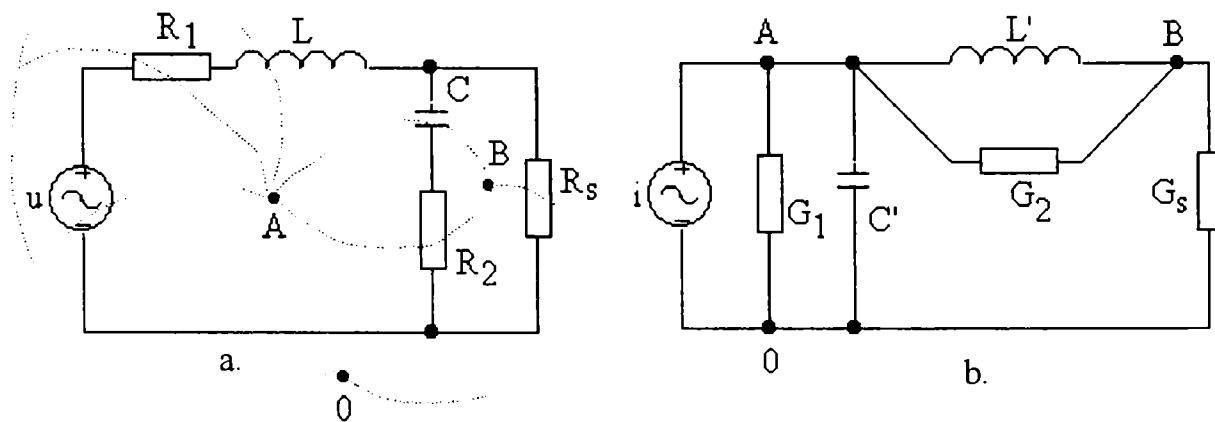


Fig.2.7. Obținerea circuitului dual pentru un circuit de filtraj

În fig.2.7.a, R1, R2 sunt rezistențele serie ale bobinei L respectiv condensatorului C. Punctele A, B și 0 reprezintă un nod al circuitului dual. Între oricare două puncte, desenăm câte o ramură de circuit. Pe aceste ramuri se va afla elementul dual corespunzător al elementului de pe ramura comună. După obținerea circuitului dual (fig.2.7.b), este important de definit semnul de referință al mărimilor duale. Având acest scop în vedere, trebuie să orientăm ramurile circuitului original și să deducem orientarea ramurilor în circuitul dual. Ținând cont de orientarea aleasă a mărimilor din fig.2.7.a, putem să aplicăm teorema a doua a lui Kirchhoff

pentru circuitul original. Pentru a determina sensurile de referință ale mărimilor din circuitul dual aplicăm prima teoremă a lui Kirchhoff pentru fiecare nod în parte. Orientarea ramurilor de circuit în circuitul dual este derivată direct din teorema lui Kirchhoff pentru tensiuni a circuitului original. Această determinare a sensului mărimilor duale este importantă mai ales atunci când circuitul cuprinde elemente care permit trecerea curentului într-o singură direcție.

După cum s-a menționat mai sus, în componența convertoarelor electronice de putere, pe lângă componentele electrice pasive, mai intervin și întrerupătoare electronice. Aceste dispozitive prezintă caracteristici volt-amperice într-unul sau mai multe cadrane. Se pune astfel problema determinării întrerupătorului dual pentru un întrerupător dat. Unii autori au rezolvat această problemă descompunând funcționarea convertoarelor în câteva faze distincte (*moduri de funcționare*). Întrerupătoarele aflate în conducție/blocare sunt înlocuite cu scurtcircuite/circuite deschise în circuitele corespunzătoare fiecărui mod de funcționare în parte. Aplicând regula dualității la fiecare dintre aceste circuite se obțin circuite duale care corespund fiecărei faze de funcționare a convertorului dual. În final se poate identifica și topologia convertorului dual. În această formă, metoda suferă de o deficiență importantă întrucât numai funcționarea între momentele în care au loc comutațiile întrerupătoarelor este luată în considerare dar nu și caracteristicile dinamice ale întrerupătoarelor. În fig.2.8. este reprezentată corespondența duală între diferite tipuri de întrerupătoare pornind de la datele

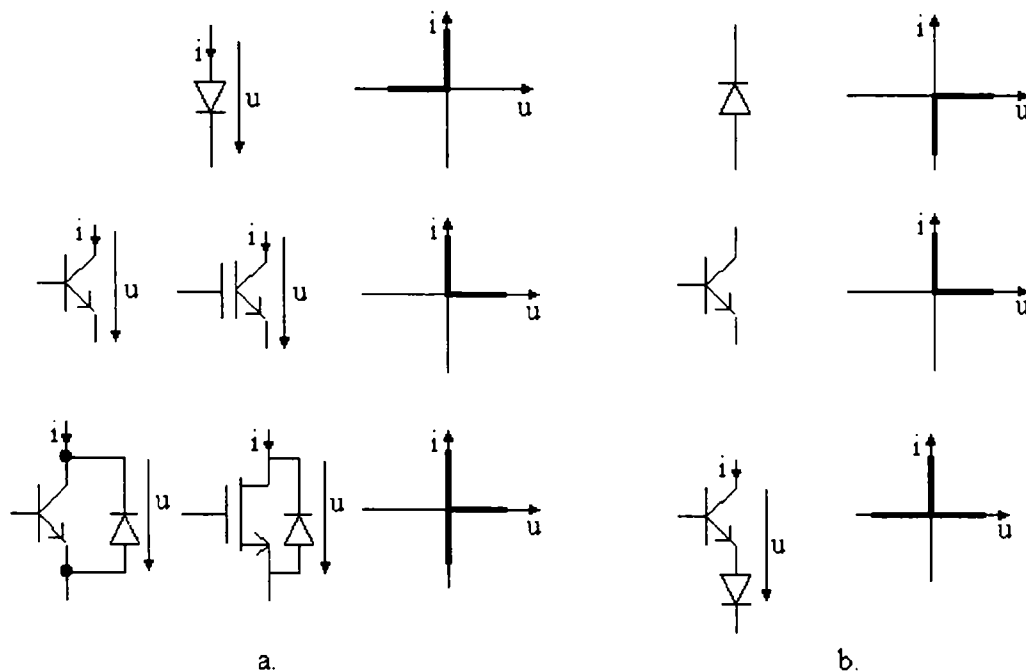


Fig.2.8. Corespondența duală între diferite tipuri de întrerupătoare

menționate în tab.2.2. În fig.2.8. sunt prezentate caracteristicile unor întrerupătoare sub formă de două sau trei segmente. Se poate observa că pentru întrerupătoarele duale din fig.2.8.b, caracteristicile acestora sunt simetrice față de prima bisectoare cu caracteristicile întrerupătoarelor din fig.2.8.a.

Dioda, tranzistorul bipolar și IGBT-ul sunt întrerupătoare care prezintă caracteristici formate din două segmente, iar acestea sunt duale lor însăși. Cunoașterea întrerupătoarelor duale permite determinarea totală a structurilor duale pentru convertoarele electronice de putere în general și pentru convertoarele rezonante în particular.

Obținerea topologiilor duale pentru convertoarele electronice de putere din cele existente este realizată în mod similar cu metoda indicată mai sus pentru circuitele liniare. Totuși, prezența întrerupătoarelor electronice de putere în structura convertoarelor, necesită determinarea obligatorie a orientării ramurilor circuitului dual înaintea poziționării elementelor corespunzătoare pe aceste ramuri. Fiecare ramură a circuitului considerat este numerotată și este orientată într-o manieră cu totul arbitrară. Se desenează apoi graful orientat al circuitului pe care dorim să-l transformăm. În fiecare buclă adiacentă acestui graf se marchează un punct care corespunde nodului dual pentru acea buclă. În afara topologiei circuitului se mai plasează un punct care are legătură cu bucla externă a circuitului de bază. Între fiecare pereche de noduri, se inserează câte o ramură pentru fiecare element comun celor două bucle care înconjoară nodul. Cu o direcție de traversare fixată pentru o buclă în graful original, toate ramurile orientate în acest mod au propriile lor ramuri duale orientate în același sens în raport cu nodul dual al acelei bucle. Având graful dual orientat, elementele corespunzătoare sunt plasate în acest moment pe fiecare ramură. Recunoscând că elementele unidirecționale sunt definite de către propriile lor caracteristici tensiune-curent, fiecare ramură orientată, în funcție de sensul curentului (sau tensiunii) ale caracteristicilor elementului, are o ramură duală orientată de sensul tensiunii (curentului) ale caracteristicilor elementului corespondent.

În fig.2.9. sunt prezentate câteva tipuri de convertoare împreună cu circuitele lor duale. În concluzie, pentru a obține convertoare duale ale unor convertoare date, trebuie să ținem cont de elementele cuprinse în tab.2.2. precum și de regulile de dualitate pentru întrerupătoarele electronice folosite.

Pentru determinarea întrerupătoarelor duale din fig.2.9. s-au folosit caracteristicile întrerupătoarelor din fig.2.8. În fig.2.9.a. este prezentat un redresor de tensiune în punte. Se observă că filtrul inductiv serie devine filtru capacitiv de tip paralel pentru redresorul de curent din fig.2.9.b. În fig.2.9.c. este prezentat un inverter rezonant de tensiune în punte. Întrerupătoarele punții acestui convertor sunt tranzistoare MOSFET de putere care prin construcție au în antiparalel cu terminalele lor de putere câte o diodă. Din acest motiv, tranzistoarele MOSFET sunt bidirecționale în curent.

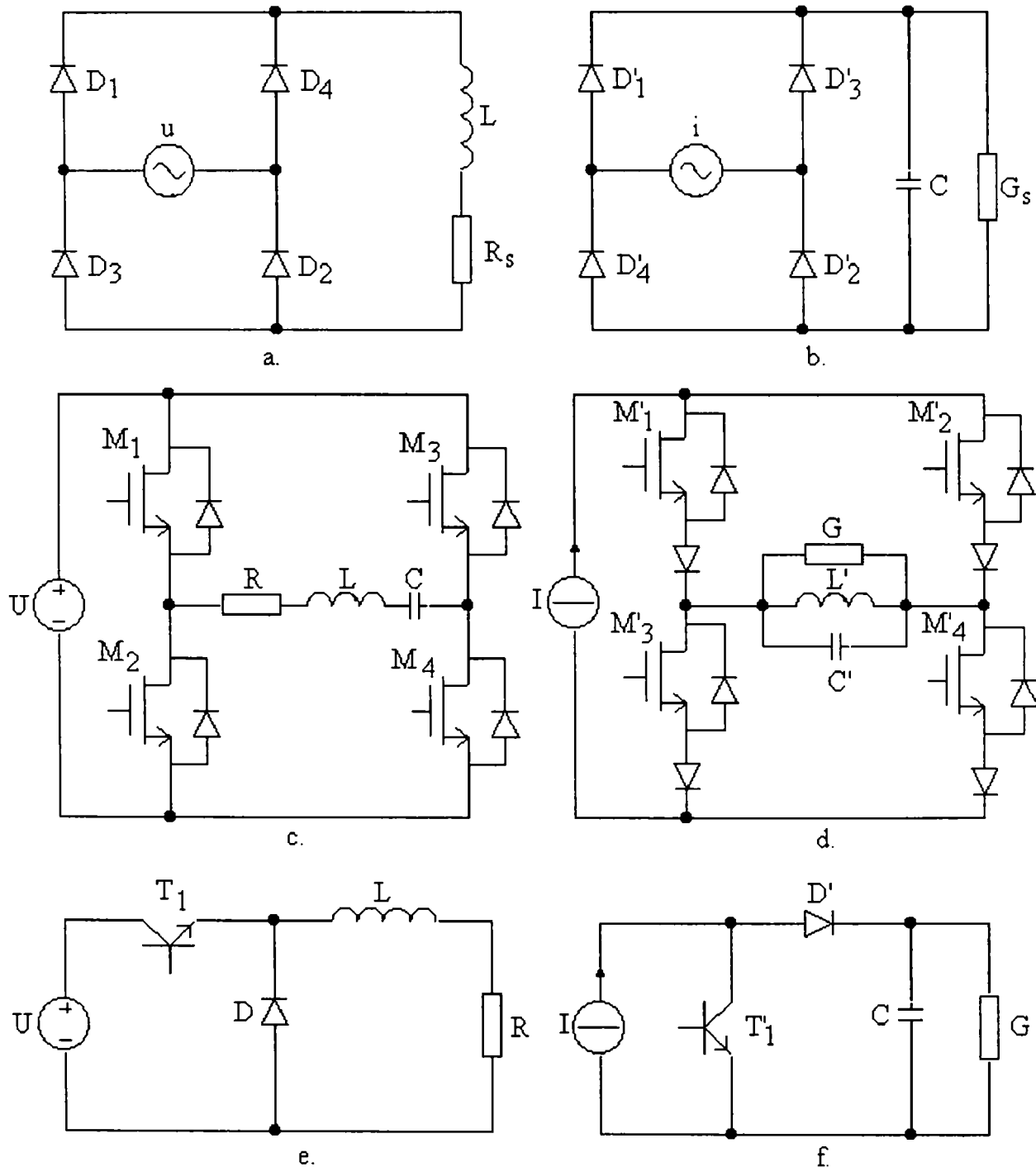


Fig.2.9. Exemple de convertoare duale

Circuitul dual al acestui convertor este un invertor rezonant de tip paralel care are la intrare o sursă de curent constant. În convertorul rezonant de tip paralel, întrerupătoarele duale permit trecerea curentului doar într-un singur sens. Aceste întrerupătoare duale suportă și o tensiune bipolară de valori importante între drena MOSFET-ului și catodul diodei. Dioda care este conectată în serie cu tranzistorul scoate din folosință dioda internă a tranzistorului și transformă întrerupătorul dual într-un întrerupător unidirecțional în curent și bidirecțional în tensiune. La convertoarele duale fig.2.9.b. și fig.2.9.d., se mai observă că ordinea de numerotare a întrerupătoarelor duale este diferită de cea pe care o au întrerupătoarele în circuitul original. În fig.2.9.e. este reprezentat un convertor cc-cc de tip buck iar în fig.2.9.f. circuitul său dual, un convertor de tip boost. Din cele prezentate mai sus se poate constata că regulile dualității în circuitele electrice pot să fie aplicate și în cazul convertoarelor electronice de putere după ce aceste reguli au fost extinse și asupra întrerupătoarelor electronice de putere. Singura condiție care trebuie să fie respectată este aceea că topologia convertorului să poată fi desenată într-un plan fără ca vreuna din ramurile convertorului să se intersecteze cu o altă ramură. Este necesar să se mai facă încă o remarcă în ceea ce privește elementul dual al unui transformator. Acesta este realizat din două înfășurări cuplate. Aceste înfășurări cuplate nu au un corespondent dual pentru condensatoare. Totuși această situație poate fi rezolvată dacă ne interesează funcția transformatorului și nu elementele din care este compus.

După precizările făcute de autor în capitolul de față și definițiile din [19], [51], [97], principiul dualității reprezintă o modalitate de prezentare sistematică și concisă a convertoarelor electronice de putere în general și a celor rezonante în particular, putându-se folosi chiar și pentru obținerea unor noi topologii.

2.3. Sinteza convertoarelor rezonante după natura sursei de energie și cea a sarcinii

În continuare se prezintă o metodă simplă dar utilă pentru determinarea tipului de convertor rezonant care poate fi folosit într-o aplicație pentru care se cunoaște tipul sursei de alimentare și natura sarcinii.

Tensiunea de la ieșire convertorului rezonant trebuie să fie filtrată cu ajutorul unui circuit de filtraj de tip trece jos cu intrare pe inductanță. Dacă valoarea inductanței de filtraj este suficient de mare se poate considera că valoarea curentului care o străbate este cvasi-constantă. Bobina de filtraj de la ieșirea convertorului poate să fie modelată cu ajutorul unei surse de curent constant. Aceeași observație se poate face și în cazul în care se dorește filtrarea curentului de la ieșirea convertorului rezonant când, în paralel cu consumatorul de curent continuu este conectat un condensator. Dacă valoarea capacității condensatorului este suficient de mare, atunci sarcina împreună cu condensatorul de filtraj poate fi modelată ca o sursă de tensiune constantă. Ținând cont de cele precizate mai sus, se poate afirma că printr-un convertor rezonant ales în mod corespunzător se poate realiza o legătură între diferite surse de curent continuu.

În practică apar două tipuri de surse de energie de curent continuu și două tipuri de sarcini. În cazul convertoarelor rezoante, tipul circuitului oscilant care selectează o armonică a semnalului electric de la ieșirea unui invertor, trebuie ales în funcție de tipul sursei de energie de la intrarea convertorului precum și de tipul circuitului de sarcină. În continuare, *autorul propune o metodă de sinteză a convertoarelor rezonante* care se bazează pe clasificarea din fig.2.10. Metoda de sinteză este utilă în momentul în care se dorește alegerea tipului de convertor rezonant pentru o aplicație dată. Alegerea convertorului este importantă deoarece nu există un anumit tip de convertor care să poată fi folosit în orice aplicație.

Astfel, dacă sursa de energie este o sursă de tensiune, la ieșirea invertorului de tensiune vom avea o tensiune alternativă a cărei formă de variație în timp este rectangulară iar circuitul oscilant utilizat, cu cel puțin două elemente reactive care pot să stocheze energie, absoarbe un curent cvasi-sinusoidal. Curentul alternativ absorbit de la ieșirea invertorului de tensiune este apoi redresat cu ajutorul unui redresor de tensiune, sarcina convertorului fiind astfel de natură capacitivă.

În cazul în care, la ieșirea circuitului oscilant am fi avut o tensiune alternativă, aceasta nu s-ar fi putut aplica direct circuitului de sarcină, deoarece nu se recomandă conectarea în paralel a două surse de tensiune. Pe baza explicațiilor de mai sus, este evident faptul că interconectarea circuitelor indicate în fig.2.10. nu poate fi realizată la întâmplare.

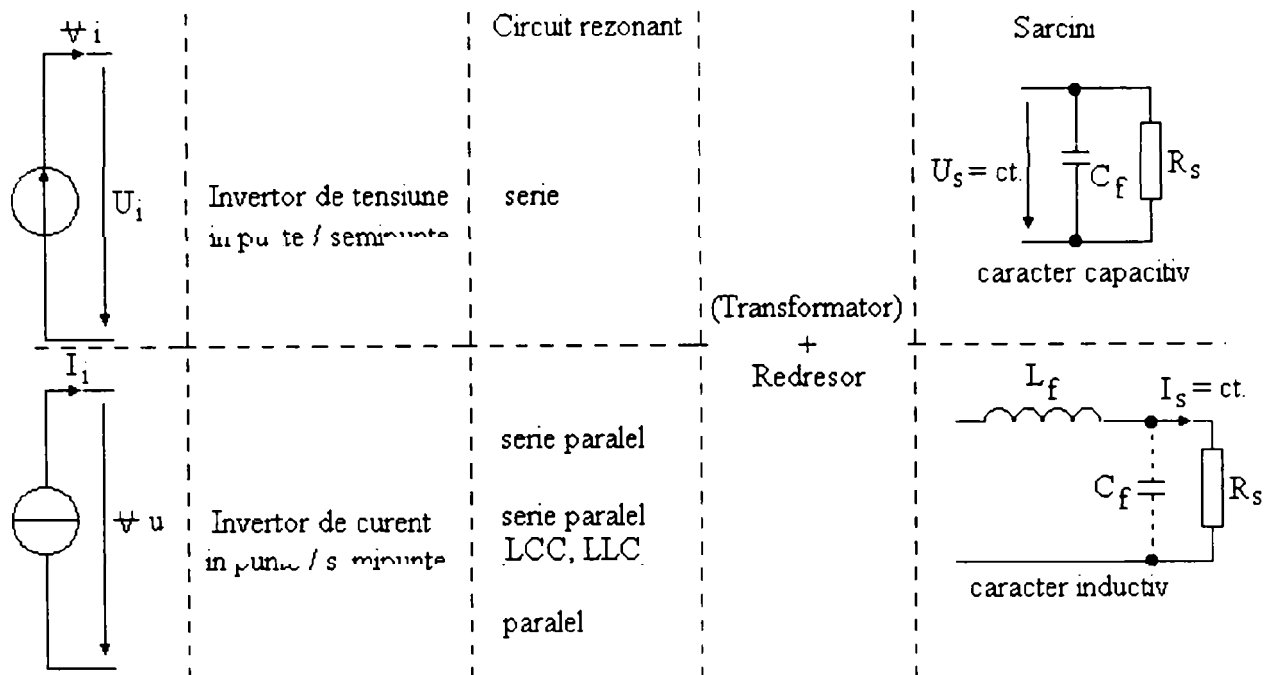


Fig.2.10. Circuite care pun în evidență structura convertoarelor rezonante

Pentru sinteza convertoarelor rezonante se pot face următoarele observații generale:

- în cazul în care sarcina convertorului prezintă un caracter capacitiv, la intrarea convertorului se folosește o sursă de tensiune; în această situație, la frecvența de lucru, circuitul oscilant folosit trebuie să se prezinte ca o sarcină cu caracter inductiv pentru invertorul de tensiune și ca un generator de curent alternativ pentru redresorul de tensiune de la ieșirea convertorului;
- în cazul în care sarcina convertorului are un caracter inductiv, atunci sursa de energie de la intrare poate să fie o sursă de tensiune fie o sursă curent constant;
- dacă la intrare avem o sursă de tensiune, atunci circuitul oscilant trebuie să prezinte un efect inductiv la frecvența de lucru iar pentru sarcină, ieșirea circuitului oscilant trebuie să se comporte ca un generator de tensiune alternativă;
- dacă la intrarea convertorului avem o sursă de curent constant, atunci circuitul oscilant ales trebuie să prezinte un efect capacitiv la ieșirea invertorului de curent, iar în același timp, circuitul oscilant trebuie să se comporte față de sarcină ca un generator de tensiune alternativă.

De regulă, tipul circuitului rezonant folosit în structura unui convertor determină și denumirea acestuia. În fig.2.10 se observă că sarcina de natură capacitivă se datorează unui condensator conectat în paralel cu rezistența de sarcină, iar circuitul de sarcină de natură inductivă este un circuit de filtraj cu

intrare pe inductanță. Pentru ultimul tip de sarcină se mai poate adăuga în paralel cu rezistența de sarcină și un condensator cu rolul de a netezi și mai mult tensiunea pe rezistența de sarcină.

Sursa de curent constant care se poate găsi la intrarea convertorului, se obține de regulă dintr-o sursă de tensiune cvasi-constantă la care se înscriează o bobină. Valoarea inductanței se poate calcula simplu, astfel încât, la o anumită frecvență de comutație, prin aceasta să circule un curent cvasi-constant de o valoare dorită. Pentru a evita conectarea în paralel a unei surse de curent/surse de tensiune cu o sarcină cu caracter inductiv/capacitiv, între acestea se interpun elemente care pot să stocheze energie. Astfel, pe durata unor subintervale a unei perioade de comutație, elementul reactiv absoarbe energie de la sursă, iar pe durata altor subintervale de timp, energia astfel acumulată este furnizată sarcinii.

În structura convertorului poate să se găsească sau nu un transformator de înaltă frecvență de putere, care are rolul de a realiza o separare galvanică între sursă și sarcină, precum și de a adapta valoarea tensiunii de la intrare la cerințele sarcinii. La convertoarele rezonante, controlul puterii transferate sarcinii se realizează prin reglarea frecvenței de comutație. Efectul inductiv respectiv capacitiv pe care îl prezintă circuitul oscilant folosit este determinat de frecvența de comutație a întrerupătoarelor convertorului. Dezavantajul acestei metode utile de sinteză este acela că nu se poate face o precizare asupra tipului de întrerupătoare folosite.

Principalul avantaj al metodei de sinteză indicată mai sus, rămâne acela că pornind de la o aplicație dată, se poate determina foarte ușor tipul convertorului, tipul sursei de alimentare și poate fi intuită frecvența de comutație comparativ cu frecvența/frecvențele de rezonanță ale circuitului oscilant utilizat.

Spre exemplificare, se prezintă două exemple de determinare a tipului de convertor rezonant utilizat, în funcție de tipul sursei de alimentare și cel al sarcinii.

Astfel, în fig.2.11, se încheie un convertor rezonant serie, obținut în urma cunoașterii tipului de sarcină și a sursei de alimentare.

Dacă sarcina circuitului din fig.2.11 are un caracter capacitiv și constanta sa de timp este mult mai mare decât perioada de oscilație a circuitului oscilant, atunci, pentru cel puțin câteva perioade de comutație, putem să considerăm că valoarea tensiunii la ieșirea circuitului de redresare în punte este constantă.

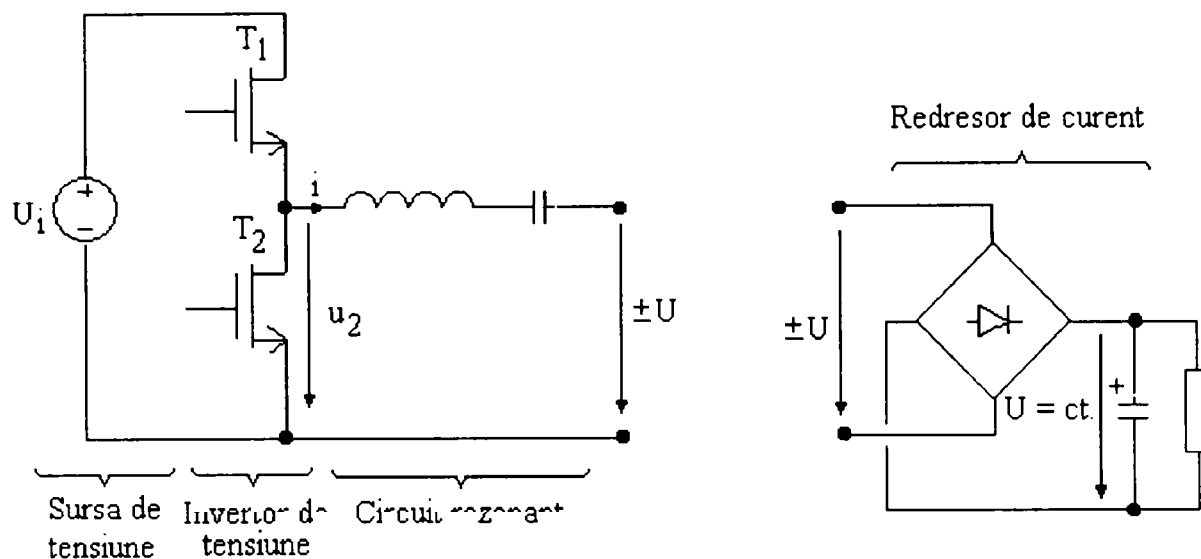


Fig.2.11. Convertor rezonant de tip serie

Dacă dorim să o folosim la intrarea convertorului o sursă de tensiune, atunci tensiunea u_2 la ieșirea inverterului de tensiune este alternantivă, cu un factor de umplere de 50%. Este evident faptul că nu putem să conectăm ieșirea inverterului de tensiune direct la intrarea circuitului de redresare. Între cele două circuite se conectează un circuit rezonant de tip serie. La frecvența de lucru, circuitul rezonant serie prezintă un efect inductiv. Curentul prin acest circuit are o formă de variație în timp cvasi-sinusoidală dacă frecvența de comutație a întrerupătoarelor inverterului de tensiune este apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant și factorul de calitate al acestuia este suficient de mare. Curentul care circulă prin circuitul oscilant poate să fie apoi aplicat redresorului de tensiune.

Un alt exemplu de utilizare a metodei de sinteză care ține cont de natura sarcinii și de natura sursei de alimentare a convertoarelor rezonante este prezentat în fig.2.12 unde se face referire la un convertor rezonant de tip paralel. Se observă că valoarea curentului absorbit de redresorul de tensiune este aproximativ constantă datorită prezenței bobinei de filtraj de la ieșirea convertorului. Sursa de alimentare este o sursă de curent realizată prin înserierea unei surse de tensiune cu o bobină a cărei inductanță se alege astfel încât, la frecvența de comutație, valoarea curentului cvasi-constant furnizat, să aibă o valoare impusă. În acest caz nu se mai poate folosi un circuit rezonant serie dar putem să interconectăm între sursa de alimentare și redresorul de tensiune un circuit oscilant de tip paralel.

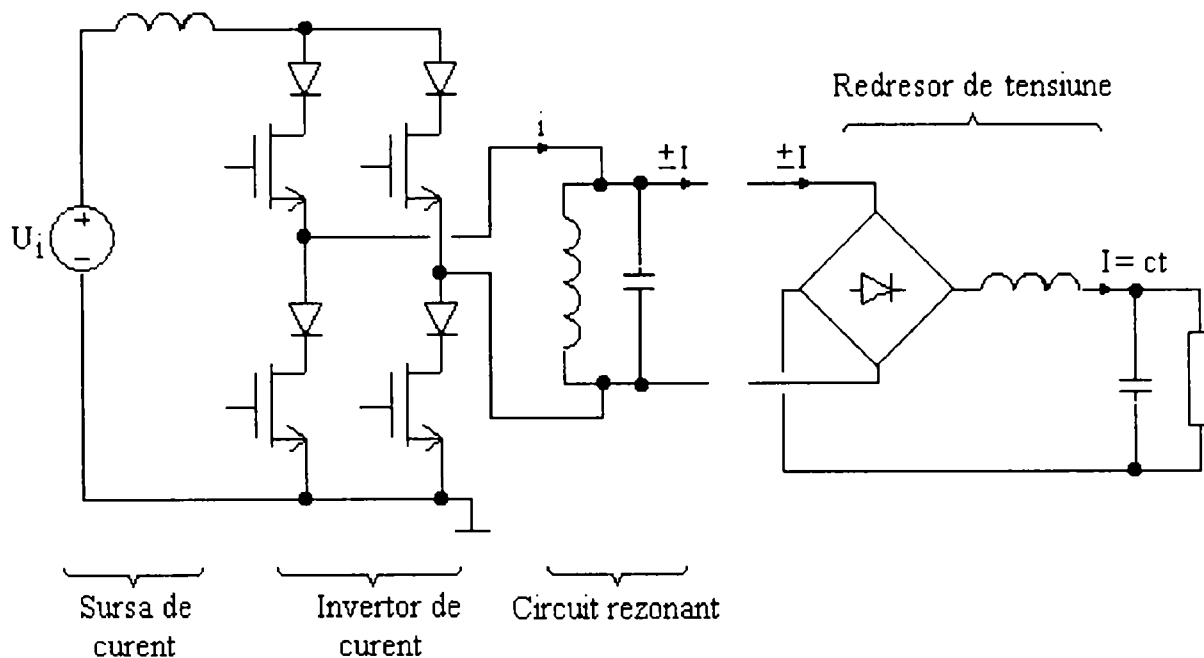


Fig.2.12. Convertor rezonant de tip paralel

2.4. Concluzii

În acest capitol se face o prezentare generală a convertoarelor care folosesc fenomenele de rezonanță la realizarea conversiei energiei de curent continuu în energie de curent continuu. *Autorul prezintă o clasificare generală a convertoarelor rezonante în funcție de momentul apariției lor și indică principalele surse bibliografice care pot să fie considerate ca referință pentru studiul acestor tipuri de convertoare.*

Autorul amintește în capitolul de față, datorită importanței pe care o prezintă, principiile dualității aplicate convertoarelor electronice de putere în general și a convertoarelor rezonante în particular. Principiile dualității pot fi folosite pentru obținerea unor noi tipuri de convertoare electronice de putere.

În finalul capitolului, *autorul propune o metodă de sinteză a convertoarelor rezonante. Metoda de sinteză pornește de la tipul aplicației - natura sarcinii și a sursei de alimentare. Rezultatul acestei sinteze îl constituie tipul circuitului rezonant utilizat și frecvența de comutație a întrerupătoarelor în raport cu frecvența/frecvențele de rezonanță ale circuitului oscilant ales. Metoda de sinteză prezentată este extrem de utilă deoarece nu se cunoaște în prezent un anumit tip de convertor rezonant care să poată fi folosit în orice aplicație.*

3. Analiza în domeniul timp a convertoarelor rezonante

În acest capitol sunt prezentate modalități de analiză în domeniul timp a funcționării convertoarelor rezonante pe baza dezvoltării unor algoritmi de calcul numeric. Autorul propune o metodă de calcul numeric, cu ajutorul căreia se poate implementa un program util pentru studiul modului de funcționare, în domeniul timp, a convertoarelor rezonante care funcționează cu o frecvență de comutație variabilă. Algoritmul numeric prezintă o noutate prin faptul că majoritatea lucrărilor, dedicate metodelor de analiză în domeniul timp, fac referiri la convertoare electronice de putere care lucrează la o frecvență de comutație constantă. Rezultatele furnizate de programul realizat de către autor, pentru analiza în domeniul timp a convertoarelor rezonante, sunt foarte asemănătoare cu cele obținute cu ajutorul unor programe specializate pentru simularea funcționării circuitelor electronice (de exemplu PSPICE). Avantajul major al algoritmilor numerici prezentați în capitolul de față, este acela că sunt evitate o parte din problemele care le prezintă programele dedicate de simulare. În plus, un anumit algoritm de calcul numeric, poate să fie îmbunătățit în timp sau dezvoltat în așa măsură încât să poată simula funcționarea unor convertoare electronice de putere foarte complexe.

3.1. Noțiuni introductive

După cum s-a precizat și în capitolul anterior, convertoarele rezonante sunt sisteme electronice de putere care realizează conversia energiei de curent continuu în energie de curent continuu. Aceste convertoare conțin în structura lor, pe lângă dispozitivele de comutație, componente electrice de circuit capabile să înmagazineze energie. Componentele pasive, bobine și condensatoare, formează fie filtre, pentru extragerea componentei fundamentale a unei mărimi electrice (tensiune sau curent) furnizate de un invertor, fie circuite de ameliorare a comutației, pentru realizarea comutației întrerupătoarelor convertorului rezonant la tensiune sau la curent zero. În studiul convertoarelor rezonante, prezintă un interes aparte cunoașterea evoluției în timp a mărimilor ce caracterizează

comutația întrerupătoarelor electronice de putere, deoarece randamentul unui convertor depinde direct proporțional de pierderile de putere survenite în procesul de comutație. O caracteristică importantă de funcționare este schimbarea topologiei convertorului rezonant. Schimbarea topologiei convertorului, de mai multe ori pe durata unei perioade de comutație, se referă la faptul că energia electrică este transferată de la intrarea convertorului spre ieșirea acestuia pe diferite ramuri din structura convertorului, cu ajutorul elementelor reactive de circuit. Schimbarea traseului, pe care are loc transferul de energie, depinde de starea dispozitivelor electronice de comutație aflate în structura convertorului și de evoluția în timp a mărimilor electrice care însoțesc fenomenele de rezonanță, fenomene care de altfel caracterizează funcționarea convertoarelor rezonante. Fiecărui traseu, pe care are loc transferul energiei, îi corespunde un anumit subcircuit echivalent al convertorului. Pentru fiecare subcircuit "activ" al convertorului, se pot scrie relații matematice integro-diferențiale care îi modelează funcționarea, pentru un anumit subinterval de timp din durata unei perioade de comutație. Astfel, pentru fiecare subinterval de timp, convertorul trece printr-un anumit *mod topologic* (subcircuite active) iar fiecărui mod topologic i se asociază un anumit *mod de funcționare* (model matematic). Înlănțuirea cronologică a tuturor modurilor topologice distincte, determină funcționarea convertorului pe durata unui ciclu complet de conversie a energiei.

Analiza unui convertor rezonant în domeniul timp este destul de dificilă datorită următoarelor aspecte: structura circuitului este complexă, rezolvarea ecuațiilor integro-diferențiale nu este întotdeauna ușoară, schimbarea stării unui întrerupător atrage după sine schimbarea modului topologic. Un alt motiv ce indică dificultatea analizei este și acela care se referă la numărul mare de moduri topologice prin care poate să treacă convertorul, dacă în componența sa există un număr mare de dispozitive electronice pasive ce pot stoca energie și un număr mare de întrerupătoare. Pe de altă parte, perioada de comutație a convertoarelor rezonante este permanent modificată pentru contrulul energiei transferate sarcinii, motiv pentru care și durata diferitelor moduri topologice este variabilă în timp.

Comportamentul acestor convertoare în domeniul timp se poate studia cu ajutorul unor programe de simulare: PSPICE, PSIM, CASPOC, etc.

Dintre programele amintite mai sus se remarcă programul de simulare PSPICE, program care oferă rezultate foarte apropiate de cele care se obțin pe cale experimentală, deoarece programul dispune de biblioteci de modele pentru o mare diversitate de componente electronice. Se remarcă interesul unor firme străine, mari producătoare de componente electronice, să ofere și modelele componentelor pe care le produc în formatul utilizat de programul PSPICE. Deși precizia rezultatelor obținute în urma simulării funcționării circuitelor electronice, cu ajutorul programului PSPICE, este foarte mare, de cele mai multe ori se poate constata că timpul necesar de calcul al programului este mult prea mare și nu de puține ori, simularea nu poate fi terminată în întregime datorită unor erori de convergență. Convergența, în cazul programului PSPICE, se referă la faptul că programul nu poate să finalizeze o simulare pentru anumiți parametri impuși la începutul unei sesiuni de lucru. Programul PSPICE [59] utilizează o serie de algoritmi iterativi pentru analiza regimului tranzitoriu (analiza în domeniul timp). Soluția care rezultă în urma unei iterații este folosită, ca o condiție inițială, pentru iterația următoare, în vederea obținerii unei soluții mai apropiate de soluția reală. În cazul în care iterațiile succesive nu converg către o soluție, atunci programul abandonează analiza circuitului. Erorile de convergență mai apar și atunci când variațiile tensiunilor/curenților dintr-un circuit sunt prea mari sau atunci când valoarea tensiunilor/curenților din circuit, în funcționare stabilizată, este mare și se cere o precizie foarte mare (de ex. $10e-9$). În cazul convertoarelor rezonante, autorul a semnalat o serie de probleme legate de convergență, deoarece diferența între frecvența de rezonanță a circuitelor rezonante și frecvența de tăiere a circuitelor de filtraj de la ieșirea convertoarelor este mult prea mare. Cu alte cuvinte, în structura convertoarelor rezonante există circuite care sunt caracterizate de două scări de timp mult diferite între ele ca valoare. Problema anterioară a putut fi rezolvată prin modelarea filtrului de ieșire împreună cu sarcina prin intermediul unor surse de tensiune/curent a căror valoare a fost considerată constantă, cu prețul diminuării acuratetei rezultatelor simulării.

În acest capitol, autorul propune o modalitate prin care se poate realiza analiza asistată de calculator a convertoarelor rezonante care au o frecvență de funcționare variabilă. În urma dezvoltării unui model matematic pentru două tipuri

de convertoare rezonante, convertorul rezonant serie și convertorul rezonant de tip paralel, *autorul prezintă în Anexa 1 principalele rutine care stau la baza programului de simulare.* Datorită algoritmului de calcul propus, rularea programului este rapidă, nefiind însoțită de erori de convergență specifice unor programe dedicate de simulare. Programul ține cont de parametrii electrici ai dispozitivelor electronice de putere și poate fi utilizat și în cazul în care frecvența de comutație a convertorului este constantă. Implementarea programului a fost realizată cu ajutorul mediului de programare MATLAB - [33]. *Folosirea mediului de programare MATLAB face posibilă integrarea algoritmului propus de autor în aplicații care folosesc toolbox-ul Simulink și blockset-ul Power System, utilitare de bază folosite în analiza și simularea convertoarelor electronice de putere.*

3.2. Analiza în domeniul timp a convertoarelor rezonante comandate prin modulație în frecvență

În cadrul acestui subcapitol, autorul prezintă concret modul în care se poate face analiza asistată de calculator a funcționării unor convertoare rezonante controlate prin modulație în frecvență. Pentru exemplificare autorul a ales convertorul rezonant de tip serie și convertorul rezonant de tip serie-paralel. La baza programului realizat de către autor, a cărui caracteristici vor fi prezentate în continuare, stă transformarea ecuațiilor diferențiale care descriu funcționarea convertoarelor rezonante în ecuații numerice. Precizia rezultatelor obținute depinde doar de limitările introduse de mediul de programare MATLAB. Conform [33], cea mai mare valoare pozitivă în virgulă mobilă care poate fi folosită în MATLAB este $1,7977e+308$ iar cea mai mică este $2,2251e-308$. Alegerea mediului de programare MATLAB, pentru dezvoltarea programului, se datorează faptului că permite operații complexe cu matrici, iar interfața grafică cu utilizatorul este foarte ușor de realizat. În cele ce urmează, autorul dezvoltă pentru două tipuri de convertoare rezonante, cel mai des întâlnite în practică, câte un model matematic. Cele două modele matematice stau la baza realizării de către autor a unui program de simulare, cu ajutorul căruia se poate face analiza în domeniul

timp a acestor tipuri de convertoare. Metoda poate fi aplicată și în cazul altor tipuri de convertoare.

Considerăm componentele pasive ale convertoarelor analizate în continuare ideale, iar circuitele rezonante caracterizate de un factor de calitate suficient de ridicat. Comutarea întrerupătoarelor este instantanee iar acestea sunt caracterizate doar de conductanțele lor din starea de conducție sau starea de blocare.

Schema electronică a unui convertorului rezonant de tip serie este prezentată în fig.3.1.

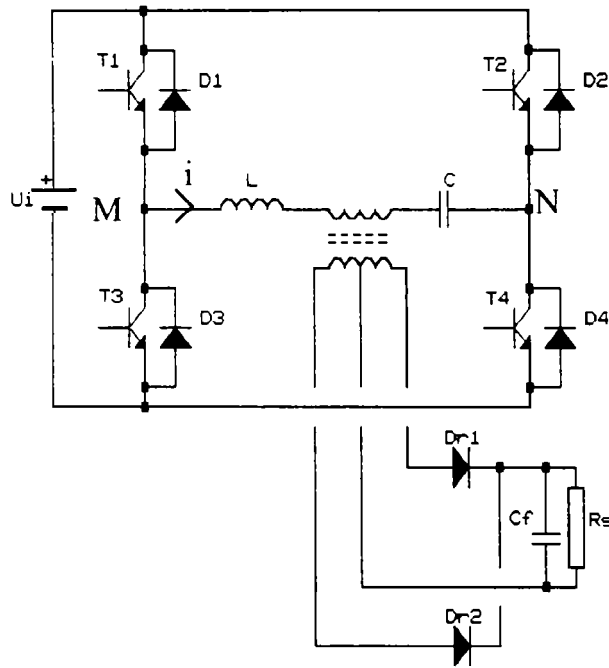


Fig.3.1. Convertor rezonant de tip serie

Convertorul este alcătuit dintr-un inverter de tensiune realizat cu ajutorul tranzistoarelor T1, T2, T3, T4 și un circuit de redresare.

Factorul de umplere al semnalelor de comandă pentru cele patru tranzistoare este de 50%. Tranzistoarele T1 și T4 respectiv T3 și T2 se comandă simultan dar defazajul dintre semnalele lor de comandă este de 180° . Datorită acestui mod de comandă, tensiunea între punctele M și N are o formă de variație în timp alternativă.

Componenta fundamentală a tensiunii generate de inverter între nodurile M și N este selectată cu ajutorul unui circuit rezonant serie, realizat cu ajutorul bobinei L și a condensatorului C. Această componentă este apoi redresată cu un redresor de curent care lucrează în clasă D. Diodele D1, D2, D3 și D4 asigură circulația curentului în ambele sensuri, în întrerupătoarele formate de către acestea cu tranzistoarele asociate.

Circulația curentului în ambele sensuri, în întrerupătoarele formate dintr-un tranzistor și o diodă conectată în antiparalel cu terminalele de putere ale tranzistorului, este obligatorie deoarece, în funcție de frecvența de lucru a convertorului, între curentul i și tensiunea dintre punctele M și N apare un

anumit defazaj. Funcționarea acestui tip de convertor este descrisă amănunțit în [17], [29], [32], [42], [52].

În [29], [45], [46], [110] se arată că pentru o frecvență de comutație dată, transformatorul Tr împreună cu circuitul de redresare poate fi înlocuit, pentru analiză, cu un rezistor a cărui valoare este aproximată de relația:

$$R_i \cong \frac{8n^2 R_s}{\pi^2} \left(1 + \frac{U_F}{U_s} + \frac{\pi^2 r_F}{8R_s} \right) \quad (3.1)$$

Toate întrerupătoarele din circuit se pot înlocui la rândul lor cu conductanțele corespunzătoare stării în care se află la un moment dat. De exemplu, pentru tranzistoarele bipolare și diodele de putere, aflate în stare de conducție, conductanța lor este de ordinul zecilor S (Siemens) iar dacă se află în stare de blocaare, conductanța lor este de ordinul μ S.

Ținând seama de observațiile de mai sus, se poate obține următoarea

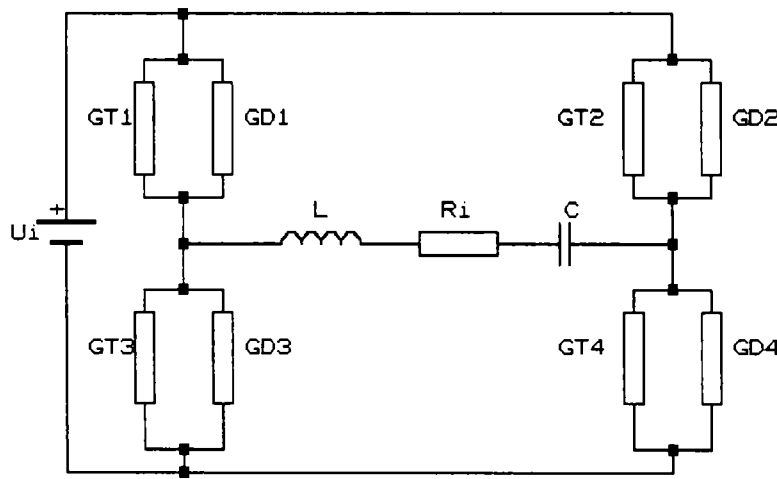


Fig.3.2. Schema echivalentă a convertorului rezonant de tip serie

schemă echivalentă a convertorului rezonant serie- (fig.3.2) unde G_{Ti} , G_{Di} , $i = 1,4$, sunt conductanțele dispozitivelor electronice semiconductoare între terminalele lor de putere.

Funcționarea acestui circuit este descrisă cu ajutorul următorului sistem de ecuații diferențiale:

$$\dot{y} = Ay + Bu \quad (3.2)$$

unde vectorul y conține variabile de stare - curentul prin bobina L și tensiunea pe condensatorul C . Matricile de tranziție pentru circuitul din fig.3.2. sunt date de relațiile următoare:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \left(\frac{1}{G_i} + \frac{1}{G_{T1} + G_{D1} + G_{T3} + G_{D3}} + \frac{1}{G_{T2} + G_{D2} + G_{T4} + G_{D4}} \right) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

iar

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \left(\frac{G_{T1} + G_{D1}}{G_{T1} + G_{D1} + G_{T3} + G_{D3}} - \frac{G_{T2} + G_{D2}}{G_{T2} + G_{D2} + G_{T4} + G_{D4}} \right) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Sistemul de ecuații indicat în (3.30) se poate rescrie sub o formă omogenă

$$\text{după cum se arată în relația următoare: } \dot{x} = H \cdot x \quad (3.5)$$

unde x reprezintă din nou variabilele de stare, iar matricea H are următoarea formă:

$$H = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Forma de variație în timp a tensiunii la terminalele condensatorului și a curentului prin bobină depinde de starea intrerupătoarelor inverterului.

Convertorul rezonant de tip serie-paralel are o structură echivalentă asemănătoare cu cea a convertorului rezonant serie, cu deosebirea că în circuitul primar al transformatorului de putere este conectat un condensator care,

împreună cu bobina L formează un circuit rezonant - (fig.3.3).

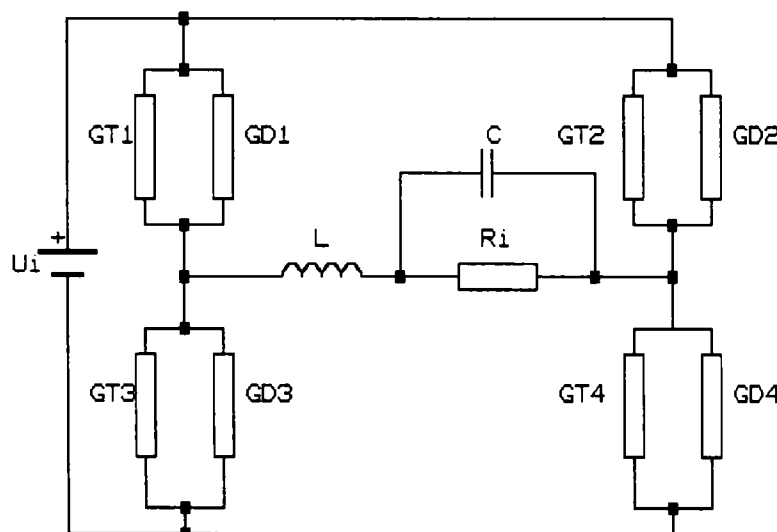


Fig.3.3 Schema echivalentă a convertorului serie-paralel

Funcționarea acestui circuit poate fi descrisă tot de un sistem de ecuații asemănător cu (3.30). Matricile A și B sunt definite în modul

următor:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{G_i}{C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \left(\frac{1}{G_{T1} + G_{D1} + G_{T3} + G_{D3}} + \frac{1}{G_{T2} + G_{D2} + G_{T4} + G_{D4}} \right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

iar

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \left(\frac{G_{T1} + G_{D1}}{G_{T1} + G_{D1} + G_{T3} + G_{D3}} - \frac{G_{T2} + G_{D2}}{G_{T2} + G_{D2} + G_{T4} + G_{D4}} \right) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

S-a amintit mai sus că la baza programului de simulare stă transformarea ecuațiilor diferențiale (3.2) în ecuații cu diferențe finite. Pentru aceasta, se definește derivata vectorului ce conține variabilele de stare în modul următor:

$$\dot{x}_k = \frac{x_k - x_{k-1}}{\Delta t} \quad (3.9)$$

În relația (3.9), Δt reprezintă pasul de timp între două stări consecutive. Cu indicele k s-a notat starea actuală a variabilelor de stare, iar cu $(k - 1)$ s-a notat starea lor anterioară. Din modul de definire al derivatei (3.9), se observă că este nevoie de cunoașterea unei stări inițiale. Introducând relația (3.9) în relația (3.5) se obține:

$$x_k = (I - \Delta t \cdot C)^{-1} x_{k-1} \quad (3.10)$$

unde matricea I reprezintă matricea unitate.

Pentru exemplificare, autorul a ales din date de catalog, următoarele componente și conductanțe reprezentând parametrii fiecărui tip de convertor. În cazul întrerupătoarelor aflate în stare de saturație, conductanța a fost aleasă de 20S, iar în cazul celor blocate, conductanța a fost aleasă de 2 μ S. Valoarea inductanțelor este de 24 μ H iar valoare condensatoarelor folosite în cel două convertoare este de 1 μ F - (fig.3.2) și (fig.3.3).

Rezultatele obținute, în urma simulării realizate cu ajutorul programului conceput de către autor, sunt prezentate în fig.3.4 pentru convertorul rezonant de tip serie și în fig.3.5 pentru convertorul rezonant de tip serie-paralel.

Diagramele temporale prezentate în fig.3.4 și fig.3.5 sunt deosebit de utile proiectanților de convertoare rezonante deoarece:

- este indicată valoarea maximă a curentului care circulă prin întrerupătoare și inductivitatea L ;
- indică valoarea maximă a tensiunii pe condensatorul C ;
- valorile maxime ale tensiunii și curenților sunt folosite la alegerea dispozitivelor electronice de putere comandate;
- indică grafic forma de undă a variabilelor de stare;

- frecvența de comutație poate fi modificată chiar pe durata funcționării convertoarelor, singura condiție impusă este doar cea legată de factorul de umplere al impulsurilor de comandă care trebuie să fie de 50%;
- se poate determina randamentul conversiei.
- timpul de simulare este mult mai mic decât în cazul folosirii programului de simulare PSpice fără a fi semnalate erori de convergență.

3.3. Concluzii

În acest capitol, autorul pune în evidență importanța utilizării analizei în domeniul timp al convertoarelor electronice de putere în general și al celor rezonante în particular. Această analiză se poate face ușor cu ajutorul unor algoritmi de prelucrare numerică. Programul de simulare propus de autor realizează simularea în domeniul timp a convertoarelor rezonante comandate cu modulație în frecvență. Acest program poate fi folosit la proiectarea convertoarelor rezonante, oferind proiectanților un mijloc rapid și eficient pentru rezolvarea unor probleme de proiectare.

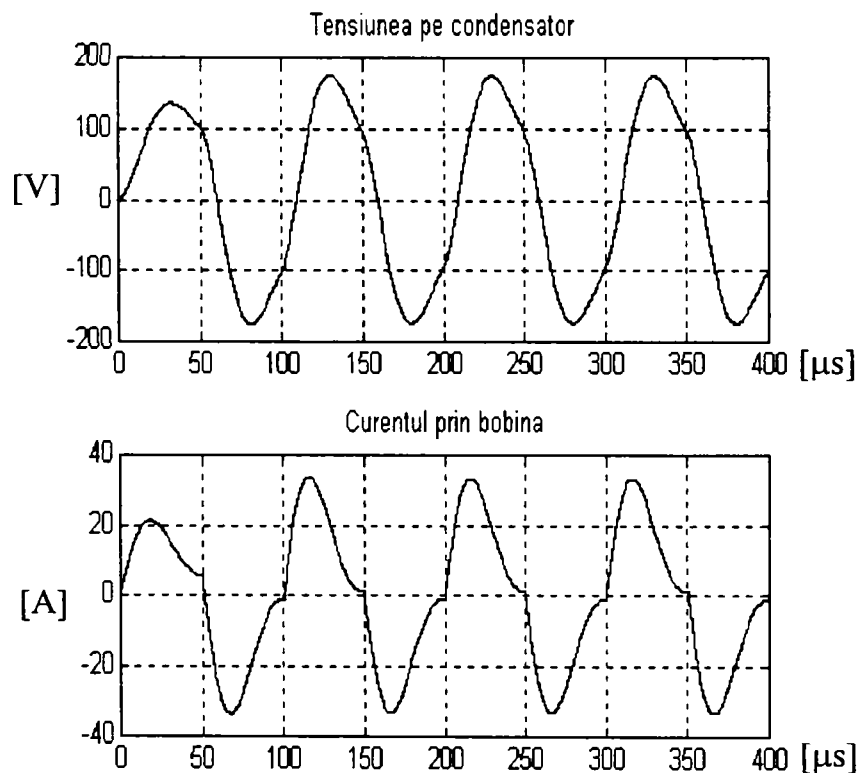


Fig.3.4. Modul de variație în timp ale tensiunii pe condensator și curentului prin inductanța convertorului rezonant de tip serie.

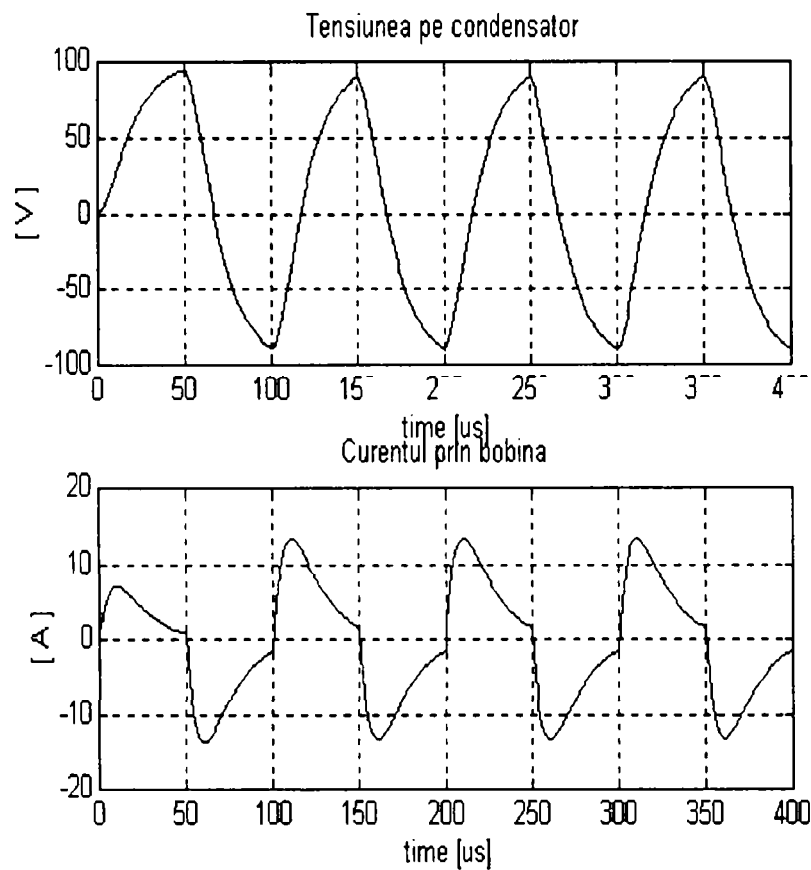


Fig.3.5. Modul de variație în timp ale tensiunii pe condensator și curentului prin inductanța convertorului rezonant de tip serie paralel.

Programul a fost dezvoltat cu ajutorul mediului de programare MATLAB și prezintă următoarele facilități:

- posibilitatea determinării regimului tranzitoriu de la pornirea convertorului;
- posibilitatea folosirii unei frecvențe de comutație variabilă;
- determinarea imediată a valorilor de vârf a curenților prin inductanțe respectiv tensiunilor pe condensatoare;
- determinarea valorilor maxime ale curenților și ale tensiunilor de întrerupător;
- posibilitatea analizei funcționării convertoarelor rezonante atât în modul de lucru cu conducție continuă cât și în cazul conducției întrerupte, în cazul modificării frecvenței de comutație a întrerupătoarelor sau modificării unor parametri ai convertorului;
- posibilitatea includerii acestui program sau subrutine ale acestuia în aplicații realizate cu ajutorul toolbox-ului Simulink și a blockset-ului Power System oferite de către MATLAB;
- viteză de simulare mai mare decât în cazul folosirii programului PSpice;

- se poate studia modul de variație al variabilelor de stare în funcție de sarcina convertorului și de variațiile mărimii electrice de la intrarea acestuia;
- eliminarea erorilor de convergență care pot să apară atunci când folosim programul de simulare PSpice.

Este demn de remarcat faptul că acest program a fost folosit de către autor înainte de apariția blockset-ului Power System din MATLAB, blockset care pune la dispoziția utilizatorilor modele de întrerupătoare similare.

4. Analiza în domeniul frecvență a convertoarelor rezonante

În acest capitol autorul prezintă o serie de rezultate obținute folosind analiza în domeniul frecvență a convertoarelor rezonante. Pe baza acestor rezultate autorul propune o metodă de modelare a convertoarelor rezonante de tip serie și paralel. Tot în acest capitol, autorul exemplifică o modalitate de proiectare a convertoarelor rezonante, făcând uz de concluziile desprinse din analiza și modelarea convertoarelor rezonante prin liniarizare armonică. La baza acestei metode de analiză se află ipoteza că, dacă frecvența de comutație a convertorului este apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant folosit, atunci variabilele de stare ale circuitului oscilant sunt cvasi-sinusoidale, iar efectul armonicilor superioare poate fi neglijat. Convertoarele rezonante, după cum s-a precizat în capitolul anterior, sunt sistem neliniare dar care, folosind aproximarea menționată mai sus pot să fie liniarizate. Se obține astfel, în locul unui circuit de conversie a energiei electrice prevăzut cu întrerupătoare electronice de putere, un circuit liniar de curent alternativ format doar din componente electronice pasive. Rezultatele obținute sunt foarte asemănătoare cu cele obținute cu ajutorul unor programe de simulare dedicate. În finalul acestui capitol autorul propune un nou tip de convertor rezonant care funcționează cu o frecvență de comutație constantă, iar reglarea puterii transferate sarcinii se realizează prin control de fază. Prezentarea funcționării acestui nou tip de convertor este făcută de asemenea cu ajutorul analizei în domeniul frecvență.

4.1. Noțiuni introductive

După cum s-a precizat în capitolele anterioare, convertoarele rezonante sunt sisteme de conversie a energiei de curent continuu în energie de curent continuu. Utilizarea în structura lor a întrerupătoarelor electronice de putere, marchează caracterul lor puternic neliniar. O metodă de analiză des folosită la studiul sistemelor neliniare recurge la liniarizarea armonică [88], [43], [44]. Metoda liniarizării armonice se bazează pe faptul că un convertor electronic de putere - fig.3.1. - poate fi descompus într-o parte liniară și o parte neliniară. În cazul convertoarelor rezonante - de exemplu circuitul din fig.2.1.a. - parte liniară este

formată din rețeaua rezonantă L_r , C_r și circuitul de sarcină cu filtrul aferent, iar partea neliniară este compusă din invertorul de tensiune și circuitul de redresare. Tensiunea de la ieșirea invertorului - fig.2.1.c. - poate să fie descompusă matematic într-o serie Fourier. Componentele spectrale trec apoi prin circuitul rezonant L_r , C_r , care le modifică amplitudinile și le schimbă faza. Dacă circuitul rezonant permite trecerea unei singure componente spectrale, atunci se poate spune că partea neliniară a fost liniarizată în raport cu componenta spectrală respectivă.

Metoda de liniarizare armonică este astfel adecvată analizei convertoarelor rezonante, deoarece circuitul rezonant pe care îl conține, extrage chiar componenta fundamentală, în majoritatea cazurilor, a mărimii electrice de la ieșirea invertorului de tensiune sau curent. În plus, dacă circuitul rezonant este caracterizat de un factor de calitate suficient de mare, cel puțin de ordinul unităților, atunci influența componentelor spectrale și cea a componentei continue, dacă este cazul, asupra componentei fundamentale armonice este ne semnificativă.

O altă condiție necesară obținerii unei componente fundamentale cvasi-sinusoidale este și aceea care impune ca frecvența de comutație a întrerupătoarelor convertorului să fie foarte apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant folosit. Pe parcursul capitolului de față, *autorul pune în evidență posibilitățile de modelare, cu ajutorul unor circuite electrice simple, a convertoarelor rezonante și cele de analiză, cu ajutorul metodei de liniarizare armonică.* Scopul modelării amintite mai sus prezintă o importanță practică considerabilă, deoarece analiza în domeniul frecvență duce la *obținerea unor relații de proiectare a convertoarelor rezonante simple și ușor de utilizat.* Cele mai pertinente rezultate se obțin în cazul în care convertorul rezonant funcționează în modul de conducție continuă. Metoda nu mai este "precisă" în cazul în care convertorul funcționează în regim de conducție discontinuă, în apropierea lui sau factorul de calitate al circuitului oscilant este redus. Pentru aceste trei situații particulare se poate folosi în schimb, metoda de analiză în domeniul timp prezentată de autor în Cap.3. Precizia la care s-a făcut referire mai sus, are legătură cu observația că, în modul de conducție discontinuă, forma curentului prin circuitul rezonant nu este sinusoidală, curentul având un conținut bogat de

armonici. Din acest motiv nu se poate face presupunerea ca întreaga energie să fie concentrată în componenta fundamentală.

Pentru convertoarele rezonante, rezultatul cel mai important care reiese din acest tip de analiză este acela că, funcția de transfer în tensiune a convertorului, lucrând în modul cu conducție continuă, este dată de funcția de transfer a circuitului rezonant la o frecvență egală cu frecvența de comutație.

Folosind modul de analiză prin liniarizare armonică, se demonstrează în cadrul capitolului de față, că pentru convertoarele rezonante, redresoarele împreună cu circuitele de sarcină, pot să fie modelate ca simple rezistoare pentru o frecvență de comutație dată. Adoptarea unui model de rezistor pentru etajul de ieșire al convertorului, este posibilă deoarece valoarea tensiunii/curentului de sarcină este cvasi-constantă. Tensiunea/curentul de sarcină se reflectă la intrarea circuitului de redresare sub forma unei mărimi alternative cu o formă de variație în timp rectangulară. Tensiunea/curentul care se reflectă de la sarcină la intrarea redresorului, poate fi descompusă, din punct de vedere matematic, într-o serie de componente armonice (serie Fourier).

Pentru modelarea circuitului de ieșire, din seria de componente armonice se păstrează doar componenta fundamentală, a cărei frecvență este egală cu frecvența de comutație a întrerupătoarelor. Între tensiunea/curentul obținut la ieșirea circuitului rezonant și componenta fundamentală amintită mai sus, defazajul este nul, motiv pentru care redresorul împreună cu filtrul de ieșire și sarcina, pentru o frecvență de comutație dată, sunt modelate printr-un rezistor. Din motivele indicate mai sus, circuitul rezonant al convertorului - fig.2.1.b - are o sarcină pur rezistivă. De remarcat faptul că rezistorul este un element liniar de circuit pe când circuitul de redresare are un caracter neliniar. Înlocuirea circuitului de ieșire al convertorului cu un rezistor reprezintă de fapt o "liniarizare". Într-unul din subcapitolele următoare, autorul demonstrează veridicitatea ipotezelor menționate mai sus, pentru un redresor sincron realizat cu tranzistoare MOSFET de putere.

Dintre avantajele metodei de analiză în domeniul frecvență, prin liniarizare armonică [43], [44], [45], [47], se pot aminti următoarele: posibilitatea determinării influenței pierderilor în stare de conducție a întrerupătoarelor asupra eficienței procesului de conversie, se pot estima pierderile prin efect termic datorate trecerii

curentului electric prin întrerupătoare, se poate determina randamentul convertorului, se evidențiază cu ușurință dependența caracteristicilor convertorului de circuitul său de sarcină și nu în ultimul rând, este posibilă explicarea simplă și intuitivă a mecanismului comutației la tensiune sau curent zero în convertoarele rezonante.

După cum s-a precizat în capitolul anterior, în componența unui convertor rezonat se află și un invertor de tensiune sau curent în punte, în cazul aplicațiilor de mare putere. Frecvența de comutație a întrerupătoarelor invertorului este apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant folosit. Pentru un invertor de tensiune sau curent în punte există două metode de comandă. Ambele metode de comandă au în comun faptul că, întrerupătoarele fiecărui braț al punții sunt comandate în contratimp (antifază).

În prima metodă de comandă, pe lângă precizarea amintită mai sus, semnalele de comandă ale întrerupătoarelor plasate pe o diagonală a punții trebuie să fie identice, sau cu alte cuvinte, întrerupătoarele trebuie să se găsească în aceeași stare. În plus, duratele celor două stări în care se află fiecare întrerupător (saturație, blocare) sunt egale, motiv pentru care factorul de umplere al tensiunii de la ieșirea invertorului este de 50%. Controlul puterii transferate sarcinii se va face în acest caz prin modificarea frecvenței de comutație a întrerupătoarelor. Puterea transferată sarcinii este maximă dacă frecvența de comutație a întrerupătoarelor este egală cu frecvența de rezonanță a circuitului oscilant folosit - [29], [43]. În literatura de specialitate această metodă de comandă este numită *comandă cu modulație în frecvență (MF)*.

Metoda a doua de comandă a unui invertor în punte, se caracterizează prin faptul că frecvența de comutație a întrerupătoarelor din care este alcătuit invertorul, este constantă, dar între semnalele de comandă ale întrerupătoarelor unui braț al invertorului și semnalele de comandă pentru celelalte întrerupătoare se introduce un anumit defazaj. Și în această situație durata stării de conducție respectiv de blocare pentru fiecare întrerupător al punții este aceeași. Această metodă de comandă se numește *comandă cu control de fază (PS)*. Pentru modul de comandă PS, factorul de umplere al tensiunii de la ieșirea invertorului este reglabil [9], [17], [19], [42]. Energia transferată sarcinii depinde direct proporțional de valoarea factorului de umplere a tensiunii/curentului de la ieșirea invertorului.

În fig.4.1 este prezentat un invertor de tensiune a cărei întrerupătoare sunt comandate prin cele două metode de comandă menționate anterior: modulație în frecvență și comanda în fază, la o frecvență de comutație fixă. Tot în fig.4.1 sunt indicate și formele de undă ale tensiunii care se aplică circuitului de sarcină.

Semnalele de la ieșirea invertorului, pentru cele două metode de comandă, au un conținut bogat de armonici a frecvenței de comutație. În convertoarele rezonate, înlăturarea acestor armonici revine unui circuit oscilant a cărei frecvență de rezonanță este apropiată de cea de comutație.

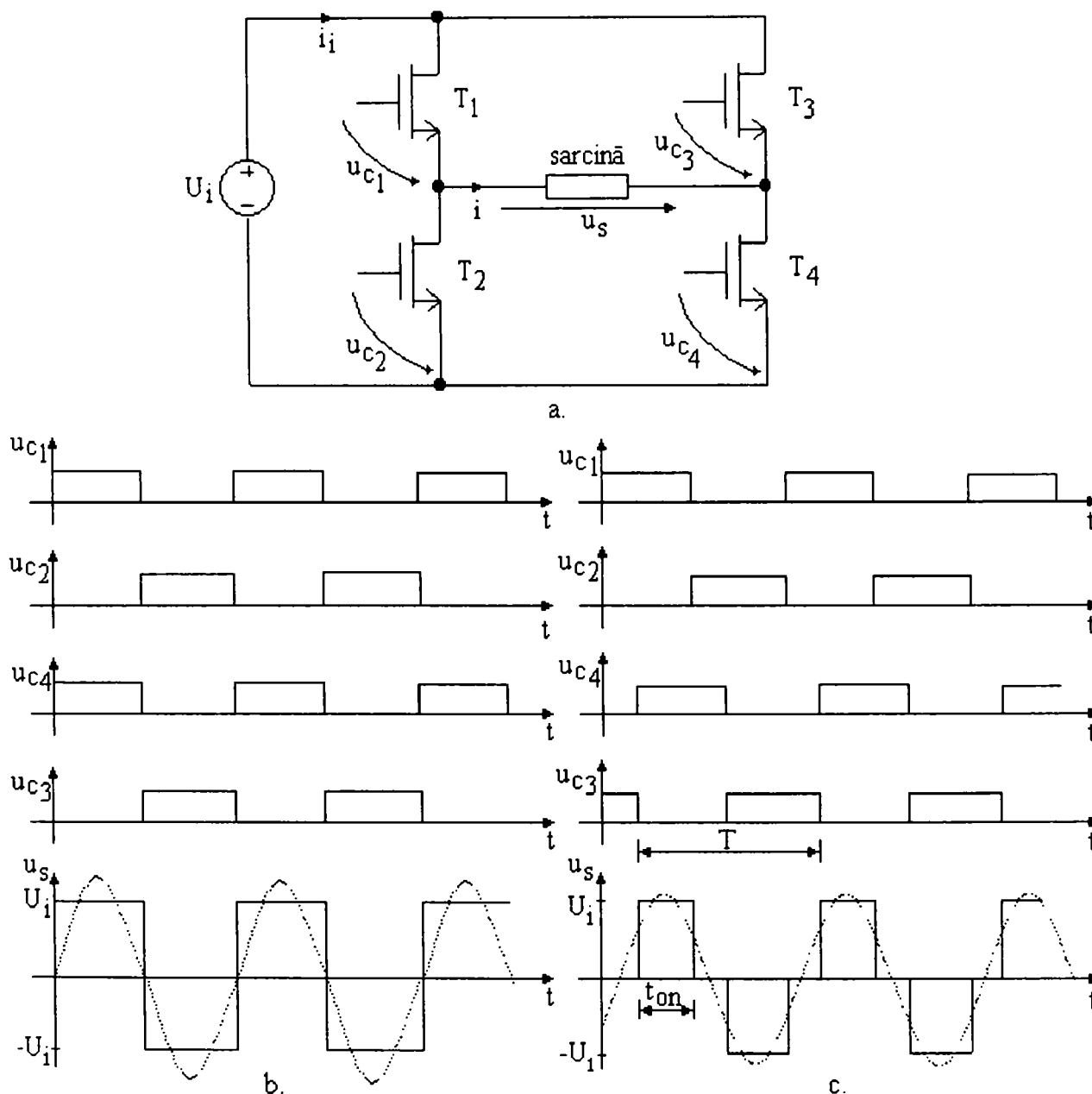


Fig.4.1. a. Invertor de tensiune, b. și c. metode de comandă a convertoarelor rezonate cu modulație de frecvență, respectiv control de fază

În cazul în care circuitul rezonant prezintă un factor de calitate suficient de ridicat, extragerea componentei fundamentale din spectrul de armonici de la

ieșirea invertorului de tensiune este ușor de realizat. În fig.4.1.b și fig.4.1.c. sunt prezentate cu linie punctată și componentele fundamentale ale tensiunii de la ieșirea invertorului pentru cele două metode de comandă menționate mai sus.

Tensiunile de la ieșirea invertorului pentru cele două metode de comandă se poate scrie sub următoarele forme folosind dezvoltarea în serie Fourier:

- pentru comanda cu modulație de frecvență:

$$u_s = \frac{4U_i}{\pi} \sum_{\substack{n=2k+1 \\ k \in \mathbb{Z}^+}}^{\infty} \frac{\sin n\omega_s t}{n} \quad (4.1)$$

iar pentru comanda cu control de fază:

$$u_s = \frac{4U_i}{\pi} \sum_{\substack{n=2k+1 \\ k \in \mathbb{Z}^+}}^{\infty} \frac{\sin n\omega_s t}{n} \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{2} D\right) \quad (4.2)$$

unde D reprezintă factorul de umplere al tensiunii pe sarcină, fiind dat de raportul dintre durata de timp t_{on} în care un întrerupător este în stare de conducție și perioada de comutație T a întrerupătorului.

Pentru comanda cu control de fază, D poate să ia valori cuprinse între 0 și 0,5. Componenta fundamentală a tensiunilor pe sarcină se obțin dacă valoarea lui k în relațiile (4.1) și (4.2) este zero.

Pentru a demonstra valabilitatea ipotezelor precizate mai sus, autorul prezintă rezultatele simulării funcționării în domeniul timp a unui convertor rezonant de tip paralel cu ajutorul programului PSPICE. Parametrii de circuit au fost obținuți cu relațiile de proiectare din [29], [43].

Modul de prezentare a rezultatelor are un caracter original, deoarece se pune în evidență, prin comparație, valorile factorilor de distorsiune armonică a principalelor mărimi electrice - fig.4.2.

Rezultate asemănătoare, obținute pe cale analitică, folosind simplificări importante, au mai fost prezentate în [42] dar rezultatele obținute de autor sunt mai precise, deoarece în simulare s-a ținut cont și de tipul componentelor semiconductoare folosite.

În fig.4.3 se observă că din punct de vedere grafic, formele de undă ale tensiunii pe condensatorul C și curentul prin bobina L sunt cvasi-sinusoidale. Din punct de vedere cantitativ, tensiunea u_r și curentul i_L sunt descrise în tabelele următoare, pentru cazul în care rezistența echivalentă serie a bobinei L și a

rezistențelor drenă-sursă a tranzistoarelor MOSFET în stare de conducție este de 1Ω , caz aproape ideal, respectiv 10Ω , caz considerat ca fiind cel mai defavorabil.

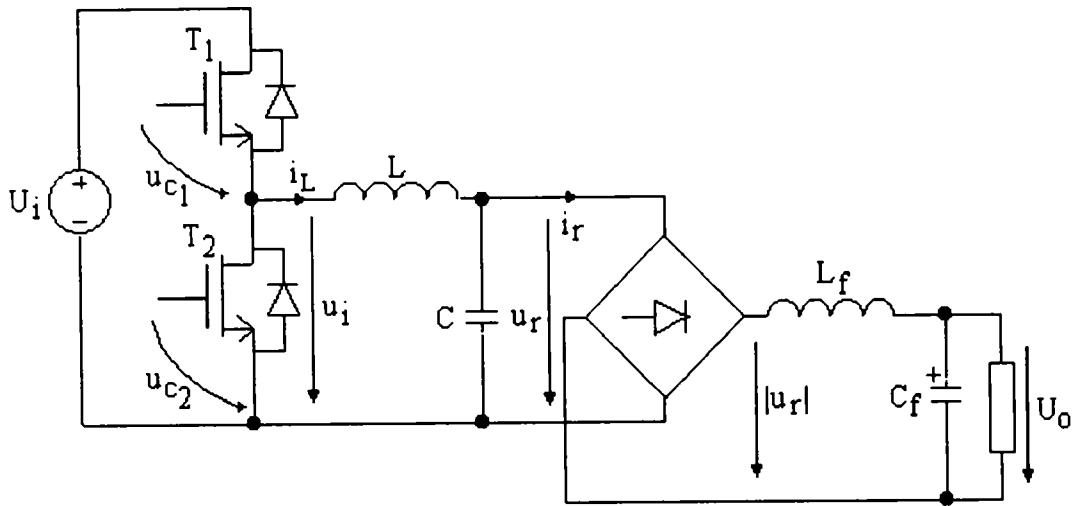


Fig.4.2. Convertor rezonant de tip paralel fără izolare cu control în frecvență

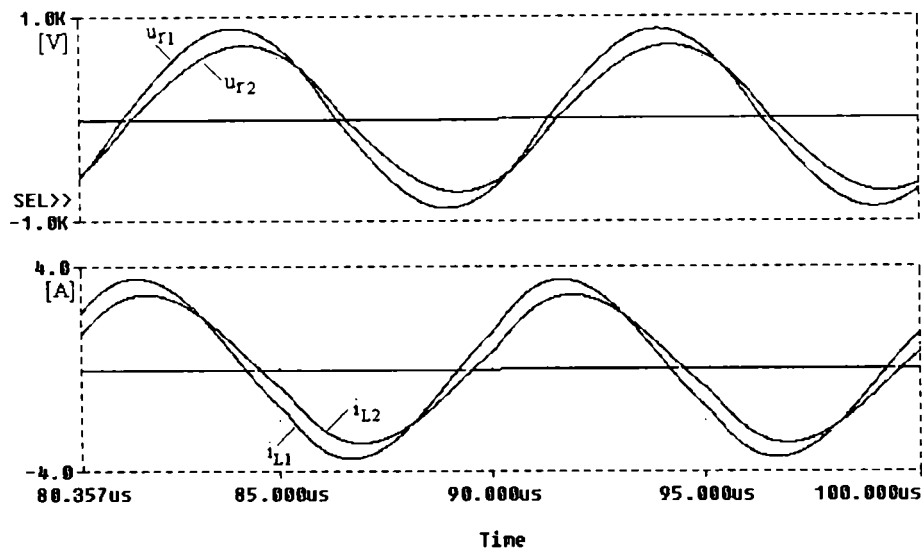


Fig.4.3. Formele de undă ale tensiunii pe condensatorul C și curentul prin bobina L

În cazul în care rezistența echivalentă serie este de 1Ω , în urma simulării sunt obținute următoarele rezultate:

Tab.4.1. Componentele seriei Fourier pentru tensiunea de la ieșirea invertorului

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [V]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	1.972E+02	1.000E+00	-3.608E+00	0.000E+00
2	2.000E+05	6.164E+00	3.125E-02	8.193E+01	8.554E+01
3	3.000E+05	6.544E+01	3.318E-01	-1.081E+01	-7.206E+00
4	4.000E+05	6.148E+00	3.117E-02	7.387E+01	7.748E+01
5	5.000E+05	3.890E+01	1.972E-01	-1.799E+01	-1.438E+01
6	6.000E+05	6.121E+00	3.103E-02	6.581E+01	6.942E+01
7	7.000E+05	2.740E+01	1.389E-01	-2.511E+01	-2.150E+01
8	8.000E+05	6.084E+00	3.085E-02	5.777E+01	6.138E+01
9	9.000E+05	2.091E+01	1.060E-01	-3.216E+01	-2.855E+01

Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 42,282362E+01 %

Tab.4.2. Componentele seriei Fourier pentru semnalul u_r (notat u_{r1} în fig.4.3)

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [V]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	9.314E+02	1.000E+00	-4.738E+01	0.000E+00
2	2.000E+05	5.360E+00	5.755E-03	-1.309E+02	-8.353E+01
3	3.000E+05	1.461E+01	1.568E-02	-7.462E+01	-2.724E+01
4	4.000E+05	1.493E+00	1.603E-03	-1.421E+02	-9.471E+01
5	5.000E+05	9.105E+00	9.776E-03	-1.482E+02	-1.008E+02
6	6.000E+05	9.871E-01	1.060E-03	-1.456E+02	-9.817E+01
7	7.000E+05	4.538E+00	4.872E-03	1.464E+02	1.938E+02
8	8.000E+05	7.520E-01	8.075E-04	-1.543E+02	-1.069E+02
9	9.000E+05	1.630E+00	1.750E-03	6.449E+01	1.119E+02
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 2,014444E+00 %					

Tab.4.3. Componentele seriei Fourier pentru semnalul i_L (notat i_{L1} în fig.4.3)

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [A]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	3.605E+00	1.000E+00	3.267E+01	0.000E+00
2	2.000E+05	3.273E-02	9.081E-03	-1.594E+01	-4.860E+01
3	3.000E+05	9.003E-02	2.498E-02	-8.462E+01	-1.173E+02
4	4.000E+05	1.227E-02	3.405E-03	-1.171E+01	-4.438E+01
5	5.000E+05	3.964E-02	1.100E-02	-9.443E+01	-1.271E+02
6	6.000E+05	7.729E-03	2.144E-03	-1.337E+01	-4.603E+01
7	7.000E+05	1.892E-02	5.250E-03	-1.105E+02	-1.432E+02
8	8.000E+05	5.536E-03	1.536E-03	-1.532E+01	-4.799E+01
9	9.000E+05	8.963E-03	2.487E-03	-1.197E+02	-1.524E+02
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 2,965801E+00 %					

În situația în care rezistența echivalentă serie este de 10Ω (valoare extrem de mare) obținem rezultatele următoare:

Tab.4.4. Componentele seriei Fourier pentru tensiunea de la ieșirea invertorului

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [V]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	1.972E+02	1.000E+00	-3.608E+00	0.000E+00
2	2.000E+05	6.164E+00	3.125E-02	8.193E+01	8.554E+01
3	3.000E+05	6.544E+01	3.318E-01	-1.081E+01	-7.206E+00
4	4.000E+05	6.148E+00	3.117E-02	7.387E+01	7.748E+01
5	5.000E+05	3.890E+01	1.972E-01	-1.799E+01	-1.438E+01
6	6.000E+05	6.121E+00	3.103E-02	6.581E+01	6.942E+01
7	7.000E+05	2.740E+01	1.389E-01	-2.511E+01	-2.150E+01
8	8.000E+05	6.084E+00	3.085E-02	5.777E+01	6.138E+01
9	9.000E+05	2.091E+01	1.060E-01	-3.216E+01	-2.855E+01
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 4.282362E+01 %					

Tab.4.5. Componentele seriei Fourier pentru tensiunea u_r (notat u_{r2} în fig.4.3)

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [V]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	7.201E+02	1.000E+00	-5.938E+01	0.000E+00
2	2.000E+05	2.158E+00	2.996E-03	-1.087E+02	-4.930E+01
3	3.000E+05	2.023E+01	2.809E-02	-1.062E+02	-4.682E+01
4	4.000E+05	7.180E-01	9.971E-04	-1.053E+02	-4.591E+01
5	5.000E+05	9.181E+00	1.275E-02	1.688E+02	2.282E+02
6	6.000E+05	4.838E-01	6.719E-04	-1.428E+02	-8.347E+01
7	7.000E+05	3.409E+00	4.734E-03	7.119E+01	1.306E+02
8	8.000E+05	1.864E-01	2.588E-04	-1.734E+02	-1.140E+02
9	9.000E+05	1.782E+00	2.474E-03	-6.114E+01	-1.762E+00
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 3,147689E+00 %					

Tab.4.6. Componentele seriei Fourier pentru semnalul i_L (notat i_{L2} în fig.4.3)

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [A]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	2.826E+00	1.000E+00	1.769E+01	0.000E+00
2	2.000E+05	1.876E-02	6.638E-03	-8.945E+00	-2.664E+01
3	3.000E+05	1.050E-01	3.714E-02	-8.340E+01	-1.011E+02
4	4.000E+05	7.771E-03	2.750E-03	-1.381E+01	-3.150E+01
5	5.000E+05	4.301E-02	1.522E-02	-1.062E+02	-1.239E+02
6	6.000E+05	4.950E-03	1.752E-03	-2.324E+01	-4.093E+01
7	7.000E+05	1.782E-02	6.306E-03	-1.218E+02	-1.395E+02
8	8.000E+05	3.472E-03	1.229E-03	-2.914E+01	-4.683E+01
9	9.000E+05	9.536E-03	3.375E-03	-1.197E+02	-1.374E+02
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 4,145635E+00 %					

Pe baza rezultatelor prezentate în tab.1-tab.6, autorul a constatat următoarele:

- valoarea rezistenței echivalente serie influențează în mod direct valoarea factorului de calitate a circuitului rezonant; cu cât valoarea rezistenței echivalente serie este mai mică cu atât valoarea factorului de calitate este mai mare; pe măsură ce valoarea factorului de calitate devine mai mare, influența armonicilor superioare ale tensiunii de la ieșirea inverterului asupra componentelor fundamentale ale u_r și i_L este mai mică;
- pe măsură ce rezistența echivalentă care apare în serie cu inductanța L este mai mare, amplitudinile tensiunii u_r și a curentului i_L , indicate în fig.4.3, sunt mai mici, înregistrându-se totodată și modificarea defazajului dintre cele două mărimi electrice;

- se confirmă ipoteza conform căreia, circuitul rezonant extrage doar componenta fundamentală a tensiunii de la ieșirea inverterului de tensiune.

În tab.4.7 este prezentat factorul total de distorsiune armonică pentru principalele mărimi electrice care descriu funcționarea convertorului, mărimi indicate în fig.4.2.

Tab.4.7. Factorul total de distorsiune armonică

	U_i	U_r	I_L
$R_{ecv} = 1 \Omega$	THD=42,82%	THD=2,01%	THD=2,96%
$R_{ecv} = 10 \Omega$	THD=42,82%	THD=3,15%	THD=4,14%

Factorul de distorsiune armonică, pentru un semnal periodic în timp, indică cu cât diferă, în procente, semnalul luat în considerare față de un semnal sinusoidal. *Din rezultatele listate mai sus, se poate observa cu ușurință că pentru un domeniu larg de valori a rezistenței echivalente ce apare în serie cu circuitul rezonant, valorile procentuale ale factorului total de distorsiune armonică sunt mici, motiv pentru care putem să considerăm că formele de undă luate în considerare sunt cvasi-sinusoidale.*

Componentele armonice ale tensiunii de la ieșirea inverterului sunt eliminate cu ușurință de către circuitul oscilant adoptat dacă factorul său de calitate este suficient de mare. Componentele de frecvență ridicată care nu pot să fie eliminate de către circuitul rezonant, vor fie atenuate aproape în totalitate de către filtru trece jos de la ieșirea convertorului.

Concluziile prezentate mai sus de autor, servesc la confirmarea ipotezei conform căreia, în cazul convertoarelor rezonante, energia semnalului de la ieșirea inverterului de tensiune/curent este concentrată în componenta sa fundamentală. Acest rezultat este important deoarece este sugerată ideea de a modela inverterul de tensiune/curent din structura unui convertor rezonant, în ciuda caracterului neliniar pe care îl prezintă, printr-un generator de curent alternativ.

Din punct de vedere energetic, eliminarea armonicilor superioare din tensiunea de la ieșirea inverterului, atrage după sine o scădere a energiei furnizate de către convertor sarcinii față de cazul în care tensiunea de la ieșirea inverterului ar fi aplicată direct circuitului de redresare. În [42] se precizează că diferența care apare, în urma neglijării armonicilor superioare, este sub 5%, motiv

pentru care, fenomenul menționat poate să fie neglijat.

Ținând cont de observațiile preliminare de mai sus, autorul indică în subcapitolul următor, modul în care se poate realiza modelarea convertoarelor rezonante prin metoda liniarizării armonice.

4.2. Modelarea convertoarelor rezonante prin liniarizare armonică

În multe lucrări de specialitate valoroase [29], [43]-[47],[52], se observă un interes crescut în ceea ce privește determinarea unor modele matematice cât mai simple pentru convertoarele rezonante comandate în frecvență. Modelul matematic este folosit apoi la analiza în domeniul frecvență și simularea modului de funcționare a convertorului, precum și pentru obținerea unor relații de proiectare simple și ușor de utilizat.

În cele ce urmează, *autorul prezintă etapele necesare realizării unui model liniar pentru convertoarele rezonante, folosind metoda liniarizării armonice*, luând în considerare și observațiile asupra cărora s-a insistat în 4.1. În acest sens, este prezentat modul în care se face modelarea inverterului de tensiune sau curent, modelarea circuitului de redresare împreună cu circuitul de ieșire al convertorului, iar în final este prezentată modelarea convertoarelor rezonante de tip serie și paralel.

Pentru a simplifica modelarea convertoarelor rezonante se fac următoarele presupuneri: nu se iau în considerare fenomenele care însoțesc regimul de comutație al întrerupătoarelor electronice de putere, comutația acestora considerându-se instantanee; tensiunea/curentul de la intrarea convertorului respectiv tensiunea/curentul de sarcină au valori aproximativ constante pe durata câtorva perioade de comutație; frecvența tensiunii/curentului la intrarea în circuitul de redresare este mult mai mare decât frecvența de tăiere a filtrului trece jos de la ieșirea convertorului.

4.2.1. Modelarea circuitelor de redresare din convertoarele rezonante

După cum s-a menționat mai sus, în componența convertoarelor rezonante cu comandă în frecvență intră și circuite de redresare care funcționează în clasă

D, urmate de circuite de filtraj de joasă frecvență. Pentru ca redresarea să fie eficientă, cel mai adesea se folosesc redresoarele bialternanță. Dacă se dorește micșorarea pierderilor în etajul de redresare, pentru puteri reduse de ieșire, se folosesc redresoarele monofazate. În convertoarele rezonante, după cum s-a amintit într-un paragraf anterior, se întâlnesc două tipuri de circuite de redresare: redresoare de tensiune și redresoare de curent. Cele două tipuri de redresoare sunt recunoscute după tipul de circuit de filtraj care le urmează. Tipul redresoarelor este ales în funcție de natura sarcinii (rezistivă, inductivă sau capacitivă) și de tipul circuitului oscilant folosit - vezi clasificarea propusă de autor - fig.2.10). În fig.4.4.a este prezentat un redresor de curent iar în fig.4.4.b este reprezentat un redresor de tensiune împreună cu formele de undă ce descriu funcționarea acestora.

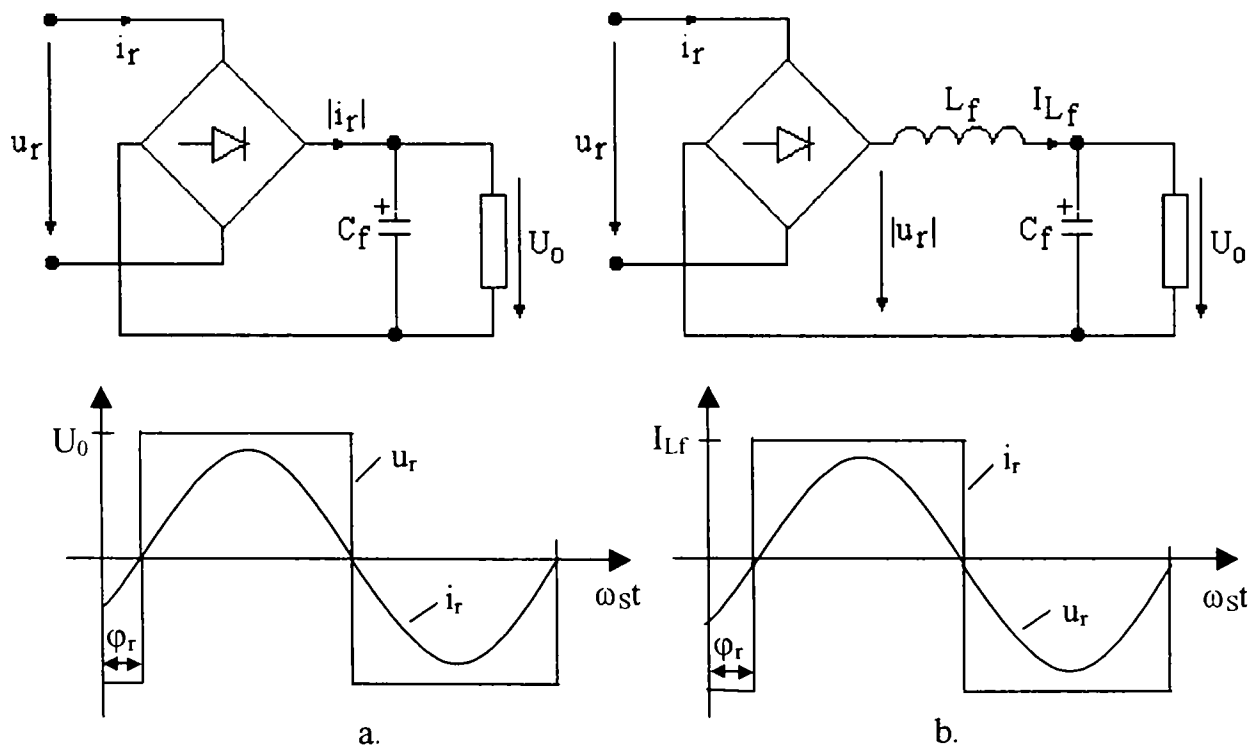


Fig.4.4. a. Redresor de curent b. Redresor de tensiune

În cazul primului tip de redresor, curentul de la intrare i_r provine de la circuitul rezonant al convertorului având o formă de variație în timp cvasi-sinusoidală. În funcție de polaritatea curentului i_r , tensiunea reflectată de la ieșirea convertorului la intrarea redresorului este alternativă, cu o formă de variație în timp rectangulară. Acest lucru este posibil, dacă tensiunea pe sarcină este constantă cel puțin pe durata câtorva perioade de comutație. Menținerea unei tensiuni constante pe sarcină se realizează evident cu ajutorul condensatorului de filtraj C_f ,

condensator care prezintă pentru armonicile tensiunii u_r o reactanță capacitivă extrem de mică. Din simulările efectuate de către autor cu ajutorul programului PSPICE, se observă că rezistența echivalentă serie a condensatorului de filtraj nu poate fi neglijată la frecvențe ridicate, mult mai mari decât frecvența de tăiere a filtrului. Se poate remarca faptul că diodele comută atunci când curentul i_r trece prin zero, micșorând astfel pierderile la comutație. Este demn de remarcat faptul că tensiunea u_r și curentul i_r sunt în fază. Tensiunea u_r , cu factor de umplere de 50%, specific modului de lucru în clasă D, poate fi dezvoltată în serie Fourier la fel ca și semnalul din relația (4.1).

$$u_r = \frac{4(U_0 + 2U_D + 2r_D i_r)}{\pi} \sum_{\substack{n=2k+1 \\ k \in \mathbb{Z}^+}}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_s t - \varphi_r)}{n} \quad (4.3)$$

unde U_D reprezintă căderea de tensiune pe o diodă a punții, iar r_D reprezintă rezistența dinamică a acesteia în starea de conducție. Curentul i_r se poate scrie sub forma următoare.

$$i_r = I_{r1} \sin(\omega_s t - \varphi_r) \quad (4.4)$$

Întrucât curentul i_r este redresat, valoarea s-a medie este dată de (4.5).

$$I_{med} = \frac{2}{T_S} \int_{\frac{\varphi_r}{\omega}}^{\frac{T_S + \varphi_r}{2} \omega} I_{R1} |\sin(\omega_s t - \varphi_r)| dt = \frac{2}{\pi} I_{R1} \quad (4.5)$$

Din relația (4.5) se observă că între valoare medie a curentului redresat și amplitudinea curentului la ieșirea circuitului oscilant există o relație de legătură directă. Datorită faptului că prin condensatorul C_f nu poate trece un curent continuu, valoarea curentului de sarcină va fi egală cu valoarea medie a curentului redresat. Circuitul oscilant va fi influențat doar de componenta fundamentală a tensiunii u_r în cazul în care circuitul oscilant prezintă un factor de calitate ridicat, influența armonicilor de ordin superior fiind neglijabilă.

După cum s-a menționat mai sus, tensiunea u_r și curentul i_r sunt în fază, motiv pentru care circuitul de redresare, filtrul de la ieșirea convertorului împreună cu sarcina, pot să fie modelate împreună ca un simplu rezistor, a cărui rezistență echivalentă se obține raportând componenta fundamentală a tensiunii u_r la curentul i_r , după cum este indicat în relația (4.6), unde, amplitudinea I_{R1} este dată de relația (4.5). Relația (4.6) se poate simplifica în continuare dacă tensiunea de la

ieșire este mult mai mare decât căderile de tensiune pe diodele punții redresoare aflate în stare de conducție.

$$R_{ecv} = \frac{\frac{4}{\pi} \left(U_0 + 2U_D + 2r_D \frac{2}{\pi} I_{R_1} \right) \sin(\omega_s t - \varphi_R)}{I_{R_1} \sin(\omega_s t - \varphi_r)} = \frac{8}{\pi^2} R_S \left(1 + \frac{2r_D}{R_S} + \frac{2U_D}{U_0} \right) \quad (4.6)$$

Rezistența echivalentă a redresorului și a circuitului care îl urmează este mai mică decât valoarea rezistenței de sarcină. Constatarea este confirmată și de faptul că valoarea efectivă a curentului i_r este mai mare decât valoarea medie a curentului redresat. Din contră, dacă valoarea tensiunii este scăzută, doar de ordinul volților, atunci efectul căderilor de tensiune pe diodele redresoare aflate în stare de conducție, precum și rezistențele lor dinamice, influențează în mod evident randamentul conversiei - se ține cont de toate mărimile care apar în (4.6).

Pentru determinarea rezistenței echivalente a redresorului de tensiune din fig.4.4.b. se procedează în mod similar. În cazul circuitului din fig.4.4.b, tensiunea redresată provine de la circuitului rezonant al convertorului. În funcție de valoarea acestei tensiuni, curentul i_r va avea fie valoarea $+i_{Lr}$ fie valoarea $-i_{Lr}$, dacă considerăm că valoarea curentului prin inductanța de filtraj rămâne constant pentru cel puțin câteva perioade de comutație. Pentru redresorul de tensiune, rezistența sa de intrare echivalentă este dată de relația:

$$R_{ecv} = \frac{\pi^2}{8} R_S \left(1 + \frac{2(r_D + r_L)}{R_S} + \frac{2U_D}{U_0} \right) \quad (4.7)$$

unde r_L reprezintă rezistența echivalentă serie a inductanței de filtraj, restul mărimilor fiind menționate în exemplul anterior. Se poate observa că la redresorul de tensiune diodele comută la tensiune zero, fapt ce duce la o scădere substanțială a interferențelor electromagnetice pe care redresorul le poate provoca. Din (4.7) se mai poate observa că la tensiuni mici, efectul elementelor parazite este și mai evident decât în cazul redresorului de curent.

Relațiile (4.6) și (4.7) atestă corectitudinea ipotezei referitoare la modelarea circuitului de redresare, filtrare și sarcina unui convertor rezonant sub forma unui rezistor. Rezultatele indicate mai sus convin, deoarece, prin acest tip de modelare, se realizează un pas important în direcția liniarizării convertoarelor rezonate. În plus, rezultatele experimentale obținute de autor sunt foarte asemănătoare cu cele obținute prin modelarea de mai sus.

Pentru a reduce efectul elementelor parazite care apar în (4.7): r_D , r_L , U_D , asupra randamentului redresării, în cazul în care la ieșirea convertorului se dorește obținerea unor tensiuni mici de ordinul volților și curenți de valori mari, *autorul studiază în continuare posibilitatea îmbunătățirii randamentului redresării, folosind redresoare sincrone cu dispozitive electronice comandate*. Redresorul sincron în clasă D cu intrare în tensiune poate fi folosit în combinație cu un invertor rezonant de curent. În locul diodelor de putere, redresoarele sincrone folosesc tranzistoare bipolare [72].

Tranzistoarele de putere sunt apoi comandate în mod sincron cu tensiunea de la intrarea redresorului. Pentru menținerea în stare de conducție a tranzistoarelor bipolare este nevoie de un curent de comandă suficient de mare, datorită faptului că, factorul de amplificare în curent este scăzut pentru curenți de colector de valori ridicate. Cu toate acestea, randamentul redresoarelor sincrone este mai mare decât cel a redresoarelor clasice cu diode [72].

Pentru a obține un randament și mai mare, tranzistoarele bipolare sunt înlocuite cu tranzistoare MOSFET de putere care prezintă în stare de conducție o rezistență drenă-sură extrem de scăzută. În practică, se poate observa că, la tranzistoarele MOSFET de putere, care suportă o tensiune drenă-sursă de ordinul zecilor de volți, rezistența sursă-drenă, când curentul circulă prin tranzistor în sens invers, este mai mică decât rezistența canalului drenă-sursă în cazul în care curentul circulă în mod normal prin tranzistor. Nu același lucru se poate observa în cazul tranzistoarelor MOSFET de putere care suportă tensiuni drenă-sursă ridicate, de ordinul sutelor de volți.

Datorită faptului că tranzistoarele MOSFET sunt comandate în tensiune, energia necesară comenzii este mică. Puterea necesară pentru comanda tranzistoarelor MOSFET de putere devine însă semnificativă dacă se lucrează la frecvențe de ordinul sutelor de kHz datorită existenței capacității parazite grilă-sursă.

Înlocuind tranzistoarele bipolare ale redresorului sincron [72] cu tranzistoare MOSFET, *autorul demonstrează în continuare, avantajele utilizării într-un convertor rezonant a unui redresor sincron, pentru o tensiune de ieșire scăzută și un curent de sarcină ridicat, în locul unui redresor realizat cu diode semiconductoare, folosind metoda de analiză propusă în [43]-[47]*.

Se poate observa că transformatorul de putere și bobina filtrului de ieșire au câte o înfășurare auxiliară. Cele două înfășurări auxiliare reprezintă o soluție pentru comanda alternativă a celor două tranzistoare MOSFET. Diodele D1 și D2 reprezintă diodele interne ale MOSFET-urilor.

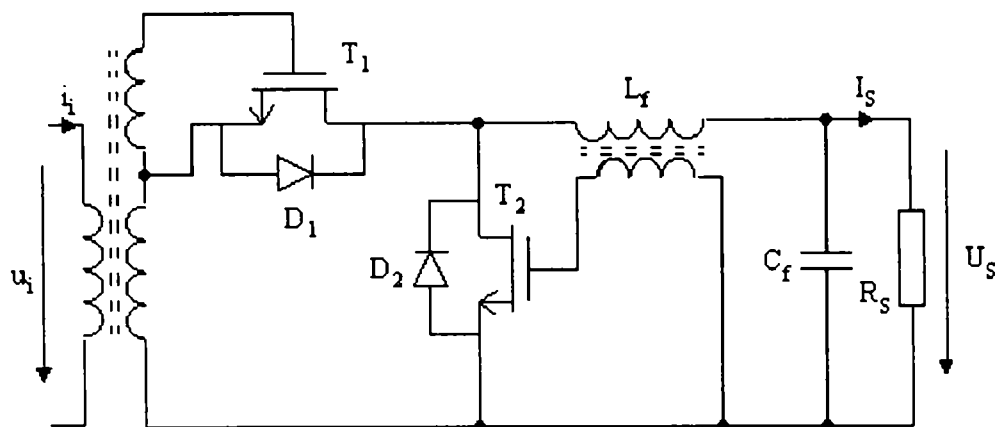


Fig.4.5. Redresor de tensiune sincron monoalternanță în clasă D

Diodele interne se află în starea de blocare atunci când căderea de tensiune sursă-drenă este mai mică decât tensiunea de deschidere a diodelor. O astfel de condiție poate fi ușor de realizat la o valoare ridicată a curentului de drenă numai dacă rezistența drenă sursă în stare de conducție este foarte mică.

Pentru circuitul de redresare prezentat mai sus și pentru analiza funcționării sale avem următorul circuit echivalent - fig.4.6.

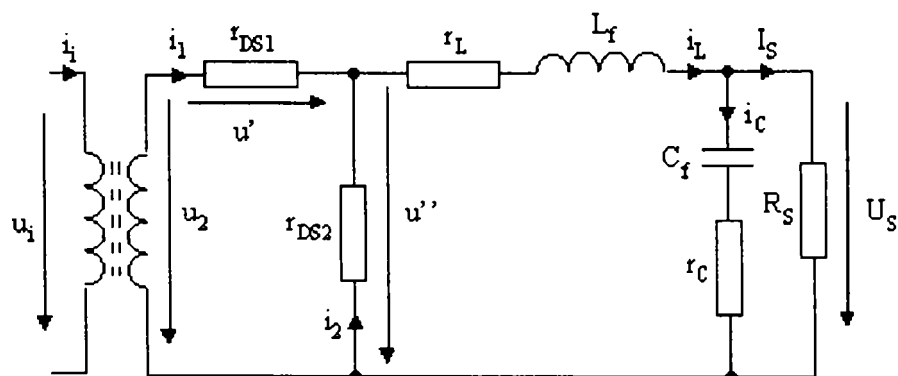


Fig.4.6. Circuitul echivalent al redresorului sincron de tensiune în clasă D

În vederea simplificării analizei circuitului de redresare sincron putem să facem următoarele presupuneri: rezistența drenă-sursă r_{DS} a celor două MOSFET-uri este foarte mică în stare de conducție și este infinită în cazul în care tranzistoarele sunt blocate; capacitatea parazită de ieșire a tranzistoarelor poate să fie neglijată în cazul în care tensiunea de la ieșirea redresorului este mică; transformatorul este ideal, iar tensiunea de la intrarea redresorului este sinusoidală.

Se mai consideră că valoarea curentului prin bobina de filtraj L_f este cvasi-constantă și aproximativ egală cu valoarea curentului de sarcină I_S .

Vom lua în considerare valoarea rezistenței echivalente serie a bobine de filtraj L_f și a condensatorului C_f , precum și energia care este necesară comenzii ambelor tranzistoare. Datorită modului lor de comandă și a faptului că tensiunea de intrare este alternativă, tranzistoarele MOSFET se află în stare de conducție alternativ, pe durata unei jumătăți din perioada tensiunii de la intrare.

Ținând cont de observațiile anterioare, tensiunea drenă-sursă a tranzistorului T2 este dată de următoarea relație:

$$u'' = \begin{cases} U_{2M} \sin \omega t - r_{DS1} \cdot I_S & 0 < \omega t \leq \pi \\ -r_{DS2} \cdot I_S & \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.8)$$

Valoarea medie a tensiunii drenă-sursă a tranzistorului T2 este:

$$U''_{med} = \frac{U_{2M}}{\pi} - r_{DS} \cdot I_S \quad (4.9)$$

Pentru circuitul de ieșire se poate scrie următoarea relație:

$$U''_{med} = U_S + r_L \cdot I_S \quad (4.10)$$

cu ajutorul căreia putem obține tensiunea de ieșire:

$$U_S = \frac{U_{2M}}{\pi} - (r_{DS} + r_L) I_S \quad (4.11)$$

Curentul de intrare în înfășurarea primară este:

$$i_i = \begin{cases} \frac{nI_S}{2} & 0 < \omega t \leq \pi \\ -\frac{nI_S}{2} & \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.12)$$

Amplitudinea componentei fundamentale a curentului dat de (4.12) este:

$$I_{i1} = \frac{2nI_S}{\pi} \quad (4.13)$$

iar componenta fundamentală a curentului de intrare este:

$$i_{i1} = I_{i1} \sin \omega t \quad (4.14)$$

Din relația (4.14) putem să observăm că între tensiunea de intrare în redresor și curentul său de intrare nu există defazaj. Din acest motiv nu există nici putere reactivă. Valoarea efectivă a curentului de intrare este:

$$I_{i1rms} = \frac{I_{i1}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}nI_S}{\pi} \quad (4.15)$$

și puterea de la intrare poate să fie scrisă sub următoarea formă:

$$P_i = R_i \cdot I_{i\text{rms}}^2 = R_i \cdot \frac{2n^2 I_S^2}{\pi^2} \quad (4.16)$$

În primul rând, pentru a obține randamentul convertorului, se poate scrie următoarea relație a cărei termeni sunt precizați în continuare:

$$P_i = \frac{1}{\eta_{TR}} (P_S + 2P_{rDS} + 2P_{CD} + P_{rLcc} + P_{rLac} + P_{rCaa}) \quad (4.17)$$

η_{TR} este randamentul transformatorului iar P_S reprezintă puterea de ieșire a redresorului:

$$P_S = R_S I_S^2 \quad (4.18)$$

Pentru a determina puterea pierdută de către fiecare tranzistor în parte, trebuie să obținem valoarea efectivă a curentului lor de drenă:

$$I_{rDSrms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_S^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_S \quad (4.19)$$

Cu ajutorul relației (4.19) obținem pierderile de putere ale fiecărui tranzistor.

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{rDSrms}^2 = r_{DS} \frac{I_S^2}{2} \quad (4.20)$$

Datorită rezistenței echivalente serie a bobinei L_f avem de asemenea:

$$P_{rL} = r_L I_S^2 \quad (4.21)$$

Pentru prima parte a unei perioade de funcționare $0 < \omega t \leq \pi$, tensiunea pe bobina L_f este:

$$u_L \cong u_2 - U_S - (r_L + r_{DS}) I_S = U_{2M} \sin \omega t - (r_L + r_{DS}) I_S - U_S \quad (4.22)$$

și cu ajutorul relației (4.11) putem să obținem:

$$U_{2M} = \pi \left(\frac{R_S + r_{DS} + r_L}{R_S} \right) U_S \quad (4.23)$$

Ținând cont de (4.23), căderea de tensiune pe bobina de filtraj L_f poate fi de asemenea scrisă în forma următoare:

$$u_L = a(\pi \sin \omega t - 1) U_S \quad (4.24)$$

unde

$$a = \frac{R_S + r_{DS} + r_L}{R_S} \quad (4.25)$$

Pentru ultima parte a perioadei de funcționare $\pi < \omega t \leq 2\pi$, căderea de tensiune pe bobina L_f este:

$$u_L + U_S + (r_{DS} + r_L)I_S = 0 \quad \text{unde} \quad u_L = -aU_S \quad (4.26)$$

Pentru o perioadă de funcționare, relația finală care descrie căderea de tensiune pe bobina de filtraj L_f este:

$$u_L = \begin{cases} a(\pi \sin \omega t - 1)U_S & 0 < \omega t \leq \pi \\ -aU_S & \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.27)$$

Componenta alternativă a curentului prin bobina L_f și condensatorul C_f este:

$$i_{Cf} = \frac{1}{\omega L_f} \int_0^{\omega t} u_L(\omega t) d(\omega t) = \begin{cases} a \left\{ \frac{U_S}{\omega L} [\pi(1 - \cos \omega t) - \omega t] + \frac{U_S}{4fL} \right\} & 0 < \omega t \leq \pi \\ a \left(-\frac{U_S t}{fL} + \frac{\pi U_S}{\omega L} + \frac{U_S}{4fL} \right) & \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.28)$$

Cu ajutorul relației anterioare putem să determinăm valoarea efectivă a curentului i_{Cf} :

$$I_{Cf_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_C^2(\omega t) d(\omega t)} \cong \frac{0.2aU_S}{fL} \quad (4.29)$$

Pierderea de putere cauzată de componenta alternativă în rezistența echivalentă serie a bobinei L_f și condensatorului C_f este:

$$P_{rLac} + P_{rCac} = (r_L + r_C)I_{Cf_{rms}}^2 \quad (4.30)$$

Puterea necesară pentru comanda unui tranzistor MOSFET de putere poate să fie exprimată cu ajutorul (4.31):

$$P_{CD} = f \cdot Q \cdot U_{GSpp} \quad (4.31)$$

unde f este frecvența de comutație, Q sarcina necesară pentru comanda tranzistorului MOSFET și U_{GSpp} tensiunea grilă-sursă vârf la vârf, ultimele două sunt date de catalog.

Luând în considerare acum relațiile (4.18), (4.20), (4.21), (4.30), (4.31) care au fost obținute mai sus, suntem în măsură să deducem randamentul redresorului sincron:

$$\eta = \frac{P_S}{P_i} = \frac{\eta_{TR}}{1 + \frac{r_{DS} + r_L}{R_S} + \frac{r_L + r_C}{R_S} \left[\frac{0.2}{f \cdot L} (R_S + r_L + r_{DS}) \right]^2 + 2 \frac{f \cdot Q \cdot U_{GSpp}}{P_S}} \quad (4.32)$$

În relația (4.32) putem să vedem influența rezistenței echivalente serie a bobinei L_f și a condensatorului C_f , rezistența drenă-sursă r_{DS} a tranzistoarelor MOSFET de putere, și nu în ultimul rând, frecvența de comutație. Se observă cu ușurință că, la o creștere a frecvenței de comutație, se înregistrează o scădere a randamentului redresorului sincron.

În fig.4.7 sunt prezentate rezultatele simulării funcționării redresorului sincron obținute cu ajutorul programului PSPICE. Se pot observa tensiunile de comandă ale celor două tranzistoare MOSFET, curentul lor de drenă și componenta alternativă a tensiunii de la ieșirea redresorului.

Din rezultatele obținute prin simulare, se poate constata că tensiunea drenă sursă în starea de conducție a tranzistoarelor MOSFET este mai mică decât 0,5V, caz în care diodele interne ale tranzistoarelor nu sunt în stare de conducție.

În cazul acestei simulări au fost utilizate următoarele componente: două tranzistoare de tip IRF150, $L_f = 1\text{mH}$, $C_f = 4.7\ \mu\text{F}$, $R_s = 1\ \Omega$; frecvența de comutație este de 100 KHz. Valoarea echivalentă a rezistenței serie a L_f și C_f este de $0.02\ \Omega$. Amplitudinea tensiunii de la intrarea redresorului sincron este de 17,5V. Formele de undă ale mărimilor electrice din fig.4.6, obținute prin simularea cu programul PSPICE, sunt prezentate în fig.4.7.

Prin analiza prezentată mai sus, autorul pune în evidență principalii factori care conduc la creșterea randamentului redresorului cu mai mult de 10%. Acest rezultat poate fi obținut numai dacă se utilizează tranzistoare MOSFET de putere care au rezistența drenă-sursă, în stare de conducție, foarte mică.

Performanțele redresorului pot să fie îmbunătățite dacă frecvența de comutație este constantă, caz în care interferențele electromagnetice generate sunt mult mai reduse decât în cazul în care frecvența de comutație este variabilă.

Având în vedere rezultatele obținute de autor pe cale analitică și cele obținute prin simulare, se pot face următoarele precizări: liniarizarea circuitelor de redresare folosite în convertoarele rezonante simplifică modul lor de analiză; relația (4.32) indică un randament mai mic obținut de [43] în cazul redresoarelor monoalternanță cu diode; randamentul redresorului sincron depinde și de frecvența de comutație a tranzistoarelor sale de putere, iar căderea de tensiune mică pe tranzistoarele MOSFET face posibilă redresarea unor tensiuni scăzute pentru curenți de sarcină importanți.

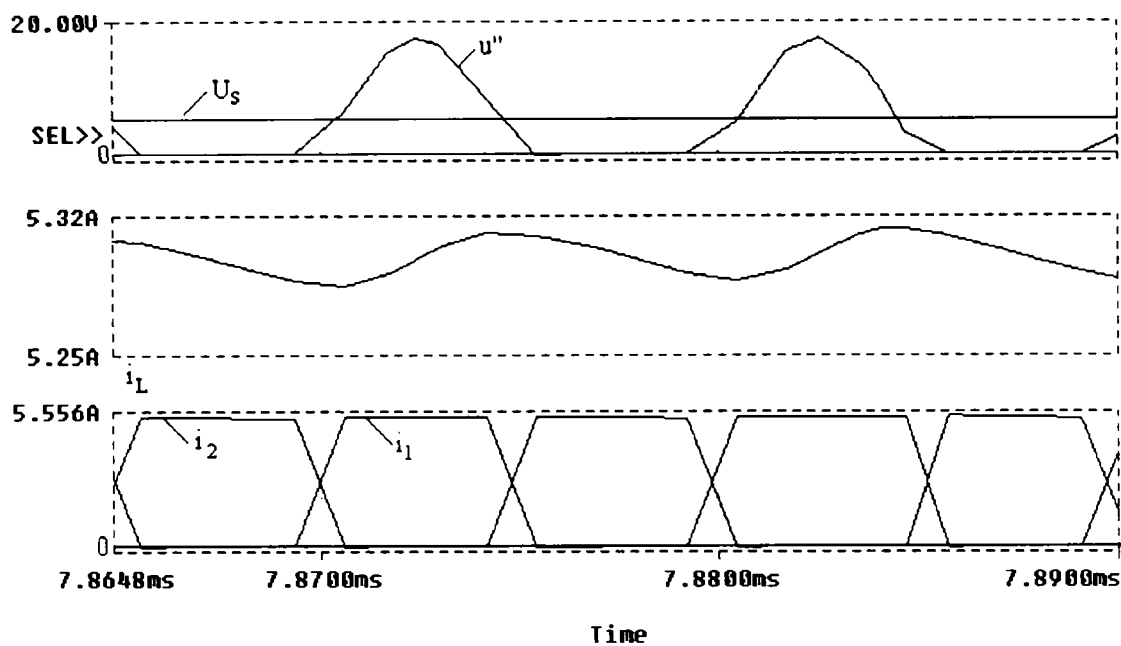


Fig. 4.7. Simularea funcționării redresorului de tensiune sincron în clasă D

Pe lângă avantajele prezentate de autor mai sus, se pot aminti și două dezavantaje ale redresoarelor sincrone. În primul rând pentru comanda sincronă a tranzistoarelor MOSFET sunt necesare înfășurări suplimentare, fapt ce complică construcția transformatoarelor. În al doilea rând, se observă că randamentul acestor redresoare depinde de frecvența de comutație. Cu cât frecvența de comutație este mai mare, pierderile din circuitul de poartă al tranzistoarelor MOSFET sunt mai mari. Practic, frecvența maximă de lucru a acestor redresoare nu trebuie să depășească 300-500kHz. Peste această limită pierderile devin semnificative reducând foarte mult randamentul redresării.

4.2.2. Modelarea inverterului de tensiune/curent

După modelarea în 4.2.1. a circuitelor de redresare, în 4.2.2 se prezintă modelarea, prin liniarizare armonică, a inverteoarelor de tensiune/curent care fac parte din structura convertoarelor rezonante. Prin aceasta, *autorul urmărește obținerea câte unui model liniar pentru fiecare subcircuit al unui convertor rezonant*, cu ajutorul cărora să obțină în final un *macromodel* al convertorului. În acest caz, prin macromodel se înțelege un circuit în întregime liniar, care aproximează cât mai exact, dar într-o manieră simplă, funcționarea convertoarelor rezonante.

Macromodelul liniar al convertorului este util pentru a realiza o simulare rapidă și pentru a da relații de proiectare cât mai simple.

Metoda de modelare prin liniarizare armonică poate fi extinsă și la invertorul de tensiune/curent care intră în componența fiecărui convertor rezonant. Tensiunea/curentul de la intrarea convertoarelor rezonante este obținută fie de la rețeaua de curent alternativ, prin redresare directă, fie de la surse de tensiune continuă. Tensiunea continuă este apoi aplicată unui invertor de tensiune sau, prin intermediul unei bobine șoc, unui invertor de curent. Tensiunea/curentul la ieșirea invertorului are o formă de variație în timp rectangulară, iar factorul de umplere al acesteia depinde de modul de comandă:

- dacă factorul de umplere este de 50%, atunci invertorul lucrează în clasă D, iar comanda energiei transferate, se realizează prin reglarea frecvenței de comutație - fig.4.1.b;

- dacă factorul de umplere este reglabil iar valorile sale sunt cuprinse între 0 și 50%, invertorul lucrează cu o frecvență de comutație constantă iar valoarea energiei transferate se obține prin reglajul defazajului dintre semnalele de comandă ale întrerupătoarelor invertorului - fig.4.1.c.

Relațiile (4.1) și (4.2) pun în evidență faptul că semnalele de la ieșirea invertorului au un conținut bogat de armonici. Cu toate acestea, doar componenta fundamentală este extrasă cu ajutorul unui circuit rezonant acordat pe o frecvență apropiată de cea a frecvenței de lucru. Componentele spectrale de ordin superior au o contribuție nesemnificativă, pe măsură ce factorul de calitate al circuitului rezonant crește.

Invertorul poate să fie liniarizat prin înlocuirea acestuia cu o sursă de tensiune sau curent alternativ, a cărei variație în timp să fie pur sinusoidală, având o frecvență egală cu cea a componentei fundamentale a mărimii electrice de la ieșirea invertorului. Amplitudinea semnalului armonic cu ajutorul căruia se realizează modelarea este egală cu amplitudinea componentei fundamentale a tensiunii/curentului de la ieșirea invertorului. Ideea substituirii invertorului de tensiune/curent cu o sursă de curent alternativ, este confirmată și de rezultatele simulării în domeniul timp a funcționării convertorului rezonant prezentat în fig.4.2.

În continuare sunt prezentate o serie de caracteristici care pun în evidență asemănarea rezultatelor obținute în cazul simulării funcționării convertorului

rezonant - fig.4.2 - și cazul în care invertorul este înlocuit cu o sursă de tensiune alternativă.

Dacă factorul de umplere al impulsurilor de comandă este de 50% iar frecvența lor este de 100kHz obținem:

Tab.4.8. Componentele seriei Fourier pentru semnalul u_r

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [V]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	1.972E+02	1.000E+00	-3.608E+00	0.000E+00
2	2.000E+05	6.164E+00	3.125E-02	8.193E+01	8.554E+01
3	3.000E+05	6.544E+01	3.318E-01	-1.081E+01	-7.206E+00
4	4.000E+05	6.148E+00	3.117E-02	7.387E+01	7.748E+01
5	5.000E+05	3.890E+01	1.972E-01	-1.799E+01	-1.438E+01
6	6.000E+05	6.121E+00	3.103E-02	6.581E+01	6.942E+01
7	7.000E+05	2.740E+01	1.389E-01	-2.511E+01	-2.150E+01
8	8.000E+05	6.084E+00	3.085E-02	5.777E+01	6.138E+01
9	9.000E+05	2.091E+01	1.060E-01	-3.216E+01	-2.855E+01
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 4.282362E+01 %					

Tab.4.9. Componentele seriei Fourier pentru semnalul u_r

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [V]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	9.314E+02	1.000E+00	-4.738E+01	0.000E+00
2	2.000E+05	5.360E+00	5.755E-03	-1.309E+02	-8.353E+01
3	3.000E+05	1.461E+01	1.568E-02	-7.462E+01	-2.724E+01
4	4.000E+05	1.493E+00	1.603E-03	-1.421E+02	-9.471E+01
5	5.000E+05	9.105E+00	9.776E-03	-1.482E+02	-1.008E+02
6	6.000E+05	9.871E-01	1.060E-03	-1.456E+02	-9.817E+01
7	7.000E+05	4.538E+00	4.872E-03	1.464E+02	1.938E+02
8	8.000E+05	7.520E-01	8.075E-04	-1.543E+02	-1.069E+02
9	9.000E+05	1.630E+00	1.750E-03	6.449E+01	1.119E+02
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 2.014444E+01 %					

Dacă în locul invertorului de tensiune se utilizează o sursă tensiune sinusoidală, cu frecvența de 100kHz și amplitudinea egală cu $(4/3.14) \cdot U_i$, obținem următoarele rezultate - tab.4.10 și tab.4.11:

Tab.4.10. Componentele seriei Fourier pentru semnalul u_r

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [V]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	1.974E+02	1.000E+00	-1.168E-03	0.000E+00
2	2.000E+05	1.406E-03	7.118E-06	-1.552E+02	-1.552E+02
3	3.000E+05	2.035E-03	1.031E-05	1.597E+02	1.597E+02
4	4.000E+05	2.018E-03	1.022E-05	1.640E+02	1.640E+02
5	5.000E+05	1.324E-03	6.705E-06	-9.980E+01	-9.980E+01
6	6.000E+05	1.117E-03	5.659E-06	-2.372E+01	-2.371E+01
7	7.000E+05	2.205E-03	1.117E-05	1.705E+02	1.705E+02
8	8.000E+05	3.401E-03	1.723E-05	-1.552E+02	-1.552E+02
9	9.000E+05	3.103E-03	1.571E-05	1.527E+02	1.527E+02
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 3.172941E-03 %					

Tab.4.11. Componentele seriei Fourier pentru semnalul u_r

Armonica	Frecvența (Hz)	Componenta Fourier [V]	Componenta normalizată	Faza (grade)	Faza normalizată
1	1.000E+05	9.410E+02	1.000E+00	-4.385E+01	0.000E+00
2	2.000E+05	3.761E+00	3.996E-03	-1.541E+02	-1.102E+02
3	3.000E+05	2.053E+01	2.182E-02	-3.773E+01	6.127E+00
4	4.000E+05	1.372E+00	1.458E-03	-1.640E+02	-1.202E+02
5	5.000E+05	7.845E+00	8.337E-03	-1.212E+02	-7.737E+01
6	6.000E+05	8.094E-01	8.601E-04	-1.639E+02	-1.201E+02
7	7.000E+05	4.153E+00	4.413E-03	1.680E+02	2.119E+02
8	8.000E+05	6.151E-01	6.537E-04	-1.563E+02	-1.124E+02
9	9.000E+05	1.910E+00	2.030E-03	9.423E+01	1.381E+02
Factorul total de distorsiune armonică (THD) = 2.425396E+00%					

Din rezultatele prezentate în tabelele de mai sus, autorul pune în evidență următoarele observații:

- factorul total de distorsiune armonică al tensiunii u_r din tab.4.9 și tab.4.11 au o valoare aproximativ egală;

- factorul total de distorsiune armonică al tensiunii u_r din tab.4.9 este de 2,01%, motiv pentru care tensiunea u_r poate fi considerată cvasi-sinusoidală;

- în tab.4.9 se observă o influență mult mai mică a armonicilor superioare ale tensiunii u_r , deși armonica a II-a, a III-a și a V-a prezintă nivele suficient de ridicate pentru a putea genera o interferență electromagnetică asupra aparaturii electronice din apropiere;

- amplitudinea componentei fundamentale a semnalului u_r din tab.4.9 este mai mică decât cea a semnalului u_r din tab.4.11; acest lucru se datorează faptului că circuitul oscilant folosit pentru extragerea componentei fundamentale nu este un filtru ideal, factorul său de calitate fiind limitat.

Revenind la inverterul de tensiune prezentat în fig.4.1, se poate face următoarea observație: dacă sarcina inverterului este un circuit rezonant atunci curentul de sarcină are o variație în timp cvasi-sinusoidală, existând între acesta și componenta fundamentală a tensiunii de la ieșirea inverterului un anumit defazaj notat cu φ .

Defazajul φ apare deoarece frecvența de lucru a inverterului este aleasă astfel încât, circuitul rezonant să prezinte un caracter inductiv. Curentul care circulă prin bobina circuitului rezonant se poate exprima cu ajutorul următoarei relații:

$$i = I \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (4.33)$$

Datorită modului de comutație al întrerupătoarelor, curentul absorbit de la sursa de tensiune de la intrarea convertorului are următoarea formă de variație în timp - fig.4.8 - [29], [42].

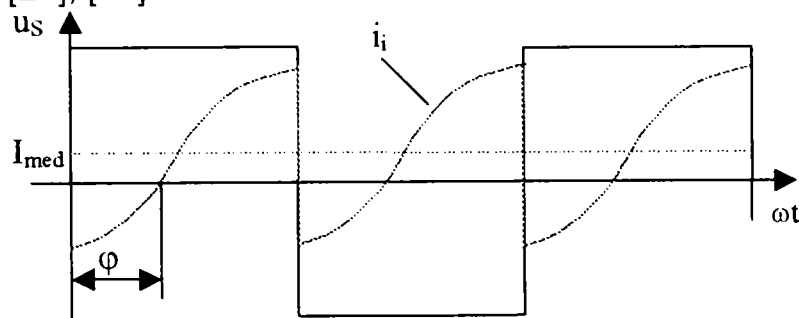


Fig.4.8. Forma de undă a curentului absorbit de la sursa de alimentare

Valoarea medie a curentului absorbit de la sursa de tensiune U_i se obține în modul următor:

$$I_{med} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_i(t) dt = \frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} I \sin(\omega_S t - \varphi) dt = \frac{2}{\pi} I \cos \varphi \quad (4.34)$$

fiind de asemenea reprezentată în fig.4.8.

Din relația (4.34) se poate observa că valoarea medie a curentului absorbit de la sursa de tensiune U_i depinde de amplitudinea curentului de intrare în circuitul oscilant și de defazajul dintre curentul de intrare și tensiunea de pe circuitul de sarcină. Defazajul φ depinde, după cum se va arăta în continuare, de tipul rețelei oscilante folosite și de frecvența de lucru a întrerupătoarelor inverterului.

Pentru determinarea valorii medii a curentului absorbit, folosind a doua metodă de comandă cu control de fază - fig.4.1.c - se procedează în mod asemănător.

Puterea de curent continuu absorbită de la sursa de alimentare este egală cu produsul dintre valoarea tensiunii de la intrarea inverterului și curentul mediu I_{med} . Puterea de curent continuu absorbită de la sursa de alimentare este transformată în putere de curent alternativ la ieșirea inverterului.

Puterea de la ieșirea inverterului poate fi bine aproximată cu produsul dintre relația (4.3) și una dintre relațiile (4.1) sau (4.2), pentru $k = 0$, în cazul în care factorul de calitate al circuitului oscilant este mare și frecvența de comutație a întrerupătoarelor inverterului este apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant folosit.

4.2.3. Modelarea convertoarelor rezonante de tip serie și de tip paralel

Pe baza concluziilor stabilite în paragrafele 4.2.1 și 4.2.2, autorul prezintă modul în care se poate realiza un *macromodel* pentru convertoarele rezonante. Macromodelul propus, cuprinde toate părțile componente ale unui convertor rezonant care au fost transformate în elemente de circuit liniare folosind metoda liniarizării armonice. După cum s-a menționat mai sus, dacă circuitul rezonant din structura unui convertor are un factor de calitate ridicat, inverterul de tensiune/curent de la intrarea convertorului rezonant poate fi modelat ca o sursă de tensiune alternativă, cu formă de variație în timp cvasi-sinusoidală. Circuitul de redresare, circuitul de filtraj și sarcina au fost modelate împreună ca un simplu rezistor. În consecință, circuitul rezonat din componența convertorului, are la intrare o sursă de tensiune sinusoidală, iar la ieșire un rezistor, fapt ce permite în continuare o analiză ușoară a comportării acestuia în domeniul frecvență. Cu alte cuvinte, macromodelul convertorului rezonant conține un circuit oscilant care are o sarcină pur rezistivă, fiind alimentat de la o sursă de tensiune alternativă, conform fig.4.9.

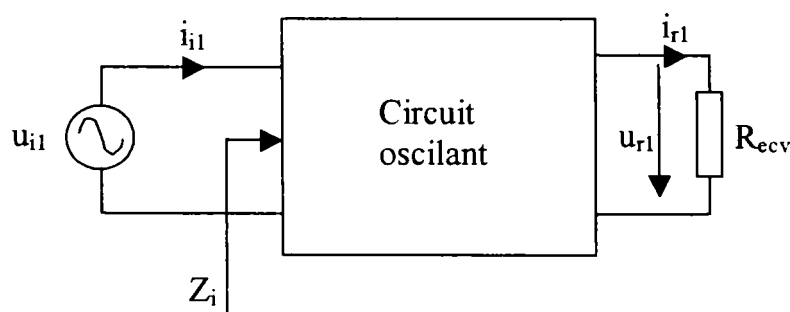


Fig.4.9. Schema echivalentă a unui convertor rezonant pentru analiza în c.a.

În cap.2, au fost indicate o parte dintre tipurile de circuite oscilante care pot fi folosite la realizarea convertoarelor rezonante. Din punct de vedere practic, prezintă interes răspunsul circuitului oscilant în frecvență, pentru o anumită frecvență a tensiunii echivalente u_{i1} de la ieșirea inverterului sau pentru o anumită valoare a rezistenței de sarcină - fig.4.9. Rezultatele obținute pot să fie apoi folosite la proiectarea unei bucle de reacție negativă, dacă se dorește stabilizarea tensiunii/curentului de la ieșirea convertorului față de perturbațiile tensiunii aplicate la intrare, variațiile sarcinii, etc. Indicii "1" din fig.4.9 au semnificația de componentă fundamentală.

În continuare sunt prezentate circuitele echivalente a două convertoare rezonante: convertorul rezonant de tip serie și convertorul rezonant de tip paralel, a căror scheme liniarizate sunt indicate în fig.4.10 respectiv fig.4.11.

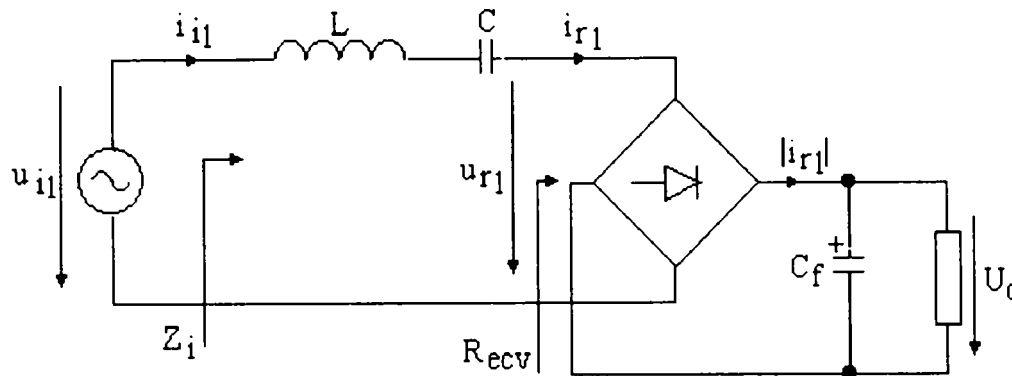


Fig.4.10. Schema echivalentă a unui convertor rezonant de tip serie, pentru componenta fundamentală

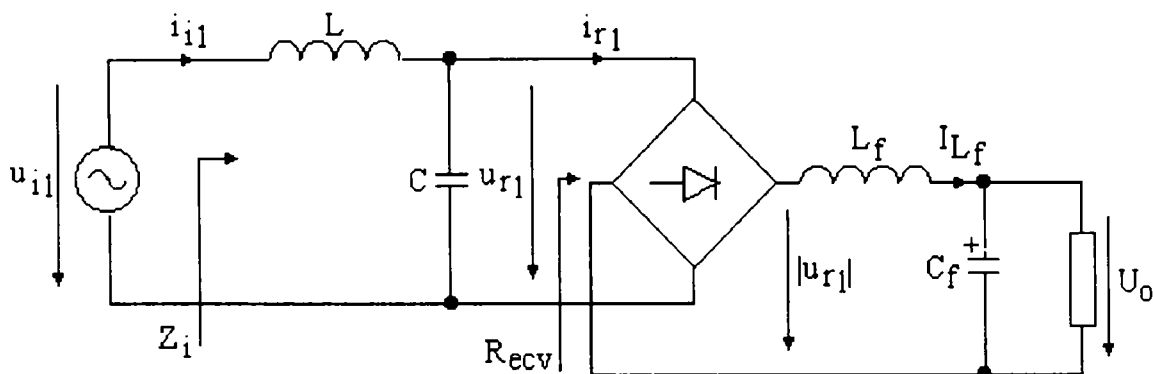


Fig.4.11 Schema echivalentă pentru componenta fundamentală a unui convertor rezonant de tip paralel

În fig.4.10 și fig.4.11, invertoarele de tensiune sunt modelate, după cum s-a mai precizat, cu ajutorul a două surse de tensiune alternativă având frecvența egală cu frecvența de comutație a întrerupătoarelor electronice de putere.

Amplitudinea tensiunii de la intrare este egală cu amplitudinea componentei fundamentale a tensiunii de la ieșirea invertorului de tensiune. Tensiunea de intrare este dată de relația următoare:

$$u_s = U_M \sin \omega t \quad (4.35)$$

Circuitul de ieșire, în cazul celor două tipuri de convertoare rezonante, este modelat cu ajutorul unui rezistor R_{ecv} . Mărimile electrice indicate în fig.4.9, obținute de autor cu ajutorul metodelor de calcul folosite la analiza circuitelor de curent alternativ, sunt prezentate în tabelul tab.4.12. Din tab.4.12, autorul scoate în evidență faptul, că în urma liniarizării convertoarele rezonante, se pot obține foarte

Tabel 4.12

	ω_0	Z_C	Q	Z_i	i_{s1}	U_{R1}	i_{R1}	$R_{ecv}=R$
Convertor rezonant serie	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}$	$\frac{1}{R} \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}$	$ Z_i = (r + R) \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}$ $\varphi_1 = \arctg \left[Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$	$I_M \sin(\omega t - \varphi_1)$ unde $I_M = \frac{U_M}{ Z_i }$	$(r + R) \cdot i_{s1}$	i_{s1}	$\frac{8}{\pi^2} R_S \left(1 + \frac{2r_D}{R_S} + \frac{2U_D}{U_0} \right)$
Convertor rezonant paralel	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}$	$\frac{R}{\sqrt{L}} \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{C}}$	$ Z_i = \frac{R}{Q} \sqrt{ \frac{Q^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} }$ $\varphi_1 = \arctg \left\{ Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q^2} - 1 \right] \right\}$	$I_M \sin(\omega t - \varphi_1)$ unde $I_M = \frac{U_M}{ Z_i }$	$\frac{U_i}{\sqrt{ \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \frac{1}{Q^2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 }}$ $\varphi_2 = \arctg \left[\frac{1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}{Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \right] \left[\frac{\omega}{\omega_0} \right]$	$\frac{U_{R1}}{R}$	$\frac{\pi^2}{8} R_S \left(1 + \frac{2(r_D + r_L)}{R_S} + \frac{2U_D}{U_0} \right)$

Obs. - pentru convertorul rezonant serie

φ_1 - defazajul dintre tensiunea de la intrare și curentul prin inductanța L

r - rezistența echivalentă serie a inductanței L împreună cu rezistența drenă sursă a tranzistoarelor MOSFET

Obs. - pentru convertorul rezonant paralel

φ_1 - defazajul dintre tensiunea de la intrare și curentul prin inductanța L

φ_2 - defazajul dintre tensiunea de la intrarea convertorului și tensiunea pe condensatorul C

ușor o mulțime de informații importante, cum ar fi: valorile tensiunilor/curenților din circuitul oscilant, puterea absorbită de convertor și puterea furnizată sarcinii, se pot trasa caracteristicile în domeniul frecvență ale mărimilor electrice indicate în fig.4.9, se pot estima pierderile disipate pe dispozitivele electronice de comutație, etc.

Pentru exemplificarea modului în care informațiile deduse mai sus pot să fie utilizate, autorul prezintă în cele ce urmează o metodă simplă de proiectare a unui convertor rezonant de tip serie-paralel - fig.4.11, pornind de la modelul său liniarizat. De cele mai multe ori, în practică, pot să apară diferențe semnificative între valoarea tensiunii de la intrarea convertorului și cea de la ieșirea sa. În acest caz, convertoarele sunt prevăzute cu transformatoare de putere, de înaltă frecvență, care au rolul de a adapta valoarea tensiunii de la intrarea convertorului la necesitățile sarcinii.

Astfel, în fig.4.10 respectiv fig.4.11, între rezistența echivalentă R_{ecv} și ieșirea circuitului oscilant mai poate fi prevăzut un transformator de adaptare - fig.4.12.

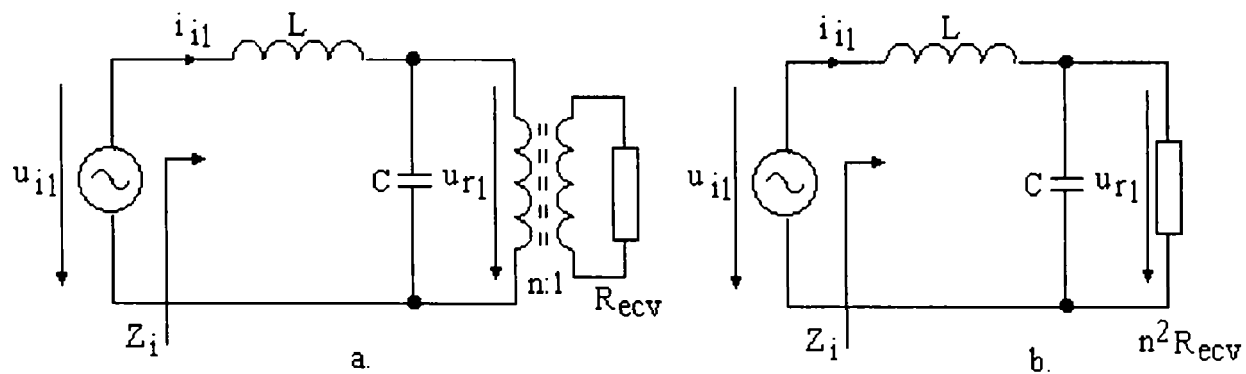


Fig.4.12. Schema echivalentă a unui convertor rezonant paralel cu izolare galvanică

Pe măsură ce valoarea rezistenței de sarcină scade sau tensiunea de intrare scade, pentru a menține constantă tensiunea de la ieșirea convertorului, trebuie ca frecvența de comutație să fie din ce în ce mai apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant. Proiectarea se va face pentru aceste condiții limită. Tensiunea pe rezistența echivalentă este:

$$\underline{U}_R = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega L}{R}} \underline{U}_i \quad (4.36)$$

iar în apropiere de frecvența de rezonanță

$$\underline{U}_R = \frac{1}{j \frac{\omega_0 L}{R}} \underline{U}_i \quad (4.37)$$

de unde valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină este:

$$U_R = \left| \frac{1}{j \frac{\omega_0 L}{R}} \right| U_i \quad (4.38)$$

Mărimile subliniate în relațiile de mai sus sunt mărimi complexe.

Din (4.37) obținem:

$$\underline{U}_i = \frac{j \omega_0 L}{R} \underline{U}_R \quad (4.39)$$

de unde rezultă că

$$\underline{U}_i = j \omega_0 L \underline{I}_R \quad (4.40)$$

sau $U_i = \omega_0 L I_R \quad (4.41)$

Adaptând relația (4.13), dedusă de autor în paragraful 4.2.1, pentru un redresor bialternanță realizat cu diode, obținem:

$$U_0 = \frac{2}{\pi} [U_{r1M} - (2r_D + r_L)I_0 - 2U_D] \cong \frac{2}{\pi} U_{r1M} \quad (4.42)$$

unde U_{r1M} reprezintă amplitudinea tensiunii de la intrarea redresorului, r_D rezistența dinamică a unei diode a punții redresoare în stare de conducție, r_L rezistența echivalentă serie a bobinei de filtraaj de la ieșirea convertorului, U_D tensiunea de deschidere a unei diode, U_0 , I_0 tensiunea și curentul de ieșire. Mărimile r_L , r_D și U_D pot să fie neglijate la o primă evaluare.

Din (4.42) se poate deduce valoarea efectivă a tensiunii u_{r1} . Transformatorul cu un raport de transformare n , dacă este cazul, adaptează valoarea acestei tensiuni la valoarea tensiunii de pe condensatorul C al circuitului oscilant. Curentul de intrare în circuitul de redresare în funcție de curentul de sarcină este dat de relația:

$$I_{r1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} I_0 n \quad (4.43)$$

care se obține din (4.15).

Curentul care circulă prin condensatorul circuitului oscilant se obține cu relația:

$$|I_C| = \omega_0 C U_{r1M} \quad (4.44)$$

iar curentul prin inductanța L cu relația:

$$|I_L| = \sqrt{I_C^2 + I_{r1}^2} \quad (4.45)$$

Cu ajutorul (4.36) - (4.45) putem să proiectăm convertorul rezonant de tip serie-paralel prezentat în fig.4.12. *Proiectarea are ca date inițiale:* tensiunea și curentul de sarcină (puterea utilă în sarcină) precum și valoarea tensiunii de alimentare. Se cunoaște de asemenea tipul invertorului și tipul circuitului de redresare care poate fi folosit - fig.2.10.

4.3. Convertor rezonant de tip paralel cu control de fază

În acest subcapitol autorul prezintă analiza în domeniul frecvență și rezultatele simulărilor cu ajutorul programului PSPICE pentru un convertor rezonant de tip paralel cu control de fază. Analiza în domeniul frecvență este folosită pentru a obține relații simple pentru proiectare convertorului rezonant.

Structura convertorului de tip paralel cu control de fază a fost propusă de către autor. Convertorul [110], [113], prezintă un număr sporit de avantaje în comparație cu convertoarele rezonante de tip paralel.

Noua structură conține două invertoare de curent rezonante, de tip paralel, care sunt cuplate prin intermediul unui circuit magnetic. Controlul puterii transferate sarcinii este realizat prin reglajul defazajului introdus între semnalele de comandă ale celor două invertoare. Cele două invertoare lucrează cu o frecvență de comutație constantă. Rezultatele analizei în domeniul frecvență a regimului de funcționare stabilizat al convertorului și cele ale simulării efectuate cu ajutorul programului PSPICE, sunt asemănătoare și validează posibilitatea realizării sale practice.

Convertoarele rezonante de tip paralel, realizează controlul puterii de ieșire față de variațiile tensiunii de la intrare și ale sarcinii, prin modificarea frecvenței de comutație a întrerupătoarelor. Atunci când o sarcină cu caracter rezistiv are un domeniu larg de variație, se poate folosi cu succes un convertor rezonant de tip paralel, datorită independenței sale față de variațiile sarcinii [44], [45], [47]. Convertoarele rezonante de tip paralel prezintă un randament bun datorită faptului că întrerupătoarele lor pot să comute la un raport dv/dt scăzut, motiv pentru care pierderile la comutație sunt foarte mici. În ciuda caracteristicilor valoroase pe care

le prezintă, reglarea puterii de ieșire se realizează prin modulație de frecvență, care determină o utilizare incorectă a componentelor magnetice și un control scăzut al interferențelor electromagnetice, deoarece metoda de comandă implică o bandă largă a frecvenței de comutație. Caracteristicile convertoarelor pot să fie îmbunătățite dacă se alege ca metodă de comandă controlul fazei la o frecvență de comutație fixă.

Convertoarele rezonante cu control de fază elimină dezavantajele convertoarelor rezonante cu comandă în frecvență. Utilizând o frecvență de comutație constantă pentru întrerupătoare, se constată o reducere semnificativă a spectrului de zgomot generat, iar filtrele inductive utilizate pot să fie proiectate și realizate mult mai ușor. La aceste performanțe generale cu privire la convertoarele rezonante cu control de fază, *convertorul propus de autor* - (fig.4.13) - aduce *caracteristici noi și valoroase cum ar fi:*

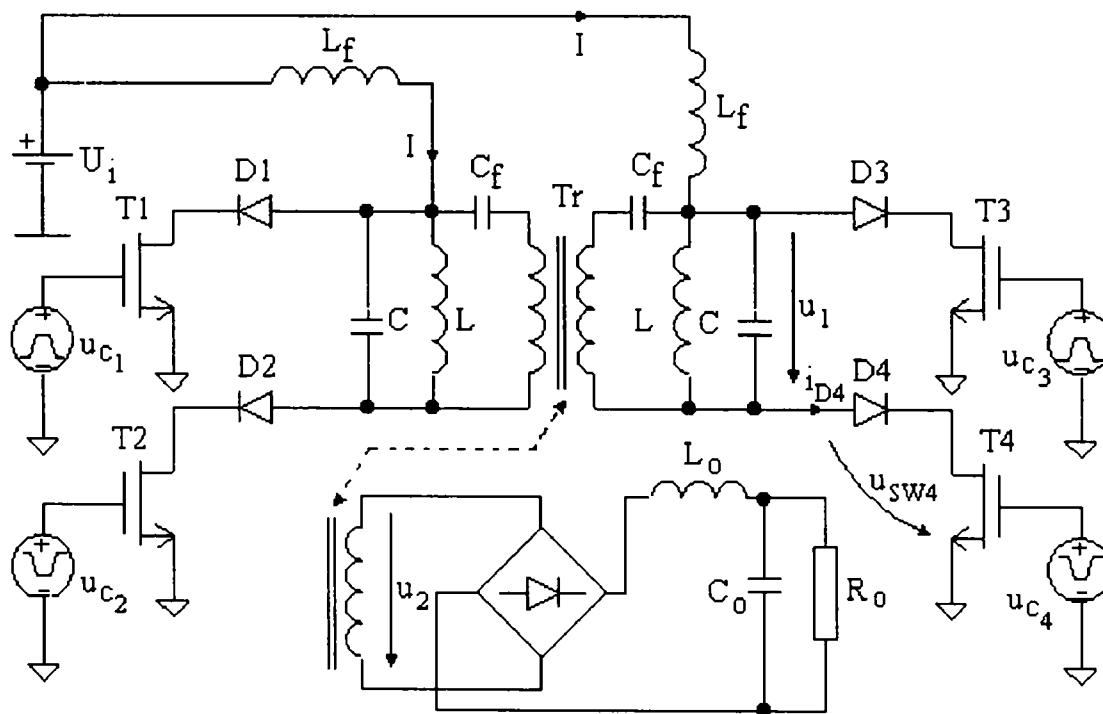


Fig. 4.13. Convertor rezonant de tip paralel cu control de fază

- curentul absorbit de la sursa de tensiune de la intrare este constant;
- zgomotul întors de convertor la sursa de alimentare este foarte redus datorită șocurilor cu care convertorul este prevăzut la intrare;
- comanda pentru toate tranzistoarele convertorului sunt aplicate între terminalul de comandă și masă; amplificatoarele de impuls folosite pentru comanda tranzistoarelor au o structură mai simplă și un preț scăzut;

- se folosește în mod obligatoriu un redresor de tensiune care conține un filtru trece jos de ordinul doi, motiv pentru care componentele alternative de frecvență ridicată, datorate procesului de comutație al tranzistoarelor, sunt puternic atenuate.

Un alt avantaj deloc de neglijat este acela că valoarea de vârf a curentului prin întrerupătoare este limitată de șocurile aflate la intrarea celor două invertoare. Această notă distinctivă, în cazul în care tensiunea de la intrarea convertorului are valori de ordinul sutelor de volți, permite utilizarea tranzistoarelor MOSFET de putere care suportă tensiuni drenă-sursă ridicate, dar care admit un curent de drenă foarte scăzut.

Datorită simplității și a rapidității de obținere a rezultatelor, autorul folosește ca metodă de analiză pentru convertorul propus, metoda liniarizării armonice [43], [88] descrisă pe larg la începutul capitolului. Conform acestei metode, se consideră că un convertor rezonant conține o parte neliniară și una liniară. Partea neliniară formată de regulă din întrerupătoarele convertorului, determină în general, un răspuns neliniar, dar periodic. Acest răspuns, este descompus într-o serie Fourier. Circuitele rezonante din structura convertoarelor au un răspuns apreciabil la frecvența de comutație, motiv pentru care vor extrage teoretic, doar componenta fundamentală a semnalului neliniar. În cazul convertoarelor rezonante, se consideră că întreaga energie a semnalelor este conținută în componenta fundamentală - vezi paragrafele anterioare. Dacă circuitele rezonante au un factor de calitate ridicat, atunci efectul armonicilor de ordin superior pot să fie neglijate. Cu alte cuvinte, liniarizarea convertorului, care este un sistem puternic neliniar, poate fi văzută ca o filtrare a armonicilor superioare și a componentei continue.

Convertorul din fig.4.13 este compus din două invertoare de curent de tip paralel, care sunt cuplate prin intermediul unui transformator de putere de frecvență ridicată și care are rolul de circuit magnetic de legătură. În structura convertorului se mai găsesc patru întrerupătoare bidirecționale de tensiune datorită faptului că în drena fiecărui tranzistor se află în serie câte o diodă. Componenta continuă a curenților care trec prin înfășurările primare ale transformatorului sunt eliminate cu ajutorul a două condensatoare C_f în vederea împiedicării saturării miezului magnetic. Între fiecare invertor rezonant de tip

paralel și sursa de tensiune de la intrare sunt conectate două șocuri L_f care filtrează și limitează curentul absorbit de la sursa de alimentare. Fiecare sursă de tensiune împreună cu șocul aferent se comportă ca o sursă de curent cvasi-constant. Convertorul este prevăzut cu un redresor de tensiune care poate fi modelat, la o frecvență de comutație constantă, ca o rezistență, folosind aceeași metodă de liniarizare pe care autorul a utilizat-o și în paragrafele anterioare. Tranzistoarele T1, T2 și T3, T4 comută alternativ, fiind comandate de impulsuri rectangulare de tensiune, unipolare, cu factor de umplere puțin mai mare decât 50%. Această condiție este necesară pentru a putea oferi curenților de intrare o cale de circulație pe toată durata conversiei. Dacă factorul de umplere al semnalelor de comandă ar fi mai mic decât 50%, atunci tensiunea în anodul diodelor D1 și D3 ar putea să înregistreze o variație bruscă spre valori foarte mari, putând cauza distrugerea întrerupătoarelor. Toate tranzistoarele au aceeași frecvență de comutație.

Semnalele de comandă ale întrerupătoarelor ale unui invertor rezonant sunt defazate cu un unghi φ reglabil față de cele ale celuilalt invertor, în funcție de puterea necesară sarcinii. Forma de variație în timp a curenților care intră în circuitele rezonante de tip paralel este rectangulară. Tensiunea pe circuitele rezonante este cvasi-sinusoidală dacă factorul de calitate al acestor circuite este suficient de mare.

În cele ce urmează *autorul insistă și asupra modului în care întrerupătoarele convertorului sunt încărcate*, specificând un rezultat în care se poate vedea că defazajul φ_1 dintre componenta fundamentală a curentului i_1 și tensiunea pe circuitul prin care circulă i_1 nu este egal cu defazajul φ_2 a celui de-al doilea circuit. Defazajele φ_1 și φ_2 prezintă o dependență neliniară în funcție de defazajul de comandă φ . Pentru acest motiv, întrerupătoarele celor două invertore rezonante nu sunt încărcate în același mod. Astfel, există posibilitatea ca la un moment dat, unul dintre invertore să debiteze energie pe o sarcină cu caracter inductiv iar celălalt să debiteze energie pe o sarcină cu caracter capacitiv. Cu toate acestea, se poate determina, prin simulare sau prin calcul numeric, care este frecvența de lucru a convertorului pentru care toate tranzistoarele să debiteze energie pe o sarcină cu caracter inductiv. Această frecvență trebuie să fie oricum mai mică decât frecvența de rezonanță a celor două circuite oscilante. Defazajul

paralel și sursa de tensiune de la intrare sunt conectate două șocuri L_r care filtrează și limitează curentul absorbit de la sursa de alimentare. Fiecare sursă de tensiune împreună cu șocul aferent se comportă ca o sursă de curent cvasi-constant. Convertorul este prevăzut cu un redresor de tensiune care poate fi modelat, la o frecvență de comutație constantă, ca o rezistență, folosind aceeași metodă de liniarizare pe care autorul a utilizat-o și în paragrafele anterioare. Tranzistoarele T1, T2 și T3, T4 comută alternativ, fiind comandate de impulsuri rectangulare de tensiune, unipolare, cu factor de umplere puțin mai mare decât 50%. Această condiție este necesară pentru a putea oferi curenților de intrare o cale de circulație pe toată durata conversiei. Dacă factorul de umplere al semnalelor de comandă ar fi mai mic decât 50%, atunci tensiunea în anodul diodelor D1 și D3 ar putea să înregistreze o variație bruscă spre valori foarte mari, putând cauza distrugerea întrerupătoarelor. Toate tranzistoarele au aceeași frecvență de comutație.

Semnalele de comandă ale întrerupătoarelor ale unui invertor rezonant sunt defazate cu un unghi φ reglabil față de cele ale celuilalt invertor, în funcție de puterea necesară sarcinii. Forma de variație în timp a curenților care intră în circuitele rezonante de tip paralel este rectangulară. Tensiunea pe circuitele rezonante este cvasi-sinusoidală dacă factorul de calitate al acestor circuite este suficient de mare.

În cele ce urmează *autorul insistă și asupra modului în care întrerupătoarele convertorului sunt încărcate*, specificând un rezultat în care se poate vedea că defazajul φ_1 dintre componenta fundamentală a curentului i_1 și tensiunea pe circuitul prin care circulă i_1 nu este egal cu defazajul φ_2 a celui de-al doilea circuit. Defazajele φ_1 și φ_2 prezintă o dependență neliniară în funcție de defazajul de comandă φ . Pentru acest motiv, întrerupătoarele celor două invertore rezonante nu sunt încărcate în același mod. Astfel, există posibilitatea ca la un moment dat, unul dintre invertore să debiteze energie pe o sarcină cu caracter inductiv iar celălalt să debiteze energie pe o sarcină cu caracter capacitiv. Cu toate acestea, se poate determina, prin simulare sau prin calcul numeric, care este frecvența de lucru a convertorului pentru care toate tranzistoarele să debiteze energie pe o sarcină cu caracter inductiv. Această frecvență trebuie să fie oricum mai mică decât frecvența de rezonanță a celor două circuite oscilante. Defazajul

dintre semnalele de comandă ale celor două invertoare poate să ia valori în intervalul $[0^\circ, 180^\circ]$. În cazul în care defazajul φ este 0° atunci puterea de ieșire atinge valoarea sa maximă iar când φ este 180° atunci puterea de ieșire este zero. Pentru a realiza analiza în domeniul frecvență utilizând metoda liniarizării armonice putem să facem următoarele presupuneri:

- circuitele rezonante de tip paralel sunt identice;
- transformatorul de putere și înaltă frecvență este ideal;
- se pot neglija pierderile de comutație;
- pentru simplitatea calculelor, toate înfășurările transformatorului au același număr de spire.
- redresorul de tensiune - fig.4.13 - poate fi modelat ca o sarcină pur rezistivă pentru o frecvență de comutație dată după cum s-a arătat într-un paragraf anterior.

Pentru ambele circuite rezonante vom face următoarele notații:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; Z_0 = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ și } Q = \omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{R}{Z_0} \text{ unde } \omega_0 \text{ este frecvența de rezonanță, } Z_0 \text{ este impedanța caracteristică iar } Q \text{ reprezintă factorul de calitate al circuitului rezonant cu sarcină.}$$

Considerăm că energia este concentrată în componenta fundamentală a curenților și a tensiunilor atunci când circuitele rezonante au un factor de calitate suficient de mare, cel puțin de ordinul unităților. Ținând cont de simplificările indicate mai sus, obținem următorul circuit echivalent al convertorului.

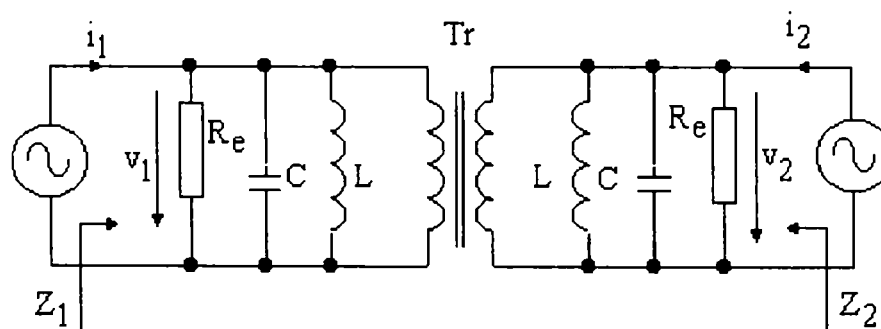


Fig.4.14. Circuitul echivalent al convertorului rezonant de tip paralel cu control de fază

Cele două invertoare de curent au fost înlocuite cu două surse de curent alternativ.

În fig.4.14 rezistența R_e este rezistența echivalentă a sarcinii reflectată în înfășurările primare ale transformatorului. Pentru a realiza analiza circuitului din fig.4.14 se folosește principiul superpoziției. Se observă efectul fiecărei surse de

curent independent de cealaltă, iar în final efectele înregistrate se însumează. După câteva operații simple și ținând cont de notațiile de la începutul paragrafului, se poate obține expresia curentului care circulă prin rezistența echivalentă, atunci când în circuit avem conectată doar sursa de curent i_1 .

$$i_x = \frac{\frac{L}{C}}{\frac{L}{C} + j\omega LR + \frac{R}{j\omega C}} i_1 = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} i_1 \quad (4.51)$$

unde $i_1 = I_{\max} \sin\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right)$, $I_{\max} = \frac{2}{\pi} I$ și $R = R_e \parallel R_s = R_s$.

Forma de variație în timp a curentului care trece printr-un circuit rezonant este rectangulară cu factorul de umplere de 50%. Curentul i_1 poate fi scris ca o variabilă complexă la fel ca în (4.52) unde valoarea modulului a fost obținut, în urma aplicării transformatei Fourier curenților care trec prin circuitele rezonante.

$$i_1 = \frac{2}{\pi} I e^{j\frac{\varphi}{2}} \quad (4.52)$$

Când numai sursa de curent i_2 este conectată în circuit se obține expresia curentului care trece prin rezistența echivalentă a sarcinii reflectată în cele două înfășurări primare.

$$i_y = \frac{\frac{L}{C}}{\frac{L}{C} + j\omega LR + \frac{R}{j\omega C}} i_2 = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} i_2 \quad (4.53)$$

unde $i_2 = I_{\max} \sin\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right)$, $I_{\max} = \frac{2}{\pi} I$ și $R = R_e \parallel R_s = R_s$.

Curentul i_2 poate fi scris de asemenea ca o variabilă complexă după cum este indicat în relația următoare:

$$i_2 = \frac{2}{\pi} I e^{-j\frac{\varphi}{2}} \quad (4.54)$$

Ținând cont de relațiile de mai sus, se poate determina valoarea curentului de ieșire i_s care circulă prin rezistența echivalentă a sarcinii adunând curenții i_x și i_y .

$$i_s = \frac{4}{\pi} I \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \cos\frac{\varphi}{2} \quad (4.55)$$

Funcția de transfer intrare ieșire a celor două invertoare este dată de relația următoare:

$$M_{II} = \frac{i_s}{I} \quad (4.56)$$

unde I reprezintă valoarea curentului absorbit de la sursa de alimentare de către fiecare inverter rezonant în parte. Amplitudinea acestei funcții de transfer (4.56) se poate obține cu ajutorul relației (4.55).

$$|M_{II}| = \frac{|i_s|}{\sqrt{2}I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\cos \frac{\varphi}{2}}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \quad (4.57)$$

Tensiunea de ieșire pe rezistența echivalentă a sarcinii poate fi obținută de asemenea cu ajutorul relației (4.55)

$$v_s = \frac{4R_s}{\pi} I \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \cos \frac{\varphi}{2} \quad (4.58)$$

Impedanța Z_1 reprezintă sarcina pentru tranzistoarele T_1 și T_2 iar impedanța Z_2 este sarcina pentru tranzistoarele T_3 și T_4 - fig.4.14. Expresiile acestor impedanțe sunt:

$$Z_1 = \frac{2R_s \cos \frac{\varphi}{2} \left\{ \cos \frac{\varphi}{2} - Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \sin \frac{\varphi}{2} - j \left[\sin \frac{\varphi}{2} + Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \right\}}{\left[\cos \frac{\varphi}{2} - Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \sin \frac{\varphi}{2} \right]^2 + \left[\sin \frac{\varphi}{2} + Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^2} = |Z_1| e^{j\psi_1} \quad (4.59)$$

$$Z_2 = \frac{2R_s \cos \frac{\varphi}{2} \left\{ \cos \frac{\varphi}{2} + Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \sin \frac{\varphi}{2} - j \left[-\sin \frac{\varphi}{2} + Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \right\}}{\left[\cos \frac{\varphi}{2} + Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \sin \frac{\varphi}{2} \right]^2 + \left[-\sin \frac{\varphi}{2} + Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \cos \frac{\varphi}{2} \right]^2} = |Z_2| e^{j\psi_2} \quad (4.60)$$

Defazajele φ_1 și φ_2 iau diferite valori, motiv pentru care, întrerupătoarele convertorului nu sunt încărcate simetric. Poate să existe situația în care întrerupătoarele unui inverter rezonant să fie încărcate cu o sarcină inductivă iar celelalte cu o sarcină capacitivă. Prin simulare sau calcul numeric putem să determinăm frecvența de comutație pentru care toate întrerupătoarele convertorului sunt încărcate inductiv pentru a mări randamentul conversiei.

Puterea de ieșire a celor două invertoare rezonante este obținută simplu cu ajutorul relației (4.58)

$$P_s = \frac{V_{S(rms)}^2}{R} = \frac{8R_s I^2 \cos^2 \frac{\varphi}{2}}{\pi \left[1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]} \quad (4.61)$$

Ținând cont de indicațiile menționate în lucrările [29], [43]-[47], s-a precizat în 4.2 că rezistența de intrare echivalentă a redresorului de tensiune în punte este aproximativ egală cu:

$$R_s = \frac{\pi^2 n^2 R_o}{8} \left(1 + \frac{2U_D}{U_o} + \frac{2r_D + r_{L_o}}{R_o} \right) \quad (4.62)$$

unde U_D este tensiunea de prag a diodelor redresoare, r_D rezistența dinamică a diodei, U_o tensiunea de ieșire a convertorului, r_{L_o} este rezistența echivalentă serie a bobinei de filtraj L_o .

Simularea funcționării noului tip de convertor propus de autor s-a realizat cu ajutorul programului PSPICE. Toate tranzistoarele MOSFET de putere sunt de tipul IRF810, valoarea celor două inductanțe L este de 1,2mH, valoarea celor două capacități C este de 1.6nF. Curenții de intrare ai celor două invertoare rezonante de tip paralel sunt limitați la 1A. Frecvența de rezonanță a celor două circuite oscilante de tip paralel este de aproximativ 110KHz iar frecvența de comutație a tranzistoarelor este de 100KHz. Factorul de umplere al impulsurilor de comandă este puțin mai mare de 50%. Rezistența sarcinii este de 100Ω. Valoarea inductanțelor bobinelor de filtraj L_f de la intrarea convertorului sunt de 6mH. În fig.4.15 sunt prezentate câteva diagrame de timp, obținute cu ajutorul programului de simulare PSPICE, pentru un defazaj de 20° între semnalele de comandă ale celor două inverter.

În acest subcapitol a fost prezentat un nou tip de convertor rezonant de tip paralel cu control de fază, propus de autor. Convertorul prezintă toate avantajele specifice convertoarelor rezonante de tip paralel dar, datorită principiului său de comandă, frecvența de comutație a întrerupătoarelor este constantă.

Convertorul propus are fața de convertoarele rezonante de tip paralel noi caracteristici, cum ar fi: curent de intrare constant și limitat, generează un spectru scăzut de zgomot datorită șocurilor dintre sursa de alimentare și cele două

invertoare rezonante, comanda tranzistoarelor se aplică între poartă și masă, fapt ce duce la simplificarea circuitului de comandă.

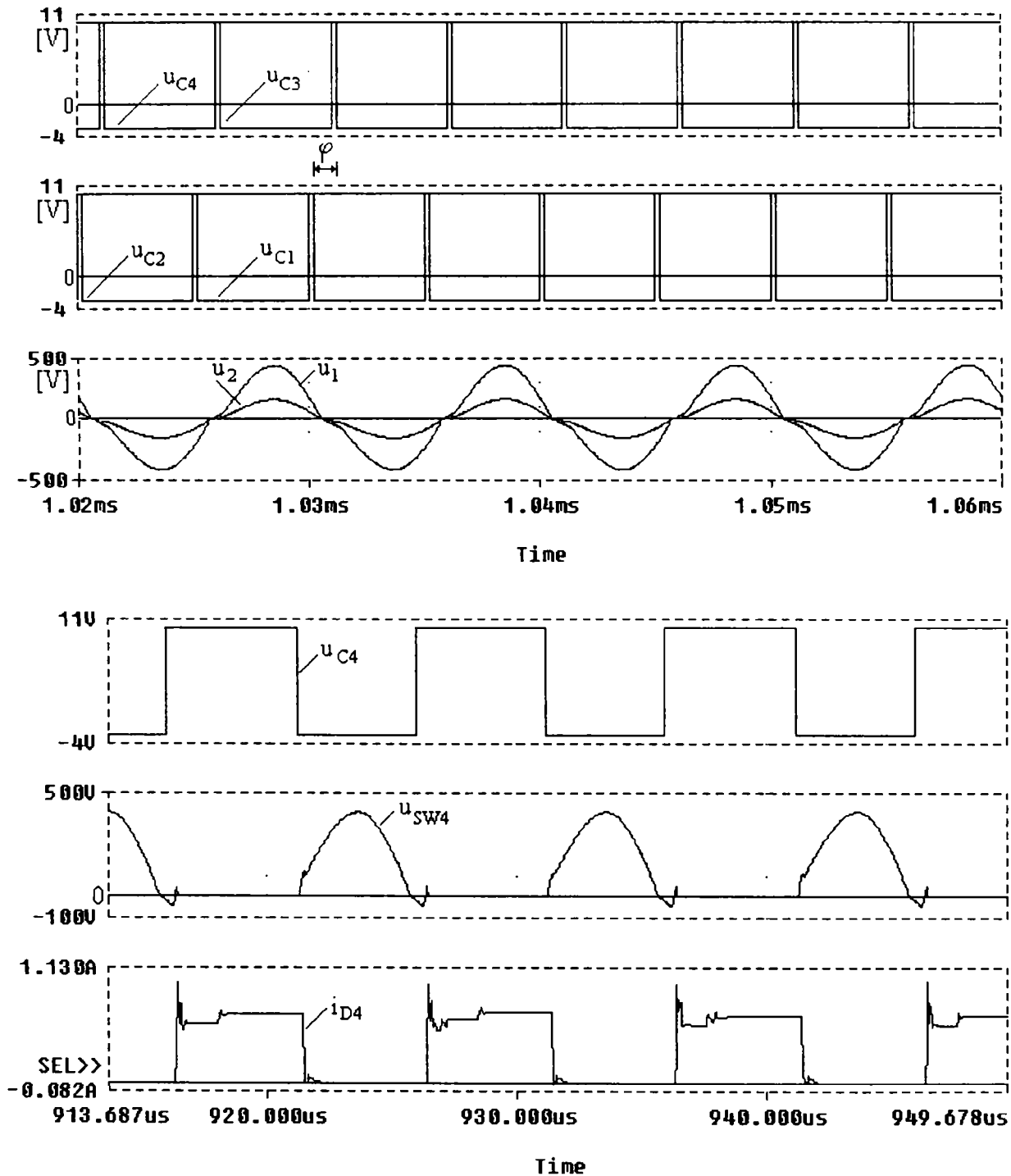


Fig.4.15. Rezultatele simulării funcționării convertorului

4.4. Concluzii

În cadrul acestui capitol, autorul alege ca metodă de analiză a convertoarelor rezonante, metoda liniarizării armonice. Avantajul major al liniarizării armonice constă în reducerea analizei convertorului, ce are un pronunțat caracter neliniar, la analiza unui circuit liniar echivalent. Înaintea analizei efective,

pentru fiecare subcircuit neliniar al convertorului rezonant se adoptă un circuit liniar, folosind unele aproximații simplificatoare. Cu ajutorul circuitelor liniare se obține în final un model al întregului convertor.

Analiza prin liniarizare armonică este potrivită convertoarelor rezonante întrucât acestea conțin în structura lor circuite rezonante acordate pe o frecvență apropiată de cea de funcționare a convertorului. Circuitul rezonant filtrează toate componentele spectrale ale semnalelor variabile de stare asociate lui, în afară de componenta lor fundamentală, în care se consideră că este înmagazinată întreaga lor energie.

Pornind de la modelele foarte simple propuse de [29], [43], pentru circuitele de redresare, folosite în convertoarele rezonante, *autorul realizează o analiză detaliată a unui redresor de tensiune sincron, monofazat, monoalternanță, cu tranzistoare MOSFET de putere*. Deoarece aceste tipuri de redresoare au un randament foarte bun în cazul redresării unor tensiuni de valori reduse la curenți de sarcină importanți, *autorul propune un set de relații matematice extrem de utile cu ajutorul cărora să se poată estima cât mai exact performanțele și posibilitățile de optimizare ale redresării, înaintea unei realizări practice*.

Autorul arată că metoda de liniarizare este potrivită studiului, proiectării rapide dar și optimizării convertoarelor rezonante. Pentru exemplificare, *autorul indică pașii necesari proiectării unui convertor rezonant de tip paralel clasic*.

Pe baza experienței acumulate în privința analizei și proiectării convertoarelor rezonante, în finalul capitolului, *autorul propune un nou tip de convertor rezonant de tip paralel*. Acest nou tip de convertor păstrează toate avantajele convertoarelor rezonante de tip paralel aducând pe lângă acestea caracteristici noi și utile: curent de intrare constant și limitat, frecvență de comutație constantă, generează un spectru scăzut de zgomot, comanda tuturor tranzistoarelor MOSFET se aplică între poartă și masă fapt ce duce la simplificarea circuitului de comandă. Pentru noul tip de convertor propus de autor, componentele magnetice pot să fie utilizate mult mai eficient decât în cazul în care controlul puterii transferate sarcinii se realizează prin reglarea frecvenței de comutație. La frecvență fixă de comutație, spectrul zgomotului datorat proceselor de comutație și a frecvenței variabile de comutație este scăzut iar proiectarea circuitelor de filtraj se poate realiza ușor.

5. Modelarea și simularea convertoarelor cvasi-rezonante

Având în vedere caracteristicile remarcabile și domeniul larg de aplicații de care se bucură convertoarele cvasi-rezonante, autorul prezintă în acest capitol o serie de rezultate proprii în ceea ce privește modelarea și simularea lor.

Prin modelare se dorește determinarea unei funcții matematice care să poată descrie cât mai exact comportarea convertoarelor studiate în cât mai multe condiții posibile de funcționare.

Modelarea convertoarelor cvasi-rezonante prezintă interes deoarece în structura lor există circuite cu elemente reactive caracterizate de două scări de timp mult diferite între ele, motiv pentru care, simularea lor folosind programul PSPICE rămâne de cele mai multe ori nesoluționată. În prima parte a capitolului, autorul dezvoltă cu ajutorul mediului de programare MATLAB, pornind de la un model matematic care pune în evidență caracterul puternic nelinier al convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero, o rutină de calcul care permite realizarea simulărilor într-un timp extrem de scurt, obținându-se rezultate foarte asemănătoare cu cele apărute în literatura de specialitate [3],[52],[51],[121]. Rutina de calcul furnizează foarte rapid rezultatele simulării indiferent de performanțele sistemului de calcul pe care rulează. În urma simulărilor efectuate de către autor, s-a constatat faptul, că durata simulării este influențată în mică măsură de durata intervalului de timp pentru care se face analiza funcționării convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero și de precizia dorită a rezultatelor. Programul dezvoltat de autor se pretează în cazul în care se dorește proiectarea și optimizarea acestor convertoare, făcându-se o economie importantă de timp de simulare. Algoritmul de calcul este apoi adaptat și pentru simularea convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la tensiune zero.

În partea a doua a capitolului de față, autorul propune un model discret pentru bucla de reacție negativă care realizează stabilizarea tensiunii de ieșire a unui convertor cvasi-rezonant cu comutație la curent zero, de tip buck. Modelul discret propus de către autor este util în cazul în care se dorește realizarea funcției de comandă a convertorului cu ajutorul unui dispozitiv electronic digital. Rezultatele simulărilor obținute, folosind toolbox-ul Simulink al mediului de programare MATLAB validează modelul în timp discret propus de autor.

5.1. Noțiuni introductive

Pentru a realiza simularea convertoarelor electronice de putere este necesară determinarea în prealabil a unor *modele matematice* și *logice* care să descrie cât mai exact comportarea reală a convertoarelor în diferite regimuri de funcționare. După determinarea funcțiilor matematice care aproximează cel mai bine caracteristicile unui anumit convertor, urmează alegerea *algoritmilor pentru calculul numeric* în funcție de tipul de analiză care se urmărește a fi obținută și de satisfacerea următoarelor cerințe:

- simplitate din care să rezulte o viteză de calcul mare;
- precizie de calcul determinată de modul de reprezentare a datelor în sistemul de prelucrare numerică folosit și de metoda matematică aleasă.

Este cunoscut faptul că sistemele de calcul numeric au o reprezentare internă exactă a numerelor întregi pentru care se realizează calcule exacte și o reprezentare internă aproximativă a numerelor reale care influențează precizia rezultatelor [86]. Deși se poate găsi un algoritm numeric care să ofere rezultate precise ale modelelor matematice folosite, modelul matematic în sine nu realizează nimic altceva decât o *aproximare* a comportamentului real al convertoarelor.

Implementarea algoritmilor numerici de calcul se realizează cu ajutorul unor limbaje de programare obținându-se în final un program care realizează o anumită cerință. Rularea programului pe un calculator constituie simularea funcționării convertorului. Rezultatele obținute în urma simulării sunt apoi fie prelucrate și analizate fie sunt prezentate sub o formă grafică. Simularea este utilă pentru etapele de proiectare și optimizare a funcționării convertorului înainte de realizarea sa practică.

Modelul matematic este în final validat dacă se constată o asemănare foarte bună între rezultatele simulării și rezultatele obținute pe cale experimentală pentru aceleași condiții de funcționare a convertorului.

5.2.Simularea convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero

În cadrul acestui capitol, autorul prezintă un model matematic care pune în evidență caracterul puternic neliniar al convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero (ZCS-QRC) și dezvoltă un program de simulare pe baza unui algoritm care oferă o viteză de calcul foarte mare, capabil să furnizeze rezultate cât mai asemănătoare cu cele care se pot obține pe cale experimentală.

Modelarea se bazează pe o rezolvare analitică a ecuațiilor diferențiale care descriu funcționarea ZCS-QRC. Modelul convertorului obținut este implementat cu ajutorul mediului de programare MATLAB, în vederea simulării cu o viteză mare de execuție a configurației convertorului în buclă deschisă, depinzând în mică măsură de performanțele calculatorului utilizat. Rezultatele obținute în urma simulării funcționării ZCS-QRC prezintă acuratețe chiar și pentru cazul răspunsului în domeniul timp când se înregistrează variații mari ale semnalelor de intrare.

Aplicarea metodei de modelare la cele trei tipuri de topologii de bază de convertoare cvasi-rezonante cu comutație la curent zero: tipul buck, boost și buck-boost, este dată de către autor ca și exemplu ilustrativ. Pentru modelul obținut este pusă în evidență și condiția de comutație la curent zero. A fost luată în considerare utilitatea folosirii metodei de modelare propuse și în cazul convertoarelor cvasi-rezonante cu perioadă extinsă [65]. Mai mult, se poate obține cu ușurință și modelul pentru convertoarele cvasi-rezonante cu comutație la curent zero care au frecvența de comutație apropiată de valoarea frecvenței de rezonanță a circuitului oscilant atașat întrerupătorului comandat [84], [85], [81]. Cu mici modificări, programul poate fi adaptat cu ușurință pentru simularea convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la tensiune zero. Rezultatele simulării celor trei topologii de bază, amintite mai sus, sunt date în 5.2.2 pentru a prezenta avantajele metodei de simulare propusă de autor.

5.2.1.Considerații generale asupra convertoarelor ZCS-QRC

În anul 1947 apare pentru prima dată publicat în "Mallory Handbook" [89] o referire la avantajele controlului sau cel puțin a modificării formelor de undă ale curentului/tensiunii asociate unui întrerupător, tub electronic cu vid, pe durata

comutațiilor sale. Deoarece comutarea unei sarcini cu caracter inductiv este un lucru intrinsec în majoritatea convertoarelor electronice de putere, au fost propuse de-a lungul timpului un număr mare de circuite pentru ameliorarea comutației, circuite care să reducă pierderile sau suprasolicitățile întrerupătoarelor electronice de putere în procesul de comutație.

Printre convertoarele care sunt dotate cu circuite de ameliorare a comutației se numără și convertoarele cvasi-rezonante cu comutație la curent zero sau tensiune zero.

ZCS-QRC [3], [73], care fac de altfel obiectul subcapitolului de față, sunt convertoare electronice de putere folosite pe scară largă la conversia energiei cc-cc, datorită faptului că la trecerea întrerupătoarelor electronice dintr-o stare într-alta, puterea disipată este neglijabilă. Proprietățile și caracteristicile convertoarelor ZCS QRC au fost detaliate [52]. Structura convertoarelor cvasi-rezonante este simplă deoarece este asemănătoare cu cea a surselor de tensiune continuă în comutație [3], [72] din care provin. În fig.5.1 sunt prezentate topologiile de bază ale surselor de tensiune continuă în comutație fără izolare galvanică între sursa de alimentare și sarcină.

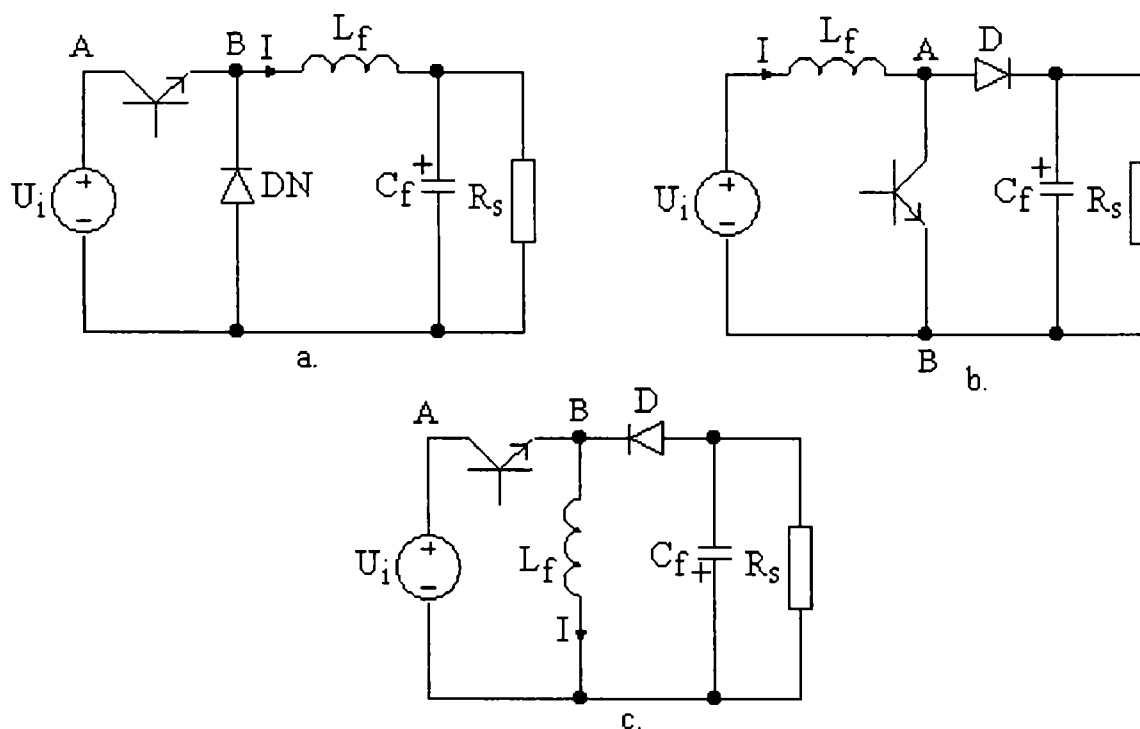


Fig.5.1. Schemele electronice de principiu ale surselor de tensiune continuă în comutație de tip a. Buck, b. Boost și c. Buck-boost

Pentru a obține un convertor cvasi-rezonant pornind de la circuitele prezentate în fig.5.1, se înlocuiește tranzistorul bipolar conectat între punctele A și B cu un întrerupător care are o structură mult mai complexă, capabil să comute la curent sau tensiune zero. În general, un comutator care are proprietatea de a comuta la curent sau tensiune zero este obținut prin adăugarea unei bobine și a unui condensator la întrerupătorul electronic folosit, care vor forma împreună un circuit oscilant. Această rețea externă dispozitivului electronic de comutație este folosită pentru a influența modul de evoluție în timp al curentului prin întrerupător (cazul ZCS-QRC), astfel încât valoarea lui să devină zero în momentul în care întrerupătorul intră în stare de conducție sau trece în starea de blocare. Pierderile la comutație ale convertorului pot fi astfel reduse și frecvența de comutație poate să fie mărită, rezultând în final un convertor care prezintă o densitate mare de putere transferată pe unitatea de volum.

Schemele de principiu ale întrerupătoarelor cu comutație la curent zero pentru *modul de lucru cu undă plină* și în *semi-undă* sunt prezentate în fig.5.2.a respectiv fig.5.2.b.

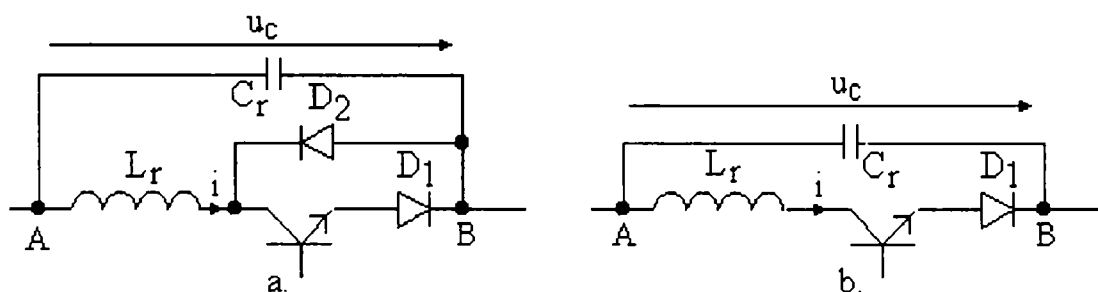


Fig.5.2. Întrerupătoare cvasi-rezonante cu comutație la curent zero

Modul de lucru cu undă plină semnifică faptul că în inductanța L_r curentul poate să circule în ambele sensuri, iar în modul de lucru cu semi-undă, curentul prin inductanța L_r circulă doar într-un singur sens.

După cum se poate observa din fig.5.2, întrerupătoarele sunt compuse dintr-un tranzistor, dioda D_1 , dioda D_2 (numai pentru modul de lucru cu undă plină), o bobină L_r și un condensator C_r , care vor alcătui împreună un circuit rezonant. Dacă tranzistorul folosit este de tip MOSFET atunci în locul diodei D_2 se folosește chiar dioda internă a tranzistorului, caz în care și dioda D_1 poate lipsi. Utilizarea unui tranzistor MOSFET în structura întrerupătorului cu comutație la curent zero (ZCS), duce la diminuarea considerabilă a pierderilor în starea de conducție datorită rezistenței drenă-sursă de valoare foarte mică a tranzistorului.

Terminalele de putere ale ZCS din fig.5.2 le notăm cu A, respectiv B. Unul din terminalele condensatorului C_r este conectat în mod obligatoriu la nodul B, iar celălalt terminal poate să fie conectat la borna pozitivă a sursei de tensiune de la intrarea convertorului, la masă sau la ieșirea convertorului. Pentru fiecare situație în parte, relațiile care descriu funcționarea întrerupătorului sunt asemănătoare.

În cazul în care ZCS este blocat, tensiunea pe întrerupător este $u_{AB} = u_C$ și curentul de la A la B este zero. În cazul în care ZCS este în stare de conducție, curentul de la A la B se poate considera ca fiind egal cu I a cărui valoare este obținută pe baza topologiei circuitului și se presupune a fi constantă pe durata unei perioade de comutație. Această presupunere poate fi întâlnită adesea, deoarece convertoarele cvasi-rezonante sunt comandate la frecvențe de comutație ridicate, astfel încât, perioada unui ciclu de comutație este neglijabil de mică în comparație cu constantele de timp ale circuitelor de filtrare de la intrarea respectiv ieșirea convertoarelor.

Pentru a descrie principiul de funcționare al unui întrerupător cvasi-rezonant, un ciclu de conversie este împărțit în patru subintervale de timp [3], [29], [51], [55], și anume: intervalul în care bobina L_r înmagazinează energie, intervalul de timp în care are loc procesul rezonant, intervalul de încărcare al condensatorului C_r și ultimul este acela în care tot curentul de sarcină circulă prin dioda de nul de la ieșirea convertorului. Formele de undă ale curentului din bobina L_r și a tensiunii pe condensatorul C_r pentru modul de funcționare cu undă plină și modul de lucru cu semi-undă sunt prezentate în fig.5.3.a respectiv fig.5.3.b.

Ecuțiile de stare care descriu funcționarea întrerupătoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero precum și durata celor patru intervale menționate mai sus sunt prezentate în continuare pentru ambele moduri de lucru. Prezentarea ecuațiilor de stare este necesară, deoarece acestea sunt folosite în scopul obținerii unui model analitic care stă la baza programului de simulare realizat de autor.

Este demn de remarcat faptul că indiferent de topologia în care ZCS sunt folosite, mecanismul de comutație la curent zero rămâne același.

Proiectarea unui convertor ZCS QRC care să stabilizeze tensiunea de la ieșirea sa, este dificil de realizat dacă nu se dispune de modelul său în buclă deschisă. Datorită neliniarităților pe care le prezintă și a caracteristicilor complicate

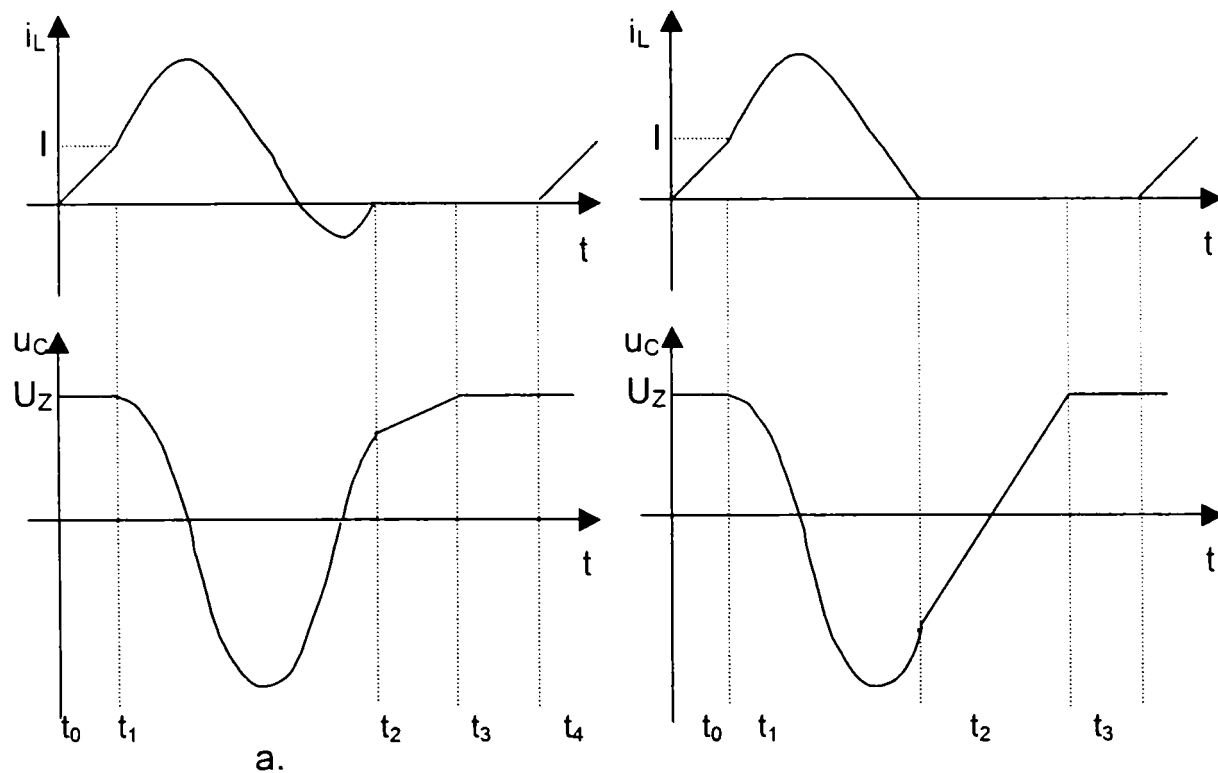


Fig.5.3 Formele de undă ale curentului prin bobina L , și pe condensatorul C ,

a. modul de funcționare cu undă plină, b. modul de funcționare cu semi-undă

de funcționare, ZCS QRC sunt dificil de modelat.

În 5.2.2 este prezentat pe scurt modul de funcționare al unui ZCS iar relațiile puse în evidență stau la baza realizării modelului matematic al ZCS-QRC, model cu un evident caracter neliniar.

Rezultatul modelării este un sistem diferențial neliniar care poate fi implementat cu ajutorul unor programe de prelucrare numerică, cum ar fi cel oferit de mediul de programare MATLAB. Modelul convertorului rezultat este precis chiar și în cazul unui răspuns la semnal mare. În cadrul capitolului sunt analizate modelele celor trei topologii de convertoare cvasi-rezonante de bază: buck, boost și buck-boost, cu comutație la curent nul.

În [3] se menționează faptul, că realizarea unei comutații la curent zero este posibilă doar dacă este îndeplinită o anumită condiție - (5.23). Datorită importanței pe care o prezintă, condiția de comutație la curent zero este folosită în cadrul metodei de modelare adoptate.

Metoda de modelare poate să fie aplicată și convertoarelor cu perioadă extinsă sau celor care lucrează la o frecvență de comutație foarte apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului oscilant atașat întrerupătorului.

5.2.2. Analiza convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la curent zero

În literatura de specialitate [3], [52], [73] este tratat în detaliu modul de funcționare al ZCS-QRC. Pentru o înțelegere mai ușoară a modelării ZCS-QRC, autorul face o scurtă trecere în revistă a principalelor fenomene ce însoțesc procesul de conversie a energiei de-a lungul unei perioade de funcționare. Analiza ce urmează a fi făcută se referă la ZCS-QRC de tip buck, boost, buck-boost - (fig.5.4). Formele de undă cu ajutorul cărora se prezintă analiza funcționării convertoarelor din fig.5.4 au fost indicate în fig.5.3.

Primul interval de funcționare începe în momentul t_0 și durează până în momentul t_1 . La începutul acestui interval tranzistorul este adus în conducție (saturație). Tot în acest interval, curentul prin inductanța L_r crește liniar de la valoarea inițială zero până la valoarea finală $I = ct.$, care reprezintă valoarea curentului de sarcină. La momentul t_0 , intrarea tranzistorului în stare de conducție este însoțită de o putere disipată care poate fi neglijată. Tensiunea pe condensatorul C_r rămâne constantă. Valoarea acestei tensiuni depinde de topologia convertorului studiat. Tensiunea pe bobina L_r este dată de relația:

$$u_{L_r} = L_r \frac{di}{dt} \quad (5.1)$$

În cazul ZCS-QRC de tip buck, tensiunea u_{L_r} pentru primul interval de funcționare este egală cu tensiunea U_i ; pentru ZCS-QRC de tip boost, tensiunea u_{L_r} este egală cu U_s ; pentru ZCS-QRC de tip buck-boost, tensiunea u_{L_r} este egală cu $U_i - U_s$. Vom nota aceste valori particulare cu U_z - (fig.5.3). Durata acestui interval de timp se poate obține din (5.1):

$$T_1 = \frac{L_r I}{u_{L_r}} = \frac{L_r I}{U_z} \quad (5.2)$$

Ținând cont de valorile tensiunii u_{L_r} și de (5.2), se observă că durata primului interval de timp depinde de tipul convertorului și de valoarea curentului de sarcină.

Al doilea interval de funcționare începe în momentul t_1 când curentul i prin bobina L_r devine egal cu cel de sarcină I - (fig.5.3). În acest interval de timp are loc un proces rezonant datorat bobinei L_r și condensatorului C_r . Durata acestui interval depinde de modul de lucru folosit, așa după cum se poate vedea tot în fig.5.3.

Pentru modul de lucru cu undă plină, fig.5.3.a, acest interval se încheie în momentul în care curentul prin întrerupătorul cvasi-rezonant a efectuat o oscilație completă.

Pentru modul de lucru cu semi-undă cel de-al doilea interval de timp se încheie în momentul în care curentul prin inductanța L_r devine egal cu zero - fig.5.3.b.

Ecuțiile de stare care descriu funcționarea întrerupătorului cvasi-rezonant

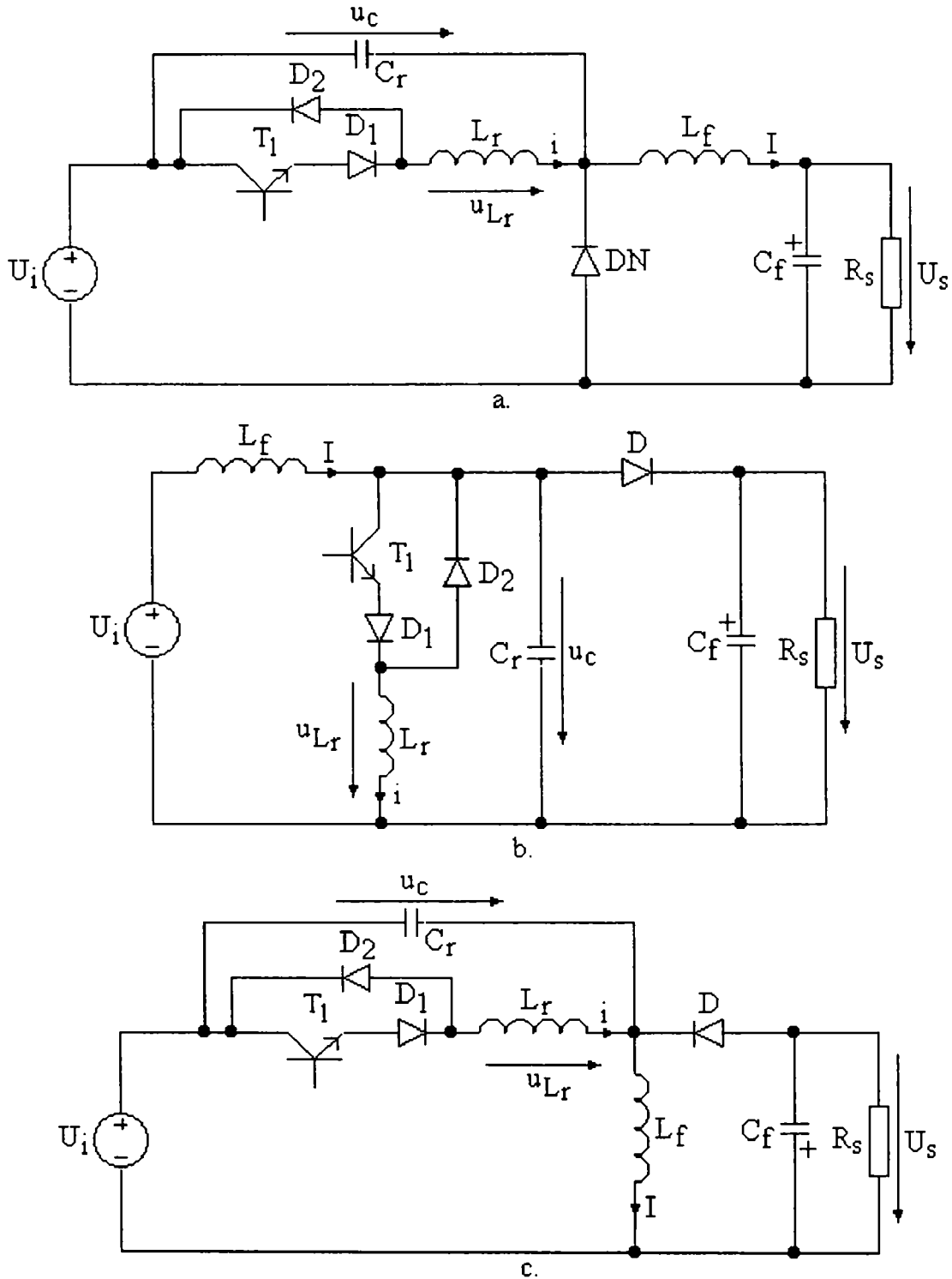


Fig. 5.4. Conversoare ZCS QRC de tip: a. buck, b. boost, c. buck-boost

în cel de-al doilea interval de timp $[t_1, t_2]$ sunt:

$$C_r \frac{du_c(t)}{dt} = I - i(t) \quad (5.3)$$

$$L_r \frac{di(t)}{dt} = u_c(t) \quad (5.4)$$

Sistem de ecuații diferențiale format din (5.3) și (5.4) are următoarele condiții inițiale: $i = I$ și u_c este egală cu u_{Lr} .

Condiția finală pentru ambele moduri de lucru este $i = 0$ la momentul t_2 . Se remarcă faptul că valoarea curentului poate să devină zero doar după cel puțin o semiperioadă de oscilație în modul de lucru cu semi-undă și de cel puțin trei sferturi de perioadă pentru modul de lucru cu undă plină. Durata acestui interval de timp este dată de relația următoare:

$$T_2 = \frac{\theta}{\omega_0} = \frac{\arcsin\left(-I \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} / U_z\right)}{\omega_0} \quad (5.5)$$

unde $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$. Pentru obținerea ecuației (5.5) s-a presupus că tranzistorul din

structura unui întrerupător cvasi-rezonant cu comutație la tensiune zero este ideal.

Curentul care circulă prin tranzistor în acest interval de timp este compus din curentul de sarcină și din curentul ce se generează pe durata procesului de rezonanță determinat de bobina L_r și condensatorul C_r , motiv pentru care, pierderile în starea de conducție ale tranzistorilor T_1 - (fig.5.4) - sunt mult mai mari decât cele care apar în cazul convertoarelor clasice cu comandă PWM - (fig.5.1).

Pierderile în starea de conducție pe ZCS sunt și mai accentuate pentru modul de funcționare cu semi-undă, în care, în serie cu un tranzistor T_1 , se mai află încă o diodă de putere. Blocarea tranzistorului din ZCS se face imediat după prima trecere prin zero a curentului din inductanța L_r . Se observă că atât intrarea în conducție a tranzistorului cât și blocarea lui se realizează la curent zero, motiv pentru care pierderile la comutație sunt reduse în mod substanțial - (fig.5.3).

Datorită acestei proprietăți, frecvența de comutație a ZCS poate să fie foarte mare, practic de ordinul sutelor de kHz. Frecvența de comutație ridicată reduce valoarea inductanței bobinei și pe cea a capacității condensatorului de

filtraj de la ieșirea convertorului.

În intervalul de timp $[t_2, t_3]$ - (fig.5.3), are loc încărcarea liniară a condensatorului C_r până când tensiunea pe acesta devine egală cu una din valorile tensiunii u_{Lr} menționate anterior.

Încărcarea condensatorului este liniară deoarece se realizează cu ajutorul curentului de sarcină a cărui valoare I este constantă. Intervalul de încărcare liniară a condensatorului C_r este mai mic în cazul în care convertorul funcționează în modul de lucru cu undă plină decât în cel cu semi-undă - (fig.5.4).

Pentru intervalul de timp $[t_2, t_3]$ se poate scrie relația următoare, relație care descrie modul în care se realizează încărcarea liniară a condensatorului C_r :

$$C_r \frac{du_c(t)}{dt} = I \quad (5.6)$$

Tot în acest interval de timp, curentul prin inductanța L_r este egal cu zero. Condiția inițială pentru relația (5.6) în momentul t_2 este: $u_c(t_2) = U_z \cos(\theta)$, iar cea finală $u_c(t_3) = U_z$.

Ținând cont de aceste condiții precum și de relația (5.5), putem exprima durata acestui interval de timp în modul următor:

$$T_3 = C_r U_z \frac{1 - \cos \left[\arcsin \left(- \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I / U_z \right) \right]}{I} \quad (5.7)$$

În ultima parte a perioadei de comutație $[t_3, t_4]$ - (fig.5.3), după ce tensiunea pe condensator devine egală cu U_z , curentul de sarcină I nu mai trece prin circuitul oscilant al întrerupătorului cvasi-rezonant ci se va închide prin dioda de nul de la ieșirea convertorului.

În practică, pentru controlul puterii transferate sarcinii se controlează durata acestui ultim interval. Cu alte cuvinte, puterea transferată sarcinii este funcție de frecvența de comutație a întrerupătorului. Procesul rezonant este folosit doar pentru realizarea condiției de comutație la curent zero.

Durata ultimului subinterval de timp se poate exprima foarte ușor cu ajutorul relației: $T_4 = T - T_1 - T_2 - T_3$ (5.8)

unde T reprezintă o perioadă de comutație. Relațiile prezentate în 5.2.2 stau la baza realizării programului de simulare a ZCS-QRC realizat de către autor.

5.2.3. Modelarea convertoarelor cvasi-rezoante cu comutație la curent zero

Modelarea ZCS-QRC are la bază observația [127] că o perioadă de comutație poate fi împărțită în două subintervale de timp, corespunzătoare stării de conducție și stării de blocare al tranzistorului din ZCS.

Când curentul care circulă prin inductanța L_r și tranzistor este zero se consideră că ZCS este blocat, iar când în circuitul amintit mai înainte circulă curent atunci ZCS este în stare de conducție. Astfel, pe durata intervalelor $[t_0, t_1]$ și $[t_1, t_2]$ - fig.5.3, întrerupătorul cvasi-rezonant este în stare de conducție pe când în ultimul interval, ZCS este blocat.

În legătură cu primul subinterval de timp $[t_0, t_1]$ - (fig.5.3), se mai poate face o observație importantă. Tranzistorul din ZCS este străbătut de un curent liniar crescător de la zero la valoarea constantă I a curentului de sarcină. Valoarea medie a curentului din ZCS, pe durata intervalului de timp $[t_0, t_1]$ este jumătate din valoarea curentului de sarcină. Acest lucru se mai poate scrie și în alt fel, și anume ca având prin întrerupător un curent I doar pe jumătate din durata acestui interval. Din acest motiv se poate considera că întrerupătorul cvasi-rezonant este în stare de conducție doar pe durata unei jumătăți a primului interval de timp al unei perioade de comutație. Pentru cele două observații făcute anterior se obțin următoarele intervale de timp de conducție - t_{on} - și de blocare - t_{off} :

$$t_{on} = 0,5T_1 + T_2 + T_3 \quad (5.9)$$

$$t_{off} = 0,5T_1 + T_4 \quad (5.10)$$

Această aproximare este pe deplin justificată și de faptul că frecvența de comutație a convertoarelor cvasi-rezoante este mult mai mare decât de frecvența de tăiere a filtrului de la ieșirea convertorului.

Pentru fiecare topologie în parte - (fig.5.4) - putem scrie câte un sistem de ecuații diferențiale care descriu funcționarea convertorului în funcție de starea întrerupătorului. Astfel, pentru fiecare tip de convertor vom avea două sisteme de ecuații diferențiale: unul pentru cazul în care întrerupătorul cvasi-rezonant este în conducție și un altul pentru cazul în care întrerupătorul este în stare de blocare.

În final, folosind metoda medierii în domeniul variabilelor de stare vom obține din cele două sisteme de ecuații diferențiale, asociate fiecărui tip de convertor, un singur sistem care reprezintă modelul matematic al convertorului

analizat. Pentru convertorul cvasi-rezonant de tip buck, în cazul în care ZCS este în conducție avem următorul sistem:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} U_i \quad (5.11)$$

iar în cazul în care ZCS este blocat, convertorul este caracterizat de următorul sistem de ecuații diferențiale:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_i \quad (5.12)$$

Conform metodei de mediere în spațiul variabilelor de stare, fiecare din (5.11) și (5.12) este ponderat cu raportul dintre intervalul de timp în care este valabil unul dintre sistemele de ecuații diferențiale și durata unei perioade de conversie. Astfel, primul sistem se înmulțește cu termenul t_{on}/T iar cel de-al doilea sistem se înmulțește cu termenul $(1-t_{on})/T$.

În final, cele două sistem ponderate se însumează obținându-se un singur sistem de ecuații diferențiale, sistem care după cum s-a precizat mai sus reprezintă modelul matematic al convertorului.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{t_{on}}{LT} \end{bmatrix} U_i \quad (5.13)$$

Ținând cont de relațiile (5.2), (5.5) și (5.7), pentru ZCS-QRC de tip buck timpul t_{on} este dat de (5.14). După cum se poate observa din sistemul (5.13) și ținând cont de relația (5.14), modelul matematic al convertorului este un sistem de ecuații diferențiale neliniar deoarece nu toți parametrii sistemului sunt constanți.

$$t_{on} = \frac{0,5L_r i(t)}{U_i} + \sqrt{L_r C_r} \arcsin \left(-\frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i(t)}{U_i} \right) + C_r U_i \frac{1 - \cos \left[\arcsin \left(-\frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i(t)}{U_i} \right) \right]}{i(t)} \quad (5.14)$$

analizat. Pentru convertorul cvasi-rezonant de tip buck, în cazul în care ZCS este în conducție avem următorul sistem:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} U_i \quad (5.11)$$

iar în cazul în care ZCS este blocat, convertorul este caracterizat de următorul sistem de ecuații diferențiale:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_i \quad (5.12)$$

Conform metodei de mediere în spațiul variabilelor de stare, fiecare din (5.11) și (5.12) este ponderat cu raportul dintre intervalul de timp în care este valabil unul dintre sistemele de ecuații diferențiale și durata unei perioade de conversie. Astfel, primul sistem se înmulțește cu termenul t_{on}/T iar cel de-al doilea sistem se înmulțește cu termenul $(1-t_{on})/T$.

În final, cele două sistem ponderate se însumează obținându-se un singur sistem de ecuații diferențiale, sistem care după cum s-a precizat mai sus reprezintă modelul matematic al convertorului.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{t_{on}}{LT} \end{bmatrix} U_i \quad (5.13)$$

Ținând cont de relațiile (5.2), (5.5) și (5.7), pentru ZCS-QRC de tip buck timpul t_{on} este dat de (5.14). După cum se poate observa din sistemul (5.13) și ținând cont de relația (5.14), modelul matematic al convertorului este un sistem de ecuații diferențiale neliniar deoarece nu toți parametrii sistemului sunt constanți.

$$t_{on} = \frac{0,5L_r i(t)}{U_i} + \sqrt{L_r C_r} \arcsin \left(-\frac{\sqrt{L_r} i(t)}{U_i} \right) + C_r U_i \frac{1 - \cos \left[\arcsin \left(-\frac{\sqrt{L_r} i(t)}{U_i} \right) \right]}{i(t)} \quad (5.14)$$

În cazul ZCS-QRC de tip boost, pentru cele două stări ale întrerupătorului, conducție respectiv blocare, avem următoarele două sisteme de ecuații diferențiale:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} U_i \quad (5.15)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} U_i \quad (5.16)$$

Sistemele (5.15) și (5.16) sunt ponderate și apoi însumate, obținând următorul model matematic:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) \frac{1}{C} \\ -\left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} U_i \quad (5.17)$$

Pentru ZCS-QRC de tip boost, timpul de conducție al întrerupătorului se poate obține cu relația:

$$t_{on} = \frac{0,5L_r i(t)}{u_c(t)} + \sqrt{L_r C_r} \arcsin \left(-\frac{\sqrt{L_r} i(t)}{u_c(t)} \right) + C_r u_c(t) \frac{1 - \cos \left[\arcsin \left(-\frac{\sqrt{L_r} i(t)}{u_c(t)} \right) \right]}{i(t)} \quad (5.18)$$

Procedând la fel și pentru ZCS-QRC de tip buck-boost obținem:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} U_i \quad (5.19)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_i \quad (5.20)$$

Sistemul obținut în urma ponderărilor este dat de (5.21), iar timpul de conducție al întrerupătorului în cazul convertorului cvasi-rezoant buck-boost se poate obține cu

ajutorul relației următoare (5.22).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_s C_f} & -\left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) \frac{1}{C} \\ \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{t_{on}}{LT} \end{bmatrix} U_i \quad (5.21)$$

$$t_{on} = \frac{0,5L_r i(t)}{U_i - u_c(t)} + \sqrt{L_r C_r} \arcsin \left(-\frac{\sqrt{L_r} i(t)}{U_i - u_c(t)} \right) + C_r (U_i - u_c(t)) \frac{1 - \cos \left[\arcsin \left(-\frac{\sqrt{L_r} i(t)}{U_i - u_c(t)} \right) \right]}{i(t)} \quad (5.22)$$

Autorul a realizat un algoritm de calcul numeric capabil să rezolve ecuații de tipul (5.13), (5.17) și (5.21). Pentru implementarea algoritmului, Anexa 2-4, autorul a folosit mediul de programare MATLAB. Cu ajutorul programului de simulare dezvoltat de autor, se poate obține răspunsul celor trei convertoare - (fig.5.4) - la variații mici și mari de semnal, pentru ambele moduri de funcționare permise de aceste tipuri de convertoare - cu undă plină respectiv cu semi-undă.

Rutina de calcul realizată de către autor verifică condiția de comutare a întrerupătoarelor la curent zero. Pentru ca ZCS să comute la curent zero este necesară îndeplinirea condiției următoare:

$$\left| \frac{I \sqrt{L_r / C_r}}{U_z} \right| < 1 \quad (5.23)$$

Condiția dată de relația (5.23) reprezintă și o cerință de proiectare a acestor tipuri de convertoare.

Dacă condiția (5.23) nu este îndeplinită atunci comutația la curent zero nu mai are loc, programul indicând acest fapt. Fenomenul de comutație la curent diferit de zero, urmat de pierderi însemnate la comutație, se mai poate explica și pe cale grafică, ținând cont de fig.5.3. Dacă tranzistorul întrerupătorului cvasi-rezonant este blocat înainte de momentul t_2 , în cazul modului de lucru cu semi-undă, atunci acesta nu mai comută la curent zero sau curentul pur și simplu nu mai are o trecere prin zero. De asemenea, relația (5.23) nu poate să fie îndeplinită dacă valoarea tensiunii U_z este prea mică sau valoarea curentului de sarcină este

prea mare. Aceste ultime două situații pot să apară cu ușurință pe durata regimurilor tranzitorii.

5.3. Analiza și modelarea convertoarelor cvasi-rezonante cu comutație la tensiune zero

Analiza ZVS-QRC este descrisă în mod detaliat în numeroase lucrări de specialitate, dintre care se pot aminti [3], [29], [74], motiv pentru care autorul menționează în continuare doar relațiile matematice care descriu funcționarea convertoarelor și care sunt folosite la modelarea lor. Pentru exemplificarea modelării ZVS-QRC, autorul a ales un convertor ZVS-QRC de tip buck a cărui schema electronică de principiu este prezentată în fig.5.5. Formele de undă care sunt folosite la descrierea funcționării convertorului sunt indicate în fig.5.6.

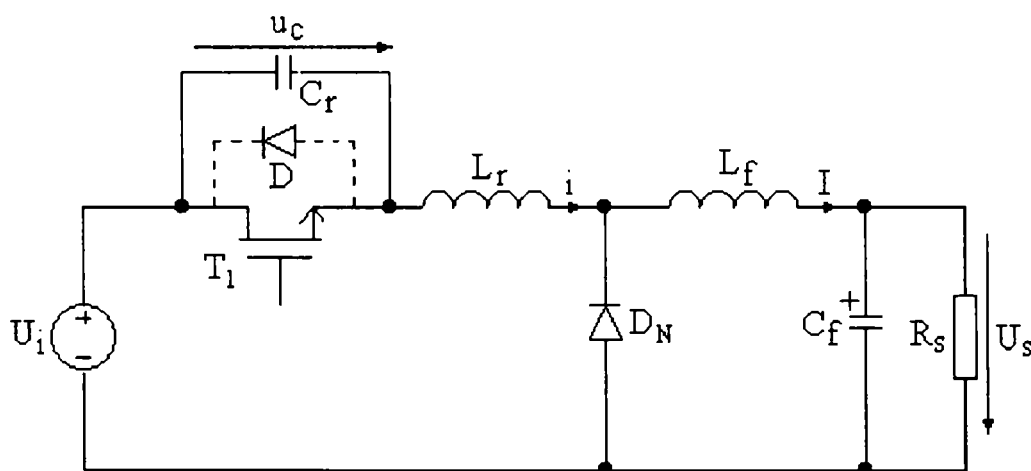


Fig.5.5 Schema electrică de principiu a ZVS-QRC de tip Buck

În fig.5.5 se observă că în paralel cu tranzistorul MOSFET de putere T_1 este conectat un condensator C_r care, împreună cu inductanța L_r formează un circuit oscilant a cărui impedanță caracteristică este $Z_c = \sqrt{L_r/C_r}$ și a cărui frecvență de rezonanță este $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$. Tranzistorul T_1 este adus în conducție sau este blocat doar în cazul în care căderea de tensiune între terminalele sale de putere este egală cu zero. De-a lungul unei perioade de conversie, convertorul ZVS-QRC, la fel ca și cazul convertoarelor ZCS-QRC, trece prin următoarele moduri de funcționare, care se mențin un anumit subinterval de timp în cadrul unei perioade de comutație. Astfel, primul subinterval de timp începe în momentul t_0 - fig.5.6 - și durează până în momentul t_1 , fiind caracterizat de încărcarea liniară a condensatorului C_r cu ajutorul curentului cvasi-constant de ieșire I , conform relației

următoare:

$$i_c = i_L = C_r \frac{du_c}{dt} = I \quad (5.24)$$

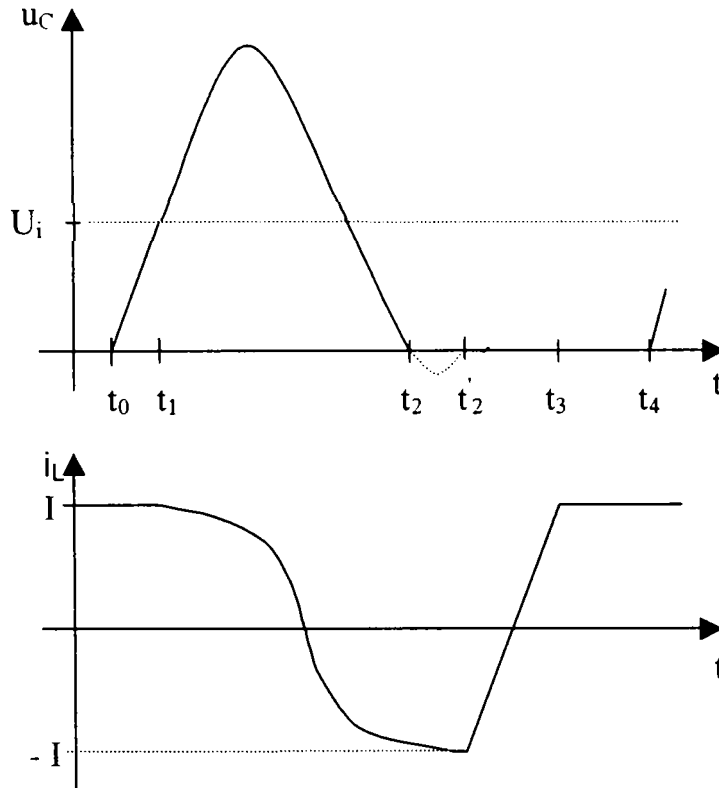


Fig.5.6 Formele de undă care descriu funcționarea ZVS-QRC de tip Buck

Durata intervalului de timp $[t_0, t_1]$ necesar creșterii tensiunii u_c de la zero la valoarea U_i se obține cu ajutorul (5.24) rezultând următoarea egalitate:

$$t_1 = \frac{C_r U_i}{I} \quad (5.25)$$

Al doilea mod de funcționare al convertorului reprezintă un proces rezonant datorat bobinei L_r și condensatorului C_r care începe în momentul t_1 și se termină în momentul t_2 sau t'_2 , când tensiunea u_c devine egală cu zero. În momentele în care tensiunea u_c se anulează, tranzistorul T_1 poate fi adus în starea de conducție, obținându-se o comutație *nedisipativă* - la tensiune zero. Momentul t_2 este ales pentru comanda tranzistorului T_1 deoarece în momentul schimbării polarității tensiunii u_c - fig.5.6 - dioda internă D a tranzistorului intră în conducție, menținând tensiunea u_c la o valoare apropiată de zero.

Momentul t_2 sau t'_2 poate fi ales pentru realizarea unei comutații la tensiune zero dacă în locul tranzistorului T_1 ar fi folosit un întrerupător electronic complet comandat dar care să permită trecerea curentului doar într-un singur sens, de la

sursa de tensiune U_i la sarcină. Începând cu momentul t_1 , dioda D_N intră în conducție iar circuitul oscilant $L_r C_r$ este alimentat de la sursa de tensiune U_i .

Procesul rezonant poate fi descris de următoarele ecuații:

$$L_r \frac{di_L}{dt} = -u_C - U_i \quad (5.26)$$

$$C_r \frac{du_C}{dt} = i_L \quad (5.27)$$

Din (5.26) și (5.27) se obține modul de variație în timp al tensiunii u_C :

$$u_C = u_C(t_1) + \frac{I}{\omega_0 C_r} \sin \omega_0(t - t_1) = U_i + \frac{I}{\omega_0 C_r} \sin \omega_0(t - t_1) \quad (5.28)$$

Pentru circuitul din fig.5.5, momentul de timp t_2 se obține cu ajutorul (5.28), punând condiția ca la sfârșitul procesului rezonant, tensiunea u_C să devină egală cu zero.

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} \left[\pi + \arcsin \left(\frac{U_i}{Z_c I} \right) \right] \quad (5.29)$$

Condiția necesară pentru obținerea unei comutații la tensiune zero a tranzistorului T_1 este dată de următoarea relație:

$$Z_c I \geq U_i \quad (5.30)$$

Dacă se alege $Z_c I \gg U_i$ atunci în momentul t_2 curentul i_L este egal cu $-I$ conform fig.5.6.

În intervalul de timp $[t_2, t_3]$ tensiunea pe condensatorul C_r se menține la valoarea zero iar căderea de tensiune pe bobina L_r este egală cu U_i , motiv pentru care se înregistrează o variație liniar crescătoare a curentului i_L până la valoarea I . Pentru acest interval de timp avem relația:

$$u_L = L_r \frac{di_L}{dt} = U_i \quad (5.31)$$

Ținând cont de observațiile anterioare, durata intervalului de timp $[t_2, t_3]$ se obține cu ajutorul următoarei relații:

$$t_3 = \frac{2L_r I}{U_i} \quad (5.32)$$

În momentul t_3 dioda D_N se blochează și începe un interval de timp în care are loc un transfer de energie de la sursa de tensiune de la intrare spre sarcină - $[t_3, t_4]$.

Pentru controlul puterii transferate sarcinii se realizează de regulă modificarea duratei intervalului de timp $[t_3, t_4]$.

Durata intervalului de timp $[t_3, t_4]$ poate fi determinată în modul următor:

$$t_4 = T - t_1 - t_2 - t_3 \quad (5.33)$$

Din (5.33) rezultă că puterea transferată sarcinii depinde de perioada de comutație a tranzistorului T_1 . Procesul rezonant este folosit doar pentru realizarea condiției de comutație a tranzistorului T_1 la tensiune zero.

Pentru a obține un model matematic al convertorului ZVS-QRC de tip buck, folosind metoda medierii în spațiul variabilelor de stare, se procedează în mod asemănător ca și în cazul convertorului ZCS-QRC de tip buck prezentat în 5.2.3 - (5.11) - (5.14) cu observația că timpul t_{on} în care are loc transferul energiei de la sursă la sarcină este dat de relația:

$$t_{on} = t_1 + t_2 \quad (11)$$

unde t_1 și t_2 sunt dați de relațiile (5.25) respectiv (5.29).

Relațiile prezentate în 5.2.4. stau la baza unui program de simulare realizat de către autor, a cărui rutină principală este prezentată în Anexa 5. Rezultatele simulării convertorului ZVS-QRC de tip buck sunt indicate în fig.5.10.

5.4. Rezultatele simulării ZCS-QRC și ZVS-QRC

Rezultatele obținute de autor - (fig.5.7), (fig.5.8) și (fig.5.9) - în urma simulărilor ZCS-QRC, sunt foarte asemănătoare cu cele obținute în [3], [29], pentru aceleași tipuri de convertoare cu ajutorul programului PSPICE. *Principalul avantaj al programului de simulare realizat de către autor, Anexa 2-4, este acela ca oferă rezultatele foarte rapid, ne-existând nici erorile de convergență caracteristice programului de simulare PSPICE, în cazul în care sunt simulate circuite cu constante de timp mult diferite unele de altele.*

Acest program poate fi pus în legătură cu alte subrutine specializate conținute în MATLAB cu ajutorul cărora se poate realiza și sinteza unei bucle de reacție negativă în cazul în care se dorește stabilizarea mărimii de la ieșire a convertorului față de variațiile tensiunii de la intrare, variațiile sarcinii sau variației altor parametri ai convertorului. Din rezultatele simulărilor - (fig.5.7), (fig.5.8) și (fig.5.9) - se poate observa că pentru modul de lucru cu undă plină, raportul dintre

tensiunea de la ieșirea convertorului și tensiunea de la intrare este mai mare decât în cazul modului de lucru cu semi-undă, în aceleași condiții de funcționare.

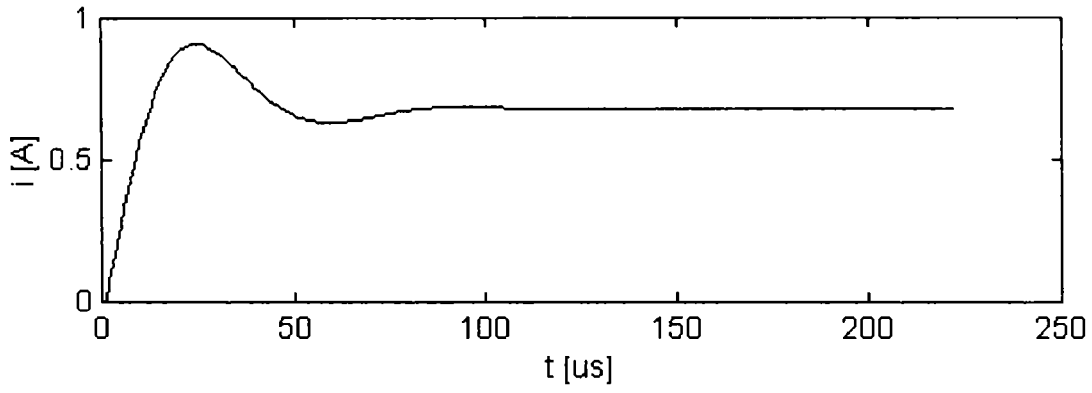
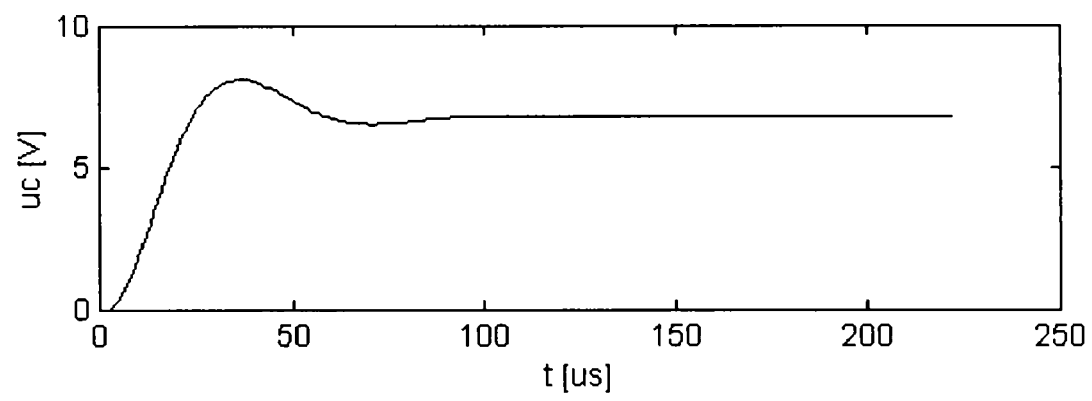
O altă facilitate a programului este aceea că verifică, pe durata simulării funcționării convertorului, condiția de comutație la curent zero (5.23). În acest fel este posibilă intervenția cu ușurință în schimbarea parametrilor convertorului, astfel încât condiția de comutație la curent zero să fie îndeplinită mereu.

Programul de simulare realizat de către autor poate să țină cont și de următorii parametri electrici ai dispozitivelor active și pasive din structura convertoarelor ZCS-QRC: căderea de tensiune pe diode și tranzistor în stare de saturație, rezistența echivalentă serie a bobinei și cea a condensatoarelor.

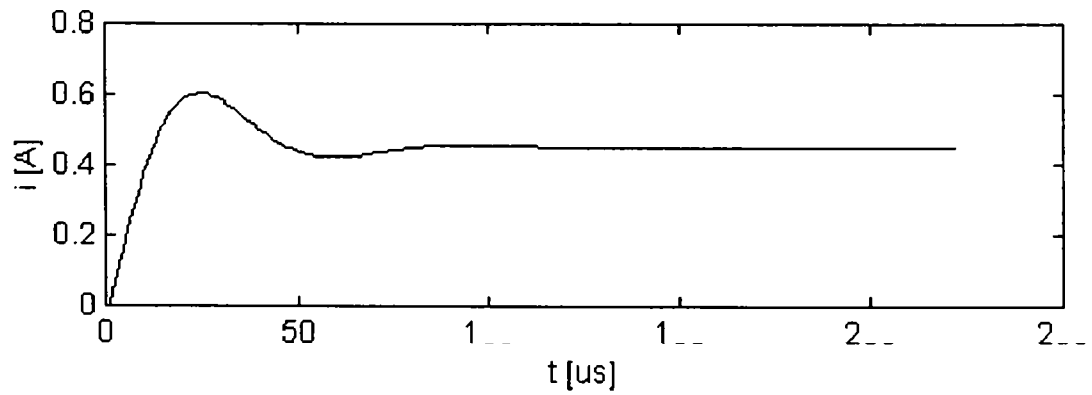
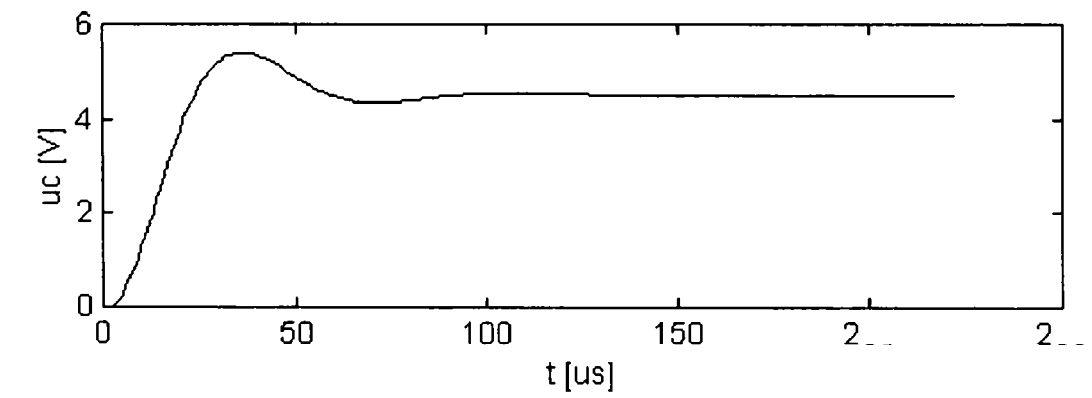
Rutina principală a programului realizat de către autor a fost ușor de adaptat și pentru simularea funcționării ZVS-QRC. Rezultatele simulării ZVS-QRC sunt prezentate în fig.5.10 pentru două valori diferite ale frecvenței de comutație.

În plus, *autorul remarcă*, în urma modelării convertoarelor ZCS-QRC și ZVS-QRC, o relație de dualitate între fenomenele ce caracterizează funcționarea lor respectiv între relațiile matematice cu ajutorul cărora se modelează aceste tipuri de convertoare.

În concluzie, metoda de modelare a convertoarelor ZCS-QRC și ZVS-QRC pornește de la relații analitice simple. În urma modelării se obține un sistem de ecuații diferențiale neliniar dar care poate să anticipeze cu precizie comportamentul în regim tranzitoriu al acestor convertoare, chiar și în cazul în care se dorește răspunsul la o variație mare de semnal la intrare. Condiția de comutație la curent zero și tensiune zero este și ea investigată pe toată durata simulării, iar dacă aceasta nu este îndeplinită, parametrii convertorului pot să se modifice cu ușurință.

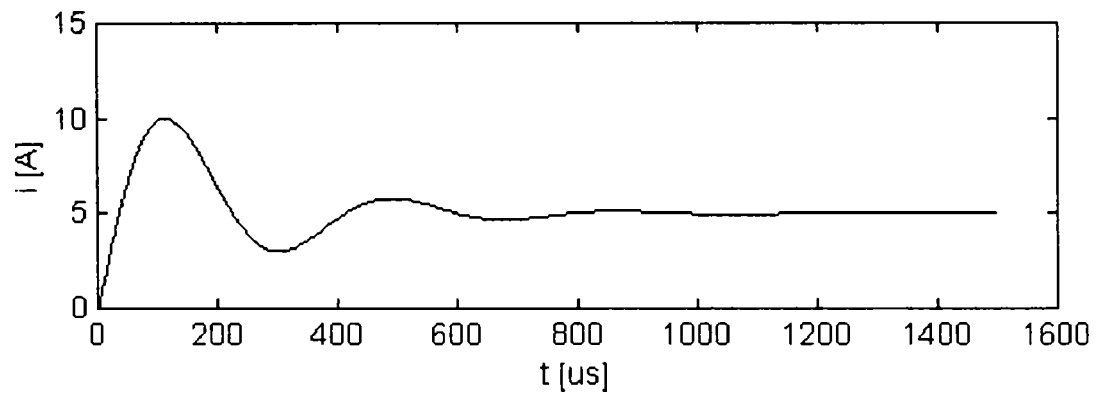
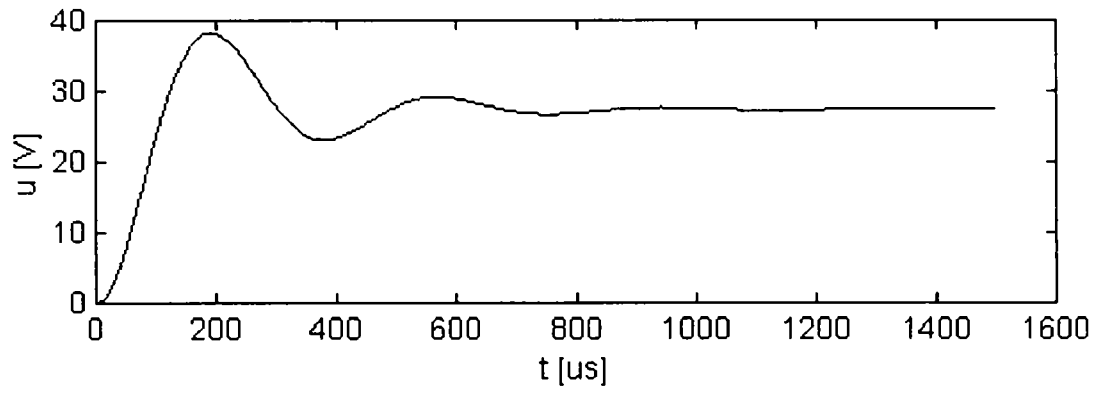


a.

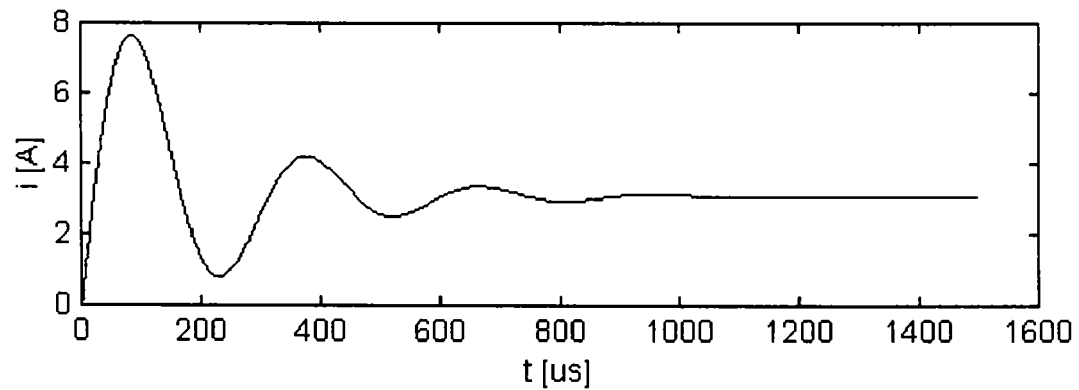
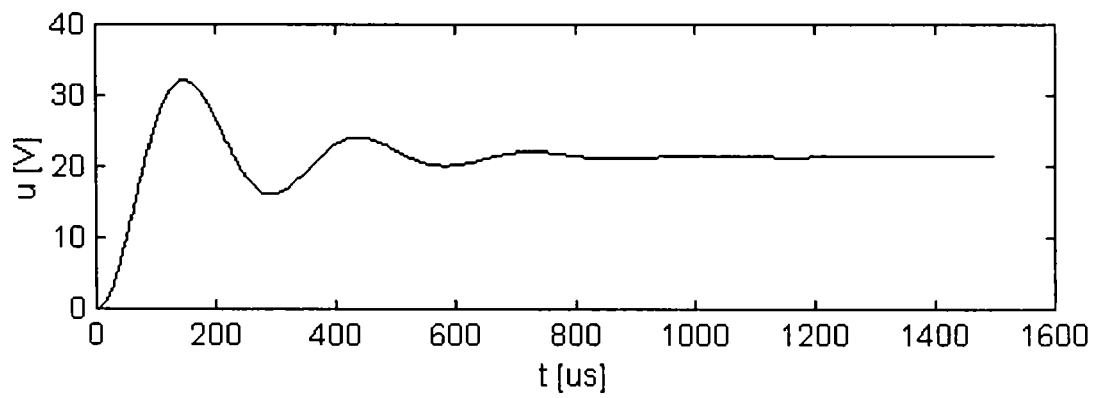


b.

Fig.5.7 Regimul tranzitoriu al mărimilor de ieșire la pornirea ZCS-QRC de tip Buck pentru modul de lucru: a. cu undă plină b. cu semi-undă

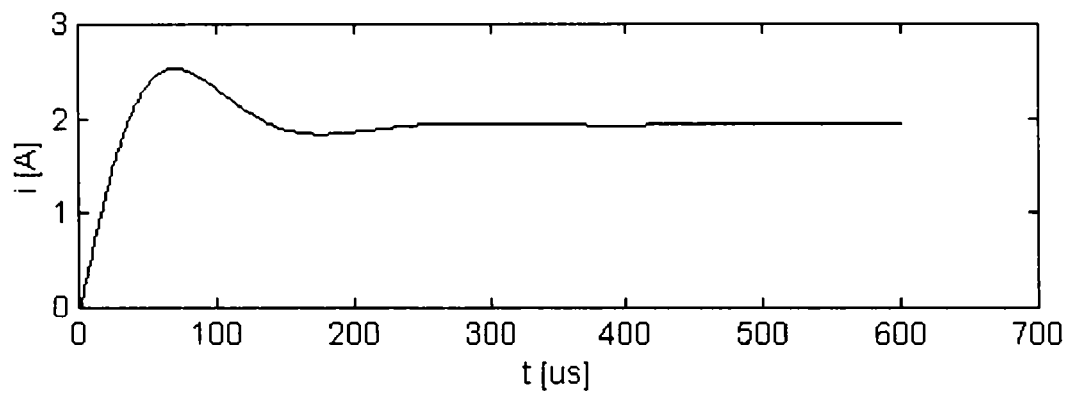
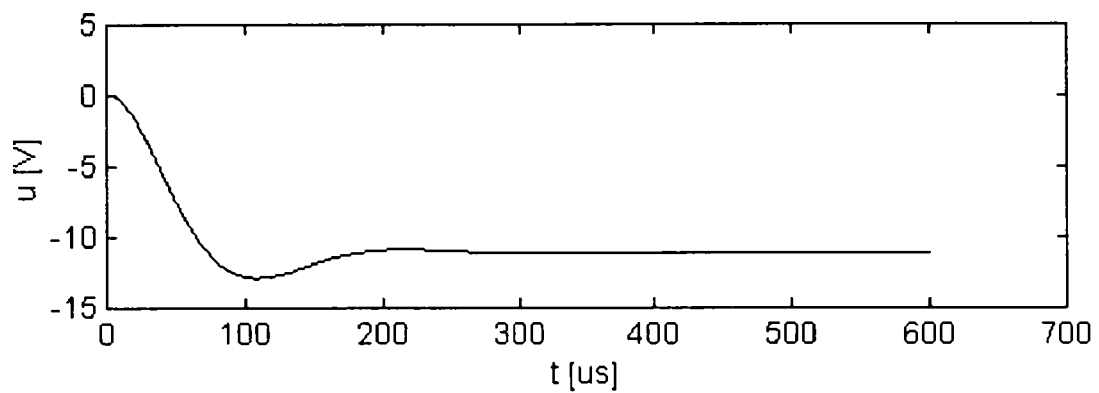


a.

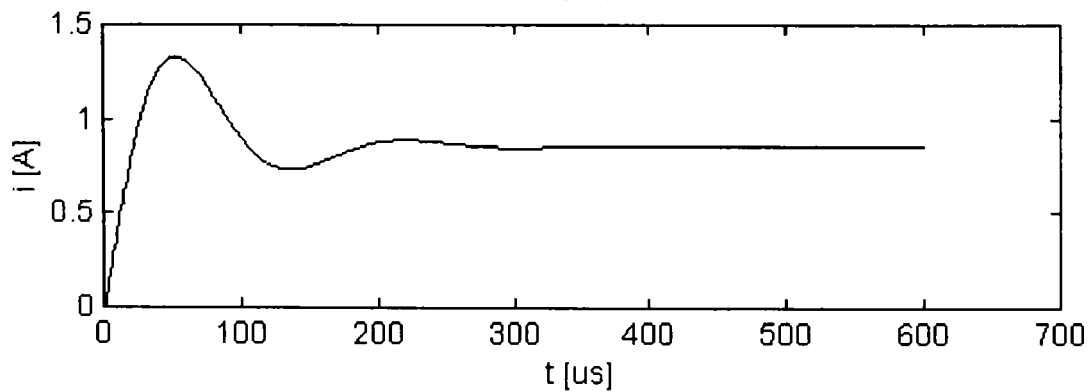
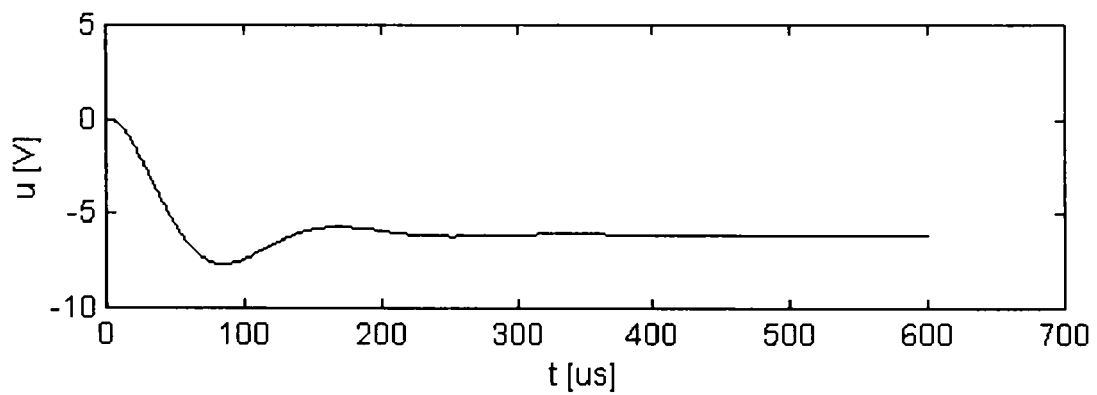


b.

Fig.5.8 Regimul tranzitoriu al mărimilor de ieșire la pornirea ZCS-QRC de tip boost pentru modul de lucru a. cu undă plină b. cu semi-undă



a.



b.

Fig.5.9 Regimul tranzitoriu al mărimilor de ieșire la pornirea ZCS-QRC de tip buck-boost pentru modul de lucru a. cu undă plină b. cu semi-undă

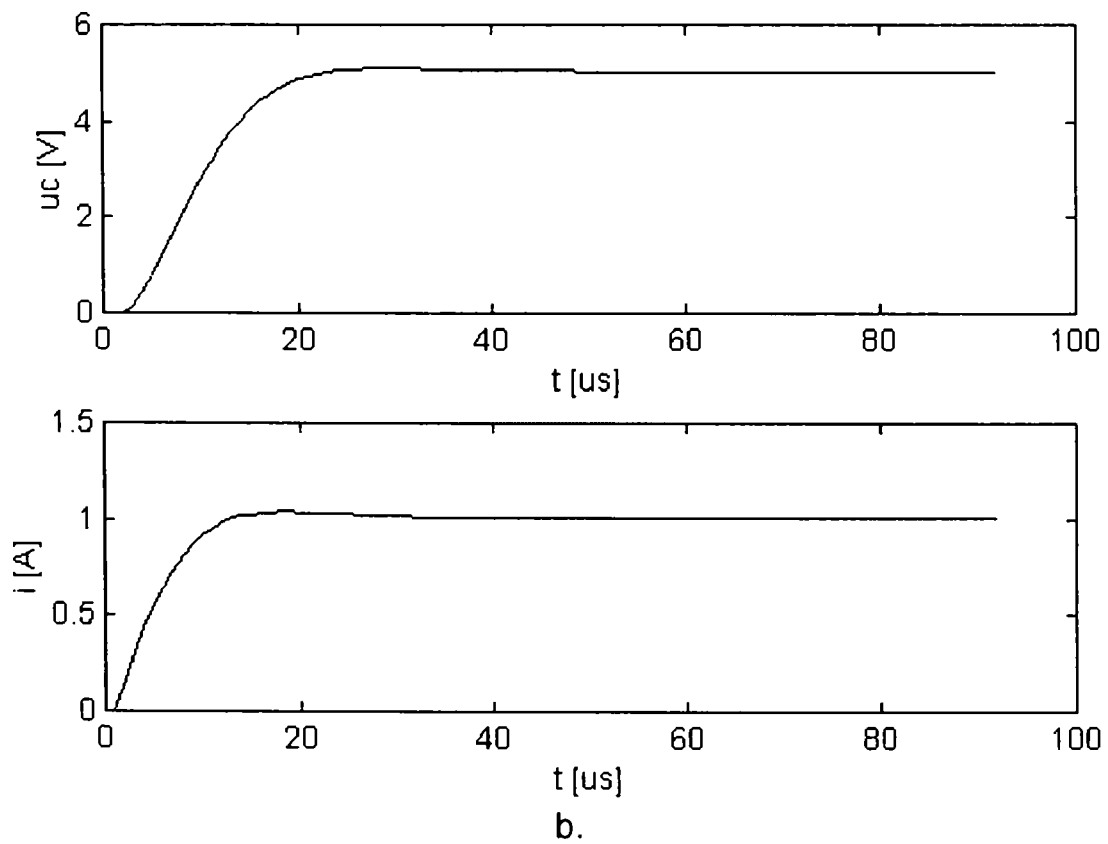
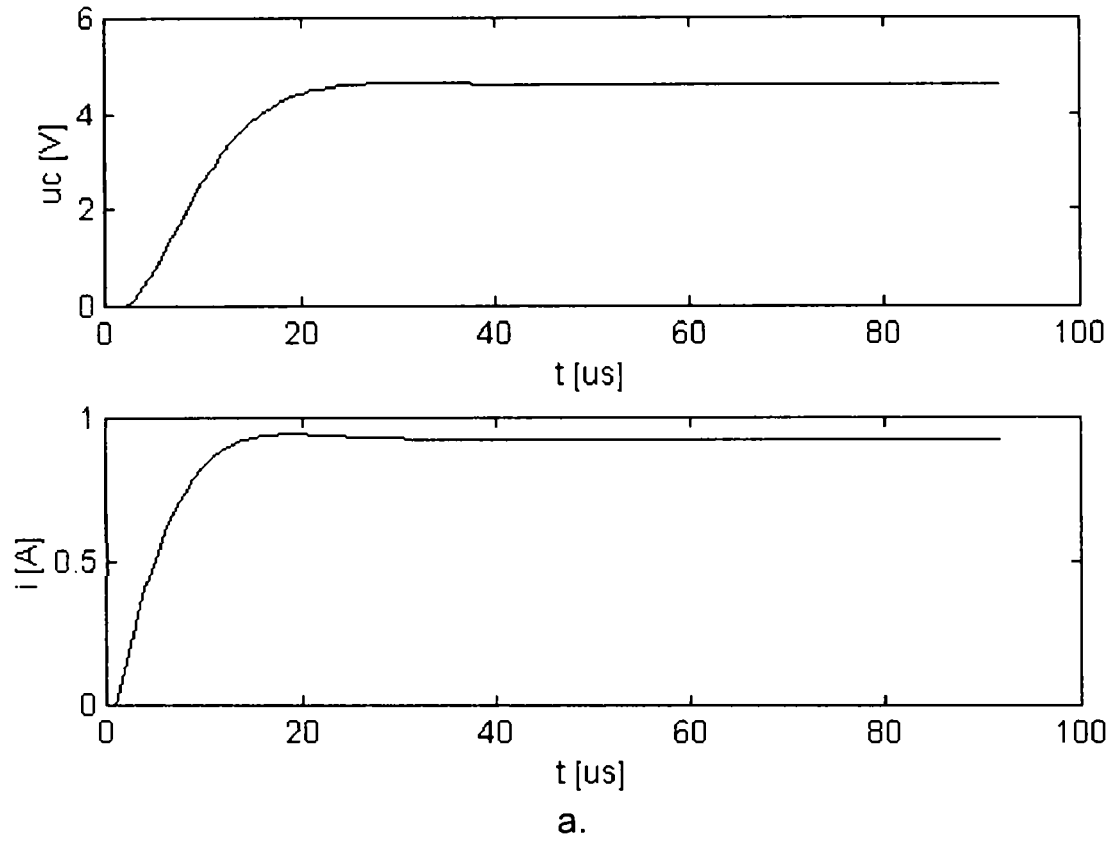


Fig.5.10. Regimul tranzitoriu al mărimilor de ieșire la pornirea ZVS-QRC de tip buck pentru o frecvență de comutație de a. 100 KHz și b. 90 KHz

5.5. Reglarea numerică a convertoarele cvasi-rezonante cu comutație la curent zero

În subcapitolul de față, *autorul propune o metodă de proiectare a unei bucle de reacție negativă, pentru un convertor cvasi-rezonant cu comutare la curent zero, realizată cu un dispozitiv electronic digital, în vederea obținerii unei tensiuni stabilizate de ieșire, în cazul înregistrării unor variații ale sarcinii sau ale tensiunii de la intrarea convertorului.*

Metoda de proiectare este exemplificată pentru un convertor ZCS-QRC de tip buck. Pentru început, *autorul prezintă o metodă de liniarizare a convertorului în vederea modelării sale.* După modelarea convertorului, *autorul exemplifică pașii necesari obținerii unei comenzi numerice a convertorului.* Funcția de comandă numerică poate fi implementată pe un dispozitiv electronic digital care poate fi, de exemplu, un procesor digital de semnal.

5.5.1. Considerații generale

Convertoarele cvasi-rezonante sunt sisteme de conversie c.c.-c.c. cu randament mult mai mare decât sursele de putere în comutație cu comandă PWM. Randamentul mare al convertoarelor cvasi-rezonante se datorează faptului că întrerupătoarele electronice de putere din structura lor comută în momentul în care tensiunea pe întrerupător sau curentul prin întrerupător este zero, reducând semnificativ pierderile la comutație. Prin realizarea comutației întrerupătoarelor la tensiune/curent zero, este posibilă creșterea frecvenței de comutație, creștere care are drept consecință scăderea gabariturii convertoarelor.

În ciuda avantajelor amintite mai sus, proiectarea unei bucle de reacție negativă pentru convertoarele cvasi-rezonante este dificilă deoarece aceste tipuri de convertoare prezintă caracteristici de transfer intrare-ieșire respectiv comandă-ieșire puternic neliniare, iar modul de funcționare implică utilizarea a două circuite cu constante de timp mult diferite. Astfel, convertorul are un circuit rezonant de frecvență mare, asociat întrerupătorului de putere, iar pe de altă parte, la ieșirea convertorului este folosit un circuit de filtraj a cărui frecvență de tăiere este mult mai mică în comparație cu frecvența de rezonanță a circuitului oscilant.

De obicei, realizarea stabilizării convertoarelor cvasi-rezonante cu control în frecvență este făcută cu ajutorul unei bucle de reacție cu dispozitive analogice. Un circuit de bază al buclei de reacție este un oscilator controlat în tensiune care nu este suficient de stabil la frecvențe ridicate, motiv pentru care oscilatorul poate să reducă performanțele dinamice ale convertorului.

Dezavantajele utilizării dispozitivelor analogice pot fi eliminate dacă schimbăm bucla de reacție analogică cu un dispozitiv electronic digital capabil să realizeze o prelucrare digitală de semnal. Dintre avantajele ultimei soluții putem aminti următoarele: efectele secundare produse de circuitele analogice sunt eliminate (îmbătrânirea componentelor, dispersia parametrilor electrici, etc.), se pot realiza funcții de comandă complexe care depind doar de algoritmul folosit și de performanțele dispozitivului digital de prelucrare. Pe același sistem de prelucrare digitală, se pot aduce îmbunătățiri în timp, schimbându-se foarte ușor funcția de control sau unele subrutine auxiliare de calcul.

5.5.2. Structura și modul de funcționare al ZCS-QRC de tip buck

Pentru studiul efectuat în continuare de către autor, s-a ales un convertor ZCS-QRC de tip buck funcționând în modul de lucru cu undă plină - (fig.5.11). O descriere detaliată a acestui tip de convertor a fost prezentată în [3], [29]. În cadrul acestui subcapitol sunt amintite doar elementele care sunt luate în considerare pentru obținerea unui model liniar al ZCS-QRC de tip buck. În fig.5.12 sunt prezentate principalele forme de undă care descriu funcționarea convertorului din fig.5.11 și anume: curentul i_{L_o} din bobina L_o , căderea de tensiune u_{C_o} pe condensatorul C_o și tensiunea de comandă u_{cd} a tranzistorului T.

Pentru acest tip de convertor, pe durata unei perioade de funcționare se remarcă patru subintervale de timp - (fig.5.12). În continuare vom indica comportamentul convertorului pe durata fiecărui subinterval de timp. Pentru a simplifica scrierea relațiilor care urmează [107] notăm $x = \frac{I_S}{U_I} \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}$ unde I_S reprezintă valoarea curentului de sarcină care este considerat constant pe durata unei perioade de funcționare, U_i valoarea tensiunii de la intrarea convertorului, L_o

și C_0 reprezintă inductanța, respectiv condensatorul asociate tranzistorului de putere - (fig.5.11).

Pentru început presupunem că întregul curent de sarcină circulă prin D_2 iar valoarea curentului prin L_0 este zero. La momentul t_0 , tranzistorul primește comanda de intrare în conducție. Pe durata primului interval de funcționare $[t_0, t_1]$ - (fig.5.12), se înregistrează o variație liniară crescătoare a curentului i_{L_0} deoarece pe inductanța L_0 avem tensiunea $U_i = \text{ct.}$ de la intrarea convertorului. Acest interval de timp durează până în momentul în care valoarea curentului i_{L_0} devine egal cu valoarea curentului de sarcină I_S . Durata acestui interval se poate determina cu ajutorul urătoarei relații:

$$t_1 = \frac{L_0 I_S}{U_i} \quad (5.34)$$

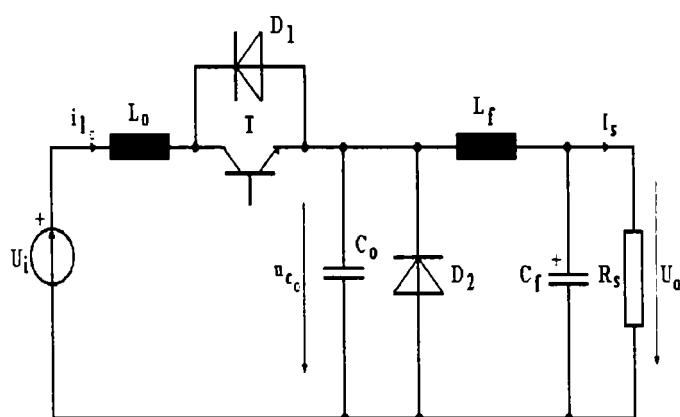


Fig.5.11 Schema de principiu pt. ZCS-QRC de tip buck cu undă plină

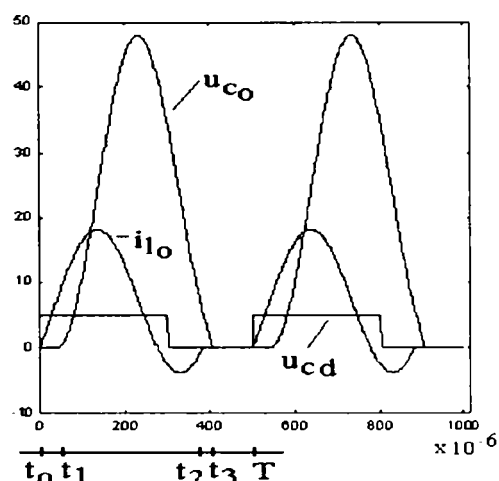


Fig.5.12 Formele de undă ale i_{L_0} , u_{ce} și tensiunea de comandă pentru T

În momentul t_1 în care valoarea curentului i_{L_0} devine egală cu valoarea curentului de sarcină I_S , dioda D_2 se blochează după care se înregistrează un proces rezonant de încărcare a condensatorului C_0 . În fig.5.11 se poate observa, că pentru modul de lucru cu undă plină, tranzistorului T îi este aplicat semnalul de comandă chiar dacă curentul prin inductanța L_0 își schimbă polaritatea. Acest lucru este posibil datorită diodei D_1 , care formează împreună cu T un întrerupător bidirecțional de curent. Blocarea tranzistorului poate să fie făcută atunci când valoarea curentului i_{L_0} este negativă, deoarece datorită stării de conducție a diodei D_1 , tensiunea pe întrerupător este zero. În momentul t_2 , procesul de încărcare rezonantă a condensatorului C_0 se încheie datorită faptului că tranzistorul T este adus în starea de blocare.

Momentul în care procesul rezonant se încheie, relativ la momentul t_1 , se obține cu ajutorul următoarei relații:

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} (2\pi - \arcsin x) \quad (5.35)$$

unde ω_0 reprezintă pulsația de rezonanță a circuitului oscilant format din inductanța L_0 și condensatorul C_0 .

În intervalul de timp $[t_2, t_3]$ - (fig.5.12), curentul de sarcină constant I_S descarcă liniar condensatorul C_0 . Procesul de descărcare liniară are loc până în momentul t_3 în care tensiunea la terminalele condensatorului C_0 își schimbă polaritatea. În acest moment, dioda D_2 intră în stare de conducție, preluând întregul curent de sarcină.

Momentul în care acest mod de funcționare se încheie, relativ la momentul t_2 , se obține cu ajutorul relației următoare:

$$t_3 = \frac{1}{x\omega_0} \left(1 + \sqrt{1 - x^2} \right) \quad (5.36)$$

În ultimul subinterval de timp $[t_3, T]$ - (fig.5.12), al unui ciclu de conversie, curentul de sarcină circulă prin dioda D_2 . Durata ultimului subinterval de timp este variabilă, determinând valoarea tensiunii de la ieșirea convertorului.

În urma unui studiu amănunțit al [24], autorul propune un model matematic al ZCS-QRC de tip buck pentru modul de funcționare cu undă plină. Modelul matematic prezentat în continuare reprezintă o contribuție originală a autorului.

Astfel, datorită faptului că circuitul oscilant L_0C_0 are o constantă de timp mult mai mică decât constanta de timp a filtrului de ieșire L_fC_f și luând în considerare faptul că valoarea medie a tensiunii pe inductanța L_f este zero, *autorul observă că tensiunea de ieșire a convertorului este de forma:*

$$U_0 = \bar{u}_{C_0}(U_I) \quad (5.37)$$

unde

$$\bar{u}_{C_0} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{C_0}(t) dt = \frac{U_I f}{2\pi f_0} \left[2\pi - \arcsin x + \frac{x}{2} + \frac{1}{x} \left(1 - \sqrt{1 - x^2} \right) \right] \quad (5.38)$$

și aceasta reprezintă valoarea medie a tensiunii pe condensatorul C_0 pe durata unei perioade de conversie.

Luând în considerare (5.37) și relația care descrie funcția de transfer a filtrului de tip trece jos de la ieșirea convertorului, putem obține în cazul ZCS-QRC de tip buck, pentru modul de lucru cu undă plină, următoarea funcție de transfer intrare-ieșire:

$$H(s) \cong \frac{\frac{U_o}{f}}{L_f C_f s^2 + \frac{L_f}{R_s} s + 1} \quad (5.39)$$

unde f reprezintă frecvența de comutație a tranzistorului T - (fig.5.11).

Pornind de la acest ultim rezultat, *autorul prezintă modul în care se poate realiza o funcție de comandă digitală în vederea stabilizării tensiunii de ieșire. Propunerea și realizarea acestei posibilități de comandă, pentru convertoarele cvasi-rezonante reprezintă o contribuție originală a autorului.*

Pentru exemplificarea ce urmează a fi făcută, autorul a proiectat un ZCS-QRC de tip buck, a cărui principali parametri sunt: $L_f = 0.2\text{H}$, $C_f = 0.47\text{mF}$, $R_s = 10\ \Omega$, $L_0 = 800\ \mu\text{H}$, $C_0 = 4.7\ \mu\text{F}$, $U_i = 24\text{V}$ iar $I_s < 1,5\text{A}$.

Raportul dintre frecvența de la ieșirea oscilatorului controlat în tensiune și tensiunea sa de comandă este de 83 Hz/V. Frecvența de comutație a tranzistorului este de 2 kHz dar aceasta poate fi modificată în așa fel încât să menținem constantă valoarea tensiunii de ieșire, în cazul în care tensiunea de la ieșire și/sau sarcina se modifică.

În această aplicație nu s-a urmărit alegerea unei frecvențe de comutație de valoare ridicată, de ordinul zecilor sau sutelor de KHz, ci o frecvență scăzută, pentru a putea fi posibilă o implementare comodă a algoritmului de comandă digitală pe un sistem de dezvoltare prevăzut cu un procesor digital de semnal.

Pentru parametrii convertorului menționați mai sus, funcția de transfer în tensiune a convertorului, scrisă în complex, devine:

$$H(s) = \frac{0.5}{94 \cdot 10^{-6} s^2 + 2 \cdot 10^{-2} s + 1} \quad (5.40)$$

Se poate observa cu ușurință faptul că (5.40) este asemănătoare cu o funcție de transfer a unui filtru trece jos de ordinul doi.

5.5.3. Proiectarea circuitului de reglare numerică

Pentru circuitul care are funcția de transfer dată de relația (5.40), este necesar să realizăm un circuit de corecție a caracteristicii de transfer în domeniul frecvență, astfel încât, în buclă închisă, sistemul să fie stabil, iar influența perturbațiilor care se suprapun peste tensiunea de la intrarea convertorului și modificarea sarcinii să aibă o influență minimă asupra mărimii de ieșire. Comanda convertorului este realizată cu ajutorul unui circuit digital de reglare a cărei schemă bloc este prezentată în fig.5.13.

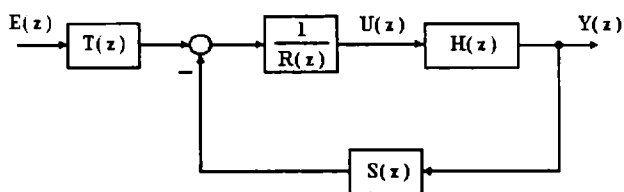


Fig.5.13. Schema bloc a sistemului digital de control

În fig.5.13, $H(z)$ reprezintă funcția de transfer discretă a funcției (5.40).

Funcția $H(z)$ se obține cu ajutorul toolbox-ului "Control system" al mediului de programare MATLAB. Funcția de transfer discretă $H(z)$ este dată de relația:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{6,356 \cdot 10^{-6} (z + 0,9966)}{z^2 - 1,99z + 0,9898} = \frac{Y(z)}{U(z)} \quad (5.41)$$

Funcția de transfer (5.41) este obținută pentru o frecvență de eșantionare de 20KHz. La alegerea frecvenței de eșantionare este necesar să se ia în considerare următoarele aspecte:

- frecvența de eșantionare trebuie să fie cât se poate de mare pentru a obține o aproximare cât mai bună a funcției de transfer liniare $H(s)$;
- raportul dintre performanțele circuitului digital de prelucrare și preț să fie cât mai mare.

Funcția de transfer $H(z)$ se poate scrie sub formă recurentă:

$$y(k) = 1,99y(k-1) - 0,9898y(k-2) + 6,35610^{-6}u(k-1) + 6,33410^{-6}u(k-2) \quad (5.42)$$

unde $k \in \mathbb{N}$, reprezentând momentele în care are loc eșantionarea mărimii de ieșire y și a mărimii de comandă u ale convertorului descris de funcția $H(z)$.

În fig.5.13 mai intervin trei etaje care sunt folosite la corecția caracteristicii de transfer a sistemului în buclă închisă. Cele trei etaje au funcții de transfer care sunt scrise cu ajutorul a trei polinoame notate R , S și T - [70]. Pentru sistemul în buclă închisă, menționat înainte, putem să scriem funcția sa de transfer comandă-ieșire în modul următor:

$$\frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} \quad (5.43)$$

unde raportul $\frac{B_m(z)}{A_m(z)}$ reprezintă funcția de transfer dorită a sistemului compensat.

Pentru a obține un răspuns cât mai rapid la comanda care se aplică sistemului în vederea modificării valorii mărimii sale de ieșire și pentru a asigura stabilitatea sistemului de reglare în buclă închisă, alegem funcția de transfer a sistemului compensat de forma următoare:

$$\frac{B_m(z)}{A_m(z)} = \frac{0,0023(z+0,9679)(z-0,9903)}{(z-0,69)(z^2-1,902z+0,9062)} \quad (5.44)$$

Polii polinomului A_m au fost aleși de către autor în așa fel încât răspunsul sistemului la comanda de modificare a mărimii de ieșire să fie cât mai mică fără a influența stabilitatea sistemului.

Următorul pas în proiectarea circuitului digital de comandă constă în determinarea coeficienților polinoamelor din schema bloc a sistemului compensat - fig.5.13. Gradul polinoamelor R , S și T , conform [70], trebuie să satisfacă următoarea condiție:

$$\text{gradul } R \geq \text{gradul } T \text{ și } \text{gradul } R \geq \text{gradul } S \quad (5.45)$$

Folosind (5.33), (5.34), (5.35), după câteva calcule simple obținem polinoamele R , S și T :

$$R(z) = 10^{-5} (0,6356z^3 + 0,029z^2 - 0,6335z + 0,031) \quad (5.46)$$

$$T(z) = 0,0023 (z^3 + 0,0266z^2 - 0,9596z - 0,047) \quad (5.47)$$

$$S(z) = - 0,19z + 439,6 \quad (5.48)$$

Pentru circuitul de comandă numerică din fig.5.13, se poate obține cu ușurință o relație generală, care pune în evidență legătura dintre polinoamele care au fost determinate mai sus cu mărimile de ieșire $Y(z)$, referință $E(z)$ și comandă $U(z)$ ale convertorului:

$$R(z) U(z) = T(z) E(z) - S(z) Y(z) \quad (5.49)$$

Ținând cont de [70], relația (5.49) poate fi scrisă sub următoarea formă recurentă:

$$u(k) = 2,9 \cdot 10^4 y(k-2) - 6,9 \cdot 10^6 y(k-3) - 0,045u(k-1) + u(k-2) - 0,048 u(k-3) + 361,8 e(k) - 9,6 e(k-1) - 347,1 e(k-2) - 17 e(k-3) \quad (5.50)$$

Cu ajutorul (5.50) obținem valorile lui $u(k)$ care sunt apoi introduse în (5.42), conducând în final la funcția de comandă numerică a convertorului.

Implementarea funcției de comandă numerică poate să fie realizată pe un sistem de dezvoltare ce conține un procesor digital de semnal. În urma simulărilor realizate de către autor, cu ajutorul programului Simulink, sa obținut următorul răspuns indicial al sistemului - (fig.5.14).

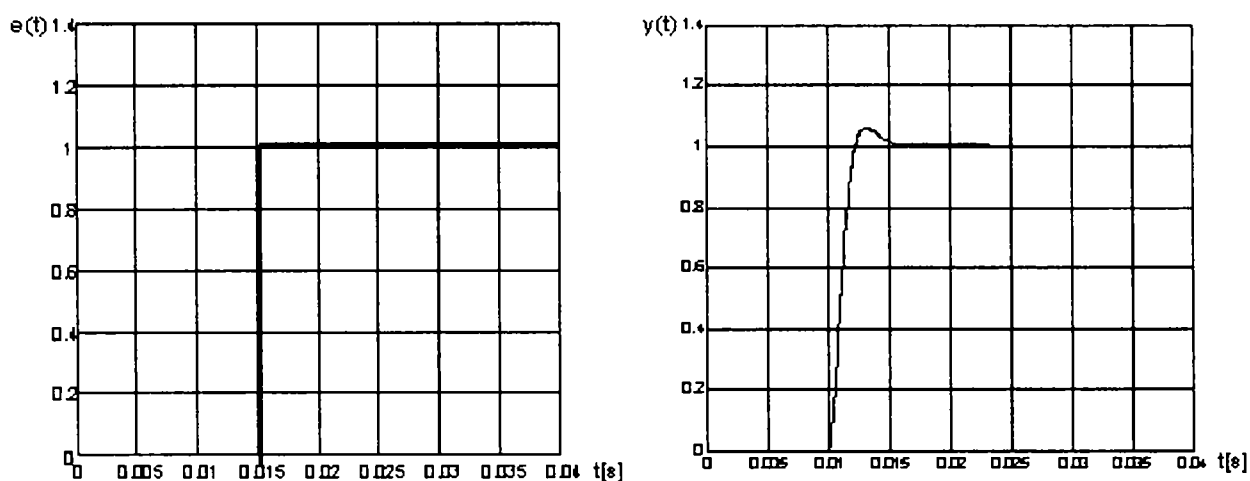


Fig.5.15 Răspunsul indicial pentru sistemul compensat

Autorul a realizat acest studiu datorită faptului că la ora actuală se observă o tendință din ce în ce mai mare privind introducerea unor circuite de comandă numerică în cazul convertoarelor electronice de putere. Se remarcă faptul că autorul prezintă un exemplu concret privind determinarea unei funcții de comandă numerică pentru un convertor cvasi-rezonant cu comutație la curent zero.

5.6. Concluzii

În acest capitol, autorul prezintă o serie de rezultate proprii în ceea ce privește modelarea și simularea ZCS-QRC respectiv ZVS-QRC. În urma modelării se obține pentru fiecare tip de convertor analizat o funcție matematică care poate să descrie funcționarea acestor tipuri de convertoare și pentru care, autor dezvoltă o serie de rutine de calcul numeric, prezentate în anexele 2-5.

Rezultatele simulărilor sunt foarte asemănătoare cu cele prezentate în literatura de specialitate. La simularea convertoarelor cvasi-rezonante cu ajutorul programului de simulare PSPICE pot să apară adesea erori de convergență, motiv pentru care simularea nu poate fi finalizată, deoarece aceste tipuri de convertoare conțin în structura lor circuite cu constante de timp mult diferite între ele. Marele

avantaj al rutinelor de calcul realizate de autor, cu ajutorul mediului de programare MATLAB, este acela că nu prezintă erori de convergență specifice programului de simulare PSPICE. În schimb, pentru rutinele de calcul numeric realizate de către autor, rămâne deficitară reprezentarea dispozitivelor electronice de putere, pentru care programul de simulare PSPICE dispune de modele foarte exacte. Un alt avantaj al programelor realizate de autor este timpul de simulare care este mult mai mic decât cel necesar unei simulări cu PSPICE, indiferent de sistemul de calcul pe care rulează. În ultima parte a capitolului, autorul propune o modalitate de liniarizarea a funcției de transfer în tensiune, pentru un convertor cvasi-rezonant cu comutație la curent zero de tip buck. După obținerea unui model liniar, sub forma unei funcții de transfer în tensiune, pentru convertorul cvasi-rezonant cu comutație la curent zero, autorul prezintă modul în care se obține o funcție de comandă numerică, care ulterior poate fi implementată pe un dispozitiv electronic digital, în vederea asigurării stabilizării mărimii de ieșire a convertorului.

Avantajele principale ale unui circuit de comandă numerică sunt următoarele: precizia calculelor este ridicată, depinzând de performanțele procesorului de semnal utilizat; algoritmul de comandă poate fi îmbunătățit continuu sau schimbat cu ușurință; imunitate mai mare la perturbații decât un sistem de reglare analogic.

Dezavantajul circuitului de comandă numerică este acela că prețul sistemelor de dezvoltare bazate pe procesoare digitale de semnal sau microcontrolere crește pe măsură ce frecvența și numărul semnalelor care pot fi prelucrate în timp real este mai mare.

Verificarea funcției de comandă numerică și simularea modului de funcționare al convertorului prevăzut cu un circuit de corecție digital a fost realizată cu ajutorul programului MATLAB și a toolbox-urilor sale Simulink și Power System Blockset, dovedindu-se utilitatea studiului realizat și prezentat de către autor.

Ultima parte a capitolului 5, a fost realizată de către autor, pe durata unui stagiu de cercetare efectuat la Laboratorul de Automatică și Microelectronică al Universității de Științe Naturale din Reims - Franța, unde autorul a colaborat cu domnii profesori Clement Goedel și Bruno Robert, iar rezultatul colaborării s-a concretizat sub forma unei lucrări științifice [107]. Stagiul de cercetare al autorului a fost posibil datorită obținerii unei burse Socrates în decursul anului 1999.

6. Conversoare cu comutație la tensiune zero și control de fază

În cadrul acestui capitol sunt prezentate următoarele considerații privind convertoarele cc-cc cu comutație la tensiune zero și control de fază: principii de funcționare, relații matematice de bază folosite la proiectare, o modalitate de obținere a unui model de semnal mic, precum și o serie de rezultate experimentale care vizează randamentul conversiei energiei electrice folosind convertoare de tipul celor amintite mai sus.

În urma unui studiu amănunțit al literaturii de specialitate, autorul menționează principiile care stau la baza funcționării convertoarelor cc-cc cu comutație la tensiune zero și control de fază (PS-ZVS), punând accentul pe relațiile matematice care pot să fie utilizate la proiectare. Este demn de remarcat faptul că funcționarea convertoarelor cc-cc PS-ZVS se bazează pe imperfecțiunile componentelor magnetice utilizate. Elementul cheie este constituit din inductanța de dispersie a transformatorului de putere de înaltă frecvență care apare în structura convertorului.

Autorul acordă o importanță aparte încercării de a determina un model de semnal mic al convertoarelor cc-cc PS-ZVS care este extrem de util în cazul în care se dorește o analiză a comportamentului dinamic al convertorului. Astfel, autorul propune, în urma unei demonstrații, un model de semnal mic care poate fi utilizat la proiectarea unei bucle de reacție negativă, care adăugată la structura convertorului, să realizeze o stabilizare a tensiunii/curentului de ieșire față de variațiile sarcinii sau cele ale tensiunii de intrare.

Rezultatele analizei funcționării acestor tipuri de convertoare sunt verificate cu ajutorul unui prototip, realizat în întregime de autor, împreună cu circuitele auxiliare de comandă. Proiectarea circuitului experimental se bazează pe relațiile de proiectare prezentate în cadrul capitolului de față. Prin realizarea acestui prototip, autor a dorit să verifice dacă fenomenul de comutație la tensiune zero al întrerupătoarelor din convertoarele de mică putere, până la 100W, prezentate în literatura de specialitate, rămâne valabil și în cazul unor convertoare cu puterea de ordinul sutelor de W sau kW.

În urma experimentelor făcute, autorul mai prezintă și o serie de observații care pun în evidență legătura dintre modul de funcționare și soluțiile adoptate

pentru realizarea practică a convertorului.

Datorită caracteristicilor remarcabile pe care le oferă convertoarele cc-cc PS-ZVS, autorul consideră inevitabilă prezența lor în marea majoritate a aplicațiilor de mare putere care vor fi realizate în viitor.

6.1. Noțiuni introductive

Realizarea de conversii de putere la frecvențe înalte necesită reducerea pierderilor la comutație.

Când sursele de tensiune continuă în comutație cu comandă PWM (STCC) [3], [29], [72], funcționează la frecvențe ridicate, elementele parazite influențează negativ performanțele acestora ducând la apariția unor efecte secundare nedorite. Aceste efecte sunt de asemenea și foarte dificil de eliminat chiar și în cazul unor optimizări de proiectare. Pierderile înregistrate la comutație sunt mai pronunțate în aplicațiile de mare putere sau la cele de tensiune ridicată. În aceste situații se recomandă folosirea circuitelor de ameliorare a comutației dar acestea adaugă în schimb pierderi semnificative la funcționarea la frecvențe ridicate.

Convertoarele rezonante convenționale permit realizarea unor comutații la curent zero (ZCS) sau la tensiune zero (ZVS). În general, aceste convertoare necesită pentru controlul puterii transferate sarcinii semnale de comandă a căror frecvență să poate fi modificată în limite largi, motiv pentru care optimizarea proiectării circuitelor de filtraj și a transformatoarelor de înaltă frecvență de putere este dificilă.

Convertoarele cvasi-rezonante și cele multi-rezonante au fost propuse de către specialiști pentru a reduce domeniul de frecvență al semnalelor de comandă. Din păcate, la convertoarele cvasi-rezonante și cele multi-rezonante, pierderile în starea de conducție și suprasolicitățile întrerupătoarelor electronice sunt mai mari decât în cazul convertoarelor rezonante. Din acest motiv, aceste convertoare nu sunt folosite în aplicațiile de putere mare sau în cele în care apar tensiuni înalte.

O categorie de convertoare care poate să mai realizeze comutații la tensiune zero sau curent zero sunt convertoarele rezonante care lucrează cu o frecvență de comutație constantă - (fig.4.13). Din păcate și la aceste convertoare se observă o creștere a suprasolicitării întrerupătoarelor electronice.

Începând cu anii '90, a fost propus un nou mod de funcționare a convertoarelor în punte cu comandă PWM [37], mod care permite tuturor întrerupătoarelor convertorului să comute la tensiune zero.

Acest lucru este posibil datorită faptului că elementele parazite ale convertorului formează circuite rezonante, pe anumite intervale de timp de funcționare, impunând tensiunilor pe întrerupătoare un anumit mod de evoluție în timp. Pentru a obține o comutație la tensiune zero, întrerupătoarele celor două brațe ale convertorului de putere în punte, (fig.6.1), sunt astfel comandate încât între ele să existe un anumit defazaj.

Noul mod de funcționare permite o descărcare rezonantă a capacităților de ieșire ale celor patru tranzistoare MOSFET de putere, forțând în prealabil intrarea în conducție a diodelor antiparalele a fiecărui tranzistor înaintea intrării acestuia în conducție.

Formele de undă ce descriu funcționarea convertorului din fig.6.1 sunt prezentate în fig.6.2. Din formele de undă aferente, se mai poate observa că valoarea efectivă a curentului care străbate înfășurarea primară a transformatorului este mai mare decât în cazul convertoarelor în punte cu comandă PWM, deoarece curentul prin înfășurarea primară a transformatorului unui convertor clasic în punte cu comandă PWM, în intervalele de timp $[t_2, t_4]$ și $[t_5, t_7]$ este zero - fig.6.2. Amplitudinea curentului din circuitul primar al unui convertor cc-cc PS-ZVS este mult mai mică decât în cazul convertoarelor rezonante în punte, minimizând astfel pierderile apărute în starea de conducție a întrerupătoarelor.

Întrerupătoarele convertorului din fig.6.1 funcționează cu pierderi de comutație și suprasolicități reduse, eliminând astfel folosirea în circuitul primar a unor circuite auxiliare de ameliorare a comutației. Din acest motiv, convertorul admite funcționarea la o frecvență de comutație ridicată, fapt ce duce la o creștere a densității de putere pe unitatea de volum, precum și la o îmbunătățire a randamentului conversiei. Aceste avantaje fac utilă utilizarea convertoarelor PS-ZVS în aplicațiile de mare putere.

6.2. Modul de funcționare al convertoarelor cc-cc PS-ZVS

Structura acestui convertor necesită considerente de proiectare diferite față de cazul surselor de tensiune continuă în comutație. Răspunsul la semnal mic al convertorului cu comutație la tensiune zero diferă în mod semnificativ față de cel al convertorului clasic cu comandă PWM.

În continuare se prezintă modul de funcționare al acestui tip de convertor în regim de funcționare stabilizat, când considerăm că valoarea curentului de sarcină este constantă.

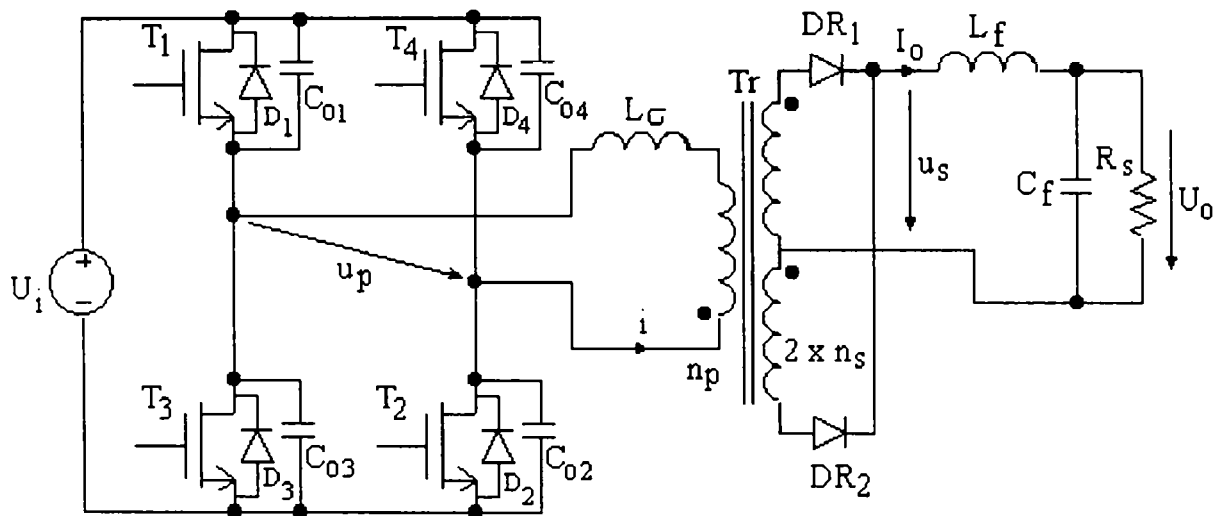


Fig.6.1 Convertor în punte cc-cc PS-ZVS

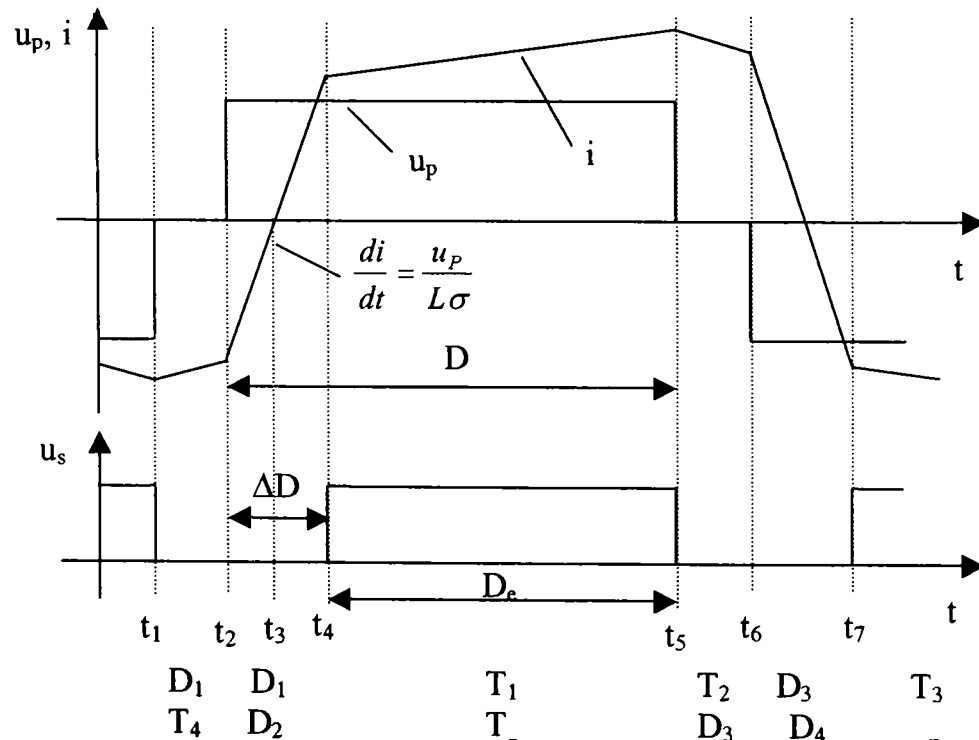


Fig.6.2 Formele de undă ce descriu funcționarea convertoarelor cc-cc PS-ZVS

Convertorul cu comutație la tensiune zero și control de fază funcționează în așa fel încât oferă posibilitatea fiecărui întrerupător activ de a intra în conducție când tensiunea pe acestea este zero. Curentul și tensiunea înfășurării primare sunt prezentate în fig.6.2. Semnalele de comandă ale tranzistoarelor MOSFET de putere sunt generate de o așa manieră, încât, în loc de a fi comandate în mod simultan tranzistoarele de pe o diagonală a circuitului primar, se introduce un defazaj între comenzile lor. Este evident faptul, că întrerupătoarele care aparțin aceluiași braț sunt comandate în contratimp, iar factorul de umplere al impulsurilor de comandă este puțin mai mic decât 50% pentru a evita o posibilă conducție simultană a întrerupătoarelor de pe un braț al punții.

Defazajul astfel introdus, între semnalele de comandă ale celor două brațe ale punții, poate fi reglat între 0° și 180° . Defazajul determină în final *valoarea efectivă a factorului de umplere* a tensiunii din secundarul transformatorului. Este demn de remarcat faptul că între factorul de umplere al tensiunii care se aplică pe înfășurarea primară a transformatorului de putere și factorul de umplere al tensiunii din secundar există o diferență. Factorul de umplere al tensiunii din secundar, numit în continuare *factor de umplere efectiv* și notat cu D_e , este mai mic decât cel al tensiunii aplicate pe înfășurarea primară, notat cu D . Intrarea în conducție a fiecărui tranzistor atunci când căderea de tensiune pe acesta este zero este realizată cu ajutorul energiei stocate în inductanța de dispersie a transformatorului, energie care descarcă într-o manieră rezonantă sarcina stocată în condensatoarele de ieșire ale fiecărui tranzistor. Tranzistorul T_4 și D_1 se află ambele în stare de conducție în momentul t_2 - (fig.6.2). Imediat după momentul t_2 , tranzistorul T_4 trece în stare de blocare, iar curentul care circulă prin înfășurarea primară a transformatorului încarcă capacitatea de ieșire C_{04} a tranzistorului T_4 pe de o parte, iar pe de altă parte, descarcă capacitatea de ieșire C_{02} a tranzistorului T_2 . La sfârșitul intervalului de descărcare al C_{02} , dioda D_2 este forțată să intre în stare de conducție. După intrarea în conducție a diodei D_2 , se poate aduce și tranzistorul T_2 în aceeași stare când pe terminalele sale de putere tensiunea are o valoare foarte mică (aproximativ zero). Pentru îndeplinirea acestei condiții, dioda D_2 este forțată să intre în stare de conducție. După intrarea în conducție a diodei D_2 , se poate aduce și tranzistorul T_2 în aceeași stare la o tensiune drenă-sursă foarte mică. Pentru îndeplinirea acestei condiții, este necesar ca energia stocată în

inductanța de dispersie să fie mai mare decât energia stocată în capacitățile parazite de la ieșirea tranzistoarelor MOSFET de putere. Prin nerespectarea acestei condiții, comutația la tensiune zero "se pierde" dacă valoarea curentului de sarcină este mai mică decât o anumită valoare critică.

În momentul t_5 , tranzistorul T_1 trece în stare de blocare iar curentul din primar descarcă capacitatea C_{03} și încarcă capacitatea C_{01} . Imediat după momentul t_5 , dioda D_3 intră în stare de conducție. După intrarea în conducție a diodei D_3 , poate să fie adus în conducție și tranzistorul T_3 deoarece căderea de tensiune drenă-sursă a acestuia este foarte mică. În acest caz, în momentul în care T_1 se blochează, curentul care circulă prin înfășurarea primară a transformatorului este egal cu valoarea curentului de sarcină reflectat în primar. Energia stocată în bobina de filtraj din secundarul convertorului de putere este folosită de această dată pentru realizarea condiției de comutare la curent zero. Din acest motiv, condiția de comutare la tensiune zero pentru tranzistoarele T_1 și T_3 este ușor de îndeplinit și se realizează aproape întotdeauna.

Dacă în locul tranzistoarelor MOSFET se folosesc, de exemplu, tranzistoare bipolare sau IGBT-uri atunci este nevoie ca în paralel cu terminalele lor de putere să fie conectate condensatoare care împreună cu inductanța de dispersie a transformatorului să îndeplinească condițiile de mai sus.

6.3. Analiza în regim de funcționare stabilizat

În cadrul acestui subcapitol se prezintă analiza unui convertor cc-cc PS-ZVS în punte [26], [37], [87], [117]. *Relațiile matematice amintite în acest subcapitol sunt folosite de către autor la proiectarea în vederea realizării practice a unui convertor cc-cc cu comutație la tensiune zero și control de fază cu puterea de ordinul sutelor de W, prezentat în finalul capitolului. Relațiile de calcul pot fi folosite și la o estimare teoretică a pierderilor survenite pe durata funcționării convertorului.*

Mecanismul de realizare a condiției de comutație la tensiune zero este diferit pentru cele două brațe ale punții convertorului, deși structura acestuia este simetrică. Pentru tranzistoare, condiția de comutație la tensiune zero este realizată printr-un fenomen de rezonanță datorat energiei înmagazinate în inductanța de

dispersie a transformatorului și capacitățile lor parazite de ieșire.

În fig.6.2 se poate vedea forma curentului care circulă prin D_2 și T_2 în intervalul de timp $[t_2, t_6]$. Înainte ca T_2 să fie blocat, curentul prin circuitul primar circulă prin D_3 și T_2 iar tensiunea înfășurării primare este menținută la zero. Când T_2 este blocat, curentul din circuitul primar forțează dioda D_4 să intre în conducție iar energia rămasă în inductanța de dispersie este trimisă înapoi sursei de alimentare (recuperare de energie). Pentru a aduce dioda D_4 în stare de conducție este mai întâi necesară descărcarea completă a capacității C_{04} respectiv încărcarea capacității C_{02} la valoarea tensiunii de la intrare. Energia disponibilă pentru descărcarea C_{04} respectiv încărcarea C_{02} este energia stocată în inductanța de dispersie în momentul t_2 sau t_6 . Pe durata procesului rezonant se încarcă și capacitatea parazită a înfășurării primare a transformatorului.

Ținând cont de cele prezentate anterior, pentru ca energia stocată în inductanța de dispersie să poată fi folosită pentru îndeplinirea condiției de comutație la tensiune zero, trebuie să fie îndeplinită relația următoare:

$$E_{\min} = \frac{1}{2} L_{\sigma} \cdot i^2(t_2) > 2 \cdot \frac{2}{3} \cdot C_0 \cdot U_i^2 \quad (6.1)$$

unde $i(t_2)$ este valoare curentului prin inductanța de dispersie în momentul t_2 sau t_6 , C_0 reprezintă capacitatea parazită de la ieșirea unui tranzistor iar U_i este tensiunea de la intrare. Termenul "2/3" din (6.1) se datorează faptului că, valoarea capacității parazite de ieșire a tranzistorului este funcție neliniară de tensiunea care se aplică pe acesta. Acest termen este foarte des folosit și în alte lucrări de specialitate, pentru a obține o valoare "echivalentă" a capacității de ieșire a tranzistoarelor MOSFET de putere, când tensiunea drenă-sursă variază în limite foarte largi.

Pentru a asigura intrarea în conducție a tranzistorului T_4 la tensiune zero, este necesar un interval de timp (timp de întârziere) între blocarea tranzistorului T_2 și intrarea în conducție a tranzistorului T_4 . Acest lucru este necesar pentru a asigura intrarea în conducție a diodei D_4 înaintea tranzistorului T_4 .

Cunoscând acum elementele care sunt implicate în proces, se poate determina *timpul de întârziere* necesar pentru asigurarea unui domeniu maxim de variație al curentului de sarcină cu respectarea condiției de comutație la tensiune zero. Fenomenul de rezonanță, care apare datorită inductanței de dispersie L_{σ} și

capacității C_0 , duce la apariția unei tensiuni sinusoidale care ajunge la valoarea sa maximă după un sfert din perioada sa de oscilație.

$$t_{d\max} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{\sigma} C_0} \quad (6.2)$$

Timpul de întârziere dintre blocarea tranzistorului T_2 și intrarea în conducție a T_4 se stabilește la $t_{d\max}$ pentru ca întreaga energie stocată în inductanța de dispersie L_{σ} să fie disponibilă pentru a încărca respectiv descărca capacitățile parazite ale celor două tranzistoare. În cazul în care energia din inductanța de dispersie este mai mare decât cea dată de relația (6.1), atunci încărcarea respectiv descărcarea celor două capacități se realizează într-un timp mai scurt decât $t_{d\max}$ iar tensiunea pe condensatorul C_{02} este menținută la valoarea tensiunii de la intrarea convertorului. În cazul limită în care energia din inductanța de dispersie este egală chiar cu energia necesară îndeplinirii condiției de comutație la tensiune zero, timpul de întârziere este egal chiar cu $t_{d\max}$.

O altă posibilitate este aceea în care energia înmagazinată în inductanța de dispersie este mai mică decât energia necesară încărcării respectiv descărcării celor două condensatoare, atunci, valoarea tensiunii după intervalul de timp $t_{d\max}$ este mai mică decât tensiunea de la intrare și condiția de comutare la tensiune zero este pierdută. În acest caz, după scurgerea timpului $t_{d\max}$ tranzistorul T_4 este adus în conducție la o tensiune mai mare decât zero, ceea ce duce la apariția pierderilor la comutație.

Din cele prezentate mai sus reiese că pentru tranzistoarele T_2 și T_4 condiția de comutație la tensiune zero este dependentă de valoarea curentului de sarcină. Dacă convertorul nu a fost proiectat să lucreze și la curenți de sarcină mici (sau funcționare în gol), atunci în această situație pierderile la comutație devin importante. Capacitățile parazite ale tranzistoarelor se vor descărca prin canalul drenă-sursă de fiecare dată când un tranzistor intră în conducție.

Pentru tranzistoarele T_1 și T_3 comutația la tensiune zero are loc printr-un proces diferit. Înainte ca tranzistorul T_1 să fie blocat, curentul din primar ajunge la valoarea sa maximă. Valoarea curentului din primar este proporțional cu valoarea curentului din bobina de filtraj de la ieșirea convertorului. În momentul în care tranzistorul T_1 este blocat, energia disponibilă încărcării condensatorului C_{01} respectiv descărcării lui C_{03} este egală cu energia înmagazinată în inductanța de

dispersie a transformatorului, plus energia înmagazinată în inductanța de filtraj din circuitul secundar al transformatorului. Energia înmagazinată în inductanța de filtraj este disponibilă întrucât curentul, în circuitul secundar, nu circulă liber prin circuitul de redresare, până când tensiunea pe înfășurarea secundară a transformatorului nu se anulează. Cum energia din bobina de filtraj este mult mai mare decât energia necesară pentru îndeplinirea condiției de comutație la tensiune zero, se poate considera că cele două condensatoare C_{01} respectiv C_{03} se vor încărca respectiv descărca cu un curent constant. Și în acest caz avem de-a face cu un proces rezonant dar perioada de oscilație este mult mai mare în comparație cu frecvența de comutație a convertorului. Din acest motiv se poate considera că valoarea curentului prin inductanța de dispersie la momentul t_6 este aproximativ egală cu valoarea aceluiași curent la momentul t_5 . Curentul prin inductanța de dispersie va scădea rapid doar după schimbarea polarității tensiunii aplicate înfășurării primare. Și în acest caz este necesar un timp de întârziere între blocarea tranzistorului T_1 și intrarea în conducție a tranzistorului T_3 . Acest timp se poate determina cu ajutorul relației următoare:

$$4 \cdot C_0 \cdot U_i = i(t_5) \cdot t_d \quad (6.3)$$

unde curentul $i(t_5)$ este curentul maxim în primar și corespunde curentului de vârf din bobina de filtraj L_f - (fig.6.1).

Condiția de comutație la tensiune zero a tranzistoarelor T_1 și T_3 este ușor de îndeplinit chiar și la curenți de sarcină mici, deoarece diodele D_1 respectiv D_3 pot fi forțate să intre în conducție de către curentul care trece prin inductanța de filtraj reflectat în circuitul primar. Totuși, tranzistoarele T_2 și T_4 pot să realizeze o comutație la tensiune zero doar dacă curentul de sarcină este mai mare decât o anumită valoare critică. Valoarea curentului critic din circuitul primar necesar realizării condiției dorite se poate obține pornind de la relația (6.1), și anume:

$$I_{\min} = \sqrt{\frac{2}{L_\sigma} \cdot \frac{4}{3} C_0 \cdot U_x^2} \quad (6.4)$$

Curentul care trece prin inductanța de dispersie în momentul t_2 este dat de relația următoare care se obține cu ajutorul formelor de undă din fig.6.2.

$$i(t_2) = \frac{n_s}{n_p} \left(I_0 + \frac{\Delta I_0}{2} - \frac{U_o}{L_f} (1-D) \frac{T}{2} \right) \quad (6.5)$$

unde I_0 și ΔI_0 reprezintă valoarea medie a curentului prin bobina de filtraj de la ieșirea convertorului respectiv amplitudinea componentei alternative a acestui curent, D este factorul de umplere a tensiunii care se aplică înfășurării primare a transformatorului iar T este perioada de comutație. Din (6.5) se obține valoarea curentului din primar în momentul t_2 astfel încât condiția de comutație a tranzistoarelor T_2 și T_4 la tensiune zero să fie și ea îndeplinită:

$$i(t_2) > I_{\min} \quad (6.6)$$

sau

$$I_0 > \frac{n_p}{n_s} I_{\min} - \frac{\Delta I_0}{2} + \frac{U_0}{L_f} (1-D) \frac{T}{2} \quad (6.7)$$

Pentru a determina o relație de legătură între: frecvența de comutație $f = 1/T$, inductanța de dispersie L_σ și factorul de umplere, se au în vedere următoarele considerente:

- comutația la tensiune zero se poate realiza pentru un domeniu larg de variație al curentului de sarcină în cazul în care valoarea inductanței de dispersie are o valoare mare;
- o valoare mare a inductanței de dispersie reduce în mod substanțial factorul de umplere efectiv D_e al tensiunii din secundarul transformatorului de putere;
- valoarea inductanței de dispersie trebuie selectată împreună cu frecvența de comutație și cu raportul de transformare al transformatorului.

Funcția de transfer în tensiune a convertorului poate fi obținută cu ajutorul relației următoare:

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{n_s}{n_p} D_e \quad (6.8)$$

Factorul de umplere al tensiunii aplicate primarului se poate scrie în modul următor:

$$D = D_e + \Delta D \quad (6.9)$$

unde ΔD reprezintă pierderea factorului de umplere datorită creșterii și descreșterii curentului din înfășurarea primară a transformatorului cu o anumită viteză de variație.

Această micșorare a factorului de umplere se mai poate scrie foarte simplu și în modul următor, pornind de la relația de legătură dintre tensiunea pe o bobină

și curentul care circulă prin aceasta, respectiv formele de undă din fig.6.2:

$$\Delta D = \frac{i(t_2) + i(t_4)}{\frac{U_i T}{L_\sigma 2}} \quad (6.10)$$

sau înlocuind în (6.10) $i(t_2)$ și $i(t_4)$:

$$\Delta D = \frac{\frac{n_s}{n_p}}{\frac{U_i T}{L_\sigma 2}} \left(2I_0 - \frac{U_0}{L_f} (1-D) \frac{T}{2} \right) \quad (6.11)$$

Introducând (6.11) în (6.9) și folosind relația (6.8) obținem pentru factorul de umplere D următoarea relație:

$$D = \left(1 + \frac{4L_\sigma f}{R_s \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2} - \frac{L_\sigma}{L_f \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2} \right) / \left(\frac{1}{D_e} - \frac{L_\sigma}{L_f \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2} \right) \quad (6.12)$$

Dacă cel de-al doilea termen din relația (6.11) este mult mai mic decât $2I_0$ atunci ecuația (6.12) se poate scrie simplificat:

$$D = D_e \left(1 + 4 \frac{L_\sigma}{R_s \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2} f \right) \quad (6.13)$$

Din (6.13) se poate determina frecvența de lucru a convertorului. În practică este mai greu de realizat un transformator care să aibă o anumită inductanță de dispersie. Valoarea acesteia va depinde și de tipul și de modul de realizare efectiv al transformatorului. Se dorește realizarea unor transformatoare de putere foarte mare, capabile să lucreze la frecvențe ridicate, dar care să prezinte o inductanță de dispersie cât mai mică.

6.4. Determinarea pierderilor la comutație

Convertoarele cc-cc PS-ZVS în punte oferă posibilitatea comutației la tensiune zero pentru fiecare întrerupător activ ce intră în componența convertorului, dar valoarea efectivă a curentului care circulă prin înfășurarea

primară a transformatorului este mai mare decât în cazul STCC în punte. Din acest motiv, prezintă interes determinarea pierderilor în starea de conducție a întrerupătoarelor - [26], [37], [87], [117] - din convertorul cc-cc PS-ZVS și apoi compararea lor cu cele înregistrate la STCC. Pierderile în starea de conducție a tranzistoarelor MOSFET de putere sunt date de următoarea relație:

$$P_{Ti} = R_{DSon} I_{p\text{ef}}^2 \quad (6.14)$$

unde R_{DSon} reprezintă rezistența canalului drenă-sursă a MOSFET-ului în stare de conducție iar $I_{p\text{ef}}$ reprezintă valoarea efectivă a curentului din primar.

După cum se poate observa și din fig.6.2, datorită duratei de conducție diferită a tranzistoarelor convertorului, pierderile în stare de conducție se calculează separat pentru tranzistoarele T_2 , T_4 și T_1 , T_3 . Pierderile acestora în stare de conducție se obține cu ajutorul relațiilor (6.15) respectiv (6.16) obținute pe baza formelor de undă din fig.6.2:

$$P_{T2,T4} \equiv R_{DSon} \left(\frac{i(t_4)^2}{3} \frac{\Delta D}{2} + \left(I_0^2 + \frac{(i(t_5) - i(t_4))^2}{3} \right) D_e + \left(i(t_5)^2 + \frac{(i(t_5) - i(t_6))^2}{3} \right) (1 - D) \right) \quad (6.15)$$

$$P_{T1,T3} \equiv R_{DSon} \left(\frac{i(t_4)^2}{3} \frac{\Delta D}{2} + \left(I_0^2 + \frac{(i(t_5) - i(t_4))^2}{3} \right) D_e \right) \quad (6.16)$$

În relațiile (6.15) și (6.16), primii doi termeni corespund valorii efective a curentului din primar pe durata intervalelor $[t_3, t_4]$ și $[t_4, t_5]$. Al treilea termen din relația (6.15) corespunde valorii efective a curentului din primar pe durata intervalului $[t_1, t_2]$ când tensiunea pe înfășurarea primară este zero. Pierderile în conducție ale diodelor din circuitul primar al transformatorului de putere sunt date de relația:

$$P_{Di} = U_{Di} I_{med} \quad (6.17)$$

unde U_{Di} este căderea de tensiune pe diodă în stare de conducție iar I_{med} reprezintă valoarea medie a curentului care le străbate. Astfel pentru diodele D_2 și D_4 avem:

$$P_{D2,D4} = \frac{i(t_6)}{2} U_{D2} \frac{\Delta D}{2} \quad (6.18)$$

iar pentru diodele D_1 și D_3 :

$$P_{D1,D3} = \left(I_0 (1 - D) + \frac{i(t_6)}{2} \frac{\Delta D}{2} \right) U_{D1} \quad (6.19)$$

Din expresiile care pun în evidență pierderile care apar pe durata unei perioade de comutație, se poate observa că pierderile în conducție la convertoarele cu comutație la tensiune zero sunt mai mari decât la convertoarele cu comandă PWM. Acest lucru este mai accentuat în cazul în care se folosește un factor de umplere mic și transformatorul de putere prezintă o inductanță de dispersie mare, motiv pentru care factorii $(1-D)$ respectiv ΔD cresc. Marele avantaj al acestor tipuri de convertoare a căror întrerupătoare sunt tranzistoare MOSFET este acela că pierderile la comutație sunt reduse și că nu mai este necesară utilizarea unui circuit auxiliar de ameliorare a comutației pentru fiecare tranzistor. Reducerea pierderilor din procesul de comutație face posibil lucrul la frecvențe ridicate reducând tot odată și suprasolicitările dispozitivelor folosite.

Tensiunea ridicată și nivelul de putere ale convertorului necesită o atenție aparte pentru celelalte elemente parazite care nu au fost prezentate mai sus dar care pot să influențeze funcționarea convertorului. Inductanța de dispersie a primarului a fost folosită pentru realizarea condiției de comutație la tensiune zero după cum s-a făcut în analiza anterioară. Proiectarea transformatorului nu trebuie optimizată pentru reducerea inductanței de dispersie ca și în cazul STCC cu izolare. Totuși, capacitatea parazită a înfășurărilor are un efect nedorit și anume acela că trebuie să fie descărcată în același timp cu încărcarea respectiv descărcarea capacităților parazite ale tranzistoarelor de pe unul din brațele punții convertorului. Aceste capacități parazite ale transformatorului fac ca energia înmagazinată în inductanța de dispersie necesară realizării condiției de comutație la tensiune zero să fie mai mare. În consecință, valoarea critică a curentului de sarcină trebuie să fie de asemenea mai mare. Proiectarea transformatoarelor pentru aceste convertoare trebuie să se concentreze pe diminuarea valorii acestor capacități parazite.

Un alt fenomen nedorit care apare pe durata funcționării acestor convertoare este acela că la ieșirea circuitului de redresare se înregistrează oscilații parazite, oscilații care sunt determinate în special de inductanța de dispersie, capacitatea parazită a înfășurărilor și de capacitățile parazite ale joncțiunilor diodelor redresoare. Aceste oscilații apar atunci când tensiunea din secundarul transformatorului crește. Într-un redresor în punte, când apare tensiunea în secundarul transformatorului, două dintre diodele punții sunt invers

polarizate iar inductanța de dispersie împreună cu capacitatea parazită a înfășurărilor transformatorului și capacitățile parazite ale joncțiunilor diodelor invers polarizate duc la apariția unui regim oscilant parazit. Fenomenul se poate observa chiar și în situația în care se utilizează diode de comutație cu timpi de revenire foarte mici. O relație care estimează frecvența acestor oscilații parazite este următoarea [26], [117]:

$$f_{op} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 L_\sigma C_p}} \quad (6.20)$$

unde C_p reprezintă capacitatea totală a capacității parazite a transformatorului și cea a joncțiunii diodelor polarizate invers. Aceste oscilații trebuie să fie eliminate cu ajutorul unor circuite de tip "snubber" dar care vor determina, din nefericire, creșterea pierderilor convertorului.

6.5. Utilizarea inductanței de magnetizare pentru realizarea comutației la tensiune zero

S-a precizat mai sus modul în care inductanța de dispersie a transformatorului de putere este folosită împreună cu capacitățile parazite de ieșire a tranzistoarelor MOSFET pentru realizarea comutației la tensiune zero în urma unui proces rezonant.

Obținerea comutației la tensiune zero poate se poate face și cu ajutorul inductanței de magnetizare a transformatorului de putere. Această metodă poate fi aplicată și în cazul în care convertorul de putere este în semipunte sau chiar la convertoarele care folosesc un transformator de putere și un singur element de comutație comandat. Comutația la tensiune zero este posibilă datorită faptului că pe durata unei perioade de comutație există un interval în care are loc un proces rezonant, proces care determină trecerea naturală a tensiunii pe fiecare întrerupător prin zero.

Aceste tipuri de convertoare pot să funcționeze cu o frecvență de comutație variabilă sau cu o frecvență de comutație constantă. Metoda de comandă cu frecvență fixă este preferată deoarece interferențele electromagnetice sunt reduse iar proiectarea elementelor magnetice de circuit este ușoară.

Pentru a putea utiliza inductanța de magnetizare a transformatorului la obținerea ZVS, se folosește convertorul din fig.6.3. Particularitatea convertorului, spre deosebire de cea prezentată în fig.6.1, constă în introducerea în circuitul secundar al transformatorului, în locul diodelor redresoare, a două întrerupătoare complet comandate - S_1 , S_2 . Dacă circuitul din secundar este deconectat, atunci inductanța de magnetizare L_m (mult mai mare decât inductanța de dispersie L_σ) apare în serie cu capacitățile parazite de ieșire ale tranzistoarelor MOSFET, formând împreună un circuit oscilant. În fig.6.3 se mai remarcă prezența unei diode de nul în circuitul de ieșire al convertorului, diodă care asigură o cale de circulație a curentului de sarcină în cazul în care ambele întrerupătoare sunt blocate.

Rolul întrerupătoarelor S_1 și S_2 , aflate ambele la un moment dat în starea de blocare, este acela de a împiedica transferul energiei spre sarcină, până când capacitatea parazită de ieșire a tranzistorului MOSFET care urmează a fi adus în conducție, se descarcă complet prin intermediul inductanței de magnetizare.

De-a lungul unui interval de comutație, convertorul din fig.6.3. este caracterizat de trei moduri de funcționare care sunt indicate în fig.6.4, iar formele de undă ce îi descriu funcționarea sunt prezentate în fig.6.5. Formele de undă prezentate sunt valabile în cazul în care căderile de tensiune pe întrerupătoare în stare de conducție și inductanța de dispersie a transformatorului sunt neglijate.

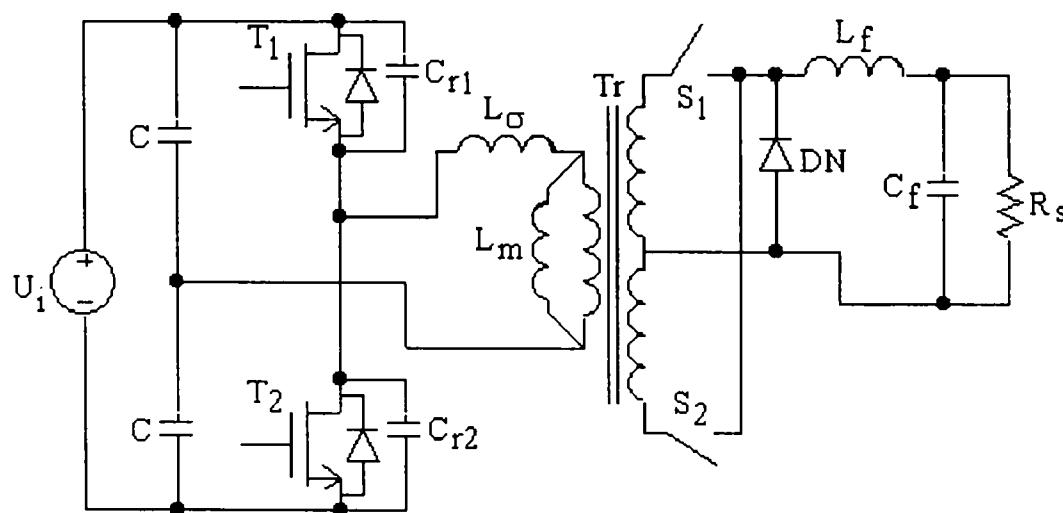


Fig.6.3. Convertor în semipunte cu comutație la tensiune zero

De asemenea, pentru simplificare, filtrul de la ieșirea convertorului împreună cu sarcina sunt înlocuite cu o sursă de curent constant, deoarece

inductanța de filtraaj are o valoare suficient de mare, astfel încât să poată menține curentul de sarcină constant pe durata unei perioade de comutație - (fig.6.4).

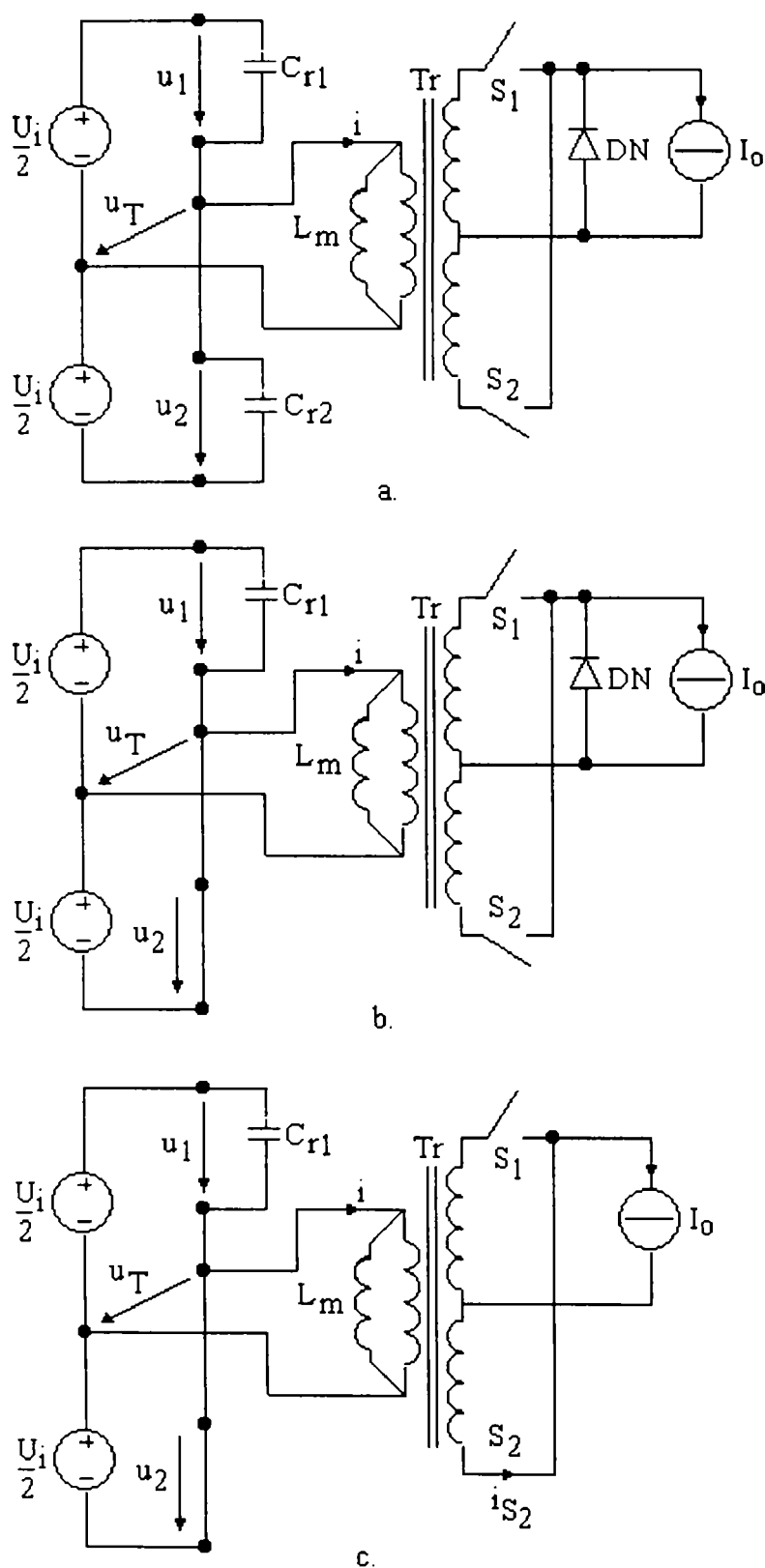


Fig.6.4. Circuitele echivalente ale convertorului în semipunte cu comutație la tensiune zero

Curentul de magnetizare încarcă condensatorul C_{r1} și descarcă condensatorul C_{r2} . Trebuie remarcat faptul că încărcarea condensatorului C_{r1} și descărcarea con-

Înainte de blocarea tranzistorului T_1 din circuitul prezentat în Fig.6.3, întrerupătorul S_1 din circuitul secundar este închis iar întrerupătorul S_2 este deschis. Ca rezultat, curentul de sarcină circulă prin circuitul secundar superior. În momentul $t = t_0$, (fig.6.5), tranzistorul T_1 este blocat iar întrerupătorul S_1 este închis.

Curentul de magnetizare circulă prin C_{r1} și C_{r2} . În același moment, curentul de sarcină începe să circule prin dioda de nul. În fig.6.4.a se prezintă circuitul echivalent al convertorului pentru primul mod de funcționare, imediat după blocarea tranzistorului T_1 respectiv deschiderea întrerupătorului S_1 .

Datorită faptului că tot curentul de sarcină circulă prin dioda de nul, în circuitul primar circulă doar curentul de magnetizare.

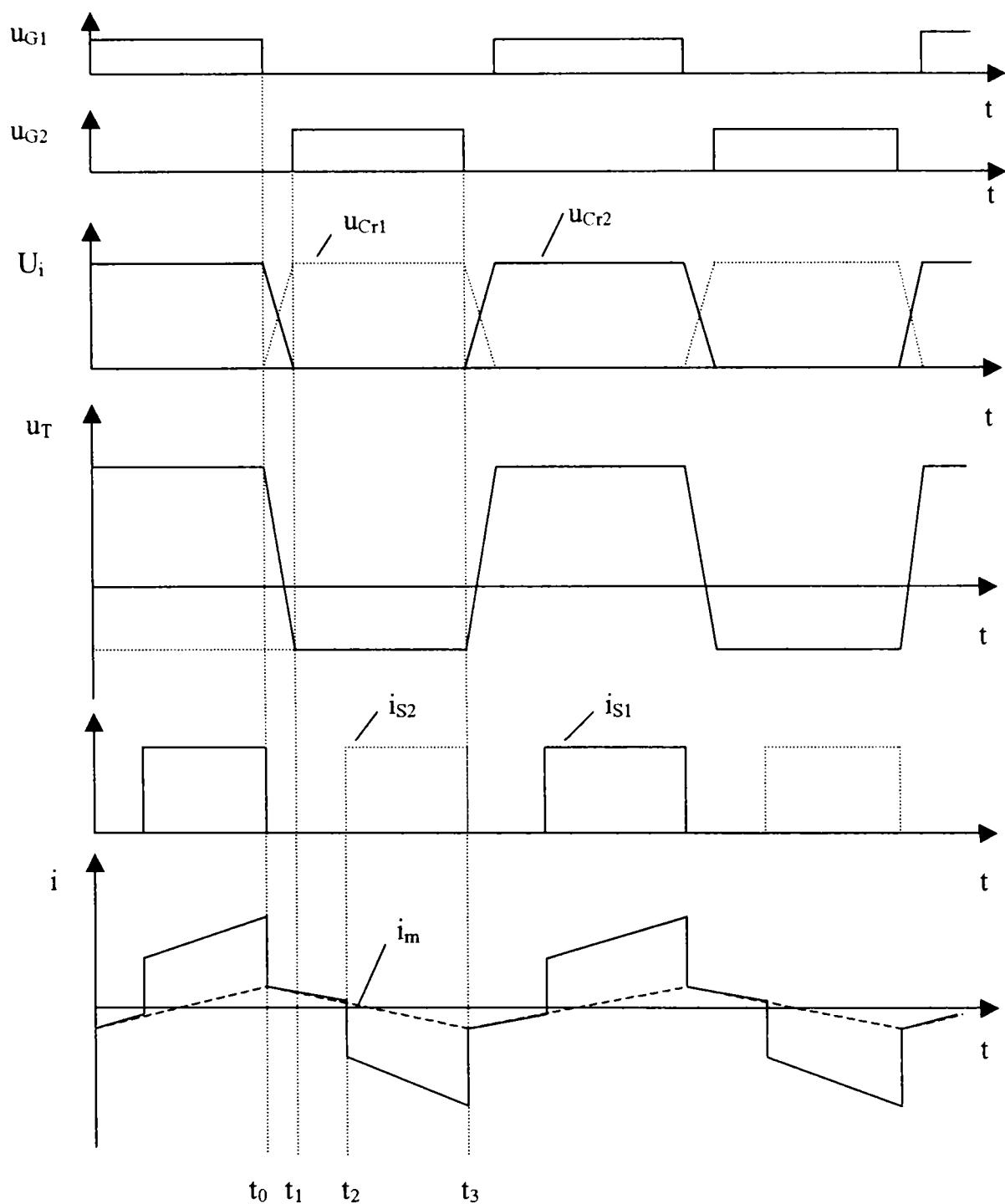


Fig.6.5. Formele de undă ale unui convertor ideal cu comutare la tensiune zero
 condensatorului C_{r2} are loc într-o manieră rezonantă, întrucât L_m , C_{r1} și C_{r2} formează un circuit rezonant. În mod normal, L_m are o valoare foarte mare motiv pentru care curentul de magnetizare este aproximativ constant și produce de-a lungul primului mod de funcționare o variație liniară a tensiunilor pe condensatoarele C_{r1} și C_{r2} .

Primul mod de funcționare se termină în momentul $t = t_1$ - (fig.6.5), când tensiunea pe tranzistorul T_2 scade la zero iar dioda internă a acestui tranzistor intră în conducție.

Pentru a realiza o comutație la tensiune zero, comanda tranzistorului T_2 trebuie să fie aplicată doar atunci când dioda sa internă este în stare de conducție.

Pe durata celui de-al doilea mod de funcționare -(fig.6.4.b)- întrerupătoarele S_1 și S_2 rămân deschise, iar spre sarcină nu se transferă energie dinspre circuitul primar. În circuitul primar avem același curent de magnetizare iar curentul de sarcină continuă să circule prin dioda de nul. Acest mod de funcționare se încheie în momentul $t = t_2$, moment în care întrerupătorul S_2 este închis.

După închiderea lui S_2 , convertorul intră în cel de-al treilea mod de funcționare - (fig.6.4.c) - când curentul de sarcină este comutat de la dioda de nul la circuitul secundar inferior, transferându-se astfel energie din circuitul primar în circuitul secundar. Curentul din circuitul primar este suma dintre curentul de magnetizare al transformatorului de putere și curentul de sarcină reflectat în primarul transformatorului - (fig.6.5). Acest mod de funcționare se încheie în momentul $t = t_3$ când tranzistorul T_2 este blocat iar întrerupătorul S_2 este deschis, marcând astfel începutul unui nou ciclu de conversie.

În ceea ce privește posibilitatea controlului puterii transferate sarcinii de către convertoarele cc-cc PS-ZVS care utilizează inductanța de magnetizare pentru a obține ZVS, autorul face următoarele precizări:

- puterea transferată se poate controla prin modificarea intervalului $[t_2, t_3]$ - (fig.6.5);
- modificarea duratei intervalului de timp $[t_0, t_1]$ nu este posibilă, deoarece este necesar un interval de timp de blocare a întrerupătoarelor S_1 și S_2 , aproximativ constant, pentru a se putea realiza condiția ZVS a tranzistoarelor din circuitul primar al transformatorului; intervalul de timp $[t_0, t_1]$, după cum s-a precizat mai sus, depinde de valorile: inductanței de magnetizare, curentului de magnetizare și capacităților de ieșire ale tranzistoarelor T_1 și T_2 ;
- valoarea maximă a puterii transferate sarcinii are loc dacă $t_1 = t_2$;
- dacă durata intervalului de timp $[t_1, t_2]$ rămâne constantă, controlul transferului de energie spre sarcină se poate face prin modificarea frecvenței de funcționare a convertorului; pentru simplificarea modului de control cu frecvență variabilă, în practică se poate adopta condiția $t_1 = t_2$.

Pentru realizarea ZVS, în [26], [37] se arată că există posibilitatea folosirii inductanțelor de dispersie și de magnetizare a transformatorului de putere în

scopul obținerii ZVS pentru un domeniu extins al valorilor curentului de sarcină. Din păcate, acest lucru este greu de pus în practică, deoarece nu se poate proiecta un transformator, pentru o aplicație dată care să aibă inductanțe de dispersie și de magnetizare de valori date.

6.6. Modelul de semnal mic al convertoarelor cu comutație la tensiune zero și control de fază

Cunoașterea comportării convertoarelor electronice de putere în regim dinamic este foarte importantă. În acest paragraf autorul prezintă considerațiile de bază care se referă la funcționarea convertoarelor cu comutație la tensiune zero și control de fază, în vederea obținerii unui model de semnal mic. Pentru obținerea modelului de semnal mic este necesară o bună înțelegere a comportamentului acestor convertoare în diferite moduri de lucru, precum și determinarea principalelor fenomene care pot să fie neglijate într-o primă etapă, micșorând astfel volumul de calcul necesar.

Pentru realizarea modelului de semnal mic, autorul propune metoda medierii în spațiul variabilelor de stare, deoarece această metodă oferă rezultate bune în cazul convertoarelor de cc-cc cu comandă PWM.

Modelul obținut de autor poate să fie apoi folosit cu ușurință la proiectarea buclilor de reacție negativă în cazul în care se urmărește stabilizarea tensiunii/curentului de la ieșirea convertorului față de variațiile sarcinii și cele ale tensiunii de intrare. În ultima parte a subcapitolului 6.6 este prezentată simularea funcționării modelului realizată cu ajutorul programului PSPICE.

Convertorul a cărui schemă echivalentă de semnal mic dorim să o determinăm este prezentat în fig.6.6.

Datorită modului de comandă, acest tip de convertor prezintă următoarele avantaje: frecvența de comutație este constantă, generează un spectru de zgomot redus, conține un număr mic de componente, folosește fenomenul de rezonanță a elementelor parazite de circuit pentru a realiza comutația la tensiune zero pentru toate întrerupătoarele din circuitul primar și poate funcționa cu randament ridicat pentru gamă largă a valorilor rezistenței de sarcină, chiar și în gol. Toate aceste avantaje au fost menționate în paragrafele anterioare ale acestui capitol.

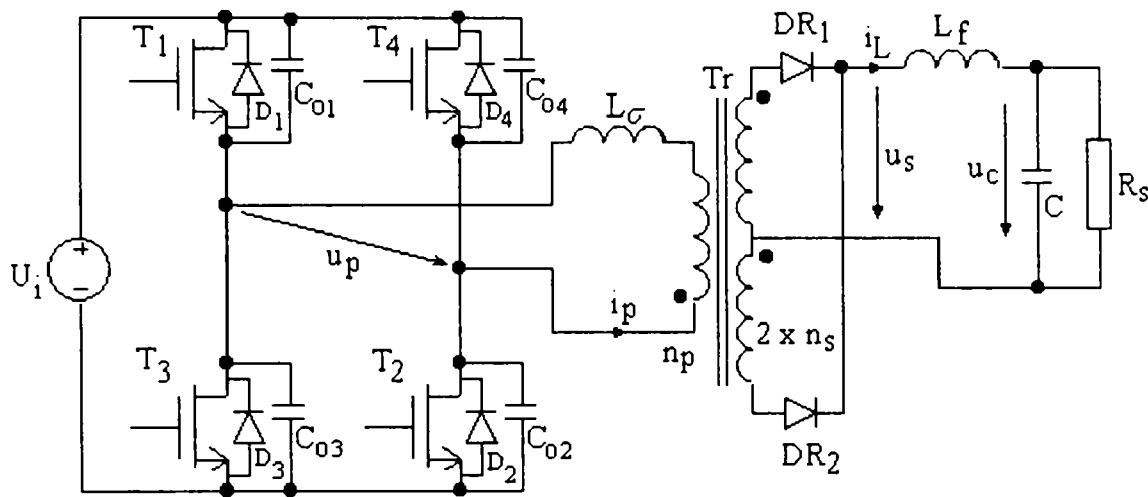


Fig.6.6 Convertor c.c.-c.c. cu comutație la tensiune zero și control de fază

În cele ce urmează, autorul pune în evidență elementele care pot să fie neglijate în vederea simplificării obținerii modelului de semnal mic folosind metoda medierii în spațiul variabilelor de stare. Datorită modului de funcționare al convertorului și a metodei de modelare care a fost aleasă, se constată că este nevoie de un volum mare de calcul, dar în final în ciuda acestui fapt, se obține un model de semnal mic foarte simplu și care poate să fie apoi folosit cu ușurință la proiectarea buclei de reacție negativă pentru un convertor care trebuie să stabilizeze tensiunea sau curentul de ieșire. Alte rezultate valoroase au fost prezentate în [117] dar determinarea modelului de semnal mic s-a realizat folosind o metodă grafică asupra formelor de undă ale semnalelor care descriu funcționarea convertorului.

Analiza efectuată de autor se referă doar pentru o jumătate de perioadă de funcționare datorită simetriei formelor de undă ale curentului prin circuitul primar - (fig.6.7) - și se bazează pe următoarele ipoteze și simplificări:

- comutația la tensiune zero poate să fie atinsă pentru un domeniu larg de variație a valorii curentului de sarcină; ZVS se realizează pe baza energiei stocate în inductanța de dispersie a transformatorului și în capacitățile parazite de ieșire ale tranzistoarelor MOSFET de putere;
- tranzistoarele de pe același braț al punții convertorului se află în stare de conducție în mod alternativ; controlul puterii furnizate sarcinii se realizează prin modificarea defazajului introdus între semnalele de comandă ale tranzistoarelor din cele două brațe ale punții;
- toate întrerupătoarele convertorului comută instantaneu, timpul de comutație nu este luat în considerare; rezistența în stare de conducție a canalului drenă-sursă

a fiecărui tranzistor MOSFET de putere nu introduce pierderi mari semnificative;
 - intervalele de timp în care au loc tranzițiile rezonante pentru obținerea ZVS nu sunt luate în considerare, deoarece durata lor este mult mai mică decât durata unei perioade de comutație;

În fig.6.7, i_p este curentul din înfășurarea primară, u_p este tensiunea pe înfășurarea primară a transformatorului de putere iar u_s este tensiunea la intrarea filtrului trece jos de la ieșirea convertorului.

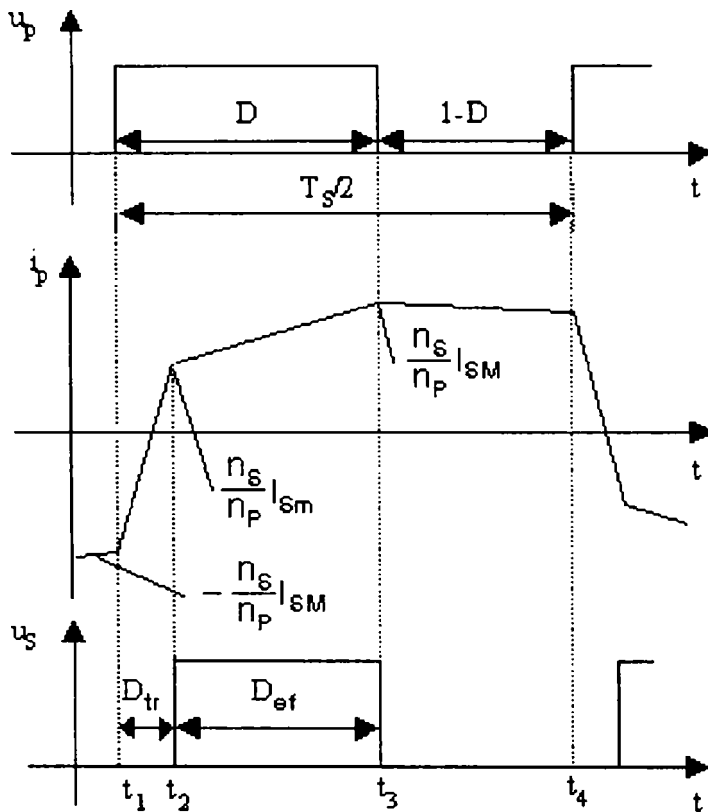


Fig.6.7 Forme de undă pentru funcționarea convertorului cc-cc PS-ZVS

Aceste forme de undă descriu funcționarea convertorului în cazul în care valoarea curentului de sarcină este mai mare decât valoarea curentului de magnetizare al transformatorului de putere, motiv pentru care inductanța de magnetizare poate să fie neglijată. Inductanța de dispersie se ia în considerare deoarece influențează modul de funcționare al convertorului.

În fig.6.7, D reprezintă factorul de umplere al tensiunii pe înfășurarea primară, D_{tr} este factorul de umplere pentru intervalul de timp în care curentul din circuitul primar își schimbă sensul de circulație și D_{ef} este factorul de umplere efectiv al tensiunii din secundarul transformatorului.

Din modul de funcționare al convertorului se poate remarca următorul aspect. Dacă D crește atunci și curentul de sarcină crește, fapt ce atrage după sine creșterea lui D_{tr} și descreșterea lui D_{ef} .

Se poate constata cu ușurință că acest fenomen este identic cu o reacție negativă asupra curentului din circuitul primar. Se poate scrie cu ușurință:

$$D = D_{tr} + D_{ef} \quad (6.21)$$

Pentru intervalele de timp: $[t_1, t_2]$, $[t_2, t_3]$ și $[t_3, t_4]$, funcționarea convertorului este

descrisă de câte un sistem de ecuații diferențiale. Pentru a determina modelul de semnal mic al convertorului, folosind metoda medierii în spațiul variabilelor de stare, se găsește schema sa echivalentă, pentru fiecare interval de timp luat în considerare.

Astfel, în fig.6.8 este prezentat circuitul echivalent al convertorului pe durata primului interval de funcționare $t_1 \leq t < t_2$ - (fig.6.7). În acest interval de timp, diodele redresoare - fig.6.6 - se află simultan în conducție iar tensiunile pe cele trei înfășurări ale transformatorului de putere sunt aproximativ egale cu zero.

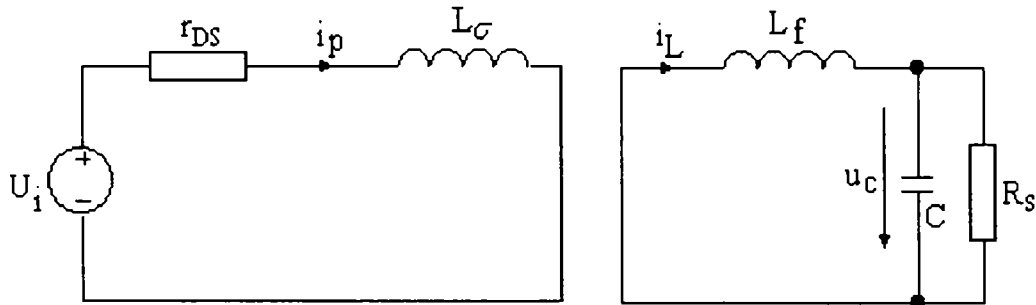


Fig.6.8 Circuitul echivalent pentru $t_1 \leq t < t_2$

Pentru acest circuit obținem următorul sistem:

$$\begin{bmatrix} 0 & L_\sigma & 0 \\ L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ i_P \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -2r_{DS} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -\frac{1}{R_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ i_P \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_i \quad (6.22)$$

Folosind formele de undă prezentate în fig.6.7 se poate obține cu ușurință valoarea lui D_{tr} pentru acest interval de timp:

$$D_{tr} = \frac{\frac{n_S}{n_P} (I_{SM} + I_{Sm})}{\frac{U_i T_S}{L_\sigma 2}} \quad (6.23)$$

unde I_{SM} și I_{Sm} reprezintă valoarea maximă și minimă a curentului prin bobina de filtraj L_f .

Pentru următorul interval de timp $t_2 \leq t < t_3$, topologia convertorului este dată în fig.6.9, iar factorul de umplere D_{ef} - (fig.6.7) - poate fi obținut cu ajutorul relațiilor (6.21) și (6.23).

Cu ajutorul următorului sistem de ecuații diferențiale se poate descrie comportamentul convertorului pentru intervalul $[t_2, t_3]$.

$$\begin{bmatrix} \frac{n_P}{n_S} L_f & L_\sigma & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ i_P \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -2r_{DS} & -\frac{n_P}{n_S} \\ \frac{n_S}{n_P} & -1 & 0 \\ 1 & 0 & -\frac{1}{R_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ i_P \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_i \quad (6.24)$$

În fig.6.9 este prezentată schema echivalentă a convertorului din fig.6.6 pe durata intervalului de funcționare $[t_2, t_3]$ - fig.6.7. Pe durata acestui interval de timp are loc transferul de energie de la intrarea la ieșirea convertorului.

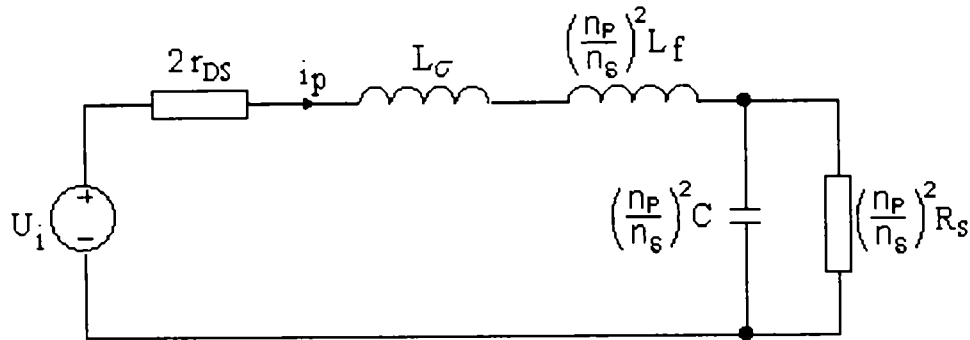


Fig.6.9 Circuit echivalent pentru $t_2 \leq t < t_3$

Pe durata intervalului de timp $[t_3, t_4]$ avem circuitul echivalent prezentat în fig.6.10.

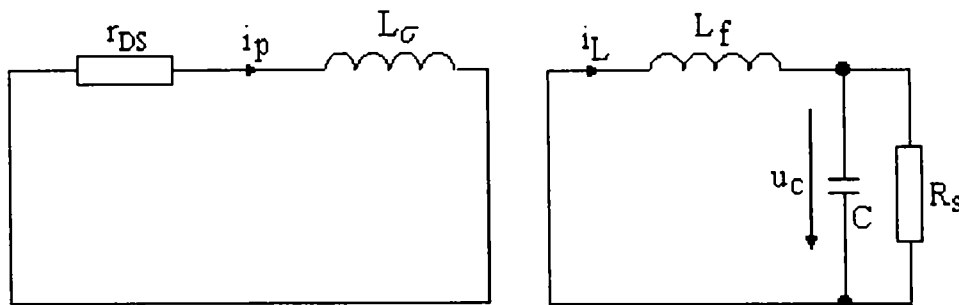


Fig.6.10 Circuitul echivalent pentru $t_3 \leq t < t_4$

Modul de funcționare pentru acest caz poate fi descris cu ajutorul următorului sistem.

$$\begin{bmatrix} 0 & L_\sigma & 0 \\ L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ i_P \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -2r_{DS} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -\frac{1}{R_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ i_P \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_i \quad (6.25)$$

Pentru fiecare interval de timp care a fost menționat mai sus se poate observa că toate sistemele de ecuații diferențiale care descriu funcționarea convertorului sunt de forma următoare:

$$K_m \frac{d}{dt}(x) = A_m x + B_m u \quad (6.26)$$

unde K_m , A_m și B_m sunt matrice care conțin elemente constante (parametrii convertorului), x este vectorul de stare ce conține variabilele de stare (i_p , i_L și u_c), u reprezintă vectorul de intrare iar m desemnează numărul intervalului de timp.

Medierea în spațiul variabilelor de stare este obținută dacă fiecare din aceste matrice este ponderată cu factorul de umplere corespunzător fiecărui interval de timp specificat mai sus, după care, toate matricele ponderate corespunzător sunt însumate. Astfel, D_{tr} este ponderea pentru matricele A_1 , B_1 și K_1 ; D_{ef} este ponderea pentru A_2 , B_2 și K_2 ; $(1-D)$ este ponderea pentru A_3 , B_3 și K_3 .

După parcurgerea etapelor menționate mai sus, se pot obține prin mediere următoarele matrice:

$$K = \begin{bmatrix} D_e \frac{n_P}{n_S} L_f & L_\sigma & 0 \\ (1-D_e)L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 0 & -2r_{DS} & -D_e \frac{n_P}{n_S} \\ D_e \frac{n_S}{n_P} & -D_e & -(1-D_e) \\ 1 & 0 & -\frac{1}{R_S} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

Cu ajutorul acestor matrice se poate obține modelul convertorului în buclă deschisă după cum este indicat de următorul sistem:

$$K \frac{d}{dt}(x) = Ax + Bu \quad (6.28)$$

Acum, pentru obținerea modelului de semnal mic, aplicăm mici perturbații tuturor variabilelor de stare luate în considerare și a factorului de umplere în jurul punctului static de funcționare. Astfel, obținem:

$$\begin{cases} i_p = I_p + \hat{i}_p \\ i_l = I_l + \hat{i}_l \\ u_c = U_c + \hat{u}_c \\ d_e = D_e + \hat{d}_e \\ d_{tr} = D_{tr} + \hat{d}_{tr} \end{cases} \quad (6.29)$$

În urma substituirii (6.29) în (6.28) se obțin termeni de ordinul zero, întâi și de ordinul doi. Datorită faptului că termenii de ordinul doi sunt foarte mici, aceștia

pot să fie neglijați. Termenii de ordinul zero dau soluția pentru punctul static de funcționare iar termenii de ordinul întâi conduc la modelul matematic de semnal mic al convertorului.

Făcând în continuare selecția termenilor de ordinul întâi se obține următorul sistem:

$$K \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B\hat{u} + \left[(A_1 - A_3)\hat{d}_{tr} + (A_2 - A_3)\hat{d}_e \right] X + \left[(B_1 - B_3)\hat{d}_{tr} + (B_2 - B_3)\hat{d}_e \right] U \quad (6.30)$$

unde $\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_l & \hat{i}_p & \hat{u}_c \end{bmatrix}^T$ și $X = \begin{bmatrix} I_l & I_p & U_c \end{bmatrix}^T$.

Din (6.30) obținem următoarele relații:

$$\frac{D_e}{n} L \frac{d\hat{i}_l}{dt} + L_r \frac{d\hat{i}_p}{dt} + \frac{D_e}{n} \hat{u}_c - D\hat{u}_i + \frac{U_c}{n} \hat{d}_e + (\hat{d}_{tr} + \hat{d}_e) U_i \quad (6.31)$$

$$(1 - D_e) L \frac{d\hat{i}_l}{dt} = U_c \hat{d}_e - (1 - D_e) \hat{u}_c \quad (6.32)$$

$$C \frac{d\hat{u}_c}{dt} = \hat{i}_l - \frac{\hat{u}_c}{R} \quad (6.33)$$

$$\hat{i}_g = D\hat{i}_p + I_p (\hat{d}_{tr} + \hat{d}_e) \quad (6.34)$$

Pentru fiecare dintre relațiile (6.31) - (6.34) se poate obține câte un circuit electric echivalent. Toate aceste circuite pot să fie interconectate pentru obținerea în final a modelului de semnal mic prezentat în fig.6.11.

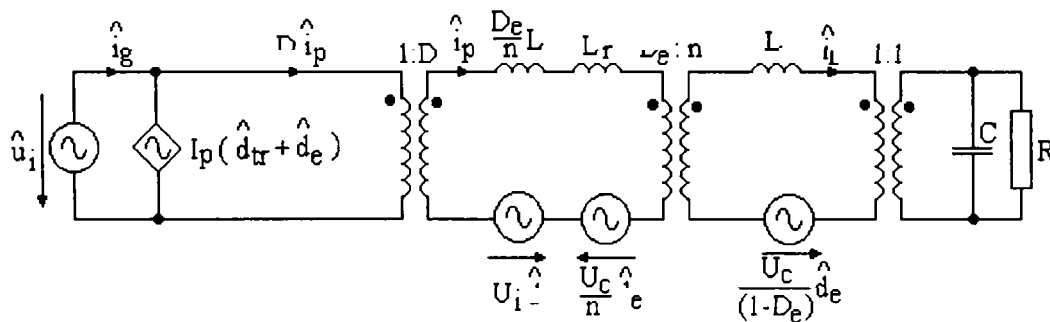


Fig.6.11 Modelul de semnal mic al convertorului cc-cc ZVS-PWM

Circuitul echivalent prezentat în fig.6.11 poate fi simulat cu ușurință cu ajutorul programului PSPICE. Pentru următorii parametri de circuit care corespund convertorului realizat practic de autor: $D = 0.3$, $D_{tr} = 0.042$, $D_e = 0.258$, $U_i = 50V$, $I_L = 3A$, $L_r = 3.5\mu H$, $L = 100\mu H$, $C = 10\mu F$, $R = 5\Omega$, $f = 100KHz$, se obține

următoarea caracteristică de transfer intrare-ieșire a modelului de semnal mic în jurul unui punct static de funcționare al convertorului.

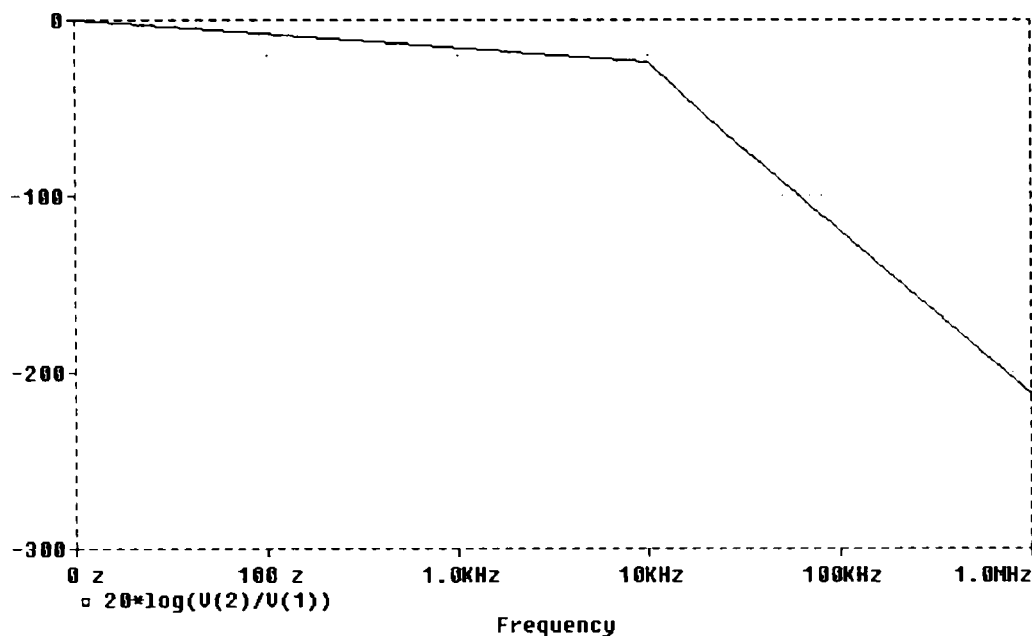


Fig.6.12 Caracteristica de transfer intrare ieșire a modelului de semnal mic

Această caracteristică este obținută în cazul în care se consideră că doar tensiunea de la intrarea convertorului este perturbată.

În acest paragraf au fost prezentate câteva contribuții ale autorului în vederea obținerii unui model de semnal mic a convertorului de c.c.-c.c. cu comutație la tensiune zero și control de fază. Modelul de semnal mic al convertorului a fost obținut cu ajutorul metodei de mediere în spațiul variabilelor de stare care implică un volum mare de calcule.

Acest model poate fi folosit pentru proiectarea buclei de reacție negativă la acest tip de convertoare atunci când se dorește stabilizarea tensiunii/curentului de la ieșirea convertorului împotriva variațiilor sarcinii sau cele ale tensiunii de la intrare. Din fig.6.12 se poate observa că forma caracteristicii de transfer intrare-ieșire a modelului de semnal mic este puternic influențată de parametrii filtrului de la ieșire și de sarcină. Rezultate similare se pot obține prin simulare și pentru funcția de transfer control ieșire. Și în acest caz, parametrii circuitului de ieșire influențează caracteristica de transfer.

6.7. Rezultate experimentale

Materialul prezentat în acest capitol a fost elaborat de autor pe durata unui stagiu de cercetare efectuat în cadrul Laboratorului de Mecatronică și Acționări Electrice din cadrul Universității Tehnice din Kosice - Slovacia. Efectuarea stagiului de cercetare a fost posibilă datorită unei burse în acord bilateral cu Ministerul Educației din Slovacia, obținută de autor în decursul anului universitar 2001-2002.

Prototipul convertorului de tip PS-ZVS în punte a fost realizat în întregime și experimentat de către autor, pentru a verifica posibilitatea obținerii comutațiilor la tensiune zero în condițiile unor curenți de sarcină mult mai mari decât cei menționați în literatura de specialitate [6], [7], [26], [31], [37], [87].

Rezultatele experimentale prezentate în continuare au fost obținute cu ajutorul unui convertor cc-cc PS-ZVS, realizat de către autor și a cărei schemă de principiu este prezentată în Anexa 6.

Transformatorul de putere este de tip coaxial, Anexa 7, făcând parte din dotarea laboratorului mai sus menționat. Inductanța de dispersia a transformatorului este de $3,5\mu\text{H}$ iar inductanța sa de magnetizare $2,1\text{mH}$.

Fiecare întrerupător al punții este realizat cu ajutorul a două IGBT-uri de tipul IRG4PC50W conectate în paralel. Pentru a realiza legătura dintre circuitul integrat specializat pentru comanda în fază (UC3866) și întrerupătoarele electronice de putere ale convertorului, autorul a proiectat, a realizat practic și a experimentat un circuit de amplificare de impulsuri (driver), capabil să ofere și o izolare galvanică între circuitele de comandă de mică putere și circuitele de forță. Schema electronică a driver-ului pentru fiecare întrerupător electronic al punții este prezentată în Anexa 8, iar modul său de realizare practică în Anexa 9.

În Anexa 10 este prezentat standul experimental în care s-a testat funcționarea convertorului de tip PS-ZVS în punte.

Pentru verificarea funcționării convertorului s-au folosit pe rând două surse de alimentare. Pentru început, convertorul a fost alimentat de la o sursă de tensiune continuă, cu tensiunea de ieșire reglabilă între 0 și 50V, putând furniza un curent de ieșire maxim de 100A. Pentru ultimul set de măsurători, convertorul a fost alimentat de la rețeaua de c.a. prin intermediul unui redresor monofazat de

putere. Principalele caracteristici ale convertorului obținute de autor sunt prezentate în diagramele următoare.

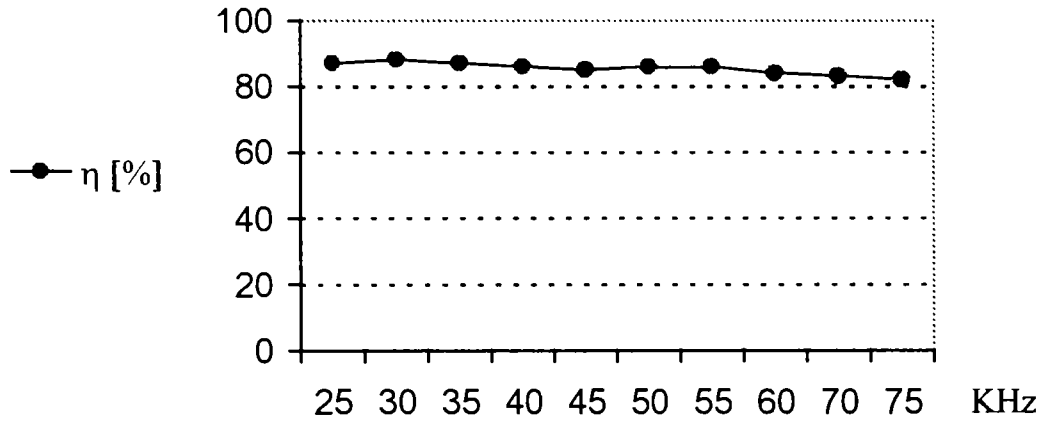


Fig.6.13 Randamentul convertorului pentru diferite frecvențe de comutație (tensiunea de alimentare 40V iar curentul de sarcină menținut la o valoare de aproximativ 10A)

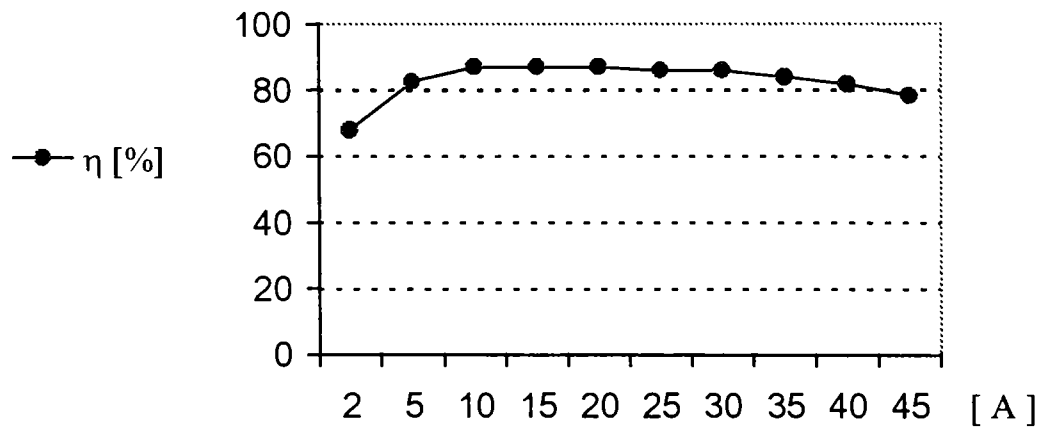


Fig.6.14. Randamentul convertorului în funcție de valoarea curentului de sarcină (tensiunea de alimentare 40V, frecvența de comutație 50kHz)

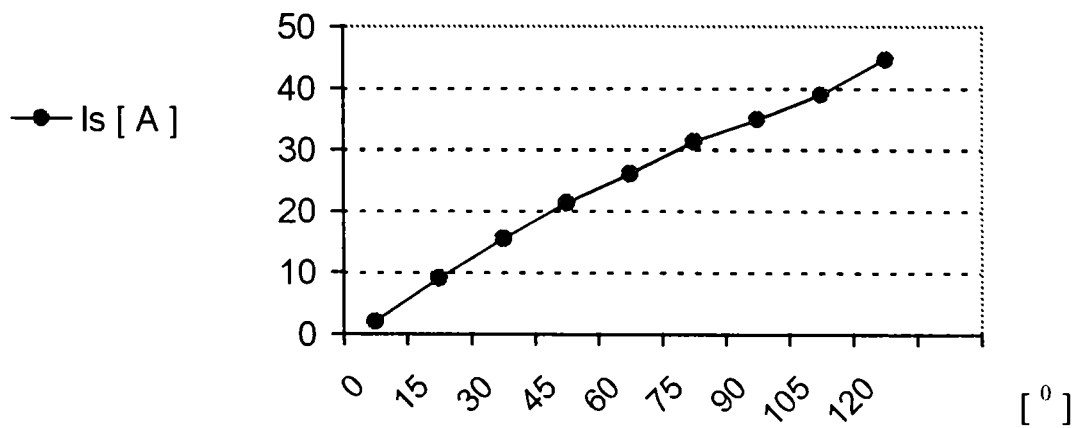


Fig.6.15. Valoarea curentului de sarcină în funcție de defazajul dintre semnalele pentru comanda întrerupătoarelor convertorului în punte (tensiunea de alimentare 40V, frecvența de comutație 50kHz)

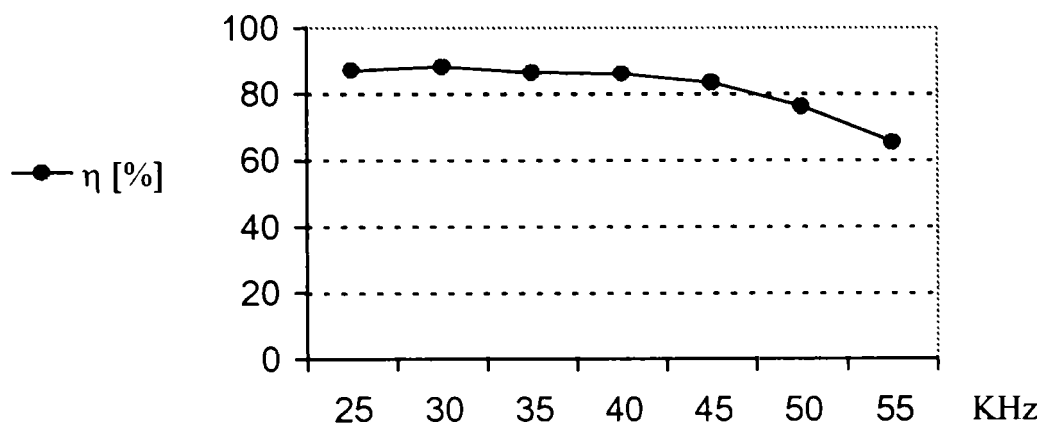


Fig.6.16 Randamentul convertorului pentru diferite frecvențe de comutație (tensiunea de alimentare 310V iar curentul de sarcină menținut la o valoare de aproximativ 5A)

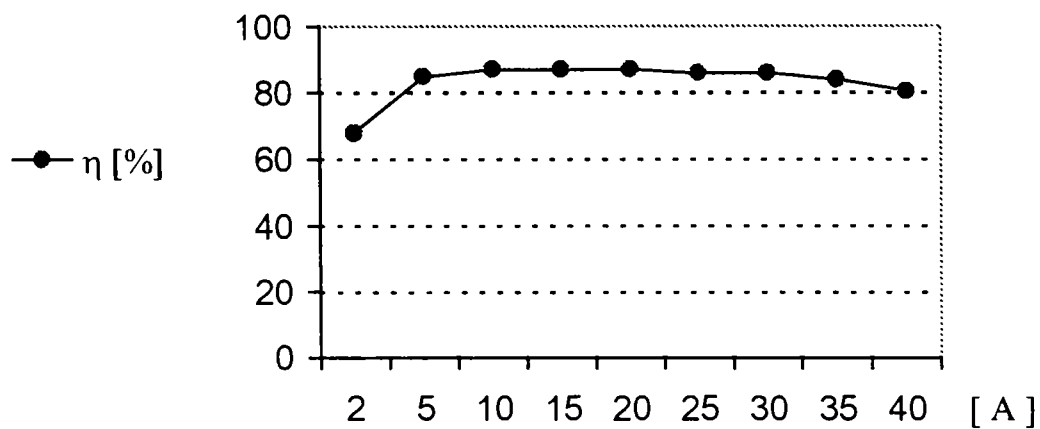


Fig.6.17. Randamentul convertorului în funcție de valoarea curentului de sarcină (tensiunea de alimentare 310V, frecvența de comutație 35kHz)

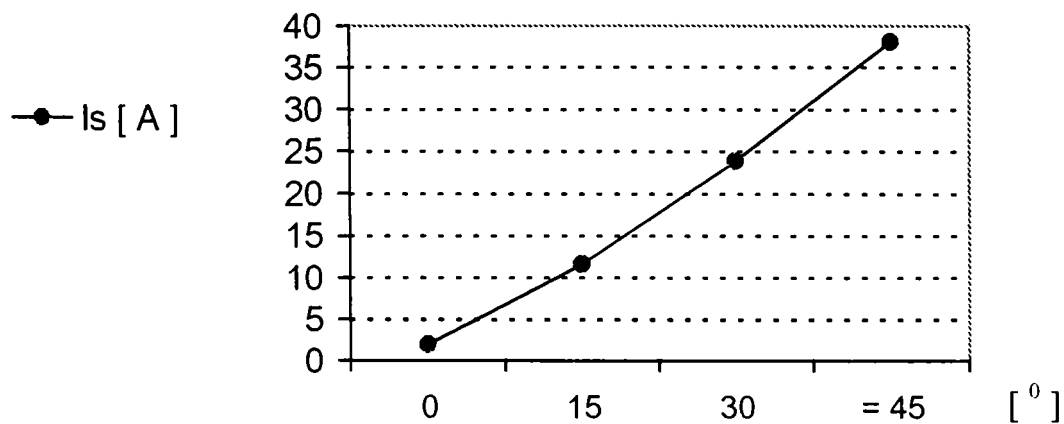


Fig.6.18. Valoarea curentului de sarcină în funcție de defazajul dintre semnalele pentru comanda întrerupătoarelor convertorului în punte (tensiunea de alimentare 310V, frecvența de comutație 35kHz)

6.8. Concluzii

Convertoarele cc-cc PS-ZVS combină câteva dintre avantajele prezentate atât de STCC cu comandă PWM dar și de cele rezonante. Aceste convertoare oferă comutație la tensiune zero, motiv pentru care sunt reduse în mod substanțial perturbațiile electromagnetice survenite în urma procesului de comutație, sunt reduse suprasolicitățile întrerupătoarelor folosite și lucrează cu o frecvență de comutație constantă. Realizarea unei comutații la tensiune zero poate atrage după sine reducerea semnificativă a pierderilor la comutație și, în consecință, permite lucrul la frecvențe de comutație mari. Acest ultim aspect influențează în mod favorabil și gabaritul convertorului.

Se remarcă faptul că la aceste tipuri de convertoare, comutația la tensiune zero se realizează cu ajutorul inductanței de dispersie a transformatorului de putere, în urma unor fenomene de rezonanță. Valoarea inductanței de dispersie determină domeniul de variație al curentului de sarcină. Întrucât inductanța de dispersie limitează viteza de creștere a curentului în înfășurarea primară a transformatorului se poate observa ca efect defavorabil diminuarea valorii factorului de umplere a tensiunii din secundarul transformatorului. Utilizarea acestor convertoare este recomandată doar în cazul în care se dorește conversia unor puteri mari.

În urma unui studiu amănunțit a materialului bibliografic, autorul sistematizează în acest capitol modurile de funcționare posibile ale acestor tipuri de convertoare.

Datorită importanței pe care aceste convertoare tind să o aibă, autorul dezvoltă un model de semnal mic făcând apel la metoda medierii în spațiul variabilelor de stare. Acest model are o importanță majoră în cazul în care se dorește analiză regimului dinamic pentru aceste tipuri de convertoare și în cazul în care se dorește implementarea unei bucle de reacție negativă capabilă să stabilizeze una dintre mărimile electrice de la ieșirea convertorului.

O altă contribuție semnificativă a autorului la studiul convertoarelor PS-ZVS este realizarea unui prototip cu ajutorul căruia s-a verificat dacă este posibilă obținerea unor comutații la tensiune zero în cazul în care valoarea puterii transferate sarcinii, față de valorile indicate în literatura de specialitate, este mult

mai mare. În urma experimentelor și a măsurărilor efectuate, se observă că prototipul de convertor realizat de către autor, oferă un randament bun, mai mare de 80%, pentru un domeniu larg de valori al curentului de sarcină.

Pe baza rezultatelor obținute, autorul consideră că în viitor, convertoarele PS-ZVS vor fi folosite cu precădere în aplicațiile de foarte mare putere, odată cu apariția unor dispozitive semiconductoare mai performante.

7. Concluzii finale

În cadrul acestei teze sunt prezentate principalele contribuții teoretice și experimentale obținute de autor în cercetarea convertoarelor rezonante. Convertoarele rezonante reprezintă o alternativă viabilă la sursele de tensiune continuă în comutație, datorită gabaritului mai redus, randamentului mai ridicat, dar și nivelului redus de perturbații electromagnetice generat. De aceea studiul convertoarelor rezonante reprezintă o temă de actualitate.

O bună parte din rezultatele prezentate în cadrul tezei au fost acceptate și prezentate la sesiuni de comunicări științifice de specialitate, organizate recent în țară și străinătate.

În introducere se face o prezentare de ansamblu a lucrării menționând conținutul sumar al fiecărui capitol din cadrul tezei, insistându-se mai ales pe importanța, actualitatea și oportunitatea abordării acestui domeniu al electronicii de putere.

Fiecare capitol este precedat de o scurtă sinteză care indică problemele asupra cărora s-a insistat, iar în final sunt prezentate concluziile care pun în evidență rezultatele obținute în urma cercetării întreprinse de autor.

În continuare este prezentată o sinteză a contribuțiilor aduse de autor, urmate de o expunere a tendințelor viitoare din cadrul domeniului abordat:

- pe baza documentării la zi în domeniu și în urma unei analize atente a literaturii de specialitate, autorul prezintă problemele fundamentale care apar în cadrul convertoarelor rezonante;
- se sistematizează principalele tipuri de convertoare rezonante precum și caracteristicile lor de bază, făcându-se trimiteri bibliografice la cele mai reprezentative lucrări de specialitate;
- se pune în evidență importanța utilizării principiului dualității în cadrul electronicii de putere în general și în cazul convertoarelor rezonante în particular; Principiul dualității poate fi folosit în sinteza convertoarelor dar cu ajutorul lui se poate face și o clasificare sistematică a convertoarelor electronice de putere;
- este propusă o metodă de sinteză a convertoarelor rezonante care ține cont de natura sursei de alimentare și cea a sarcinii. Metoda de sinteză prezentată este utilă deoarece nu se cunoaște în prezent un anumit tip de convertor rezonant

care să poată fi folosit în orice aplicație, rămânând sarcina inginerului proiectant de a alege topologia de convertor care să satisfacă cel mai bine cerințele impuse de aplicație;

- se prezintă metodele de analiză care, în opinia autorului, se potrivesc cel mai bine studiului convertoarelor rezonante;
- pornind de la metodele clasice de analiză în domeniul timp adaptate surselor de tensiune continuă în comutație, se implementează un algoritm de calcul numeric cu ajutorul căruia se poate simula funcționarea în domeniul timp a convertoarelor rezonante. Algoritmul de calcul evită neajunsurile programelor de simulare (de exemplu erorile de convergență date de programul PSPICE) în cazul în care sunt simulate convertoare care conțin circuite caracterizate de două scări de timp mult diferite între ele. Programul de simulare dezvoltat de autor poate fi folosit în faza de analiză și alegere a convertoarelor rezonante pentru o aplicație dată, oferind un mijloc rapid și eficient pentru rezolvarea unor probleme de proiectare. Dintre facilitățile oferite de program se remarcă următoarele:

- posibilitatea determinării regimului tranzitoriu de la pornirea convertorului;
- posibilitatea folosirii unei frecvențe de comutație variabilă;
- determinarea imediată a valorilor de vârf a curenților prin inductanțe respectiv tensiunilor pe condensatoare aflate în structura convertorului;
- determinarea valorilor maxime ale curenților și ale tensiunilor de întrerupător;
- posibilitatea simulării funcționării convertoarelor rezonante atât în modul de lucru cu conducție continuă cât și în cazul conducției întrerupte (în cazul modificării frecvenței de comutație a întrerupătoarelor sau modificării unor parametri ai convertorului);
- posibilitatea includerii acestui program sau subrutine ale acestuia în aplicații realizate cu ajutorul toolbox-ului Simulink și a blockset-ului Power System oferite de către MATLAB;
- viteză de simulare mai mare decât în cazul folosirii programului PSPICE;
- se poate studia modul de variație al variabilelor de stare în funcție de sarcina convertorului și de variațiile mărimii electrice de la intrarea acestuia;

Singura problemă a programului este aceea că starea în care se găsesc întrerupătoarele convertorului la un moment dat este caracterizată doar de

valoarea transconductanței întrerupătorului, motiv pentru care, descrierea procesului de comutație nu este suficient de exactă.

- se pun în evidență, prin intermediul interpretării rezultatelor unor simulări realizate cu ajutorul programului PSPICE, avantajele utilizării metodei de analiză prin liniarizare armonică a convertoarelor rezonante. Folosind liniarizarea armonică, se reduce studiul convertoarelor rezonante care au un caracter neliniar la studiul unor circuite liniare echivalente. Această metodă este potrivită convertoarelor rezonante întrucât în structura lor există circuite rezonante acordate pe o frecvență apropiată de cea de funcționare a convertorului. În lucrările sale, M.M. Kazimierczuk, indică relații de proiectare a componentelor reactive din structura convertoarelor rezonante. Spre deosebire de aceste relații de proiectare, autorul acestei teze, arată că pentru o frecvență de lucru nominală a unui convertor rezonant, valorile componentelor reactive pot fi determinate astfel încât să fie cât mai puțin suprasolicitate;
- se realizează o analiză detaliată a unui redresor de tensiune sincron, monofazat, monoalternanță, cu tranzistoare MOSFET de putere. Deoarece aceste tipuri de redresoare au un randament foarte bun în cazul redresării unor tensiuni de valori reduse la curenți de sarcină importanți, în lucrare este propus un set de relații matematice cu ajutorul cărora se pot face o serie de estimări privind performanțele și posibilitățile de optimizare ale redresării cu redresoare sincrone.
- este propusă o nouă structură de convertor rezonant de tip paralel, brevetabilă. Analiza convertorului se realizează făcând din nou apel la metoda liniarizării armonice. Acest nou tip de convertor păstrează toate avantajele convertoarelor rezonante de tip paralel aducând pe lângă acestea caracteristici noi și utile: curent de intrare constant și limitat, frecvență de comutație constantă, generează un spectru scăzut de zgomot, comanda tuturor tranzistoarelor MOSFET se aplică între poartă și masă, fapt ce duce la simplificarea circuitului de comandă. Pentru noul tip de convertor componentele magnetice sunt utilizate mult mai eficient decât în cazul în care controlul puterii transferate sarcinii se realizează prin reglarea frecvenței de comutație. La frecvență fixă de comutație, spectrul zgomotului datorat proceselor de comutație și a frecvenței variabile de comutație este scăzut iar proiectarea circuitelor de filtraj se poate realiza ușor.

- se modelează și simulează convertoarele ZCS-QRC și ZVS-QRC, rezultatele fiind prezentate în 5.4;
- se propune o modalitate de liniarizarea a funcției de transfer în tensiune pentru un convertor cvasi-rezonant cu comutație la curent zero de tip buck. După obținerea unui model liniar, sub forma unei funcții de transfer în tensiune, pentru convertorul cvasi-rezonant cu comutație la curent zero, se prezintă modul de obținere a unei funcții de comandă numerică, care ulterior să poată fi implementată pe un dispozitiv electronic digital, în vederea asigurării stabilizării unei mărimi de ieșire a convertorului. Avantajele principale ale unui circuit de comandă numerică sunt următoarele:

- precizia calculelor este ridicată, depinzând de performanțele procesorului de semnal utilizat;

- algoritmul de comandă poate fi îmbunătățit continuu sau schimbat cu ușurință;

- imunitate mai mare la perturbații decât un sistem de reglare analogic.

Verificarea funcției de comandă numerică și simularea modului de funcționare al convertorului prevăzut cu un circuit de control digital a fost realizată cu ajutorul programului MATLAB și a toolbox-urilor sale Simulink și Power System Blockset, dovedindu-se utilitatea studiului realizat și prezentat mai sus de către autor.

- se prezintă în mod sistematic principalele moduri de funcționare ale convertoarelor PS-ZVS, insistându-se totodată asupra caracteristicilor remarcabile pe care aceste tipuri de convertoare le prezintă;

- cu ajutorul metodei de mediere în spațiul variabilelor de stare se determină un model de semnal mic al unui convertor PS-ZVS în punte, în vederea realizării unei analize a funcționării convertoarelor în regim dinamic. Modelul de semnal mic mai poate fi util și în cazul în care se dorește implementarea unui regulator automat cu ajutorul căruia tensiunea sau curentul de la ieșirea convertorului să poată fi stabilizat;

- s-a realizat un prototip de convertor PS-ZVS de putere cu ajutorul căruia se pune în evidență posibilitatea comutației la tensiune zero folosind inductanța de dispersie a transformatorului de putere. Cu ajutorul acestui prototip au fost obținute o serie de rezultate experimentale care pun în evidență avantajele oferite de aceste tipuri de convertoare.

Luând în considerare contribuțiile amintite mai sus, se poate afirma că prezenta lucrare a atins scopul propus și anume de a aduce contribuții teoretice și experimentale la studiul convertoarelor rezonante. Datorită multitudinii de posibilități pe care le pot oferi convertoarele rezonante, este necesară continuarea cercetărilor de perspectivă în următoarele direcții pe care autorul le consideră importante, precizându-se și argumentarea lor:

- dezvoltarea unui pachet de programe special pentru simularea convertoarelor rezonante având în vedere faptul că în structura acestor convertoare există circuite cu scări de timp mult diferite, pentru care unele programe de simulare de uz general, pentru anumite condiții de lucru, nu pot să finalizeze simularea; cu toate acestea, programul de simulare PSPICE nu trebuie neglijat având în vedere numeroasele sale librării ce conțin modele de dispozitive electronice de putere oferite de diferite firme producătoare;
- studiul unor algoritmi de control care să crească eficiența totală a sistemelor care au în componența lor convertoare rezonante; acestui studiu trebuie să i se acorde o atenție aparte deoarece convertoarele rezonante au un caracter neliniar iar funcționarea lor este influențată și de tipul sarcinii;
- realizarea unor strategii de comandă care pot să fie implementate pe dispozitive electronice digitale; în prezent se remarcă o creștere spectaculoasă a interesului față de prelucrarea digitală a semnalelor și implementarea unor funcții de comandă și control cu ajutorul procesoarelor digitale de semnal; tehnicile noi de comandă: fuzzy, cu rețele neuronale și cele bazate pe algoritmi genetici [132], pot aduce noi soluții în ceea ce privește comanda convertoarelor rezonante dar ridică și noi probleme în aprofundarea acestor noi cunoștințe de specialitate;
- determinarea unor noi topologii de convertoare PS-ZVS; în momentul de față în literatura de specialitate se remarcă un interes crescut pentru convertoarele de tip PS-ZVS care utilizează inductanța de scăpări a transformatorului de putere, raportându-se permanent în literatura de specialitate noi tipuri de topologii capabile să ofere puteri de ieșire din ce în ce mai mari.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Agarwal Vivek, Bhat A.K.S., "Small signal analysis of the LCC type parallel resonant converter using discrete time domain modeling", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.42, no.6, December 1995.
- [2] Ajram S., Salmer G., "Ultrahigh frequency DC-to-DC converters using GaAs power switches", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 16no. 5 , Sept.2001
- [3] Alexa D., Ionescu F., ș.a., "Convertoare de putere cu circuite rezonante", Editura Tehnică, București, 1998
- [4] Alou P., Cobos J.A., Garcia O., Prieto R., Uceda J. , " A new driving scheme for synchronous rectifiers: single winding self-driven synchronous rectification", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 16, no. 6 , Nov. 2001
- [5] de Andrade D.A., Neto, R.M.F., ș.a. "A soft-switched current-controlled converter for induction machine drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16 no. 1 , Jan.2001
- [6] Ayyanar R., Mohan N., "Novel soft-switching DC-DC converter with full ZVS-range and reduced filter requirement. I. Regulated-output applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, no.2, March 2001
- [7] Ayyanar R., Mohan N., "Novel soft-switching DC-DC converter with full ZVS-range and reduced filter requirement. II. Constant-input, variable-output applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, nr.2, March 2001
- [8] Brambilla Angelo, ș.a., "Study and implementation of a low conduction loss zero current resonant switch", IEEE Transactions on Industrial Applications, vol.41, no.2, April 1994
- [9] Bhat A.K.S., "A fixed frequency modified series resonant converter: analysis, design and experimental results", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.6, November 1995
- [10] Boonyaroonate I., Mori S., "Analysis and design of class E isolated DC/DC converter using class E low dv/dt PWM synchronous rectifier ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, no. 4 , July 2001
- [11] Bu Juanyu, ș.a., "Robust controller design for a parallel resonant converter using μ -synthesis", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12, no.5, September 1997
- [12] Carrasco J.M., Galvan E., Valderrama G.E., Ortega R., Stankovic A.M., "Analysis and experimentation of nonlinear adaptive controllers for the series resonant converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 3 , May 2000
- [13] Carlos de Freitas Luiz, ș.a., "A high power high frequency ZCS-ZVS-PWM buck converter using a feedback resonant circuit", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.1, January 1995
- [14] Chan Tak-Kei, Morcos Medhat M., "On the use of IGBT gated GTO cascode switches in quasi-resonant converters", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.31, no.6, November/December 1995
- [15] Chau K. T., Lee Y. S., and Ioinovici A., "Computer-aided modeling of quasi-

- resonant converters in the presence of parasitic losses by using the MISSCO concept," IEEE Transactions on Industrial Electronics., vol. 38, no. 6, 1991
- [16] Chen Yie-Tone, Liu Wen-Ho, "Control-loop modeling of the controllable ZVS PWM forward converters using saturable magnetic cores", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 1 , Jan. 2000
- [17] Cheng Jung-Hui, Witulski Arthur F., "Analytic solutions for LLC parallel resonant converter simplify use of two and three element converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.2, March 1998
- [18] Cheng Jung-Hui, Witulski A.F., Vollin J.L., Shaw D.L., "A generalized DC model and low-frequency dynamic analysis for the Class-D converter at fixed frequency", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 6 , Nov. 2000
- [19] Chéron Y., "Soft comutation", Chapman&Hall, 1992
- [20] Cho Jung-Goo, Baek Ju-Won, Jeong Chang-Yong, Yoo Dong-Wook, Joe Kee-Yeon, "Novel zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 2 , March 2000
- [21] Dallago Enrico, ş.a., "Single cycle quasi-resonant converter with controlled timing of the power switches", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.2, Mrch 1996
- [22] Deschamps E., Barbi I., "A flying-capacitor ZVS PWM 1.5 kW DC-to-DC converter with half of the input voltage across the switches", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 5 , Sept. 2000
- [23] Dias C. de P., Pereira A.A., Farias V.J., Vieira J.B. Jr, de Freitas L.C. , "An improved self-resonant PWM forward converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 3 , May 2000
- [24] Drăgan V., Halanay A., "Stabilizarea sistemelor liniare", Editura ALL, Bucureşti, 1994
- [25] Duarte C.M.C., Barbi I., "An improved family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, no.1, Jan. 2002
- [26] Dudrik J., Dzurko P., "Soft switching phase shifted PWM converters", microCAD'99 International Computer Science Conference, pp.119-123, University of Miskolc, 1999
- [27] Dudrik J., Dzurko P., "Arc welding using soft-switching phase shifted PWM full bridge dc-dc converter", 13th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, pp.392-396 Slovakia, 1999
- [28] Dudrik J., Ondera J., "Protection against simultaneous switching on of transistors in bridge connection of converters", Journal of Electrical Engineering , vol.45, pp.167-170, Bratislava, 1994
- [29] Erickson R.W., Maksimovic D., "Fundamental of power electronics", second edition, Kluwer Academic Publishers, 2001
- [30] Farhangi Shahrokh, ş.a., "Energy based closed form solution of ZCS multiresonant series parallel converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.2, March 1996
- [31] Farrington R., Jovanovic M.M., "A new family of isolated zero-voltage switched converters", PESC, Cambridge, June, 1991, p.p. 209-215
- [32] Ferrieux J.P., Forest F., "Alimentation a decoupage. Convertisseurs a

- resonance" Masson, Paris, 1987
- [33] Ghinea M., Firețeanu V., "MATLAB. Calcul numeric. Grafică. Aplicații", Editura Teora, București, 1995
 - [34] Gu Wen-Jian, Harada Koosuke, "A novel self excited forward dc-dc converter with zero voltage switched resonant transitions using a saturable core", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.2, Mrch 1995
 - [35] Haskew Tim A., Nelms R. M., "Real time simulation of a 20 kHz parallel loaded resonant converter using an IBM RISC system/6000model 350", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.41, no.1, February 1994
 - [36] Hong Jiatin, Maksimovic Dragan, Erikson Robert W., "Half cycle control of the parallel resonant converter operated as a high power factor rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.1, January 1995
 - [37] Hua G., Lee F.C., "A novel full bridge zero voltage switched PWM converter", European Power Electronics Conference, 1991
 - [38] Ishikawa H., Murai Y., "A novel soft-switched PWM current source inverter with voltage clamped circuit", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 6 , Nov. 2000
 - [39] Ismail Esam H., Erikson Robert, "Single switch 3 phase PWM low harmonic rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.2, March 1996
 - [40] Jang Yungtaek, Erikson Robert W., "New single switch three phase high power factor rectifiers using multiresonant zero current switching", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.1, January 1998
 - [41] Jeon Seong-Jeub, Cho Gyu-Hyeong, " A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC-DC converter with transformer isolation " IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 16no. 5 , Sept. 2001
 - [42] Kassakian J.G., ș.a., "Principles of power electronics", Addison-Wesley Publishing Co., 1991
 - [43] Kazimierczuk Marian K., Wang Shan, "Frequency domain analysis of series resonant converter for continuous conduction mode", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.7, no.2, April 1992
 - [44] Kazimierczuk M.K., ș.a., "A new phase controlled parallel resonant converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.40, no.6, Dec. 1993
 - [45] Kazimierczuk M.K., Abdulkarim A., "Current source parallel resonant DC/DC converter" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.42, no.2, April '95
 - [46] Kazimierczuk M.K., ș.a., "Fixed frequency phase controlled full bridge resonant converter with a series load", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.1, January 1995
 - [47] Kazimierczuk M.K., ș.a., "Current source parallel resonant dc-ac inverter with transformer", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.2, March 1996
 - [48] Kim Min-Huei, Simões Godoy, Bose Bimal K., "Neural Network based estimation of power electronic waveforms", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.2, March 1996
 - [49] Kutkut Nasser, ș.a., "An improved full bridge zero voltage switching PWM converter using a two inductor rectifier", IEEE Transactions on Industry Application, vol.31, no.1, January/February 1995

- [50] Kutkut Nasser H., ș.a., "A generalized program for extracting the control characteristics of resonant converters via the state plane diagram", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.1, January 1998
- [51] Lascu D.F., "Transferul controlat al energiei prin convertoare PWM și rezonante", Teză de doctorat, Universitatea "Politehnica" din Timișoara, 1998
- [52] dr. Lee F.C.(editor), "High frequency resonant, quasi-resonant, multi-resonant converters", vol.I, vol.II, Virginia Power Electronics Center, 1989
- [53] Lee Yong Li, Boroyevich F.C., "A three-phase soft-transition inverter with a novel control strategy for zero-current and near zero-voltage switching ", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 16no. 5 , Sept. 2001
- [54] Lefebvre S., Costa F., Miserey F., "Influence of the gate internal impedance on losses in a power MOS transistor switching at a high frequency in the ZVS mode", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, no. 1 , Jan. 2002
- [55] Lin Bo-Tao, Lee Yim-Shu, "A unified approach to modeling, synthesizing and analyzing quasi-resonant converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12, no.6, November 1997
- [56] Lungu Ș., Petreuş D., "Surse în comutație", Editura Mediamira, Cluj
- [57] Ma Kwok-wai, Lee Yim-shu, "An integrated flyback converter for DC uninterruptible power supply", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.2, Mrch 1996
- [58] Maksimovic Dragan, "Design of the clamped current high power factor boost rectifier", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.31, no.5, September/October 1995
- [59] Marian T., "SPICE", Editura Teora, București, 1996
- [60] Marion - Pera M.C., Robert B., Goedel C., "Extension of the static output network for a class of dc-dc resonant converters", IMACS, Nantes 1996
- [61] Martinez Roberto, Enjeti Prasad N., "A high performance single phase rectifier with input power factor correction", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.2, March 1996
- [62] Mazumder S.K., Nayfeh A.H., Boroyevich D., " Theoretical and experimental investigation of the fast- and slow-scale instabilities of a DC-DC converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, nr. 2 , March 2001
- [63] Midya P., Krein P.T., Greuel M.F., "Sensorless current mode control-an observer-based technique for DC-DC converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, no. 4 , July 2001
- [64] Mohan N., Undeland T.M. and Robbins W.P., "Power Electronics; Converters, Applications, and Design", 2nd ed., Wiley, New York, USA, 1995
- [65] Muntean N., "Convertoare statice", Editura Politehnica Timișoara, 1998
- [66] Nerone L.R., "Novel self-oscillating class E ballast for compact fluorescent lamps", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, no. 2 , March 2001
- [67] de Oliveira Stein C.M., Hey H.L., "A true ZCZVT commutation cell for PWM converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 1 , Jan. 2000
- [68] Panov Y., Jovanovic M.M., "Design considerations for 12-V/1.5-V, 50-A voltage regulator modules", IEEE Transactions on Power Electronics Vol.

- 16, no. 6 , Nov. 2001
- [69] Pernia Alberto M., ș.a., "Analysis and design of a new constant frequency control for QRC and MRC based on magnetic elements modification", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.2, March 1998
- [70] Philippe L., "Automatique. Commande des systèmes linéaires", Ed. Hermes, Paris, 1993
- [71] Polyzos N.P., Tatakis E.C., Safacas A.N., " A novel method oriented to evaluate the real characteristics of practical buck zero-voltage switching quasi-resonant converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, no. 3 , May 2001
- [72] Popescu V., "Stabilizatoarele de tensiune în comutație", Editura de Vest, Timișoara, 1992
- [73] Popescu V., "Electronica de putere", Ed. de Vest, Timișoara, 1998
- [74] Popescu V., Lascu D., Negoșescu D., "Convertoare de putere în comutație. Aplicații", Editura de Vest, Timișoara, 1999
- [75] Popescu V., Lascu D., Negoșescu D., "Surse de alimentare în telecomunicații", Editura de Vest, Timișoara, 2002
- [76] Popovici A., "Contribuții la cercetarea și dezvoltarea convertoarelor matriciale de curent alternativ", Teză de doctorat, Universitatea "Politehnica" din Timișoara, 2002
- [77] Qian Zhaoming, Wang Yousheng, " Cross regulation in flyback converters: analytic model and solution", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, nr.2, March 2001
- [78] Qiao C., Smedley K.M., " A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, no. 3 , May 2001
- [79] Raju G.S.N., Doradla Seshagirirao, "An LCL resonant converter with PWM control - analysis, simulation and implementation", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.2, March 1995
- [80] Rădoi C-tin., ș.a., "Electronică și informatică industrială. Aplicații practice", Editura Tehnică, București, 1997
- [81] Robert B., Goeldel C., "Low voltage quasi-resonant forward modelling", IMACS, Montreal 1993
- [82] Robert B., Goeldel C., "Quasi-resonant dc-dc converters: how to improve modelling and control in low voltage running mode", AEGEAN 1995
- [83] Robert B., Theml Klaus, Goeldel C., "Simulation of quasi-resonant converters: specific aspects", SAS 1995
- [84] Robert B., Goeldel C., "Detailed study of limit running modes of a quasi-resonant converter with a view to down regulation", EPE Conference, Sevilla 1995
- [85] Robert B., Marion - Pera M.C., Goeldel C., " DC-DC resonant converters: how to extend the static output networks", PEMC, Budapesta 1996
- [86] Rusu I., "Metode numerice în electronică. Aplicații în limbaj C", Editura Tehnică, București, 1997
- [87] Sabate J.A., Vlatkovic V., Ridley R.B., Lee F.C., Cho B.H., "Design considerations for high voltage high power full bridge zero voltage switched PWM converter", Applied Power Electronics Conference, 1990
- [88] Săvescu M., "Metode în analiza circuitelor electronice", Ed. Științifică și Enciclopedică, București, 1985

- [89] Severns R., "History of soft switching", Switching power magazin, 2001
- [90] Sulistyono Widodo, Enjeti Prasad, "A series resonant ac to dc rectifier with high frequency isolation", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.6, November 1995
- [91] Siami S., Joubert C., Glaize C., "High frequency model for power electronics capacitors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, no. 2 , March 2001
- [92] Smith T.A., Dimitrijević S. , "Analysis of a multiresonant forward converter based on nonideal coupling of the transformer", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 1 , Jan. 2000
- [93] Smith K.M., Jr., Smedley K.M. , "Lossless passive soft-switching methods for inverters and amplifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no.1, Jan. 2000
- [94] Smith K.M. Jr., Smedley K.M., " Engineering design of lossless passive soft switching methods for PWM converters. I. With minimum voltage stress circuit cells", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, no. 3 , May 2001
- [95] Sun Jian, 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 , July 2001
- [96] Swamy Mahesh M., ș.a., "Analysis, design and optimization of a secondary side resonant converter operating in the discontinuous capacitor voltage mode", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.40, no.3, June 1993
- [97] Șora C-tin., "Cuadripolul electric", Editura Tehnică, 1964
- [98] Tang F. Dong, Vollin Jeff L., Cuk Slobodan M., "A practical approach for magnetic core-loss characterization", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.2, March 1995
- [99] Tang Wei, Leu Ching-Shan, Lee Fred C., "Charge control for zero voltage switching multiresonant converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.2, March 1996
- [100] Theron Philip C., Ferreira Jan A., "The zero voltage switching partial series resonant converter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.31, no.4, July/August 1995
- [101] Tooth D.J., McNeill N., Finney S.J., Williams B.W., "A new soft-switching technique using a modified PWM scheme requiring no extra hardware ", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 16no. 5 , Sept. 2001
- [102] Torrico-Bascop R., Barbi N., "A double ZVS-PWM active-clamping forward converter: analysis, design, and experimentation", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 16, no. 6 , Nov. 2001
- [103] Trip N. D., "Analiza în domeniul frecvență a unui convertor rezonant în punte". Analele Universității din Oradea, pag. 259 - 262, Sesiunea de comunicări științifice, 1996
- [104] Trip N.D., "Asupra unui convertor cvasi-rezonant cu comutare la curent zero, de tip Buck", Analele Universității din Oradea, pag. 264 - 267, Sesiunea de comunicări științifice, 1997
- [105] Trip N.D., Popescu V., "Fixed frequency phase controlled resonant converter with a series load", Proceeding International Symposium "Etc.98" of "Politehnica" University of Timișoara, pag. 43 - 46, 1998
- [106] Trip N.D., Popescu V., "Simulation program for resonant converters controlled

- by frequency modulation". Analele Universității din Oradea, pag. 204 - 207, Sesiunea de comunicări științifice, 1998
- [107] Trip N.D., Robert B., Goedel C., "The linear digital control of the output voltage for a zero current switching cuasi-resonant converter buck topology", Analele Universității din Oradea, pag. 399 - 404, Sesiunea de comunicări științifice, 1999
- [108] Trip N. D., Popescu V., "Analysis and experimental results of a resonant converter with a series load and phase control", pag. 486 - 490, International Conference EDPE, Slovacia, 1999
- [109] Trip N. D., "The linear digital control model for quasi-resonant converters", New trends in signal processing V", Mil. Acad. Slovacia, Proceedings pag. 203 - 208, 2000
- [110] Trip N. D., Popescu V., "Current source phase controlled parallel resonant inverter", Proceedings of the Symp. on Electronics and Telecommunications "ETc.2000", pag 130 - 133, Timișoara, nov. 2000
- [111] Trip N.D., Popescu V., "Consideration about voltage driven half wave synchronous rectifier", Analele Universității din Oradea, pag. 153-156, Sesiunea de comunicări științifice RSEE 2000, Băile Felix, 2000
- [112] Trip N.D., Popescu V., Bondor K., "Modeling and simulation of zero current switching quasi-resonant converter buck topology", Analele Universității din Oradea, pag. 97-102, Sesiunea de comunicări științifice EMES'01, Oradea, 2001
- [113] Trip N.D., "Considerations on a current source phase controlled parallel resonant converter", Proceedings of The 3rd Japan Romanian Joint Seminar on Applied Electromagnetics and Mechanical Systems, 11-15 sept. 2001, Felix Spa, Oradea, Romania, pag. 260 - 265.
- [114] Trip N.D., Popescu V., "Small signal model for phase shift control zero voltage switching dc-dc power converters", Proceedings of the Symp. on Electronics and Telecommunications "ETc.2002", pag 6-9, Timișoara, sept. 2002
- [115] Tse K.K., Chung Henry Shu-Hung, "Decoupled technique for the simulation of PWM switching regulators using second order output extrapolations", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.2, March 1998
- [116] Valtchev Stanimir S., ș.a., "Super resonant converter with switched resonant inductor with PFM-PWM control", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.6, November 1995
- [117] Vlatkovic V., Sabate J.A., Ridley R.B., Lee F.C., Cho B.H., "Small signal analysis of the zero voltage switched full bridge PWM converter", High Frequency Power Conversion Conference, 1990
- [118] Vijayalakshmi R., Trivdei M., Shenai K., "Charge-control modeling of power bipolar junction transistors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 6, Nov. 2000
- [119] Xiaoming Yuan, Barbi I., "Analysis, designing, and experimentation of a transformer-assisted PWM zero-voltage switching pole inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 1, Jan. 2000
- [120] Xie Xuefei, Liu Joe Chui Pong, Poon F.N.K., Pong Man Hay, "A novel high frequency current-driven synchronous rectifier applicable to most switching topologies", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 16no. 5, Sept. 2001

- [121] Xu Jianping, Lee C.Q., "A unified averaging technique for the modeling of quasi-resonant converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, no.3, May 1998
- [122] Xu Zhenxue, Zhang Bo, Huang A.Q., "An analysis and experimental approach to MOS controlled diodes behavior", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, no. 5 , Sept. 2000
- [123] Yao Kaiwei, Lee F.C., "A novel resonant gate driver for high frequency synchronous buck converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, no. 2 , March 2002
- [124] Yu Huijie, Song Byeong-Mun, Lai Jih-Sheng, "Design of a novel ZVT soft-switching chopper", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, no.1, Jan. 2002
- [125] Zhou Jinghai, Lu Zhengyu, ş.a. " Novel sampling algorithm for DSP controlled 2 kW PFC converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, nr. 2 , March 2001
- [126] Zhu J.G., ş.a., "A dynamic equivalent circuit model for solid magnetic cores for high switching frequency operations", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.6, November 1995
- [127] Wong L. K., Leung Frank H., Tam Peter K. S., A simple large signal modeling approach for fast simulation of zero current switch quasi-resonant converters. IEEE Transactions on power electronics, vol. 12, no. 3, may 1997
- [128] Wong Siu-Chung, Brown Andrew D., "Analysis, modeling and simulation of series parallel resonant converter circuits", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.10, no.5, September 1995
- [129] Wu Tsai-Fu, Wu Yong-Jing, " Improved start up scenario for single stage electronic ballast", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, no.3, May 2000
- [130] Wang Chien-Ming, Hsieh Guan-Chyun, " A series-resonant DC/AC inverter for impedance-load drives ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, no.3, May 2001
- [131] Wu Tsai-Fu, Liang Shih-An, "A systematic approach to developing single-stage soft switching PWM converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, no.5, Sept. 2001
- [132] Trip N.D., Vladu E., Popescu V., "Feedback loop controller for a series resonant converter determined by genetic algorithms", 4th International Conf. RSEE2002, Analele Universităţii din Oradea, pag. 135-138, Oradea, 6-9 iunie 2002


```

% Rutina pentru simularea in domeniul timp a convertoarelor rezonante serie si paralel
clear;
% CRS - convertor rezonant serie
% CRP - convertor rezonant paralel
dt=0.0000005;
nr=100; %nr reprezinta numrul de iteratii pe o perioada
np=10; %nr de perioade
%gl=0.1; %pt conv1 CRP
gl=0.1; %pt conv2 CRS
c=0.000001;
l=0.000024;
%ag1 %functie care determina matricile de tranzitie a unui CRP
ag2 %functie care determina matricile de tranzitie a unui CRS
vc=0;il=0;y=[vc;il];
u=[100];
x0=[y; u];
k=1;
rez=zeros(3,nr*np);
tot=0;total=nr*np;
while tot<=total,
while k<=nr,
if k<=nr/2,
x1=d1*x0;
rez(1,k+tot)=x1(1,1);
rez(2,k+tot)=x1(2,1);
rez(3,k+tot)=x1(3,1);
x0=x1;
%x1=[0;0;0];
else
x1=d3*x0;
rez(1,k+tot)=x1(1,1);
rez(2,k+tot)=x1(2,1);
rez(3,k+tot)=x1(3,1);
x0=x1;
%x1=[0;0;0];
end
k=k+1;
end
tot=tot+k-1;
k=1;
end
t=1:1:400;%initial
subplot(2,1,1)
plot(t,rez(1,t),'w');grid
title('Tensiunea pe condensator')
xlabel('time [us]')
ylabel('[ V ]')
subplot(2,1,2)
plot(t,rez(2,t),'w');grid
title('Curentul prin bobina')

```

```

xlabel('time [us]')
ylabel('[ A ]')
%axis([0 200 -15 15])
clc

```

Fisierul auxiliar ag1.m

```

gq1=20;gd1=.2e-6;gq2=.2e-6;gd2=.2e-6;gq3=.2e-6;gd3=.2e-6;gq4=20;gd4=.2e-6;
g1=gq1+gd1;
g2=gq2+gd2;
g3=gq3+gd3;
g4=gq4+gd4;
o1=[0 0];
o2=[0];
a=[-g/c 1/c;-1/l (-1/l)*((1/(g1+g3))+(1/(g2+g4)))];
b=[0; (1/l)*((g1/(g1+g3))-(g2/(g2+g4)))];
c1=[a b; o1 o2];

```

```

gq1=.2e-6; gd1=20; gq2=.2e-6; gd2=.2e-6; gq3=.2e-6; gd3=.2e-6; gq4=.2e-6;gd4=20;
g1=gq1+gd1;
g2=gq2+gd2;
g3=gq3+gd3;
g4=gq4+gd4;
o1=[0 0];
o2=[0];
a=[-g/c 1/c;-1/l (-1/l)*((1/(g1+g3))+(1/(g2+g4)))];
b=[0; (1/l)*((g1/(g1+g3))-(g2/(g2+g4)))];
c2=[a b; o1 o2];

```

```

gq1=.2e-6; gd1=.2e-6; gq2=20; gd2=.2e-6; gq3=20; gd3=.2e-6; gq4=.2e-6;gd4=.2e-6;
g1=gq1+gd1;
g2=gq2+gd2;
g3=gq3+gd3;
g4=gq4+gd4;
o1=[0 0];
o2=[0];
a=[-g/c 1/c;-1/l (-1/l)*((1/(g1+g3))+(1/(g2+g4)))];
b=[0; (1/l)*((g1/(g1+g3))-(g2/(g2+g4)))];
c3=[a b; o1 o2];

```

```

gq1=.2e-6; gd1=.2e-6; gq2=.2e-6; gd2=20; gq3=.2e-6; gd3=20; gq4=.2e-6; gd4=.2e-6;
g1=gq1+gd1;
g2=gq2+gd2;
g3=gq3+gd3;
g4=gq4+gd4;
o1=[0 0];
o2=[0];
a=[-g/c 1/c;-1/l (-1/l)*((1/(g1+g3))+(1/(g2+g4)))];
b=[0; (1/l)*((g1/(g1+g3))-(g2/(g2+g4)))];
c4=[a b; o1 o2];

```

```

l=eye(size(c1));
d1=inv(l-(dt*c1));
d2=inv(l-(dt*c2));

```

```
d3=inv(I-(dt*c3));  
d4=inv(I-(dt*c4));
```

Fisierul auxiliar ag2.m

```
gq1=20;gd1=.2e-6;gq2=.2e-6;gd2=.2e-6;gq3=.2e-6;gd3=.2e-6;gq4=20;gd4=.2e-6;  
g1=gq1+gd1;  
g2=gq2+gd2;  
g3=gq3+gd3;  
g4=gq4+gd4;  
o1=[0 0];  
o2=[0];  
a=[0 1/c;-1/l (-1/l)*((1/gl)+(1/(g1+g3)))+(1/(g2+g4))];  
b=[0; (1/l)*((g1/(g1+g3))-(g2/(g2+g4)))];  
c1=[a b; o1 o2];
```

```
gq1=.2e-6; gd1=20; gq2=.2e-6; gd2=.2e-6; gq3=.2e-6; gd3=.2e-6; gq4=.2e-6; gd4=20;  
g1=gq1+gd1;  
g2=gq2+gd2;  
g3=gq3+gd3;  
g4=gq4+gd4;  
o1=[0 0];  
o2=[0];  
a=[0 1/c;-1/l (-1/l)*((1/gl)+(1/(g1+g3)))+(1/(g2+g4))];  
b=[0; (1/l)*((g1/(g1+g3))-(g2/(g2+g4)))];  
c2=[a b; o1 o2];
```

```
gq1=.2e-6; gd1=.2e-6; gq2=20; gd2=.2e-6; gq3=20; gd3=.2e-6; gq4=.2e-6;gd4=.2e-6;  
g1=gq1+gd1;  
g2=gq2+gd2;  
g3=gq3+gd3;  
g4=gq4+gd4;  
o1=[0 0];  
o2=[0];  
a=[0 1/c;-1/l (-1/l)*((1/gl)+(1/(g1+g3)))+(1/(g2+g4))];  
b=[0; (1/l)*((g1/(g1+g3))-(g2/(g2+g4)))];  
c3=[a b; o1 o2];
```

```
gq1=.2e-6;gd1=.2e-6; gq2=.2e-6; gd2=20; gq3=.2e-6; gd3=20; gq4=.2e-6;gd4=.2e-6;  
g1=gq1+gd1;  
g2=gq2+gd2;  
g3=gq3+gd3;  
g4=gq4+gd4;  
o1=[0 0];  
o2=[0];  
a=[0 1/c;-1/l (-1/l)*((1/gl)+(1/(g1+g3)))+(1/(g2+g4))];  
b=[0; (1/l)*((g1/(g1+g3))-(g2/(g2+g4)))];  
c4=[a b; o1 o2];
```

```
l=eye(size(c1));  
d1=inv(I-(dt*c1));  
d2=inv(I-(dt*c2));  
d3=inv(I-(dt*c3));  
d4=inv(I-(dt*c4));
```

```

%Metoda de simulare a functionarii unui convertor cvasi-rezonant de tip buck (step-down)
%cu comutatie la curent zero. Se porneste de la ecuatiile diferentiale care descriu
%functionarea convertorului. Acest convertor functioneaza in modul de lucru cu unda
%plina. Se obtine raspunsul sistemului la o variatie de tip treapta a tensiunii de la intrare.
clear all;
%Parametrii convertorului
Ui=12; Lr=0.5e-6; Cr=0.047e-6;
L=100e-6; C=22e-6; R=10;
%dt reprezinta pasul de integrare iar Ts perioada de comutatie
dt=1e-6; fs=300e3; Ts=1/fs; %t reprezinta intervalul de timp de-a lungul caruia se
studiaza functionarea convertorului
t=0:dt:1.5e-3; %700e-6 pt trei perioade ale frecv. de rez. a circ. osc.
% u reprezinta tensiunea pe condensator iar i curentul din circuit
u=zeros(size(t)); i=zeros(size(t)); ton=zeros(size(t));
ton1=zeros(size(t)); ton2=zeros(size(t)); ton3=zeros(size(t));
as=zeros(size(t));
i(1,1:1)=1e-9; %valoarea initiala a curentului prin L
u(1,1:1)=1e-3; %valoarea initiala a tensiunii pe condensatorul C
%Obs. daca tensiunea initiala pe condensator este f.mica (1e-6) atunci in urma simularii
%se observa ca la inceputul intervalului in care are loc procesul tranzitoriu, tensiunea
%de la iesire prezinta un salt spre valori negative
for k=1:length(t),
    as(k)=asin( (-1)*(sqrt(Lr/Cr))*(i(k)/u(k)) );
    ton1(k)=0.5*Lr*i(k)/u(k);
    ton2(k)=((sqrt(Lr*Cr))*as(k));
    ton3(k)=Cr*u(k)*(1-cos(as(k)))/i(k);
    % ton reprezinta timpul in care intrerupatorul se afla in stare de conductie
    %ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k);
    ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k)+(3/2)*3.14*sqrt(Lr*Cr);
    % (3.14*sqrt(Lr*Cr)) reprezinta un interval de timp pt.
    % modul de lucru in semi unda
    % (3/2)*(3.14*sqrt(Lr*Cr))
    u(k+1)=u(k)-(1/(R*C))*u(k)*dt+((1-(ton(k)/Ts))/C)*i(k)*dt;
    i(k+1)=i(k)-((1-(ton(k)/Ts))/L)*u(k)*dt+(Ui/L)*dt;
end
taux=1:1:length(u);%se introduce un timp auxiliar pentru a trasa absc.
%plot(taux,u,'b',taux,zeros(length(u)),'r',taux,i,'g')
% se vizualizeaza tensiunea de la iesire si curentul prin inductanta L
subplot(2,1,1)
plot(taux,u,'k')
ylabel('u [V]')
xlabel('t [us]')
subplot(2,1,2)
plot(taux,i,'k')
ylabel('i [A]')
xlabel('t [us]')

```

%Metoda de simulare a functionarii unui convertor cvasi-rezonant cu comutatie la curent
 %zero de tip buck (step-down). Se porneste de la ecuatiile diferentiale care descriu
 %functionarea convertorului. Acest convertor functioneaza in modul de lucru cu semi -
 %unda. Se obtine raspunsul sistemului la o variatie de tip treapta a tensiunii de la intrare
 clear;

%Parametrii convertorului

Ui=12; Lr=0.5e-6; Cr=0.047e-6;

L=100e-6; C=22e-6; R=10;

%dt reprezinta pasul de integrare iar Ts perioada de comutatie

dt=1e-6; fs=300e3; Ts=1/fs;

%t reprezinta intervalul de timp de-a lungul caruia se studiaza functionarea convertorului

t=0:dt:220e-6;

% u reprezinta tensiunea pe condensator iar i curentul din circuit

u=zeros(size(t)); i=zeros(size(t)); ton=zeros(size(t));

ton1=zeros(size(t)); ton2=zeros(size(t)); ton3=zeros(size(t));

as=zeros(size(t));

i(1,1:1)=1e-9; %valoarea initiala a curentului prin L

%u(1,1:1)=10;

for k=1:length(t),

as(k)=asin((-1)*((sqrt(Lr/Cr))*i(k))/Ui);

ton1(k)=0.5*Lr*i(k)/Ui;

ton2(k)=((sqrt(Lr*Cr))*as(k));

ton3(k)=Cr*Ui*(1-cos(as(k)))/i(k);

% ton reprezinta timpul in care intrerupatorul se afla in stare de conductie

ton(k)=(3.14*sqrt(Lr*Cr))+ton1(k)+ton2(k)+ton3(k);

% (3.14*sqrt(Lr*Cr)) reprezinta un interval de timp pt.

% modul de lucru in semi unda

% $(3/2) * (3.14 * \sqrt{Lr * Cr})$

u(k+1)=u(k)+((-u(k)/(R*C))+i(k)/C)*dt;

i(k+1)=i(k)+(-u(k)/L)*dt+(ton(k)/Ts)*(Ui/L)*dt;

end

taux=1:1:length(u);%se introduce un timp auxiliar pentru a trasa absc.

%plot(taux,u,'b',taux,zeros(length(u)),'r',taux,i,'g')

% se vizualizeaza tensiunea de la iesire si curentul prin inductanta L

subplot(2,1,1)

plot(taux,u,'k')

ylabel('uc [V]')

xlabel('t [us]')

subplot(2,1,2)

plot(taux,i,'k')

ylabel('i [A]')

xlabel('t [us]')

```

% Rutina ptr. simularea functionarii unui convertor cvasi-rezonant de tip boost (step-up)
% cu comutatie la curent zero. Se porneste de la ecuatiile diferentiale care descriu
% functionarea convertorului. Acest convertor functioneaza in modul de lucru cu unda
% plina. Se obtine raspunsul sistemului la o variatie de tip treapta a tensiunii de la intrare.
clear all;
% Parametrii convertorului
Ui=12; Lr=0.5e-6; Cr=0.47e-6;
L=100e-6; C=22e-6; R=10;
% dt reprezinta pasul de integrare iar Ts perioada de comutatie
dt=1e-6; fs=300e3; Ts=1/fs;
% t reprezinta intervalul de timp de-a lungul caruia se studiaza functionarea convertorului
t=0:dt:1.5e-3; % 700e-6 pt trei perioade ale frecv. de rez. a circ. osc.
% u reprezinta tensiunea pe condensator iar i curentul din circuit
u=zeros(size(t)); i=zeros(size(t)); ton=zeros(size(t));
ton1=zeros(size(t)); ton2=zeros(size(t)); ton3=zeros(size(t));
as=zeros(size(t));
i(1,1:1)=1e-9; % valoarea initiala a curentului prin L
u(1,1:1)=1e-3; % valoarea initiala a tensiunii pe condensatorul C
% Obs. daca tensiunea initiala pe condensator este f.mica (1e-6)
% atunci in urma simularii se observa ca la inceputul intervalului
% in care are loc procesul tranzitoriu, tensiunea de la iesire prezinta
% un salt spre valori negative
for k=1:length(t),
    as(k)=asin( (-1)*sqrt(Lr/Cr)*i(k)/u(k) );
    ton1(k)=0.5*Lr*i(k)/u(k);
    ton2(k)=(sqrt(Lr*Cr)*as(k));
    ton3(k)=Cr*u(k)*(1-cos(as(k)))/i(k);
    % ton reprezinta timpul in care intreruptorul se afla in stare de conductie
    % ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k);
    ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k)+(3/2)*3.14*sqrt(Lr*Cr);
    % (3.14*sqrt(Lr*Cr)) reprezinta un interval de timp pt. modul de lucru in semi unda
    % (3/2)*(3.14*sqrt(Lr*Cr))
    u(k+1)=u(k)-(1/(R*C))*u(k)*dt+((1-(ton(k)/Ts))/C)*i(k)*dt;
    i(k+1)=i(k)-((1-(ton(k)/Ts))/L)*u(k)*dt+(Ui/L)*dt;
end
taux=1:1:length(u); % se introduce un timp auxiliar pentru a trasa absc.
% plot(taux,u,'b',taux,zeros(length(u)),'r',taux,i,'g')
% se vizualizeaza tensiunea de la iesire si curentul prin inductanta L
subplot(2,1,1)
plot(taux,u,'k')
ylabel('u [V]')
xlabel('t [us]')
subplot(2,1,2)
plot(taux,i,'k')
ylabel('i [A]')
xlabel('t [us]')

```

```

% Rutina ptr. simularea functionarii unui convertor cvasi-rezonant de tip boost (step-up)
% cu comutatie la curent zero. Se porneste de la ecuatiile diferentiale care descriu
% functionarea convertorului. Acest % convertor functioneaza in modul de lucru cu semi-
% unda. Se obtine raspunsul sistemului la o variatie de tip treapta a tensiunii de la
% intrare
clear all;
% Parametrii convertorului
Ui=12; Lr=0.5e-6; Cr=0.47e-6;
L=100e-6; C=22e-6; R=10;
% dt reprezinta pasul de integrare iar Ts perioada de comutatie
dt=1e-6; fs=300e3; Ts=1/fs;
% t reprezinta intervalul de timp de-a lungul caruia se studiaza functionarea convertorului
t=0:dt:1.5e-3; % 700e-6 pt trei perioade ale frecv. de rez. a circ. osc.
% u reprezinta tensiunea pe condensator iar i curentul din circuit
u=zeros(size(t)); i=zeros(size(t)); ton=zeros(size(t));
ton1=zeros(size(t)); ton2=zeros(size(t)); ton3=zeros(size(t));
as=zeros(size(t));
i(1,1:1)=1e-9; % valoarea initiala a curentului prin L
u(1,1:1)=1e-3; % valoarea initiala a tensiunii pe condensatorul C
% Obs. daca tensiunea initiala pe condensator este f.mica (1e-6)
% atunci in urma simularii se observa ca la inceputul intervalului
% in care are loc procesul tranzitoriu, tensiunea de la iesire prezinta
% un salt spre valori negative
for k=1:length(t),
    as(k)=asin( (-1)*(sqrt(Lr/Cr))*i(k)/u(k) );
    ton1(k)=0.5*Lr*i(k)/u(k);
    ton2(k)=((sqrt(Lr*Cr))*as(k));
    ton3(k)=Cr*u(k)*(1-cos(as(k)))/i(k);
    % ton reprezinta timpul in care intrerupatorul se afla in
    % stare de conductie
    % ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k);
    ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k)+3.14*sqrt(Lr*Cr);
    % (3.14*sqrt(Lr*Cr)) reprezinta un interval de timp pt.
    % modul de lucru in semi unda
    % (3/2)*(3.14*sqrt(Lr*Cr))
    u(k+1)=u(k)-(1/(R*C))*u(k)*dt+((1-(ton(k)/Ts))/C)*i(k)*dt;
    i(k+1)=i(k)-((1-(ton(k)/Ts))/L)*u(k)*dt+(Ui/L)*dt;
end
taux=1:1:length(u); % se introduce un timp auxiliar pentru a trasa absc.
% plot(taux,u,'b',taux,zeros(length(u)),'r',taux,i,'g')
% se vizualizeaza tensiunea de la iesire si curentul prin inductanta L
subplot(2,1,1)
plot(taux,u,'k')
ylabel('u [V]')
xlabel('t [us]')
subplot(2,1,2)
plot(taux,i,'k')
ylabel('i [A]')
xlabel('t [us]')

```



```

% Rutina pentru simularea functionarii unui convertor cvasi-rezonant de tip buck-boost
%(inversor) cu comutatie la curent zero. Se porneste de la ecuatiile diferentiale care
% descriu functionarea convertorului. Acest convertor functioneaza in modul de lucru cu
% unda plina. Se obtine raspunsul sistemului la o variatie de tip treapta a tensiunii de la
% intrare
clear all;
% Parametrii convertorului
Ui=12; Lr=2.0e-6; Cr=0.047e-6;
L=100e-6; C=10e-6; R=10;
% dt reprezinta pasul de integrare iar Ts perioada de comutatie
dt=1e-6; fs=300e3; Ts=1/fs;
% t reprezinta intervalul de timp de-a lungul caruia se studiaza functionarea convertorului
t=0:dt:6e-3; % 700e-6 pt trei perioade ale frecv. de rez. a circ. osc.
% u reprezinta tensiunea pe condensator iar i curentul din circuit
u=zeros(size(t)); i=zeros(size(t)); ton=zeros(size(t));
ton1=zeros(size(t)); ton2=zeros(size(t)); ton3=zeros(size(t));
as=zeros(size(t));
i(1,1:1)=1e-9; % valoarea initiala a curentului prin L
u(1,1:1)=1e-3; % valoarea initiala a tensiunii pe condensatorul C
% Obs. daca tensiunea initiala pe condensator este f.mica (1e-6) atunci in urma simularii
% se observa ca la inceputul intervalului in care are loc procesul tranzitoriu, tensiunea de
% la iesire prezinta un salt spre valori negative
for k=1:length(t),
    as(k)=asin( (-1)*(sqrt(Lr/Cr))*(i(k)/(Ui-u(k))) );
    ton1(k)=0.5*Lr*i(k)/(Ui-u(k));
    ton2(k)=(sqrt(Lr*Cr))*as(k);
    ton3(k)=Cr*u(k)*(1-cos(as(k)))/i(k);
    % ton reprezinta timpul in care intreruptorul se afla in
    % stare de conductie
    % ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k);
    ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k)+(3/2)*3.14*sqrt(Lr*Cr);
    % (3.14*sqrt(Lr*Cr)) reprezinta un interval de timp pt.
    % modul de lucru in semi unda
    % (3/2)*(3.14*sqrt(Lr*Cr))
    u(k+1)=u(k)-(1/(R*C))*u(k)*dt-((1-(ton(k)/Ts))/C)*i(k)*dt;
    i(k+1)=i(k)+((1-(ton(k)/Ts))/L)*u(k)*dt+(ton(k)/Ts)*(Ui/L)*dt;
end
taux=1:1:length(u); % se introduce un timp auxiliar pentru a trasa absc.
% plot(taux,u,'b',taux,zeros(length(u)),'r',taux,i,'g')
% se vizualizeaza tensiunea de la iesire si curentul prin inductanta L
subplot(2,1,1)
plot(taux,u,'k')
ylabel('u [V]')
xlabel('t [us]')
subplot(2,1,2)
plot(taux,i,'k')
ylabel('i [A]')
xlabel('t [us]')

```

```

% Rutina ptr. simularea functionarii unui convertor cvasi-rezonant de tip buck-boost
%(inversor) cu comutatie la curent zero. Se porneste de la ecuatiile diferentiale care
% descriu functionarea convertorului. Acest convertor functioneaza in modul de lucru cu
% semi unda. Se obtine raspunsul sistemului la o variatie de tip treapta a tensiunii de la
% intrare
clear all;
% Parametrii convertorului
Ui=12; Lr=2.0e-6; Cr=0.047e-6;
L=100e-6; C=10e-6; R=10;
% dt reprezinta pasul de integrare iar Ts perioada de comutatie
dt=1e-6; fs=300e3; Ts=1/fs;
% t reprezinta intervalul de timp de-a lungul caruia se studiaza functionarea convertorului
t=0:dt:.6e-3; % 700e-6 pt trei perioade ale frecv. de rez. a circ. osc.
% u reprezinta tensiunea pe condensator iar i curentul din circuit
u=zeros(size(t)); i=zeros(size(t)); ton=zeros(size(t));
ton1=zeros(size(t)); ton2=zeros(size(t)); ton3=zeros(size(t));
as=zeros(size(t));
i(1,1:1)=1e-9; % valoarea initiala a curentului prin L
u(1,1:1)=1e-3; % valoarea initiala a tensiunii pe condensatorul C
% Obs. daca tensiunea initiala pe condensator este f.mica (1e-6) atunci in urma simularii
% se observa ca la inceputul intervalului in care are loc procesul tranzitoriu, tensiunea de
% la iesire prezinta un salt spre valori negative
for k=1:length(t),
    as(k)=asin( (-1)*sqrt(Lr/Cr)*(i(k)/(Ui-u(k))) );
    ton1(k)=0.5*Lr*i(k)/(Ui-u(k));
    ton2(k)=(sqrt(Lr*Cr)*as(k));
    ton3(k)=Cr*u(k)*(1-cos(as(k)))/i(k);
    % ton reprezinta timpul in care intrerupatorul se afla in
    % stare de conductie
    % ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k);
    ton(k)=ton1(k)+ton2(k)+ton3(k)+3.14*sqrt(Lr*Cr);
    % (3.14*sqrt(Lr*Cr)) reprezinta un interval de timp pt.
    % modul de lucru in semi unda
    % (3/2)*(3.14*sqrt(Lr*Cr))
    u(k+1)=u(k)-(1/(R*C))*u(k)*dt-((1-(ton(k)/Ts))/C)*i(k)*dt;
    i(k+1)=i(k)+((1-(ton(k)/Ts))/L)*u(k)*dt+(ton(k)/Ts)*(Ui/L)*dt;
end
taux=1:1:length(u); % se introduce un timp auxiliar pentru a trasa absc.
% plot(taux,u,'b',taux,zeros(length(u)),'r',taux,i,'g')
% se vizualizeaza tensiunea de la iesire si curentul prin inductanta L
subplot(2,1,1)
plot(taux,u,'k')
ylabel('u [V]')
xlabel('t [us]')
subplot(2,1,2)
plot(taux,i,'k')
ylabel('i [A]')
xlabel('t [us]')

```

```

%Metoda de simulare a functionarii unui convertor cvasi-rezonant
%cu comutatie la tensiune zero, de tip buck (step-down)
%Se afiseaza raspunsul convertorului la o variatie de tip
%treapta a tensiunii de la intrare
clear;
%Parametrii convertorului
Ui=24; Lr=60e-6; Cr=104e-9;
L=100e-6; C=1e-6; R=5;
zc=sqrt(Lr/Cr);
%dt reprezinta pasul de integrare iar Ts perioada de comutatie
dt=1e-6;
fs=100e3; Ts=1/fs;
%t reprezinta intervalul de timp de-a lungul caruia se studiaza
% functionarea convertorului
t=0:dt:90e-6;
% u reprezinta tensiunea pe condensator iar i curentul din circuit
u=zeros(size(t));
i=zeros(size(t));
ton=zeros(size(t));
ton1=zeros(size(t));
ton2=zeros(size(t));
ton3=zeros(size(t));
ton4=zeros(size(t));

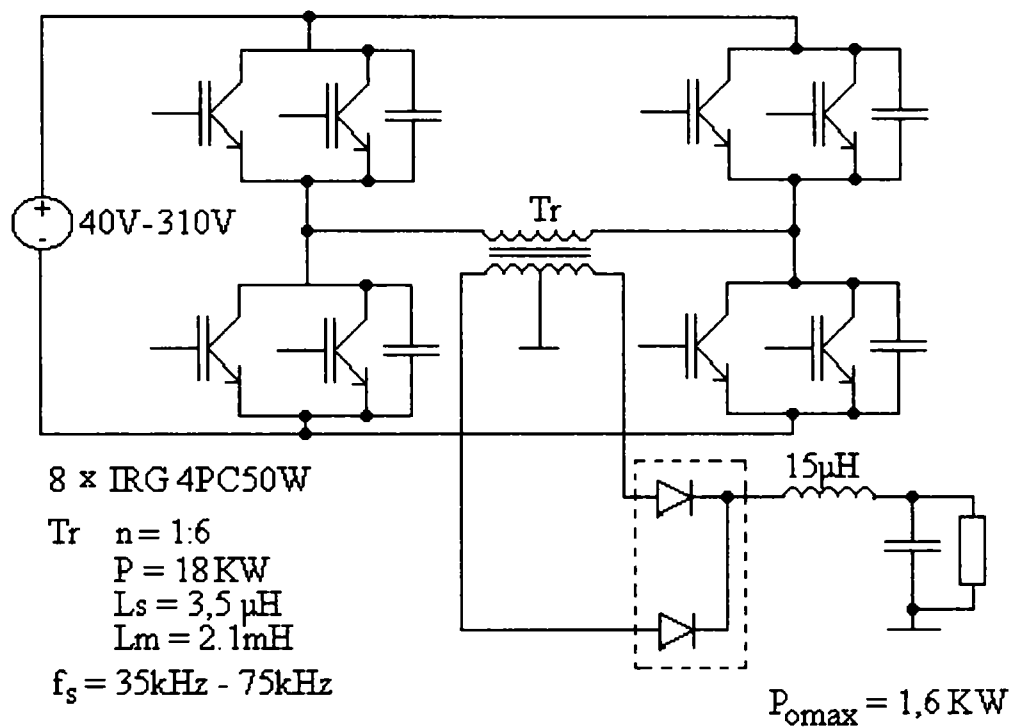
i(1,1:1)=1e-9; %valoarea initiala a curentului prin Lf

for k=1:length(t),
    ton1(k)=Cr*Ui/i(k);
    ton2(k)=(3.14/(2*3.14*200e+3))+(1/(2*3.14*200e+3))*asin(Ui/(zc*i(k)))
    ton3(k)=2*Lr*i(k)/Ui;
    ton4(k)=Ts-ton1(k)-ton2(k)-ton3(k);
    ton(k)=ton1(k)+ton4(k);
    % ton reprezinta timpul in care intrerupatorul se afla in
    % stare de conductie
    u(k+1)=u(k)+((-u(k)/(R*C))+i(k)/C)*dt;
    i(k+1)=i(k)+(-u(k)/L)*dt+(ton(k)/Ts)*(Ui/L)*dt;
end
taux=1:1:length(u);%se introduce un timp auxiliar pentru a trasa absc.
%plot(taux,u,'b',taux,zeros(length(u)),'r',taux,i,'g')
% se vizualizeaza tensiunea de la iesire si curentul prin bobina Lf
subplot(2,1,1)
plot(taux,u,'k')
ylabel('uc [V]')
xlabel('t [us]')
subplot(2,1,2)
plot(taux,i,'k')
ylabel('i [A]')
xlabel('t [us]')

```

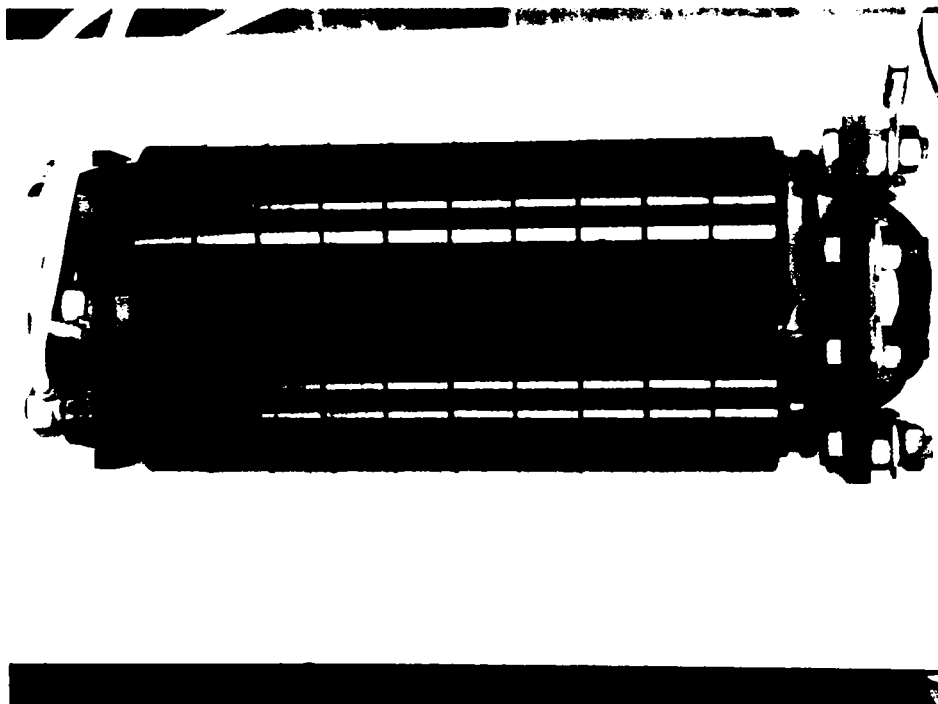
ANEXA 6

Convertor c.c. - c.c. cu comutație la tensiune zero și control de fază
schema de principiu

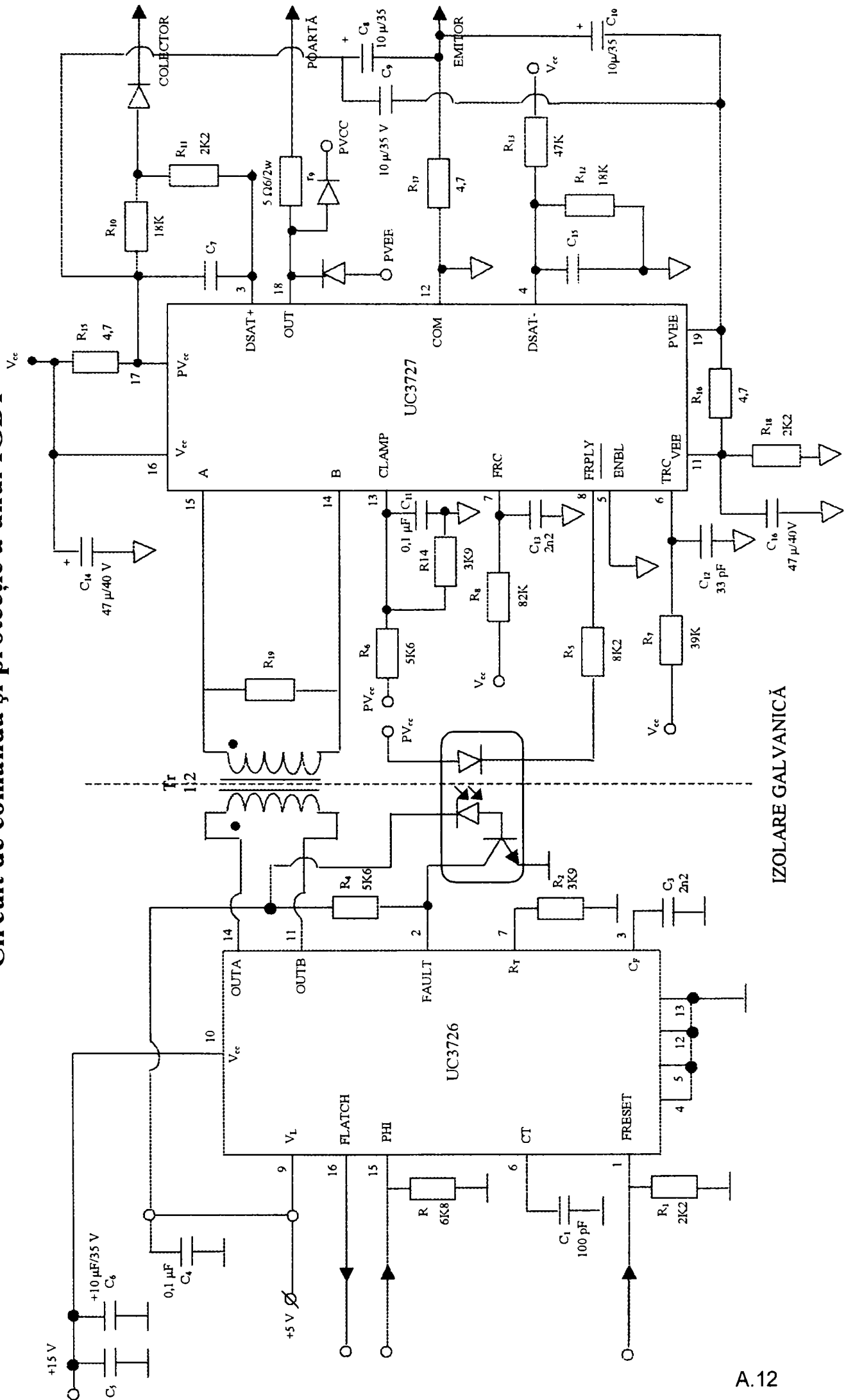


ANEXA 7

Transformator coaxial de putere (Din dotarea laboratorului de Mecatronică și
acționări electrice a Universității Tehnice din Kosice)



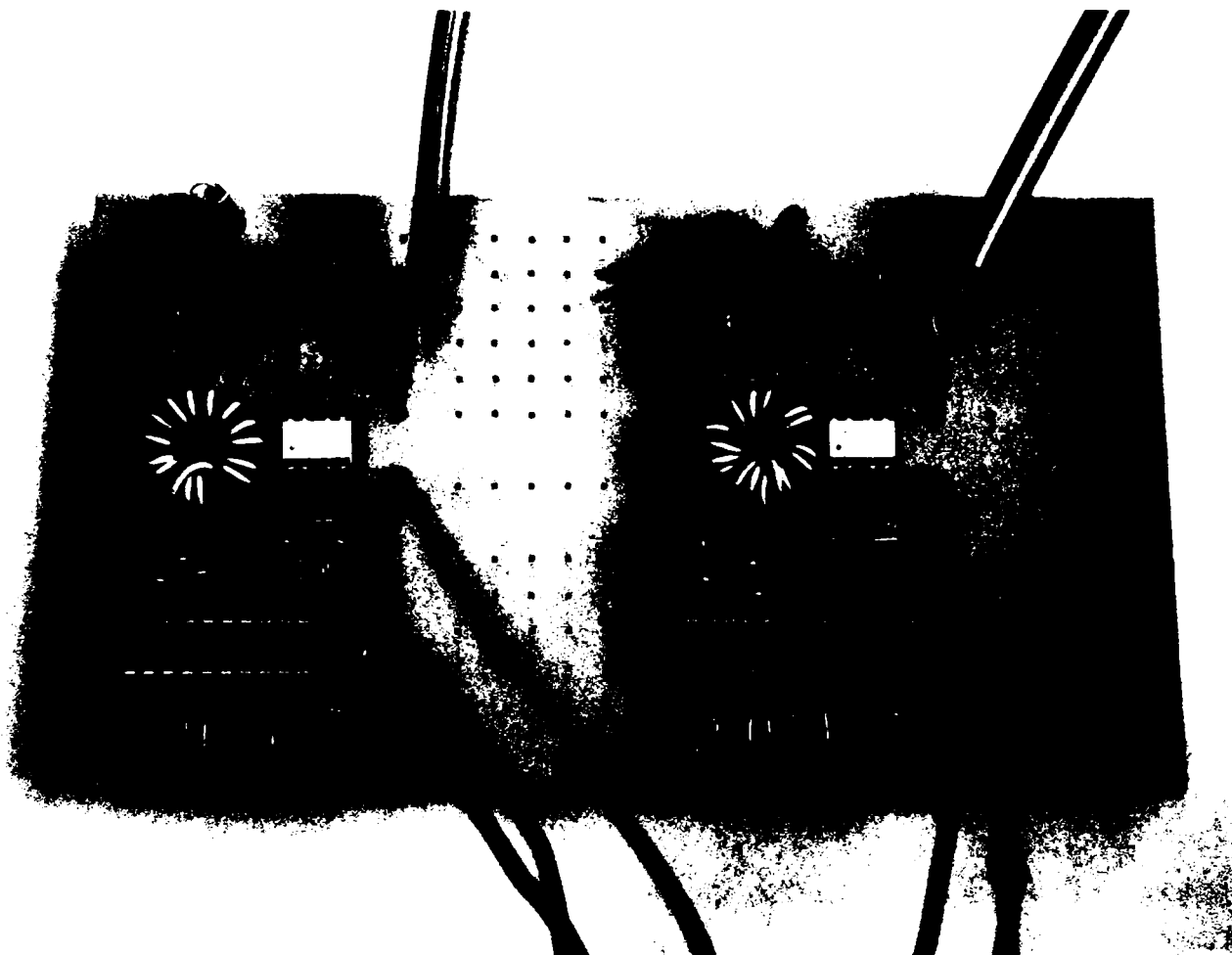
Circuit de comandă și protecție a unui IGBT



IZOLARE GALVANICĂ

ANEXA 9

Amplificatoare de impulsuri și circuitele de protecție
pentru tranzistoarele IGBT ale punții convertorului PS-ZVS
realizate de autor



Stand experimental - convertor cc-cc de tip PS-ZVS
realizat de autor

