

UNIVERSITATEA POLITEHNICA DIN BUCUREȘTI

Școala Doctorală de Inginerie Electrică

TEZĂ DE DOCTORAT

Convertor coborâtor izolat DC-DC 3.2kW pentru automobile electrice și hibride

– Rezumatul tezei de doctorat –

Autor: Ing. Amir-Oliviu BOGZA Conducător de doctorat: Prof.dr.ing Dan FLORICĂU

Cuprins

INTRODUCERE	5
CAP. 1 TOPOLOGII UTILIZATE PENTRU CONVERSIA DC-DC	7
1.1 TOPOLOGII FĂRĂ SEPARARE GALVANICĂ	8
1.2 TOPOLOGII CU SEPARARE GALVANICĂ	9
1.3 SELECȚIA TOPOLOGIEI PENTRU CIRCUITUL PRIMAR AL CONVERTORULUI	10
1.4 Circuitul de redresare secundar	10
1.5 SIMULAREA CONVERTORULUI ÎN PUNTE CU ÎNTÂRZIERE DE FAZĂ	11
1.5.1 Convertorul în punte cu redresor dublor de curent cu diode	11
1.5.2 Convertorul în punte cu redresor dublor de curent comandat	11
1.6 Concluzii	13
CAP. 2 DIMENSIONAREA COMPONENTELOR DE PUTERE ȘI CALCULUL EFICIENȚEI	13
2.1 Specificațiile finale ale convertorului	14
2.2 CALCULUL RAPORTULUI NUMĂRULUI DE SPIRE AL TRANSFORMATORULUI	14
2.3 DEDUCEREA RAPORTULUI DE CONDUCȚIE IDEAL ȘI CEL EFECTIV	14
2.4 DIMENSIONAREA INDUCTOARELOR DE IEȘIRE	15
2.4.1 Calculul valorii inductanței de ieșire	15
2.4.2 Calculul curentului de vârf și deducerea curentului efectiv	15
2.4.3 Selecția miezului magnetic și calculul inducției maxime	15
2.5 DIMENSIONAREA ÎNTRERUPTOARELOR STATICE DE PUTERE DIN CIRCUITUL SECUNDAR	16
2.5.1 Calculul curenților maximi și efectivi din circuitul secundar	16
2.5.2 Selectarea întreruptorului static pentru circuitul de redresare	16
2.6 DIMENSIONAREA ÎNTRERUPTOARELOR STATICE DE PUTERE DIN CIRCUITUL PRIMAR	16
2.6.1 Calculul curenților prin întreruptoarele statice din circuitul primar	16
2.6.2 Selectarea întreruptorului static pentru circuitul primar	17
2.7 CALCULUL ENERGIEI DISPONIBILE DIN INDUCTANȚA DE SCĂPĂRI	17
2.8 CALCULUL CONDENSATORULUI DE IEȘIRE	17
2.9 CALCULUL PIERDERILOR CONVERTORULUI	18
2.9.1 Puterea disipată în inductoarele de ieșire	18
2.9.2 Puterea disipată pe întreruptoarele statice din circuitul primar	18
2.9.3 Puterea disipată pe întreruptoarele statice din circuitul secundar	18
2.9.4 Puterea disipată pe transformatorul de izolare	18
2.9.5 Puterea consumată de circuitele de comandă	18
2.9.6 Puterea disipată datorită circuitelor de limitare a supratensiunilor	19
2.10 BILANȚUL DE PIERDERI ȘI DETERMINAREA RANDAMENTULUI CONVERTORULUI	19
2.11 CONCLUZII	20
CAP. 5 CALCULUL ȘI OP HIVIIZAREA INDUCIANȚEI DE SCAPARI	20
3.1 DEDUCEREA RELAȚIILOR DE DIMENSIONARE A INDUCTANȚEI DE SCĂPĂRI	20
3.2 DIMENSIONAREA INDUCTANȚEI DE SCĂPĂRI	22
3.3 Simularea convertorului la diverse valori ale lui L_{κ}	23
3.4 Concluzii	24
CAP. 4 ANALIZA ȘI OPTIMIZAREA COMPONENTELOR MAGNETICE	24
4.1 TRANSFORMATORUL DE PUTERE	25
4.1.1 Specificațiile transformatorului	25
4.1.2 Selecția materialului miezului magnetic	25

4.1.3 Selecția dimensiunii și a modelului miezului magnetic	26
4.1.4 Simularea numerică a transformatorului	26
4.2 Inductanța de scăpări L_k	30
4.2.1 Specificațiile inductanței de scăpări	30
4.2.2 Selecția materialului miezului magnetic	30
4.2.3 Selecția dimensiunii și a modelului miezului magnetic	30
4.2.4 Analiza FEM a inductanței de scăpări	30
4.3 Inductanța de ieșire Lo	32
4.3.1 Specificațiile inductorului de ieșire	32
4.3.2 Selecția materialului miezului magnetic	33
4.3.3 Selecția dimensiunii și a modelului miezului magnetic	33
4.3.4 Analiza FEM a inductanței de ieșire	33
4.4 Concluzii	34
CAP. 5 CONECTAREA ÎN PARALEL A CONVERTOARELOR ÎN PUNTE	34
5.1 Metode de conectare în paralel a convertoarelor DC-DC	35
5.1.1 Metoda limitării de curent	35
5.1.2 Metoda căderii de tensiunii de ieșire ("Droop method")	35
5.1.3 Metoda "feedback"-ului comun de tensiune	35
5.1.4 Metoda controlului în curent mediu	35
5.1.5 Metoda controlului curentului de vârf	36
5.2 SIMULAREA CONTROLULUI ÎN CURENT DE VÂRF PENTRU UN MODUL DC-DC	36
5.2.1 Simularea controlului în curent de vârf în regim static	37
5.2.2 Simularea controlului în curent de vârf în regim dinamic	38
5.3 SIMULAREA CONTROLULUI ÎN CURENT PENTRU DOUĂ MODULE DC-DC CONECTATE ÎN PARALEL	38
5.3.1 Simularea a două module DC-DC conectate în paralel cu semnal de ceas sincron în regim static . 5.3.2 Simularea a două module DC-DC conectate în paralel cu semnal de ceas decalat în fază în regim	39
static	40
5.3.3 Simularea a două module conectate în paralel în regim dinamic	40
5.4 Concluzii	41
CAP. 6 REALIZAREA PRACTICĂ A CONVERTORULUI	42
6.1 DIAGRAMA BLOC A CONVERTORULUI	42
6.2 Descrierea prototipului	42
6.3 Măsurători forme de undă si operarea în paralel	43
6.4 MĂSURĂTORI RANDAMENT	45
6.5 MĂSURĂTORI TERMICE PE PROTOTIP	45
CONCLUZII GENERALE	46
CONTRIBUȚII ORIGINALE	47
Perspective de dezvoltare ulterioară	48
Bibliografie	48

Cuvinte cheie: Electronică de putere, convertor DC-DC în punte izolat, redresor comandat, automobil electric (EV), automobil hibrid (HEV, PHEV).

INTRODUCERE

Numărul mare de automobile din întreaga lume care folosesc pentru propulsare combustibili fosili generează probleme serioase de mediu și afectează confortul și sănătatea oamenilor, impactul acestora devenind chiar sever în marile aglomerări urbane. Având în vedere și epuizarea din ce în ce mai rapidă a resurselor naturale, automobilele electrice propulsate exclusiv de baterii (BEV – Battery Electrical Vehicle) și cele hibride (HEV – Hybrid Electrical Vehicle, PHEV – Plugin Hybrid Electrical Vehicle) devin o soluție de interes pentru înlocuirea automobilelor convenționale.

În prezent, asistăm la o creștere susținută a numărului de automobile electrice vândute la nivel global. Se estimează că până în anul 2040, 35% din numărul total de automobile nou vândute vor fi electrice conform Bloomberg [1]. Motorul principal al acestei creșteri va fi reprezentat de scăderea continuă a costului acumulatorilor și creșterea semnificativă a utilizării automobilelor electrice pentru transportul în comun și a viitoarelor automobile autonome. Această lucrare își propune să aducă contribuții importante în domeniul proiectării și optimizării convertoarelor DC-DC de putere utilizate în automobilele electrice. Convertorul DC-DC are un rol esențial în buna funcționare, siguranța și eficiența unui automobil electric. Rolul acestui convertor este bine definit, fiind evidențiat în schema electrică bloc a automobilului.

Schema bloc a unui automobil electric

În Fig.1 este prezentată diagrama electrică tipică a unui automobil electric.



Fig. 1 Diagrama electrică bloc a unui automobil electric.

Se poate observa că rețeaua electrică a unui automobil electric este complexă, conținând mai multe blocuri după cum urmează:

Motorul electric – asigură conversia energiei electrice în energie mecanică necesară propulsiei. În general, motorul electric este proiectat să permită trecerea sa în regim de generator pentru recuperarea energiei de frânare.

Invertorul – este un convertor DC-AC ce transformă tensiunea continuă a bateriei principale (de tracțiune) într-o tensiune alternativă trifazată necesară motorului electric. Cel mai adesea, acest convertor este bidirecțional pentru a permite recuperarea energiei la frânare și înmagazinarea ei în bateria principală prin utilizarea motorului în regim de generator.

On-board charger (încărcătorul) – este un convertor AC-DC ce asigură încărcarea bateriei principale a automobilului de la rețeaua electrică edilitară. Mai nou și acest convertor poate fi bidirecțional permițând transferul energiei de la automobil către rețeaua electrică printrun concept numit V2G (vehicle-to-grid) [2].

Convertorul DC-DC – asigură conversia energiei din bateria principală la bateria auxiliară de joasă tensiune (12V) alimentând consumatorii vitali ai automobilului cum ar fi:

- Calculatorul de bord;
- Airbag-uri;
- Sistemul de frânare;
- Sistemul de direcție;
- Sistemul de lumini;
- Ventilatoare, pompe, actuatoare;
- Infotainment (GPS, sisteme multimedia, etc.).

Datorită acestor funcții, specificațiile de funcționare, fiabilitate și siguranță ale acestui convertor sunt foarte stricte. Nefuncționarea corespunzătoare sau defectarea acestui convertor poate duce de la limitarea performanțelor până la oprirea imediată a automobilului.

Conținutul tezei de doctorat

Această lucrare este structurată astfel: introducere, șase capitole și concluzii generale:

- > Introducere
- CAP. 1 Topologii utilizate pentru conversia DC-DC
- <u>CAP. 2</u> Dimensionarea componentelor de putere şi calculul eficienţei
- CAP. 3 Calculul și optimizarea inductanței de scăpări
- \blacktriangleright <u>CAP. 4</u> Analiza și optimizarea componentelor magnetice
- $\succ \quad \underline{CAP. 5} \text{Conectarea în paralel a convertoarelor în punte}$
- <u>CAP. 6</u> Realizarea practică a convertorului
- Concluzii generale

În <u>CAP. 1</u> principalele topologii de conversie DC-DC sunt trecute în revistă și evaluate performanțele în raport cu specificațiile proiectului. În primă etapă se alege topologia pentru

etajul primar iar în a doua etapă este selectată topologia optimă pentru etajul secundar (redresor). Selectarea topologiilor este făcută după evaluarea avantajelor și dezavantajelor topologiilor alternative. În final, s-a proiectat schema electrică, iar conceptul a fost verificat prin simulare.

În <u>CAP. 2</u> este prezentată o nouă metodă de calcul pentru dimensionarea componentelor de putere ale convertorului de tip punte cu întârziere de fază. Astfel, plecând de la specificațiile proiectului, s-a procedat la alegerea raportului de transformare, calculul inductoarelor de ieșire, a curenților efectivi și a puterilor disipate pe elementele de putere ale convertorului. După calculul solicitărilor în tensiune și curent pentru fiecare secțiune a convertorului s-au selectat componentele semiconductoare și cele magnetice. În ultima secțiune a acestui capitol s-au calculat pierderile totale și s-a trasat curba de randament pentru diferite tensiuni de intrare.

În <u>CAP. 3</u> este propusă o nouă metodă de calcul a inductanței de scăpări pentru convertorul în punte cu întârziere de fază. Metoda propusă ține cont de majoritatea parametrilor convertorului cum ar fi: tensiunea de intrare, tensiunea de ieșire, curentul de ieșire, inductanța de magnetizare, rezistențele serie echivalente ale întreruptoarelor statice de putere și a elementelor magnetice. După calculul valorii minime a inductanței de scăpări, valoarea acesteia este optimizată prin ajustarea inductanței de magnetizare a transformatorului de putere.

În <u>CAP. 4</u> s-a efectuat proiectarea și optimizarea componentelor magnetice de putere cu ajutorul metodei elementului finit (FEM). Această metodă este folosită pentru evaluarea și optimizarea performanțelor transformatorului de putere, a inductanței de scăpări și a inductanței de ieșire. Utilizând metoda FEM s-au determinat parametrii și pierderile componentelor magnetice iar pe baza lor au fost selectate configurațiile optime. Avantajul principal al acestei metode este că permite analiza și optimizarea componentelor magnetice fără a fi necesar un prototip fizic.

În <u>CAP. 5</u> s-au analizat principalele metode de echilibrare a curenților de ieșire între convertoare DC-DC conectate în paralel. Astfel, după compararea avantajelor și dezavantajelor diverselor metode cunoscute, s-a ales soluția optimă de echilibrare. Această soluție s-a implementat mai întâi la nivel de simulare, iar apoi a fost verificată experimental pe un prototip funcțional.

În <u>CAP. 6</u> s-a realizat punerea în practică a convertorului proiectat în capitolele anterioare urmărindu-se evaluarea performanțelor acestuia. În primele două secțiuni s-a prezentat schema bloc și s-a expus o poză a prototipului cu detalierea blocurilor funcționale. În secțiunea a treia s-au efectuat măsurători ale formelor de undă în regim static și dinamic apoi s-a prezentat o scanare în infraroșu a suprafeței superioare a prototipului pentru a evidenția distribuția temperaturii. În ultima secțiune s-au efectuat măsurători pentru trasarea curbelor de randament la trei tensiuni de intrare (minimă, nominală și maximă).

CAP. 1 TOPOLOGII UTILIZATE PENTRU CONVERSIA DC-DC

Pentru conversia DC-DC a energiei electrice este disponibilă o gamă largă de topologii ce pot fi utilizate în schema electrică de putere. Acestea se împart în două mari categorii, neizolate și izolate. Topologiile neizolate presupun existența unei conexiuni comune între sursa de energie aflată la intrarea convertorului și ieșirea acestuia. Topologii izolate presupun izolarea galvanică între intrarea și ieșirea convertorului prin intermediul unui transformator de separare.

Selectarea topologiei este un pas important în proiectarea convertorului. Aceasta se alege în funcție aplicație, urmărindu-se satisfacerea următoarelor cerințe ale proiectului:

- Puterea nominală de ieșire;
- Izolare galvanică (dacă e cazul);
- Randamentul conversiei;
- Domeniul tensiunilor de intrare/ieșire;
- Curentul nominal de ieșire.

1.1 Topologii fără separare galvanică

În Tabelul 1.1 se prezintă principalele tipuri de convertoare utilizate pentru conversia DC-DC fără izolare galvanică [3], [4]. Totodată, regăsim și funcția de transfer în regim de conducție continuă în funcție de raportul de conducție (D), unde raportul de conducție este dat de relația de mai jos:

$$D = \frac{T_{on}}{T} \tag{1.1}$$

S-a notat cu T_{on} durata în care întreruptorul static de putere este comandat în starea închis (în conducție), iar cu T perioada de comutație exprimată de relația:

$$T = \frac{1}{f} \tag{1.2}$$

unde, f este frecvența de comutație a convertorului.

La alegerea topologiei convertorului, se are în vedere utilizarea a unui număr minim de întreruptoare statice cu tensiuni și curenți nominali astfel încât să ducă la o soluție optimă din punct de vedere tehnic dar și al costului, totodată respectând specificațiile proiectului.

Considerând funcția de transfer și raportul de conducție D care are valori în intervalul 0 și 1, putem deduce faptul că topologia de tip *Buck* este coborâtoare iar cea de tip *Boost* este ridicătoare. Astfel, tensiunea de ieșire este întotdeauna mai mică decât cea de intrare în cazul *Buck* și mai mare decât cea intrare în cazul *Boost*.

Topologiile de tip *Buck-Boost*, *Cuk* și *Sepic* pot fi atât coborâtoare (D<0.5) cât și ridicătoare (D<0.5) în funcție de valoarea raportului de conducție. După cum se poate observa, tensiunea de ieșire poate avea aceeași polaritate cu cea de intrare (*Buck*, *Boost*, *Sepic*) sau opusă (*Buck-Boost*, *Cuk*).

Topologie	Funcție transfer în CC	Solicitare în tensiune întreruptor static
Buck	D	$V_{Q1} = V_i$
Boost	$\frac{1}{1-D}$	$V_{Q1} = V_i$
Buck-Boost	$-\frac{1}{1-D}$	$V_{Q1} = V_i + V_o$
Cuk	$-\frac{D}{1-D}$	$V_{Q1} = V_i - V_o + \frac{V_{c1} - riplu}{2}$
Sepic	$\frac{D}{1-D}$	$V_{Q1} = V_i + V_o + \frac{V_{c1} - riplu}{2}$

Tabel 1.1 Topologii de conversie CC-CC fără izolare galvanică

1.2 Topologii cu separare galvanică

În Tabelul 1.2 se prezintă principalele topologii utilizate pentru conversia DC-DC ce conferă izolare galvanică [3], [4]. Pentru a avea separare galvanică este necesară utilizarea unui transformator de izolare între circuitul de comutație primar și cel secundar. Separarea galvanică se utilizează cu precădere atunci când:

- Se dorește izolarea circuitului secundar de cel primar din motive de siguranță;
- Raportul între tensiunea de intrare și cea de ieșire este mare rezultând un raport de conducție foarte mic (D < 0.2);
- Sunt necesare mai multe tensiuni de ieșire cu aceeași polaritate sau opusă.

Topologie	Funcție transfer în CC	Solicitare în tensiune
Flyback	$\frac{D}{1-D} \cdot \frac{Ns}{Np}$	$V_{Q1} = V_i + V_o \cdot \frac{Ns}{Np}$
Forward	$D \cdot \frac{Ns}{Np}$	$V_{Q1} = 2 \cdot V_i$
Push-Pull	$2D \cdot \frac{Ns}{Np}$	$V_{Q1} = 2 \cdot V_i$
Half Bridge	$D \cdot \frac{Ns}{Np}$	$V_{Q1} = V_i$
Full Bridge	$2D \cdot \frac{Ns}{Np}$	$V_{Q1} = V_i$
Full Bridge Phase Shifted	$D_{eff} \cdot \frac{Ns}{Np}$	$V_{Q1} = V_i$

Tabel 1.2 Topologii de conversie CC-CC cu izolare galvanică

Adițional față de notațiile din secțiunea anterioară, s-a notat cu N_p numărul de spire al înfășurării primare și cu N_s numărul de spire al înfășurării secundare a transformatorului de izolare.

Topologiile *Flyback, Forward* și *Push-Pull* prezintă o solicitare în tensiune a întreruptoarelor statice până la de două ori tensiunea de intrare a convertorului. Convertoarele de tip *Flyback* și *Forward* se utilizează cu precădere la puteri mici (<200W) iar convertorul *Push-Pull* este utilizat în general atunci când tensiunea de intrare a convertorului este sub 200V.

Pentru tensiuni de intrare mai mari de 200V și puteri peste 0.5kW, convertoarele de tip *Half Bridge, Full Bridge* sau *Full Bridge Phase Shifted* (în punte cu întârziere de fază) sunt preferate deoarece prezintă o utilizare optimă a întreruptoarelor statice de putere.

1.3 Selecția topologiei pentru circuitul primar al convertorului

Având în vedere plaja tensiunii de intrare (240V...430V), nivelul puterii de ieșire de 3.2kW și necesitatea separării galvanice, pentru această lucrare, se va selecta convertorul în punte comandat cu întârziere de fază. Acesta asigură o utilizare eficientă a transformatorului, o solicitare de tensiune egală (teoretic) cu tensiunea de intrare și cel mai important, se poate obține o comutație a întreruptoarelor statice de putere în condiții de tensiune zero datorită folosirii energiei înmagazinate în elementele parazite de circuit.

1.4 Circuitul de redresare secundar

Având în vedere topologia deja selectată pentru circuitul primar, urmează să se aleagă varianta optimă pentru circuitul de redresare din secundar [4], [5]. Deoarece la convertorul în punte tensiunea disponibilă la bornele înfășurării secundare a transformatorului este bipolară, pentru redresarea tensiunii de ieșire și utilizarea ei eficientă, este necesar un redresor dublă alternanță. În Fig. 1.1 sunt prezentate două tipuri de redresoare dublă alternanță: cu punct median și cel dublor de curent [5].



Fig. 1.1 Topologii de redresare dublă alternanță.

În tabelul 1.3 este prezentată o comparație între cele două variante. Analizând avantajele și dezavantajele celor două structuri redresoare, se va selecta redresorul dublor de curent.

Tip		Cu priză mediană			Dublor de curent			
Elemente magnetice	S ₁	S_2	L	S	L1	L2		
Frecvența de operare	$\frac{f_c}{2}$ f_c			$\frac{f_c}{2}$				
Număr spire primar	N			N				
Număr spire secundar	1 1		-	2	-	-		
Curenți medii	$\frac{I_s}{2}$	$\frac{I_s}{2}$	Is	$\frac{I_s}{2}$	$\frac{I_s}{2}$	$\frac{I_s}{2}$		
Inductanță ieșire	-	-	L	-	≤L	\leq L		

 Tabel 1.3 Comparație între redresorul cu priză mediană și dublorul de curent

1.5 Simularea convertorului în punte cu întârziere de fază

Se vor analiza două posibile implementări, redresor dublor de curent cu diode și redresor comandat.

1.5.1 Convertorul în punte cu redresor dublor de curent cu diode

Pentru început, se va considera convertorul în punte cu întârziere de fază având redresor dublor de curent cu diode. Acest tip de redresor este foarte des întâlnit în convertoarele DC-DC datorită simplității sale. Schema electrică de simulare este prezentată în Fig. 1.2 [6], [7].



Fig. 1.2 Schema electrică de putere a convertorului în punte cu întârziere de fază și redresor dublor de curent cu diode.

Redresorul cu diode este o soluție simplă și este recomandată în situațiile în care curentul de ieșire nominal este suficient de mic astfel încât pierderile în conducție pe diode datorate căderii de tensiune sunt acceptabile. La curenți mari aceasta soluție devine nepractică.

1.5.2 Convertorul în punte cu redresor dublor de curent comandat

Implementarea unui redresor comandat se realizează prin înlocuirea diodelor redresoare D1 și D2 din schema de putere cu dispozitive semiconductoare comandabile cum sunt dispozitivele de tip MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Întreruptoarele statice de tip MOSFET prezintă o rezistență în conducție foarte mică și o viteza de comutație ridicată în comparație cu tranzistoarele bipolare sau IGBT. Schema electrică este prezentată în Fig. 1.3. Pentru simularea convertorului, s-au considerat următoarele valori ale componentelor convertorului: CA-CD = 120pF, Co = $120\mu F$, Lm = $80\mu H$, Fsw = 200kHz.



Fig. 1.3 Schema electrică de putere a convertorului cu redresor comandat.

Schema electrică de comandă se găsește în Fig. 1.4. Aceasta conține și semnalele de activare a celor două întreruptoare statice QE și QF.



Fig. 1.4 Schema electrică de comandă a convertorului cu redresor comandat.



Rezultatele simulării convertorului în punte cu întârziere de fază echipat cu redresor dublor de curent comandat sunt prezentate în Fig. 1.5.

1.6 Concluzii

În acest capitol s-au evaluat principalele topologii de convertoare DC-DC și s-au ales topologiile optime pentru cele două secțiuni ale convertorului, primar și secundar.

CAP. 2 DIMENSIONAREA COMPONENTELOR DE PUTERE ȘI CALCULUL EFICIENȚEI

Pentru dimensionarea componentelor, în literatură se regăsesc diverse metode [8], [9]. În general, calculul componentelor este făcut fără a ține cont de pierderea de raport de conducție datorată inductanței de scăpări, a rezistențelor serie în conducție ale întreruptoarelor statice, transformatoarelor și inductoarelor din circuitul de putere. Acest lucru poate duce la proiectarea transformatoarelor de izolare cu rapoarte de transformare inadecvate și la o tensiune de ieșire insuficientă în condiții de sarcină maximă [10], [11], [12], [13].

Randamentul mare la sarcină mică face ca proiectarea convertorului pe baza unui singur modul de putere să fie foarte dificil de realizat datorită pierderilor în gol care sunt proporționale cu puterea nominală. Pentru a putea atinge țintele de randament, puterea totală a convertorului va fi împărțită în două module de putere identice [14]. Schema de putere a convertorului cu două module conectate în paralel, este prezentată în Fig. 2.1.



Fig. 2.1 Schema de putere a convertorului cu două module conectate în paralel.

Divizarea schemei de forță a convertorului în două module identice dimensionate la jumătate din puterea nominală prezintă următoarele avantaje:

- răcire facilă datorită distribuției uniforme a pierderilor;

- eficiența ridicată la sarcină mică prin oprirea unui modul;
- redundanță în cazul în care un modul se defectează;
- reducerea ondulațiilor de curent prin condensatoarele de intrare și ieșire prin utilizarea comenzii în opoziție de fază a celor două module.

2.1 Specificațiile finale ale convertorului

În Tabelul 2.2 sunt prezentate specificațiile finale ale convertorului considerând împărțirea schemei de forță în două module identice.

Specificații	Modul 1	Modul 2	Modul 1+2						
Putere ieșire	1.6kW	1.6kW	3.2 kW						
Tensiune intrare	345 V (260 V-420 V)								
Tensiune ieșire	14 V (12 V–16 V)								
Curent de ieșire	115 A	115 A	230 A						
Randament	90% 93% 92%	$Io = 0.15 \cdot In$ $Io = 0.5 \cdot In$ $Io = 1.0 \cdot In$							

 Tabel 2.2 Specificații finale ale convertorului DC-DC

2.2 Calculul raportului numărului de spire al transformatorului

Raportul de transformare poate fi dedus din funcția de transfer a convertorului:

$$\frac{Np}{Ns} = \frac{Vin_{\min}}{Vo_{\max}} \cdot D_{\max}$$
(2.1)

unde, Vin_{min} este tensiunea minimă de intrare, Vo_{max} este tensiunea maximă de ieșire, Ns/Np este raportul numărului de spire iar D_{max} este raportul maxim de conducție admis.

2.3 Deducerea raportului de conducție ideal și cel efectiv

Raportul de conducție ideal se deduce prin înlocuirea în funcția de transfer a convertorului a parametrilor nominali de funcționare din Tabelul 2.2.

$$D = \frac{Vo}{Vin} \cdot \frac{Np}{Ns}$$
(2.2)

Deoarece relația (2.2) se referă la raportul de conducție ideal, nu sunt luate în calcul căderile de tensiune pe inductanța de scăpări L_k și elementele neideale de circuit Dacă se iau în calcul toate aceste căderi de tensiune raportul de conducție efectiv este:

$$D_{eff} = \frac{Vo + \delta Vo}{Vin - \delta V_{Lk} - \delta V_{TR} - \delta V_{Rdson}} \cdot \frac{Np}{Ns}$$
(2.3)

unde, s-a notat cu δV_{Lk} căderea de tensiune datorată inductanței de scăpări, δV_{TR} căderea de tensiune pe înfășurările transformatorului de putere, δV_{Rdson} căderea de tensiune aferentă întreruptoarelor statice de putere și δVo căderea de tensiune pe inductoarele de ieșire.

2.4 Dimensionarea inductoarelor de ieșire

În această secțiune se vor calcula valoarea inductanței de ieșire, curentul de vârf și efectiv prin inductor precum și inducția maximă în miezul magnetic.

2.4.1 Calculul valorii inductanței de ieșire

Valoarea inductanței de ieșire se calculează în funcție cu ajutorul relatiei de mai jos:

$$Lo = \frac{Vin \cdot \frac{Ns}{Np} \cdot D \cdot (1 - D)}{\Delta i_{Lo} \cdot Fsw}$$
(2.4)

unde, s-a notat cu Δi_{Lo} ondulația curentului prin inductor.

2.4.2 Calculul curentului de vârf și deducerea curentului efectiv

Pentru a calcula curentul efectiv, se va utiliza forma de undă a curentului prin inductor pe parcursul unei perioade de comutație. Astfel, valorile maxime (I_{Lo_max}) și minime (I_{Lo_min}) ale curentului prin inductoarele de ieșire ale convertorului în punte cu întârziere de fază și redresor dublor de curent sunt:

$$I_{Lo_max} = \frac{Io}{2} + \frac{\Delta i_{Lo}}{2}$$
(2.5)

$$I_{Lo_\min} = \frac{Io}{2} - \frac{\Delta i_{Lo}}{2} \tag{2.6}$$

Valoarea efectivă a curentului este dată de relația de mai jos:

$$I_{Lo_rms} = \int_{DT}^{T} (i_{Lo}(t))^2 dt = \sqrt{\frac{I_{Lo_min}^2 + I_{Lo_max}^2 + I_{Lo_max} \cdot I_{Lo_min}}{3}}$$
(2.7)

2.4.3 Selecția miezului magnetic și calculul inducției maxime

Inducția maximă în miezul magnetic se calculează în funcție de curentul de vârf prin inductor, numărul de spire și secțiunea miezului. Valoarea inducției maxime în miez se calculează cu relația de mai jos:

$$B_{\max} = \frac{Lo \cdot I_{Lo} \max}{N_{Lo} \cdot Ac}$$
(2.8)

unde, N_{L0} este numărul de spire al inductorului iar Ac este aria miezului.

Pentru această aplicație s-a selectat materialul de tip ferită 3C90 de la producătorul Ferroxcube [16] datorită frecvenței mari de comutație și inducției de saturație ridicate.

2.5 Dimensionarea întreruptoarelor statice de putere din circuitul secundar

Pentru alegerea tipului de întreruptor static de putere se vor considera frecvența de comutație, tensiunea la borne în timpul funcționarii, valorile de vârf și efective ale curentului prin întreruptorul static.

2.5.1 Calculul curenților maximi și efectivi din circuitul secundar

Circuitul de redresare este tip dublă alternantă format din două ramuri cu ajutorul celor două întreruptoare, QE și QF. Curentul prin fiecare ramură a redresorului este egal cu suma curenților inductoarelor de ieșire.

Valoarea curentului efectiv ce trece prin întreruptoarele statice de putere din circuitul de redresare este:

$$I_{SR_RMS} = \sqrt{D \cdot I_{SR_RMS_ON}^{2} + (0.5 - D) \cdot I_{SR_RMS_FW}^{2}}$$
(2.9)

2.5.2 Selectarea întreruptorului static pentru circuitul de redresare

Un întreruptor static care se pretează pentru această aplicație este de exemplu AUIRF7669L2 de la producătorul Infineon Technologies [18]. Acest întreruptor static de putere de tip MOSFET are dimensiuni reduse și prezintă timpi de comutație mici și o rezistență echivalentă drenă-sursă redusă ($4.4m\Omega \ @ Tj = 100^{\circ}C$).

2.6 Dimensionarea întreruptoarelor statice de putere din circuitul primar

Pentru selectarea tipului de întreruptor static de putere pentru secțiunea primară, se vor considera aceeași parametrii ai convertorului ca în cazul celor din circuitul secundar: frecvența de comutație, tensiunea maximă de operare, valoarea maximă și efectivă a curentului prin dispozitiv.

2.6.1 Calculul curenților prin întreruptoarele statice din circuitul primar

Pentru a determina curenții ce trec parcurg întreruptoarele statice de putere din circuitul primar, se vor studia formele de undă ale tensiunilor și curenților din primarul transformatorului [15]. Pe intervalul de conducție **[0, DT]**, când energia este transferată de la sursa de intrare către circuitul secundar, curentul efectiv din primar este:

$$Ip_{rms}_{ON} = \sqrt{\frac{I \, p_{\min}^{2} + I \, p_{\max}^{2} + I \, p_{\min} \cdot I \, p_{\max}}{3}}$$
(2.10)

Pe intervalul de conducție liberă [**DT**, (0.5-**D**)**T**], energia înmagazinată în inductanța de scăpări (L_k) va circula atât prin circuitul primar cât și prin cel secundar, astfel curentul efectiv pe acest interval este:

$$Ip_{rms}_{FW} = \sqrt{\frac{I p_{\min 2}^{2} + I p_{\max}^{2} + I p_{\min 2} \cdot I p_{\max}}{3}}$$
(2.11)

Considerând raportul de conducție, se poate calcula valoarea curentului efectiv prin întreruptoarele statice de putere din circuitul primar:

$$I_{PR_RMS} = \sqrt{D \cdot I p_{rms_ON}^{2} + (0.5 - D) \cdot I p_{rms_FW}^{2}}$$
(2.12)

Cu ajutorul relației de mai sus se obține și valoarea curentului efectiv din înfășurarea primară a transformatorului:

$$Ip_{RMS} = \sqrt{Ip_{rms}^{2} + Ip_{rms}^{2}}$$
(2.13)

2.6.2 Selectarea întreruptorului static pentru circuitul primar

Se va selecta un dispozitiv de tip MOSFET optimizat pentru acest tip de aplicație. Un astfel de dispozitiv este IPB65R110CFDA în tehnologie CoolMOS de la producătorul Infineon Technologies [19]. Conform specificațiilor, acest întreruptor static de putere are o tensiune nominală de 650V, rezistența drenă-sursă de 180m Ω și un curent nominal de 19.7A@100°C.

2.7 Calculul energiei disponibile din inductanța de scăpări

În condiții nominale de funcționare, curentul din înfășurarea primară a transformatorului înainte de schimbarea polarității este Ip_{min2} . Deci, energia înmagazinata inductanța de scăpări este:

$$E_k = \frac{1}{2} \cdot L_k \cdot I p_{\min 2}^2 \tag{2.14}$$

2.8 Calculul condensatorului de ieșire

Valoarea capacitații condensatorului de ieșire se determină în funcție de ondulația maximă acceptată a tensiunii de ieșire a convertorului. Ondulația maximă a curentului prin condensator este dată de suma curenților celor două inductoare de ieșire și se atinge pe intervalul de conducție [0, DT]:

$$\delta I_{Co} = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} \tag{2.15}$$

Capacitatea minimă necesară la ieșirea convertorului este:

$$Co_{\min} = \frac{\delta I_{Co}}{8 \cdot \Delta Us \cdot Fsw \cdot 2} \tag{2.16}$$

2.9 Calculul pierderilor convertorului

În vederea evaluării eficienței convertorului, este necesar să se calculeze pierderile de putere pe toate elementele de circuit ale convertorului.

2.9.1 Puterea disipată în inductoarele de ieșire

Pierderile de putere în inductoarele de ieșire sunt datorate pe de-o parte rezistenței înfășurărilor și pe de altă parte miezului magnetic.

$$P_{Lo} = P_{DCR_Lo} + P_{core_Lo}$$
(2.17)

S-a notat $P_{DCR_{L0}}$ puterea disipată datorită rezistenței înfășurării în curent continuu a inductorului și $P_{core_{L0}}$ pierderea de putere în miezul magnetic.

2.9.2 Puterea disipată pe întreruptoarele statice din circuitul primar

Puterea disipată pe întreruptoarele statice de putere din circuitul primar este egală cu suma dintre pierderile în conducție și a celor în comutație.

$$P_{PR} = P_{cond} P_R + P_{sw} P_R \tag{2.18}$$

2.9.3 Puterea disipată pe întreruptoarele statice din circuitul secundar

Pierderile pe întreruptoarele statice de putere din circuitul redresor se calculează în mod similar cu cele pentru cele din circuitul primar:

$$P_{SR} = P_{cond _SR} + P_{sw_SR}$$
(2.19)

2.9.4 Puterea disipată pe transformatorul de izolare

În mod similar cu inductoarele de ieșire, pierderile în transformator sunt compuse din pierderi datorate rezistenței înfășurărilor și pierderi în miezul magnetic:

$$Pt = P_{res_prim} + P_{res_sec} + Pt_{core}$$
(2.20)

2.9.5 Puterea consumată de circuitele de comandă

Puterea consumată pentru activarea și dezactivarea dispozitivelor semiconductoare de putere este:

$$P_{DRV} = V_{cc} \left(4Qg_{PR} + 4Qg_{SR} \right) \cdot F_{SW}$$

$$(2.21)$$

unde, s-a notat cu Vcc tensiunea de alimentare a circuitului de comandă, Qg_{PR} , Qg_{SR} sarcina de poartă aferentă întreruptoarelor statice primare respectiv secundare ce trebuie încărcate/descărcate la fiecare ciclu de comutație.

2.9.6 Puterea disipată datorită circuitelor de limitare a supratensiunilor

Pentru a preveni o eventuală situație în care aceste tensiuni pot depăși tensiunea nominală a întreruptoarelor statice de putere, se prevăd măsuri de limitare. O metodă simplă este conectarea unui circuit RC (rezistență-condensator) serie la bornele elementului ce trebuie protejat după cum este prezentat în Fig. 2.3 [20]. Puterea disipată pe rezistorul Rs se poate calcula cu relația de mai jos:

$$P_{snubber} = 2 \cdot Cs \cdot \left(Vin \cdot \frac{Ns}{Np} \right)^2 \cdot Fsw$$

$$(2.22)$$



2.10 Bilanțul de pierderi și determinarea randamentului convertorului

Puterea totală disipată în condiții nominale de funcționare este dată de suma pierderilor pe toate elementele convertorului calculate anterior:

$$Pd = 2 \cdot P_{Lo} + 4 \cdot P_{PR} + 2 \cdot P_{SR} + Pt + P_{DRV} + P_{snubber}$$
(2.26)

În Fig. 2.3 este prezentat bilanțul pierderilor de putere pe elementele principale ale convertorului la putere nominală de ieșire și la tensiune nominală de intrare. Bilanțul este reprezentat și sub formă procentuală.

Secțiune	Putere disipată
Inductoarele de ieșire	20.28 W
Întreruptoare statice primar	33.96 W
Întreruptoare statice secundar	36.96 W
Transformator	15.04 W
Circ. de comandă	1.91 W
Circ. limitare supratensiune	0.46 W
Putere disipată totală	108.6 W
Putere de ieșire	1610 W
Randament	0.936

Fig. 2.3 Bilanțul de pierderi la tensiune nominală de intrare (345V).



Fig. 2.4 Eficiența calculată a convertorului în funcție de curentul de ieșire și tensiunea de intrare.

Din analiza graficelor de eficientă din Fig. 2.4, se poate observa că randamentul convertorului variază semnificativ cu tensiunea de alimentare în special la sarcină de ieșire mică și medie. La curenți de ieșire mari, apropiați de curentul nominal, randamentul convertorului este mult mai puțin dependent de tensiunea de intrare.

2.11 Concluzii

În acest capitol s-a prezentat o metodă de calcul pentru un convertor de tip punte cu întârziere de fază echipat cu redresor dublor de curent. Plecând de la specificațiile convertorului DC-DC de putere, s-a procedat la alegerea raportului de transformare, calculul inductoarelor de ieșire, al curenților efectivi și a puterilor disipate pe elementele de putere ale convertorului. După calculul solicitărilor în tensiune și curent pentru fiecare secțiune a convertorului, s-au selectat componentele semiconductoare și cele magnetice.

CAP. 3 Calculul și optimizarea inductanței de scăpări

În acest capitol este prezentată o metodă de calcul a valorii optime a inductanței de scăpări. O valoare optimă asigură condiții de realizare ZVS în circuitul primar pe o plajă largă de funcționare a convertorului și cu o pierdere minimă de raport de conducție. Avantajul comutației în regim ZVS este acela că energia din inductanța de scăpări este transferată în capacitățile parazite fără disipare de putere. Prin acest mecanism, pierderile totale pe circuitul primar sunt reduse iar eficiența convertorului crește semnificativ [21], [22], [23], [24].

3.1 Deducerea relațiilor de dimensionare a inductanței de scăpări

În Fig. 3.1 este prezentată schema electrică a convertorului în punte cu întârziere de fază împreună cu capacitățile parazite alte dispozitivelor semiconductoare (CA, CB, CC, CD). Dimensionarea inductanței adiționale de scăpări se va face astfel încât să se obțină o comutație în regim ZVS pentru circuitul primar pe o plajă cât mai largă a curentului de ieșire, a tensiunii de intrare și a tensiunii de ieșire [15].



Fig. 3.1 Schema electrică de putere a convertorului cu evidențierea capacitaților parazite.

Pentru a calcula inductanța de scăpări, se vor lua în considerare următorii parametrii ai convertorului: capacitățile parazite drenă-sursă ale întreruptoarelor statice, capacitatea parazită a transformatorului de putere, tensiunea minimă și maximă de intrare, curentul minim de ieșire de la care se dorește comutația în regim de ZVS.

Condiția pentru a se realiza ZVS în circuitul primar, este ca energia înmagazinată în inductanța de scăpări E_{Lk} să fie mai mare sau cel puțin egală cu energia stocată în capacitățile parazite E_{cap} din circuitul primar.

$$E_{Lk} \ge E_{cap} \tag{3.1}$$

Energia înmagazinată de capacitățile parazite este:

$$E_{cap} = \frac{1}{2} \left(2C_{oss} + C_{tr} \right) \cdot V_{in}^2 \tag{3.2}$$

S-a notat cu Coss capacitatea parazită a întreruptorului static de putere primar iar cu Ctr capacitatea parazită a transformatorului de putere.

Energia înmagazinată de inductanța de scăpări este dată de relația:

$$E_{Lk} = \frac{1}{2} L_k I_k^2$$
(3.3)

unde, L_k este inductanța de scăpări și I_k este valoarea curentului chiar înainte de schimbarea stării întreruptorului static de putere.

În situația cea mai defavorabilă, I_k este egal cu Ip_{min2} care este valoarea instantanee a curentului prin înfășurarea primară a transformatorului chiar înainte de schimbarea polarității tensiunii u_p .

Valoarea lui Ip_{min2} este dată de relația de mai jos:

$$Ip_{\min 2} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \cdot \left(I_o + \frac{\left(V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} - V_o \right) \cdot D}{L_o \cdot F_{sw}} \right) \cdot e^{-\frac{R_e}{L_k} (0.5 - D) \cdot T} + \frac{V_{in} \cdot D}{L_p \cdot F_{sw}} \right)$$
(3.4)

Energia totală din inductanța de scăpări disponibilă pentru a realiza ZVS se obține după înlocuirea rezultatului din (3.4) în ecuația (3.3).

$$E_{Lk} = \frac{1}{2} L_k \cdot (I p_{\min 2})^2$$
(3.5)

Conform relației (3.4) energia înmagazinată în inductanța de scăpări ce este disponibilă pentru a realiza ZVS depinde de mai mulți parametrii: rezistențele serie echivalente ale întreruptoarelor statice și inductoarelor, inductanța de magnetizare a transformatorului, inductanța de ieșire, tensiunile de intrare/ ieșire, curentul de ieșire și frecvența de comutație.

3.2 Dimensionarea inductanței de scăpări

Relațiile deduse în secțiunea anterioară vor fi folosite pentru a găsi valoarea optimă a inductanței de scăpări. Conform ecuației (3.2) energia maximă înmagazinată în capacitățile parazite din circuitul primar corespunzător condițiilor celor mai defavorabile este:

$$E_{cap} = \frac{1}{2} \left(2C_{oss} + C_{tr} \right) \cdot V_{in\,\text{max}}^2 = \frac{1}{2} \cdot \left(2 \cdot 120 \, pF + 100 \, pF \right) \cdot 420 V^2 \approx 30 \, \mu C \tag{3.6}$$

Comutația în regim de ZVS a întreruptoarelor statice de putere din circuitul primar este posibilă numai dacă energia disponibilă în inductanța de scăpări este cel puțin 30μ C. În Fig. 3.2a ecuațiile (3.6) și (3.5) sunt prezentate sub formă grafică. Din acest grafic se poate extrage valoarea minimă a inductanței de scăpări. Aceasta se găsește la intersecția curbei energiei a inductanței de scăpări E_{Lk} cu cea a energiei stocate în capacitățile parazite E_{cap} .

Pentru a se realiza ZVS pe o gamă largă de curent de sarcină (20A - 115A), se va selecta valoarea corespunzătoare curentului minim adică $L_k = 3.15 \mu$ H.



Fig. 3.2 Energia înmagazinată în inductanța de scăpări

Conform graficelor din Fig.3.2b, atingerea regimului de comutație ZVS depinde semnificativ atât de curentul de sarcină cât și de nivelul programat al tensiunii de ieșire. În Fig. 3.3a se prezintă graficul energiei stocate în inductanța de scăpări în funcție de L_k , dar pentru o valoare a inductanței de magnetizare L_p de 100µH. În acest caz, inductanța de scăpări minimă necesară pentru a atinge ZVS este 2.5µH.





Fig. 3.3 E_{Lk} în funcție de valoarea inductanței L_k pentru $Lp = 100 \mu H$.

În Fig. 3.3b este prezentat graficul energiei din inductanța de scăpări în funcție de curentul de sarcină și tensiunea de ieșire a convertorului pentru $L_k = 2.5 \mu$ H și $Lp = 100 \mu$ H.

Analizând graficul obținut se constată că este foarte asemănător cu cel din Fig. 3.2 deși inductanța de scăpări a fost redusă cu aproximativ 25%. Creșterea energiei din L_k prin această metodă prezintă avantajul că energia necesară pentru atingerea ZVS este obținută cu o cădere mai mică de tensiune la bornele inductanței de scăpări.

3.3 Simularea convertorului la diverse valori ale lui L_k

În Fig. 3.4 se găsesc rezultatele simulării convertorului cu inductanța de scăpări de 0.5μ H și 2.5μ H.





Conform Fig. 3.4a, energia înmagazinată de inductanța de scăpări nu este suficientă pentru a încărca/descărca capacitățile parazite ale lui QA și QB (vezi zonele încercuite) pentru $L_k = 0.5\mu$ H. Din acest motiv, aceste două întreruptoare statice de putere ale punții primare nu pot comuta în regim de ZVS, ducând la pierderi în comutație semnificative.

În cazul $L_k = 2.5 \mu$ H din Fig. 3.4b, ambele brațe ale punții primare comută în regim ZVS. În comparație cu Fig. 3.4a, tensiunea la bornele lui QA este adusă la zero înainte de a sosi comanda de activare, deci acesta comută în poziția închis cu tensiune zero la borne. În mod similar, la dezactivare, tensiunea la bornele lui QA este adusă la nivelul tensiunii de alimentare înainte de venirea comenzii de dezactivare, deci tot o schimbare de stare fără efort din partea întreruptoarelor statice de putere din circuitul primar.

3.4 Concluzii

În acest capitol a fost prezentată o nouă metodă de calcul pentru inductanța de scăpări a convertorului în punte cu întârziere de fază. Metoda propusă ține cont de parametrii principali ai convertorului: tensiunile de intrare/ieșire, curentul de ieșire, rezistentele serie echivalente ale elementelor e putere și inductanța de magnetizare.

CAP. 4 Analiza și optimizarea componentelor magnetice

În acest capitol, se vor analiza și optimiza componentele magnetice de putere ale convertorului de tip punte cu întârziere de fază și redresor dublor de curent. Acest studiu se va efectua cu ajutorul simulării numerice utilizând un program de simulare ce permite analiza de tip element finit.

Metoda elementului finit (FEM – Finite Element Method) a fost și este utilizată cu succes în domeniul frecvențelor joase pentru modelarea transformatoarelor trifazate de înaltă tensiune, motoarelor asincrone și generatoarelor [25], [26], [27], [28]. Metoda este folosită și la frecvențe mai mari pentru evaluarea performanțelor transferului de putere fără fir (Eng. Wireless power) [29], [30], [31], [32]. În Fig. 4.1 este prezentată schema electrică de putere a convertorului în care sunt evidențiate componentele magnetice ce urmează a fi analizate și optimizate cu ajutorul metodei FEM.



Fig. 4.1 Schema de putere a convertorului.

Metoda FEM permite o evaluare precisă a fenomenelor complexe cum ar fi efectele de proximitate și suprafață. Avantajul principal al acestei metode fiind posibilitatea de a evalua, modifica și optimiza componentele magnetice fără a fi necesar un prototip fizic.

4.1 Transformatorul de putere

Transformatorul de putere asigură separarea galvanică și transferul de energie al convertorului din circuitul primar în cel secundar.

4.1.1 Specificațiile transformatorului

Specificațiile transformatorului se deduc din specificațiile convertorului. Acestea au fost prezentate anterior și se regăsesc în Tabelul 4.1.

Specificații	Notație	Modul
Putere ieșire nominală	Ро	1.6kW
Tensiune intrare	Vin	260 V-420 V
Tensiune ieșire	Vo	12 V–16 V
Curent de ieșire	Io	115 A
Inductanță magnetizare	L _p	100µH
Raport transformare	Np/Ns	7

Tabel 4.1 Specificațiile convertorului DC-DC în punte cu întârziere de fază

4.1.2 Selecția materialului miezului magnetic

Deoarece frecvența de comutație a convertorului este de 200kHz, se impune folosirea unui material de frecvență înaltă de tip ferită. Pentru această aplicație a fost selectat materialul 3F3 de la producătorul Ferroxcube [33]. Datele de catalog ale acestui material sunt prezentate în Fig. 4.2.





Materialul 3F3 are inducția de saturație de 370mT iar temperatura Curie de 200°C fiind destinat gamei de frecventa de operare 200kHz – 500kHz iar pierderile specifice sunt \approx 230kW/m³ la o inducție în miez de 100mT.

4.1.3 Selecția dimensiunii și a modelului miezului magnetic

În scopul găsirii soluției optime, trei modele de miez de tip planar sunt propuse pentru a fi analizate cu ajutorul simulării numerice. Modelele constructive și dimensiunile acestora sunt prezentate în Tabelul 4.2 [35].

	•		•
Model miez	Arie	Volum total	Fereastră bobinaj
E43/10/28	229 mm ²	13.9 cm^3	13.3 mm
ER51/10/38	314 mm ²	25.8 cm^3	10.9 mm
E58/11/38	308 mm ²	24.6 cm^3	21.1 mm

Tabel 4.2 Modele de miezuri planare propuse pentru transformatorul de putere

4.1.4 Simularea numerică a transformatorului

Pentru a efectua simulare numerică, este necesar ca mai întâi să fie definite condițiile și modelele de simulare pentru fiecare variantă de miez propusă. Se consideră că toate cele trei variante constructive de transformator au același raport de spire (N = 7) și sunt construite în tehnologie planară pe un cablaj imprimat cu șase straturi.

Pentru simularea numerică de tip FEM va fi utilizat software-ul Ansys Maxwell din suita Ansys Electromagnetics. Pentru analiza FEM, se va utiliza o grilă de discretizare adaptivă. Grila de discretizare de tip adaptiv, presupune ca densitatea de grilei să fie mare în zonele unde există neuniformități ale distribuției câmpului magnetic (ex. întrefier) și mai rară în zonele unde câmpul magnetic este uniform. Acest tip de grilă permite reducerea semnificativă a timpului de simulare fără însă a sacrifica din precizia rezultatelor. Pentru toate simulările FEM efectuate s-a impus o eroare maximă de 2%.

Modelele de simulare ale transformatorului

Modelele de simulare FEM a celor trei variante de miez pentru transformator sunt prezentate în Fig. 4.3.







Modul de conectare și dispunere a înfășurărilor pe straturi este evidențiat în Fig. 4.4.

Fig. 4.4 Schema de conexiuni a înfășurărilor.

Simularea de tip "Eddy".

Simularea de tip "Eddy" presupune excitații în curent sau tensiune de formă sinusoidală pentru înfășurările transformatorului. Aceasta oferă informații importante despre transformator, cum ar fi inductanțele înfășurărilor (L_p , L_{sec}), inductanța de scăpări (L_k), inducția maximă în miez (B_{max}), factorul de cuplaj (K), rezistențele înfășurărilor în curent alternativ (R_{prim} , R_{sec}) și pierderile de putere din miez și înfășurări. În Tabelul 4.3 sunt prezentați parametrii transformatorului și valorile pierderilor în urma analizei FEM pentru cele trei variante de miez propuse.

Tabel 4.3 Parametrii transformatorului obținuți din simularea de tip Eddy

		Freq [kHz]	Lp [uH]	Lse	c [uH]	Lk [uH] Rprim [mOhm]	Rsec [mC)hm]	к	Bmax [tesla]
	1	10.00	106.4	4	2.16	0.8	3 214	4.71	5.7	6	0.99633	1.532
	2	100.00	104.3	7	2.12	0.7	2 52	1.28	11.4	8	0.99675	0.157
	3	200.00	104.2	8	2.12	0.7	1 58	1.54	12.6	7	0.99678	0.078
		Freq [kHz]	Lp [uH]	Lsec [uH] [_k [nH]	Rprim [mOhm]	Rsec [mO	hm]	к	Bmax [mTesl
	1	10.00	102.74	2.	09	168.05	5 70	0.77	0.7	1	0.99918	2432.47
	2	100.00	102.65	2.	09	124.39	11:	3.74	1.7	4	0.99939	244.10
)[3	200.00	102.79	2.	09	113.81	13	4.54	2.1	9	0.99945	122.07
<i>,</i>	_											
		Freq [kł	Hz] Lp	[uH]	Lsec	[uH]	Lk [nH]	Rprim	[mOhm]	Rse	c [mOhm]	к
	1	10.0	0 10)1.35	:	2.06	420.39	1	57.47		2.17	0.99792
	2	100.0	0 10	0.75		2.05	407.65	2	41.50		3.69	0.99797
	-	200.0	0 10	0 74		2 05	403 82	2	79.65		4.30	0 99799

În Fig. 4.4 se prezintă distribuția inducției magnetice în miez împreună cu distribuția densității de curent din înfășurări (valori de vârf). Conform rezultatelor, inducția în miezul magnetic E43 este în jurul valorii de 80mT, în cazul ER51 este 122mT iar pentru E58 este de 60mT. Densitatea medie de curent din înfășurări pentru miezul E43 este în jurul a 60A/mm², pentru ER51 este de 9A/ mm² iar în cazul configurației E58 este de 8A/mm².



Fig. 4.4 Distribuția inducției magnetice în miez și densitatea de curent din înfășurări (valori de vârf).

Simularea de tip "Transient" a variantei finale (E58)

În vederea obținerii unei imagini mai clare despre performanțele transformatorului, se va efectua simularea în regim tranzitoriu conform cu schema electrică din Fig. 4.5. Rezultatele simulării sunt prezentate în Fig. 4.6 iar distribuția pierderilor de putere pe elementele constructive ale transformatorului este evidențiată în Fig. 4.7.



Fig. 4.5 Schema electrică de excitație pentru simularea în regim tranzitoriu a configurației E58.



Fig. 4.6 Formele de undă ale convertorului în regim tranzitoriu pentru miezul E58/11/38.





Conform rezultatelor din Fig. 4.6 și Fig. 4.7, pierderile mediate pe intervalul de timp [160us, 175us] sunt:

- Pierderi în primar = 4.97 W;
- \circ Pierderi în secundar = 2.88 W;
- \circ Pierderi în miez = 2.13 W;
- Pierderi totale = 9.98 W.

Adițional, pierderile pot fi defalcate și pe straturile de cablaj imprimat pentru a verifica dacă există concentrări de pierderi în structura înfășurărilor. Distribuția pierderilor pe straturi pentru înfășurarea primară respectiv secundară este evidențiată în Fig. 4.8.



Fig. 4.8 Distribuția pierderilor pe straturi a înfășurării transformatorului cu miez E58/11/38.

Conform rezultatelor din Fig. 4.8, pierderile de putere din straturile 1 și 4 ale înfășurării primare sunt mai mari decât pe celelalte două straturi. Acest lucru era de așteptat deoarece, numărul de spire pe strat este mai mare pentru acestea. În cazul înfășurării secundare, se observă o diferență similară între cele două straturi. Această diferență apare deoarece, stratul superior este cel mai aproape zona de întrefier unde câmpul magnetic de scăpări generează pierderi prin curenți turbionari. În Tabelul 4.4 este prezentat sumarul pierderilor pentru cele trei variante de miezuri analizate. Conform rezultatelor, configurația cu miez E58 este cea optimă datorită pierderilor reduse atât în miez cât și pe înfășurări. Dat fiind faptul că varianta E58 oferă cele mai bune performanțe, această configurație va fi selectată pentru proiectarea transformatorului.

Configurație	Pierderi miez	Pierderi înfășurări	Total
E43/10/28	2.18 W	19.55 W	21.73 W
ER51/10/38	8.21 W	4.57 W	12.78 W
E58/11/38	2.13 W	7.85 W	9.98 W

Tabel 4.4 Sumar pierderi configurații transformator de putere

4.2 Inductanța de scăpări L_k

În această secțiune se va selecta materialul, modelul de miez, se va calcula întrefierul și calcula pierderile pentru fiecare configurație propusă utilizând analiza de tip FEM.

4.2.1 Specificațiile inductanței de scăpări

Pe baza rezultatelor din secțiunile anterioare, specificațiile inductanței de scăpări sunt:

★ $L_k = 2.5 \mu H$, $I_{Lmax} = 15A$, Fsw = 200 kHz, $B_{max} = 125 mT$.

unde, ILmax este curentul de vârf prin inductor.

4.2.2 Selecția materialului miezului magnetic

Condițiile de operare fiind similare cu cele ale primarului transformatorului, se va alege același tip de material pentru miezul magnetic (3F3).

4.2.3 Selecția dimensiunii și a modelului miezului magnetic

În vederea selectei configurației optime pentru miezul inductorului de scăpări, se vor evalua două modele de miez planar. Acestea sunt prezentate în Tabelul 4.5.

Model miez	Arie	Volum	Fereastră	
E22/6/16	78.5 mm ²	2.4 cm^3	5.9 mm	
E32/6/20	130 mm ²	4.56 cm^3	9.2 mm	

4.2.4 Analiza FEM a inductanței de scăpări

Definirea modelelor de simulare

Modelele de simulare FEM al inductorului de scăpări sunt prezentate în Fig. 4.9.



Fig. 4.9 Modele pentru analiza FEM a inductorului de scăpări.

Simularea de tip "Eddy"

În Tabelul 4.6 sunt prezentați principalii parametrii ai inductorului pentru ambele variante obținuți din analiza FEM. Simularea s-a efectuat la mai multe valori ale întrefierului în scopul alegerii dimensiunii optime.

Tabel 4.6 Principalii parametri ai inductanței în funcție de întrefier (Eng. Gap). E22

	\$gap [um]	L [uH]	RL [mOhm]	CoreLoss [W]	SolidLoss [W]	Total Loss [W]	Imax [A]	Bmax [mTesla]
1	700.00	3.22	50.78	1.09	5.71	6.80	15.00	139.98
2	750.00	3.04	51.69	0.96	5.82	6.77	15.00	131.54
3	800.00	2.88	52.42	0.85	5.90	6.75	15.00	124.98
4	850.00	2.73	53.55	0.76	6.02	6.78	15.00	120.15
5	900.00	2.60	54.22	0.68	6.10	6.78	15.00	113.93
6	950.00	2.48	55.37	0.61	6.23	6.84	15.00	109.30

	\$gap [um]	L [uH]	RL [mOhm]	CoreLoss [W]	SolidLoss [W]	Total Loss [W]	Imax [A]	Bmax [mTesla]
1	650.00	3.06	21.19	1.39	2.38	3.77	15.00	104.41
2	700.00	2.88	21.26	1.21	2.39	3.60	15.00	98.43
3	750.00	2.72	21.53	1.07	2.42	3.49	15.00	93.10
4	800.00	2.58	21.90	0.95	2.46	3.42	15.00	88.24
5	850.00	2.46	21.99	0.85	2.47	3.33	15.00	84.34
6	900.00	2.35	22.14	0.77	2.49	3.26	15.00	80.14

Corespunzător Tabelul 4.6, în cazul miezului E22 pierderile totale ale inductanței sunt aproximativ constante pentru o valoare a întrefierului în intervalul [0.8mm - 0.95mm]. Având în vedere că pentru convertor o inductanța de scăpări ușor mai mare este benefică, se va alege valoarea întrefierului egală cu 0.85mm pentru efectuarea simulării în regim tranzitoriu. La această valoare, inductanța este egală cu 2.73μ H iar pierderile totale sunt de 6.78W. În cazul configurației E32, pierderile totale sunt constante pentru o valoare a întrefierului în intervalul [0.7mm - 0.8mm]. Se va alege valoarea grosimii întrefierului egală cu 0.75mm iar la acest întrefier, inductanța este 2.72μ H iar pierderile totale sunt de 3.49W.

În Fig. 4.10 este prezentată distribuția inducției în miez și a densității de curent din înfășurări.





Potrivit rezultatelor, pentru configurația E22 inducția în miezul magnetic este de 120mT iar densitatea medie de curent din înfășurări este de 15A/mm². În cazul configurației E32 inducția este de 90mT iar densitatea medie de curent din înfășurări este de 10A/mm².

Simularea de tip "Transient"

Rezultatele simulării în regim tranzitoriu împreună cu analiza FEM a inductorului de scăpări pentru ambele variante de miez sunt prezentate în Fig. 4.18.





Potrivit rezultatelor, pierderile de putere mediate pe intervalul [160us, 175us] sunt:

- Pierderi în miez E22/E32 = 1.17W/1.58W;
- \circ Pierderi înfășurări E22/32 = 5.32W/2.24 W;
- Pierderi totale E22/E32 = 6.49W/3.82W.

Analizând bilanțul de pierderi de putere, se constată că pierderile totale sunt semnificativ mai mici pentru configurația E32 față de E22. Deși ambele configurații pot fi utilizate, varianta selectată este cea cu miez E22 datorită limitării în ceea ce privește spațiul disponibil pe cablajul imprimat.

4.3 Inductanța de ieșire Lo

Inductanța de ieșire împreună cu condensatorul de ieșire asigură filtrarea tensiunii de ieșire a convertorului DC-DC.

4.3.1 Specificațiile inductorului de ieșire

Pe baza rezultatelor din secțiunile capitolul doi, specificațiile inductorului de ieșire sunt următoarele: L = 1.2μ H, I_{Lmax}= 80A, Fsw = 200kHz, B_{max} = 380mT.

4.3.2 Selecția materialului miezului magnetic

Deoarece inductanța de ieșire are o excursie de flux redusă, se poate alege un material pentru miez care are o inducție de saturație mai mare, cum este materialul 3C90 [34].

4.3.3 Selecția dimensiunii și a modelului miezului magnetic

Pentru acest inductor, a fost ales un miez planar de tip E32/6/20. Acesta are lățimea ferestrei de bobinaj egală cu 9.2 mm și o arie efectivă a pilonului central de 130 mm².

4.3.4 Analiza FEM a inductanței de ieșire

Definirea modelului de simulare

Modelul de simulare FEM al inductorului de ieșire cu miez E32/6/20 împreună cu grila de discretizare sunt prezentate în Fig. 4.19.



Fig. 4.19 Model analiză FEM a inductorului de ieșire cu miez E32/6/20.

Simularea de tip "Magnetostatic"

Datorită componentei semnificative de curent continuu se va efectua analiza FEM de tip magnetostatic. În Fig. 4.20 este prezentat graficul inductanței și inducției de vârf în funcție grosimea întrefierului pentru $I_{Lmax} = 80A$.



Fig. 4.20 Variația inductanței L și a inducției de vârf B_{max} cu grosimea întrefierului.

Pentru a limita inducția maximă la o valoare rezonabilă se va selecta o grosimea întrefierului de 0.85 mm. La această dimensiune a întrefierului inductanța este de 1.16 µH.

Simularea de tip "Transient"

Rezultatele simulării în regim tranzitoriu ale inductorului sunt prezentate în Fig. 4.21.



Fig. 4.21 Formele de undă ale inductorului în regim tranzitoriu .

Distribuția pierderilor pe straturi este evidențiată în Fig. 4.22. Analizând rezultatele, se observă o bună împărțire a puterilor disipate pe straturile ce formează înfășurarea inductorului.



Fig. 4.22 Distribuția pierderilor pe straturi ale inductorului.

4.4 Concluzii

În acest capitol s-a urmărit optimizarea componentelor magnetice de putere ale convertorului prin utilizarea analizei FEM și selecția variantei constructive optime.

CAP. 5 Conectarea în paralel a convertoarelor în punte

În acest capitol, principalele metode de echilibrare a curenților sunt investigate urmând a se propune o nouă metodă de echilibrare pentru convertoarele în punte cu întârziere de fază. În vederea validării conceptului, noua metodă de echilibrare este analizată cu ajutorul simulărilor și verificată experimental pe un prototip (vezi capitolul 6).

5.1 Metode de conectare în paralel a convertoarelor DC-DC

Conectarea în paralel a convertoarelor de putere are multe avantaje însă ridică și o dificultate importantă. Aceasta constă în asigurarea împărțirii în mod egal a curenților de ieșire între convertoare atât în regim static cât și în regim dinamic.

5.1.1 Metoda limitării de curent

Această metodă presupune utilizarea convertoarelor conectate în paralel în regim limită de curent. În acest mod, când unul dintre convertoare ajunge să livreze curentul maxim pe care acesta îl poate furniza, tensiunea de ieșire a acestuia scade iar următorul convertor începe să livreze curent, când și acest convertor ajunge la limita sa de curent, îi va scădea Această metodă nu asigură tot timpul o împărțire egală a curenților de ieșire ai convertoarelor decât când acestea operează în limitare de curent.

5.1.2 Metoda căderii de tensiunii de ieșire ("Droop method")

Această metodă de conectare în paralel presupune proiectarea convertoarelor cu o rezistență de ieșire finită astfel încât, tensiunea la ieșirea acestora va scădea proporțional cu creșterea curentului. În acest mod, dacă inițial convertoarele sunt ajustate individual pentru un punct de funcționare, acestea vor contribui în mod egal la curentul total de ieșire pe toată plaja de funcționare a convertorului.

5.1.3 Metoda "feedback"-ului comun de tensiune

Această metodă presupune utilizarea unei singure bucle de reacție pentru toate modulele conectate în paralel pentru stabilizarea tensiunii de ieșire. În acest mod, blocul de control (regulatorul) va furniza același raport de conducție (duty-cycle) tuturor modulelor conectate în paralel. Dacă modulele de putere sunt identice din punct de vedere constructiv, curenții de ieșire ai acestora vor fi egali urmând ca în sarcină să se livreze curentul însumat. În practică este aproape imposibil a se realiza acest obiectiv deoarece toleranțele componentelor și cele de montaj nu permit acest lucru.

5.1.4 Metoda controlului în curent mediu

Această metodă constă în implementarea a câte unui regulator de curent pentru fiecare modul conectat în paralel. Aceste regulatoare comunică între ele informația de curent și ajustează raportul de conducție individual astfel încât curenții medii de ieșire ai convertoarelor să fie egali. Această metodă oferă cea mai bună echilibrare a curenților de ieșire în regim static a modulelor conectate în paralel, dar și redundanță în cazul defectării unui modul. În regim dinamic însă, deoarece regulatoarele operează cu valoarea medie a curentului, ele nu pot ține pasul în cazul în care apar variații rapide ale curentului de ieșire.

5.1.5 Metoda controlului curentului de vârf

Această metodă presupune stabilizarea tensiunii de ieșire a convertorului prin controlul valorii de vârf a curentului din inductoarele de ieșire. Dat fiind faptul că regulatorul impune aceeași referință de curent pentru toate modulele conectate în paralel, echilibrul curenților între module este foarte precis atât în regim static cât și în regim dinamic.

Avantajele principale ale metodei controlului în curent de vârf sunt:

- echilibrare precisă a curenților de ieșire ale modulelor în regim static și dinamic;
- eliminarea componentei de curent continuu la bornele transformatorului ce permite renunțarea la condensatorul de separare;
- protecție la supracurent intrinsecă;
- solicitare uniformă a dispozitivelor semiconductoare de putere;
- răspuns dinamic foarte rapid;
- nu necesită un senzor de curent la ieșire, regulatorul poate fi implementat cu un transformator de curent pe calea de alimentare a circuitului primar.

Datorită avantajelor menționate mai sus, în special pentru echilibrarea precisă și posibilității eliminării condensatorului de separare și a șunturilor de curent, acest concept va fi selectat pentru punerea în paralel a două convertoare DC-DC în punte cu întârziere de fază de putere 1.6kW.

5.2 Simularea controlului în curent de vârf pentru un modul DC-DC

Schema electrică de putere este prezentată în Fig. 5.1 și este formată din filtru de intrare (L_f , C_{in}), transformatorul de curent (CT), circuitul primar (QA,QB,QC,QD), transformatorul de putere (T1), redresorul (QE, QF) și filtrul de ieșire (L_{o1} , L_{o2} , C_{o1}).



Fig. 5.1 Schema electrică de putere în PSIM.

Schema electrică de control a convertorului este prezentată în Fig. 5.2. Aceasta este formată din patru blocuri principale. Regulatorul tensiunii de ieșire, generatorul de rampă, generatorul semnalului de ceas și modulul PWM.



Fig. 5.2 Schema electrică de control în PSIM a convertorului cu control al curentului de vârf.

5.2.1 Simularea controlului în curent de vârf în regim static

Rezultatele simulării sunt prezentate în Fig. 5.3. După cum se observă, tensiunea Up la bornele primarului transformatorului de putere este formată prin suprapunerea momentelor de conducție ale celor două diagonale ale punții de întreruptoare statice de putere din circuitul primar QA, QD și QB, QC. Raportul de conducție este determinat de intersecția tensiunii de comandă I_{peak_Ref} dată de regulatorul de tensiune și valoarea de vârf a curentului absorbit convertit în tensiune (CS) cu ajutorul transformatorului de curent CT și a rezistorului R_{sh}.



Fig. 5.3 Simularea unui singur modul în regim static la Us = 14V, Io = 115A.

Curenții inductoarelor sunt notați cu I_{Lo1} și I_{Lo2} , curentul de ieșire este reprezentat de Io iar tensiunea de ieșire este notată cu Us. În cazul de față, au fost alese condiții nominale de funcționare și anume: $U_{dc} = 345V$, Us = 14V, Io= 115A.

Analizând rezultatele se constată că metoda de control al curentului de vârf funcționează corespunzător pe acest tip de topologie. În acest mod, amplitudinea curentului de vârf de intrare este controlată pe ambele semialternanțe, garantându-se anularea componentei de curent continuu în primarul transformatorului de putere.

5.2.2 Simularea controlului în curent de vârf în regim dinamic

Rezultatele simulării în regim dinamic sunt prezentate în Fig. 5.4. Graficul relevă comportamentul dinamic al convertorului în cazul unei tranziții a curentului de sarcină de la 50% la 100% din curentul nominal adică un pas de curent de la 60A la 115A.

După cum se observă din formele de undă din Fig. 5.4, referința de curent ("Ipeak_Ref"),, impune ca valoarea de vârf a curentului de intrare să fie aceeași pentru ambele semialternanțe. Pe durata celor două tranziții de curent, tensiunea de ieșire variază cu maximum $\pm 2V$.



Fig. 5.4 Răspunsul dinamic la o tranziție de curent de la 50% la 100% In.

5.3 Simularea controlului în curent pentru două module DC-DC conectate în paralel

Pentru efectuarea simulării se va adăuga la schema din secțiunea anterioară, un al doilea modul care va fi conectat în paralel cu primul. Prin utilizarea aceleiași referințe de curent de vârf pentru modulele conectate în paralel, se asigură echilibrarea curenților între module. În Fig. 5.5 este prezentată schema electrică de putere utilizată pentru simularea celor două convertoare DC-DC în configurație paralel.

Implementarea controlului în curent de vârf, pentru operarea modulelor de putere conectate în paralel, se poate face în două moduri. Prima posibilitate este utilizarea aceluiași semnal de ceas pentru toate modulele conectate în paralel (operare sincronă). A doua posibilitate presupune utilizarea a două semnale de ceas ce sunt decalate în fază ("Interleaved operation"). În modul de operare "interleaved" ceasurile PWM au decalaj de fază de 90°.



Fig. 5.5 Schema electrică de putere a două convertoare DC-DC în punte conectate în paralel.

5.3.1 Simularea a două module DC-DC conectate în paralel cu semnal de ceas sincron în regim static

Funcționarea sincronă presupune ca semnalele de ceas ale celor două module PWM aferente celor două convertoare DC-DC conectate în paralel să fie în fază.



Fig. 5.6 Formele de undă ale convertorului format din două module conectate în paralel cu semnal de ceas PWM sincron la sarcină nominală, Us = 14V, Io = 230A.

În Fig. 5.6 CLK1, CLK2 sunt semnalele de ceas ale fiecărui modul, U_{p1} , U_{p2} sunt tensiunile aplicate înfășurărilor primare ale celor două transformatoare de putere, CS1, CS2 sunt semnalele de la transformatoarele de curent (CT1, CT2), I_{peak_Ref} este referința comună de curent furnizată de regulatorul de tensiune, IRs este curentul total de ieșire iar Us este tensiunea pe sarcină. Deși este mai simplă de implementat, operarea în fază a convertoarelor conduce ondulații semnificative ale curenților prin condensatoarele de filtrare.

5.3.2 Simularea a două module DC-DC conectate în paralel cu semnal de ceas decalat în fază în regim static

Funcționarea în regim interleaved presupune ca semnalele de ceas ale celor două module DC-DC conectate în paralel să fie decalate în fază cu 90°. Rezultatele simulării în regim interleaved sunt prezentate în Fig. 5.7.



Fig. 5.7 Principalele forme de undă ale convertorului format din două module conectate în paralel cu operare în mod "interleaved" la sarcină nominală, Us = 14V, Io = 230A.

5.3.3 Simularea a două module conectate în paralel în regim dinamic

În Fig. 5.8 se prezintă rezultatele simulării operării în regim dinamic pentru ambele moduri de operare. În ceea ce privește răspunsul dinamic pe sarcină, se constată că nu sunt diferențe vizibile între modul control sincron și "interleaved", ambele având același timp de răspuns și aceeași amplitudine a căderii/creșterii de tensiune pe perioada tranzițiilor.

Pentru a inspecta în detaliu echilibrarea curenților în regim dinamic, au fost extrase cele două tranziții de curent, acestea pot fi vizualizate în Fig. 5.10. Analizând rezultatele, se observă o echilibrare foarte bună între curenții de ieșire ale celor două module pe durata tranzițiilor pentru ambele metode de control. În cazul modului de operare "interleaved", se observă ondulații de curent în opoziție de fază la ieșirea celor două module (I₀₁, I₀₂). Acestea apar

datorită defazajului între ceasurile PWM ale celor două module. Deoarece ondulațiile sunt în opoziție de fază, acestea se anulează în punctul de însumare, nefiind vizibile în forma de undă a curentul final de sarcină (IRs).



Fig. 5.9 Răspunsul în regim dinamic al convertorului format din două module conectate în paralel la pas de curent de la 115A la 230A.



Fig. 5.10 Răspunsul în regim dinamic al convertorului pe durata tranziției crescătoare.

5.4 Concluzii

În acest capitol s-au analizat principalele metode de echilibrare a curenților între convertoare DC-DC conectate în paralel. Scopul a fost găsirea soluției optime pentru conectarea în paralel a două convertoare în punte cu întârziere de fază. Conform rezultatelor simulărilor, echilibrarea prin curent de vârf s-a dovedit a fi cea optimă din punct de vedere al complexității și al performantelor. Verificarea experimentală a conceptului de control prin curentul de vârf cât și a operării în paralel a două module de putere, sunt prezentate în capitolul următor.

CAP. 6 Realizarea practică a convertorului

Pentru ca aplicația de convertor să poată fi implementată în practică, la schema electrică de putere trebuie adăugate câteva blocuri suplimentare cum sunt: Microcontrolerul (μ C), regulatorul de tensiune, circuite de protecție, circuite driver, modul de comunicație, filtre.

Aceste blocuri asigură buna funcționare a convertorului, comunicația cu echipamentele exterioare și protecția în caz de scurt-circuit la ieșire, suprasarcină, supratensiune și supratemperatură. Circuitele de protecție sunt necesare pentru prevenirea unor evenimente ce ar putea genera o situație de hazard în automobil cum ar fi o defectare majoră sau chiar incendiu.

6.1 Diagrama bloc a convertorului

Diagrama bloc a convertorului ce conține cele două module DC-DC conectate în paralel împreună cu blocurile adiționale, este prezentată în Fig. 6.1.



Fig. 6.1 Schema bloc a convertorului compus din două module conectate în paralel.

6.2 Descrierea prototipului

În Fig. 6.2 este prezentată o poză a prototipului convertorului compus din două module în punte cu întârziere de fază de 1.6kW conectate în paralel. Pentru o vizualizare mai ușoară, convertorul a fost împărțit în secțiuni după cum urmează:

- Borne de intrare tensiune (Vin);
- Zona primară modul 1,2;
- T1,T2, transformatoarele de putere;
- Control, microcontroler împreună cu modulele de driver și de protecție;
- Redresor comandat modul 1,2;
- L1, L2, inductoare de ieșire;
- Borne de ieșire tensiune convertor (Us).



Fig. 6.2 Schema bloc a convertorului.

După cum se poate observa, ambele module DC-DC sunt construite simetric pe același cablaj imprimat ocupând un volum redus (19.5cm x 15.5cm x 4.5cm). Dimensiunile reduse se datorează în principal utilizării tehnologiei planare pentru realizarea componentelor magnetice și a modului de răcire. Răcirea componentelor de putere este realizată direct din cablaj, cu ajutorul unui suport de aluminiu și un material termoconductor de separare cu rol și de izolator electric.

6.3 Măsurători forme de undă și operarea în paralel

În Fig. 6.3 se prezintă măsurători ale principalelor forme de comandă ale convertorului pentru două puncte de funcționare. În Fig. 6.2a convertorul funcționează cu un singur modul activ la un curent de ieșire de 100A, iar în Fig. 6.2b cele două module sunt active și operează în paralel având un curent total de ieșire de 200A. În ambele cazuri, tensiunile de intrare și ieșire sunt nominale (Vin = 350V, Us = 14V).

Răspunsul dinamic al convertorului la un salt de curent de la 100A la 200A poate fi observat în Fig. 6.4. Aceste rezultate confirmă că metoda de echilibrare a curenților prin curent de vârf este eficientă fiind verificată atât prin simulare cât și experimental.

Pentru Fig. 6.3 și Fig. 6.4 s-au folosit următoarele notații pentru mărimile măsurate:

- PWM1A la PWM1D, semnale de comandă PWM punte primară modul DC-DC 1;
- PWM2A la PWM2D, semnale de comandă PWM punte primară modul DC-DC 2;
- PWM1E, PWM1F, semnalele de comandă PWM redresor modul DC-DC 1;
- PWM2E, PWM2F, semnale de comandă PWM redresor modul DC-DC 2;
- Up1, Up2, tensiunile din primarele transformatoarelor de putere;
- CS1, CS2, semnalele de la transformatoarele de curent;
- Ut1, Ut2, tensiunile din secundar ale transformatoarelor de putere;

- Us, Is tensiunea de ieșire respectiv curentul de ieșire;
- Is, curentul total de ieșire al convertorului.



a) Operare cu un modul activ la Is = 100A

b) Operare cu două module active la Is = 200A

Fig. 6.3 Formele de undă ale convertorului.





6.4 Măsurători randament

În Fig. 6.5 este prezentat randamentul convertorului în funcție de curentul de ieșire la trei tensiuni de intrare (minim, nominal, maxim).



Fig. 6.5 Randamentul convertorului la diferite tensiuni de intrare și curenți de ieșire.

După cum se poate observa, convertorul funcționează până la 100A curent de ieșire cu un singur modul iar peste această valoare este pornit cel de-al doilea modul. La curenți peste 100A, randamentul convertorului este mai mare cu operarea ambelor module în paralel decât dacă s-ar utilizează un singur modul.

Analizând rezultatele, se constată că eficiența maximă de 93.5% este atinsă la tensiunea de intrare minimă și curent de ieșire de 70A. De asemenea, se observă un nou maxim al randamentului de 93% atunci când sarcina de ieșire ajunge în jurul valorii de 140A. Peste această valoare, randamentul începe să scadă din nou până în jurul valorii de 91.5% în cel mai defavorabil caz, la curent nominal și tensiunea maximă de intrare.

6.5 Măsurători termice pe prototip

În Fig. 6.6 este prezentată harta termică în infraroșu a convertorului funcționând la parametrii nominali (Us = 14V, Is = 230A) cu ambele module pornite.



Fig. 6.6 Scanare termică a convertorului la sarcină nominală (Us =14V, Is =230A).

Analizând rezultatele, se constată o distribuție uniformă a temperaturilor pe secțiunile de putere ale convertorului. La acest punct de funcționare, temperatura etajului primar este ușor mai ridicată decât în restul convertorului. Temperatura maximă măsurată pe etajul primar este de 103°C și este localizată pe unul din întreruptoarele statice de putere ale modulului unu. Lista cu temperaturile pe secțiunile convertorului este prezentată în Tabelul 6.1.

Componentă	Modul 1	Modul 2	
Punte primară	103 °C	97°C	
Miez transformator	62°C	62°C	
Înfășurări transformator	96.7°C	93.9°C	
Redresor	85.3°C	78.6°C	
Inductoare ieșire	84.1°C	83.2°C	
Microcontroler	63°C		
Radiator	43°C		

 Tabel 6.1 Temperaturi componente.

Concluzii generale

În **capitolul întâi** au fost prezentate mai întâi specificațiile tipice ale unui proiect de convertor DC-DC de putere destinat a fi utilizat într-un vehicul electric. Apoi, s-au evaluat principalele topologii de convertoare DC-DC și s-a ales topologia optimă pentru fiecare dintre cele două secțiuni ale convertorului, primar și secundar.

În **capitolul al doilea** s-a prezentat o metodă de calcul pentru dimensionarea întreruptoarelor statice de putere și a componentelor magnetice de putere ale convertorului în punte cu întârziere de fază.

În **capitolul al treilea** s-a prezentată o metodă de calcul pentru inductanța de scăpări a convertorului în punte. Metoda propusă ia în considerare parametrii convertorului cum sunt: tensiunile de intrare \ ieșire, curentul de ieșire, rezistențele serie echivalente ale întreruptoarelor statice de putere și inductanța de magnetizare.

În **capitolul al patrulea** s-a efectuat proiectarea, analiza și optimizarea componentelor magnetice de putere ale convertorului cu metoda FEM. În prima etapă a fost abordat transformatorul de putere iar în vederea găsirii soluției optime, au fost analizate trei configurații de transformator: E43, ER51 și E58. În final, configurația cu miez E58 s-a dovedit a fi cea optimă datorită pierderilor reduse atât în miez cât și pe înfășurări. În etapa a doua a fost abordată inductanța de scăpări adițională. În vederea optimizării, au fost studiate două configurații de miez: E22 și E32. Conform rezultatelor simulăriilor, s-a observat că ambele variante sunt utilizabile alegând-se varianta E22 datorită spațiului limitat disponibil. În ultima secțiune a acestui capitol, a fost studiat și optimizat inductorul de ieșire al convertorului.

În **capitolul al cincilea** s-au evaluat principalele metode cunoscute de echilibrare a curenților între convertoarele DC-DC conectate în paralel. Scopul principal fiind găsirea soluției optime pentru conectarea în paralel a două convertoare în punte cu întârziere de fază.

Metoda de control în curent de vârf s-a dovedit a fi cea optimă, oferind o excelentă echilibrare a curenților și un răspuns dinamic rapid. În plus, s-au investigat două moduri de implementare a controlului în curent de vârf: modul sincron și modul "interleaved".

În **capitolul al șaselea** a fost realizată punerea în practică a convertorului studiat. În prima secțiune fost prezentată diagrama bloc împreună cu detalii despre blocurile constituente. În secțiunea a doua, a fost descris prototipul și s-a expus o poza a acestuia. În secțiunea a treia s-au prezentat măsurători ale principalelor forme de undă la funcționarea cu un modul activ și cu ambele module conectate în paralel. Adițional, s-a prezentat o hartă termică în infraroșu a convertorului la operare în parametrii nominali și un tabel cu temperaturile pe secțiuni pentru evidențierea distribuției temperaturii. În final, s-au efectuat măsurători pentru trasarea curbei de randament în funcție de sarcină la diferite tensiuni de intrare.

Contribuții originale

În ansamblul tezei, contribuțiile personale se pot clasifica pe trei planuri.

A. Contribuții pe plan teoretic

- 1. S-a dedus modelul matematic al convertorului în punte cu întârziere de fază și s-au calculat solicitările în tensiune, curent și pierderile de putere pe întreruptoarele statice de putere și pe elementele magnetice.
- 2. S-au dimensionat dispozitivele semiconductoare pe baza solicitărilor în tensiune și curent deduse din modelul matematic.
- 3. S-a propus o nouă metodă de calcul și optimizare a valorii inductanței de scăpări (leakage inductance) adiționale. Aceasta ține cont de toți parametrii convertorului cum sunt: tensiunile de intrare / ieșire, curentul de ieșire, rezistențele echivalente serie din circuit, capacitățile parazite și inductanța de magnetizare.
- 4. În premieră, s-a propus metoda de control prin curent de vârf pentru echilibrarea curenților între convertoarele în punte cu întârziere de fază conectate în paralel.

B. Contribuții în domeniul simulărilor

- 1. S-a elaborat modelul de simulare a schemei de forță a convertorului împreună cu schema de comandă și bucla de reacție.
- 2. S-a elaborat modelul de simulare pentru implementarea controlului în curent de vârf pentru convertoarele în punte cu întârziere de fază.
- 3. S-a elaborat modelul de simulare pentru două convertoare în punte cu întârziere de fază conectate în paralel echilibrate prin metoda de control a curentului de vârf cu semnal de ceas sincron și "interleaved".
- 4. Analiza și optimizarea componentelor magnetice de putere prin intermediul metodei elementului finit (FEM) având ca obiectiv reducerea pierderilor.

5. Elaborarea modelului de simulare cuplată multi-domeniu (cosimulation) între modelul SPICE al convertorului și modelele FEM ale elementelor magnetice de putere.

C. Contribuții în plan experimental

- 1. Realizarea prototipului convertorului compus din două module de putere în punte cu întârziere de fază conectate în paralel.
- 2. Analiza echilibrării curentului de ieșire între convertoarele conectate în paralel prin măsurarea curenților de intrare ai convertoarelor.
- 3. Trasarea curbei de randament de la curent zero de ieșire la nominal pentru diferite tensiuni de intrare.
- 4. Realizarea harții termice a convertorului la funcționare în parametrii nominali cu indicarea temperaturilor maxime pe fiecare secțiune.

Perspective de dezvoltare ulterioară

Cercetările prezentate pe parcursul acestei lucrări constituie un punct de plecare și o bază pentru proiectarea, analiza și optimizarea convertoarelor în comutație. Deși teza s-a concentrat asupra convertoarelor DC-DC de putere destinate a fi utilizate în vehiculele electrice, modul de abordare prezentat poate fi folosit pentru orice topologie de convertor cu orice destinație.

Analizând rezultatele finale obținute din simulări și măsurători pe prototipul convertorului, se întrevăd următoarele posibilități de dezvoltare și îmbunătățire:

- Înlocuirea microcontrolerului utilizat cu unul mai performant pentru a face posibilă implementarea metodei de control al curentului de vârf cu ceasuri decalate în fază ("interleaved");
- evaluarea posibilității cuplării celor două inductoare de ieșire pe un singur miez;
- implementarea unui regim de conducție de tip diodă ideală a redresorului sincron pentru creșterea randamentului la sarcină foarte mică (<10%·In);
- optimizarea timpilor morți și a inductanței de magnetizare pentru a atinge țintele de randament și la tensiune maximă de intrare;
- implementarea buclei de reacție digitale (software) ;
- analiza comparativă de randament și de cost între topologia abordată în această lucrare și topologia de tip LLC (inductor-inductor-condensator).

Bibliografie

1. *Tom Randall*, "Here's How Electric Cars Will Cause the Next Oil Crisis", articol online, <u>https://www.bloomberg.com/features/2016-ev-oil-crisis/</u>, pp. 1, 25 Februarie 2016.

- 2. *Ben Sassi, F. Errahimi, N. Essbai and C. Alaoui,* "V2G and Wireless V2G concepts: State of the Art and Current Challenges, "2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (*WITS*), Fez, Morocco, 2019, pp. 1-5.
- 3. *Steve Mappus*, "Power Converter Topology Trends", articol online "Power Sources Manufacturers Association", <u>http://www.psma.com</u>, pp. 42-47, Octombrie 2014.
- 4. *Robert W. Erickson*, "DC-DC Power Converters", articol în "Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering", pp. 16-18, Iunie 2007.
- 5. *Laszlo Balogh*, "The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification Technique For Push-Pull And Bridge Converters", notă de aplicație Unitrode Slua121 DN-63, pp. 1-3, Decembrie 1994.
- Sam Abdel-Rahman, "Design of Phase Shifted Full-Bridge Converter with Current Doubler Rectifier", notă de aplicație Infineon Technologies North America DN 2013-01, pp. 5-7, Ianuarie 2013.
- 7. *Steve Mappus*, "Control Driven Synchronous Rectifiers in Phase Shifted Full Bridge Converters", notă de aplicație Texas Instruments Slua287, pp. 4-7, Martie 2003.
- 8. *Sam Abdel-Rahman*, "Design of Phase Shifted Full-Bridge Converter with Current Doubler Rectifier", notă de aplicație Infineon Technologies North America DN 2013-01, pp. 5-7, Ianuarie 2013.
- 9. *Michael O'Loughlin*, "UCC28950 600-W Phase-Shifted Full-Bridge Application Report SLUA560B", Octombrie 2010, pp. 3-14.
- 10. *Laszlo Balogh*, "The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification Technique For Push-Pull and Bridge Converters", notă de aplicație Unitrode Slua121 DN-63, pp. 1-3, Decembrie 1994.
- 11. *Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic*, "A New ZVS-PWM Full-Bridge Converter" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 5, Septembrie 2003, pp. 1-3.
- 12. *Möβlacher Christian, Guillemant Olivier*, "Improving Efficiency of Synchronous Rectification by Analysis of the MOSFET Power Loss Mechanism", notă de aplicație AN 2012-03, Martie 2012, pp. 11-13.
- 13. *Christian Andersson*, "Design of a 2.5kW DC/DC Full bridge Converter", Teză masterat, Chalmers University Of Technology, Göteborg, Sweden, 2011, pp. 8-11.
- 14. *A. Bogza, D. Floricau*, "The Parallel Connection of Phase-Shifted Full-Bridge DC-DC Converters", Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg, Vol. 65, pp.229-234, Bucharest, 2020.
- 15. *A. Bogza, D. Floricau, L. Parvulescu*, "Selection of the Power Components for a Phase-Shifted Full-Bridge Converter with Current Doubler", pp.1-6, ICATE, Craiova, 2018.
- 16. Ferroxcube, <u>https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3c90.pdf</u>, specificație material 3C90, pp. 2-3, Sept.2008.
- 17. *Ferroxcube*, <u>http://ferroxcube.home.pl/prod/assets/e32620.pdf</u>, specificație miez planar de tip "E", pp. 2-3, Sept.2008,
- 18. *Infineon Technologies AG*, specificație dispozitiv MOSFET AUIRF7669L2TR, <u>https://www.infineon.com/dgdl/auirf7669l2.pdf?fileId=5546d462533600a4015355ad8c6113f2</u>
- 19. Infineon Technologies AG, specificație dispozitiv MOSFET IPB65R110CFDA, <u>https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPX65R110CFDA-DS-v02_00-</u> en.pdf?fileId=db3a304336797ff90136ba7c820925a5.
- 20. *Laszlo Balogh*, "Implementing Multi-State Charge Algorithm with the UC3909 switchmode Lead-Acid Battery Charger Controller", notă de aplicație Unitrode U-155, pp. 9-11, Mai1993.

- H. Michael, B.A. Potter, S. Shirsavar, "Analytical calculation of resonant inductance for zero voltage switching in phase-shifted full-bridge converters", IET Power Electronics 6(3). pp. 523-534, Oct. 2012.
- 22. *M. Jovanovic, W. Tabisz, and F. Lee*, "Zero-voltage-switching technique in high-frequency off-line converters", in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 23-32, Feb. 1988.
- 23. *Y. Jang, M. Jovanovic, and Y.-M. Chang*, "A new zvs-pwm full-bridge converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.18, no.5, pp. 1122–1129, Sep. 2003.
- 24. *Y. Jang and M. Jovanovic*, "A new family of full-bridge zvs converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, no.3, pp. 701-708, May 2004.
- 25. D. Constantin, P. Nicolae, Cristina Nitu, "3D Finite Element Analysis of a Three Phase Power, IEEE transactions", Eurocon 2013 conf., pp. 1548-1551, Zagreb, Croatia, July 2013.
- D. MARCSA, M. KUCZMANN, "Two-dimensional Modeling of the Motion in Induction Motor with Ferromagnetic Hysteresis", Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg, vol. 55, 4, pp. 351– 356, Bucharest, 2010.
- Cristina Gheorghe, L. Melcescu, T. Tudorache, E. Mihai, "Numerical modeling approaches for the analysis of squirrel-cage induction motor", Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Energ, vol. 61, 1, pp.18-2, Bucharest, 2016.
- 28. *T. Tudorache, I. Trifu*, "Finite Element Analysis of an Axial Flux Hybrid Wind Generator", Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Energ, vol. 62, 3, pp.229-232, Bucharest, 2016.
- Georgiana Razmerita, Lavinia Bobaru, Marinela Stanculescu, M.Iordache, D. Niculae, "A Self and Mutual Inductance Calculation Resonators with Finite Element Analysis", IEEE transactions, The 7th International Conference on Modern Power Systems, pp.2-4, Cluj-Napoca, Romania, June, 2017.
- 30. *D. Alvarez, J. Rosero, E. Mobello*, "Analysis of Impedance Matrix in Transformer Windings", IEEE transactions, PES Transmission & Distribution Conference and Exposition Latin America, pp.1-5, Colombia, September, 2014.
- 31. A. *Reatti and K. Kazimierczuk*, "Comparison of various methods for calculating the AC resistance of inductors", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 38, no.3, pp. 1512 1518, May, 2002.
- 32. Margueron, J-P. Keradec, A. Besr, "Current Sharing between Parallel Turns of a Planar Transformer: Prediction and Improvement Using a Circuit Simulation Software", pp.3-7, IEEE Industrial Application Society 2007, New Orléans, United States, <hal-00289169>, Septembrie 2007.
- 33. *Ferroxcube*, <u>https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3f3.pdf</u>, 3F3 Material specification, pp. 2-3, Sept.2008.
- 34. *Ferroxcube*, <u>https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/MDS/3C90.pdf</u>, 3C90 Material specification, pp. 2-3, Sept.2008.
- 35. *Ferroxcube*, "Soft Ferrites and Accessories Data Handbook" <u>https://www.ferroxcube.com/en-global/download/11</u>, pp. 347-374, 534-535, July 2013.