



Electronică, Telecomunicații și Tehnologii Informaționale

TEZĂ DE DOCTORAT

- REZUMAT -

Cercetări privind transformatoarele statice de tracțiune de înaltă performanță pentru noul sistem de electrificare feroviară de curent continuu în medie tensiune

Student-doctorand:
Ferdinand Izsák Ferencz

Conducător științific:
Prof. Dr. Ing. Dorin Petreuş

Comisia de evaluare a tezei de doctorat:

Președinte: Prof. Dr. Ing. **Ovidiu Pop** - Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca;

Conducător științific: Prof. Dr. Ing. **Dorin Petreuş** - Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca;

Referenți:

- Prof. Dr. Ing. **Adrian Graur** – Universitatea „Ștefan cel Mare”, Suceava;
- Reader **Pietro Tricoli**, PhD – University of Birmingham;
- Prof. Dr. Ing. **Dan Lascu** - Universitatea Politehnica Timișoara;
- Prof. Dr. Ing. **Mircea Rădulescu** - Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca.

- Cluj-Napoca -
2022

Cuprinsul rezumatului

Abrevieri.....	2
Introducere și motivație.....	3
Ipoteze și conceptul proiectului.....	5
Obiective, etape și metodologie.....	8
1. Documentarea și alegerea direcției de cercetare.....	8
2. Modelare.....	8
3. Implementarea.....	8
4. Validarea experimentală.....	9
Cercetări bibliografice și rezultate.....	9
Transformatoarele Electronice de Putere utilizate în Tracțiune (TEPT).....	9
Concluzii.....	11
Modelare și implementare.....	12
Convertorul DAB.....	12
Module de convertor conectate serie la intrare, paralel la ieșire.....	14
Convertorul bidirecțional Phase-Shift (PS).....	16
Proiectarea compensatorului PID.....	18
Un nou snubber activ regenerativ – comparație cu alte circuite snubber –.....	18
Snubberul activ regenerativ (AR).....	21
Snubber RDC.....	22
Snubber pasiv cu diode în primar.....	22
Comparație circuite snubber - simulare și rezultate experimentale.....	22
Rezultate experimentale și de simulare – comparație.....	25
Sistem TEPT bazat pe convertor DAB.....	26
Sistem TEPT bazat pe convertor bidirecțional Phase-Shift.....	27
Modelele la scară reală.....	31
Concluzii generale.....	33
Originalitatea tezei și contribuțiile personale.....	34
Lista publicațiilor.....	35
Cuprinsul tezei.....	36
Bibliografie.....	38

Abrevieri

AR – circuit snubber Activ Regenerativ

BPSFB – convertor Bidirecțional Phase-Shift în punte

DAB – convertor Dual Active Bridge (în punte H în primar și în secundar)

ISOP – conectare (a modulelor de convertor) în serie la intrare și în paralel la ieșire

MTCC – în medie tensiune curent continuu

MVDC-ERS – Medium Voltage Direct Current Electric Railway System

SiC – Carbură de Siliciu

TEPT – Transformator Electronic de Putere utilizate în Tracțiune

TFL – Transformator de Frecvența Liniei

TMF – Transformator de Medie Frecvență

ZVS/ZCS – Zero Voltage Switching/Zero Current Switching (comutare la tensiune/curent zero)

Introducere și motivație

În a doua jumătate a secolului trecut, utilizarea transportului individual a cunoscut o creștere, deoarece camioanele, mașinile și avioanele au devenit alegeri mai populare decât transportul public sau industrial, datorită vitezei lor. Rețeaua feroviară s-a degradat ca urmare a acestui fapt. Cu toate acestea, până la sfârșitul secolului, această creștere a determinat congestiunea sistemului de transport public, ceea ce a făcut ca transportul feroviar să devină din nou atractiv.

În secolul XX, industria electronicii de putere a cunoscut, de asemenea, o creștere substanțială și numeroase inovații. A fost dezvoltat sistemul de electrificare a căilor ferate, care constă într-o sursă de alimentare externă care înlocuiește alimentarea cu combustibil de la bordul trenurilor sau al tramvaielor. Energia electrică este generată în centrale electrice mari și este transmisă la stațiile de alimentare a căilor ferate, care apoi alimentează trenurile prin intermediul rețelei feroviare. Puține căi ferate electrice dispun de propriile stații de generare și linii de transmisie; prin urmare, sistemul de electrificare a căilor ferate se bazează pe rețeaua de utilități electrice pentru alimentarea stațiilor proprii. Între stații, calea ferată dispune de propriile transformatoare, linii de distribuție și întrerupătoare. Trenurile în mișcare primesc energia electrică de la liniile conductoare de-a lungul șinelor. Aceste conductoare pot să fie linii suspendate aeriene sau cu o a treia șină montată la nivelul solului, în timp ce șina de rulare servește drept conductor de întoarcere a curentului în ambele cazuri. Figura 1 ilustrează o rețea tipică de electrificare feroviară.

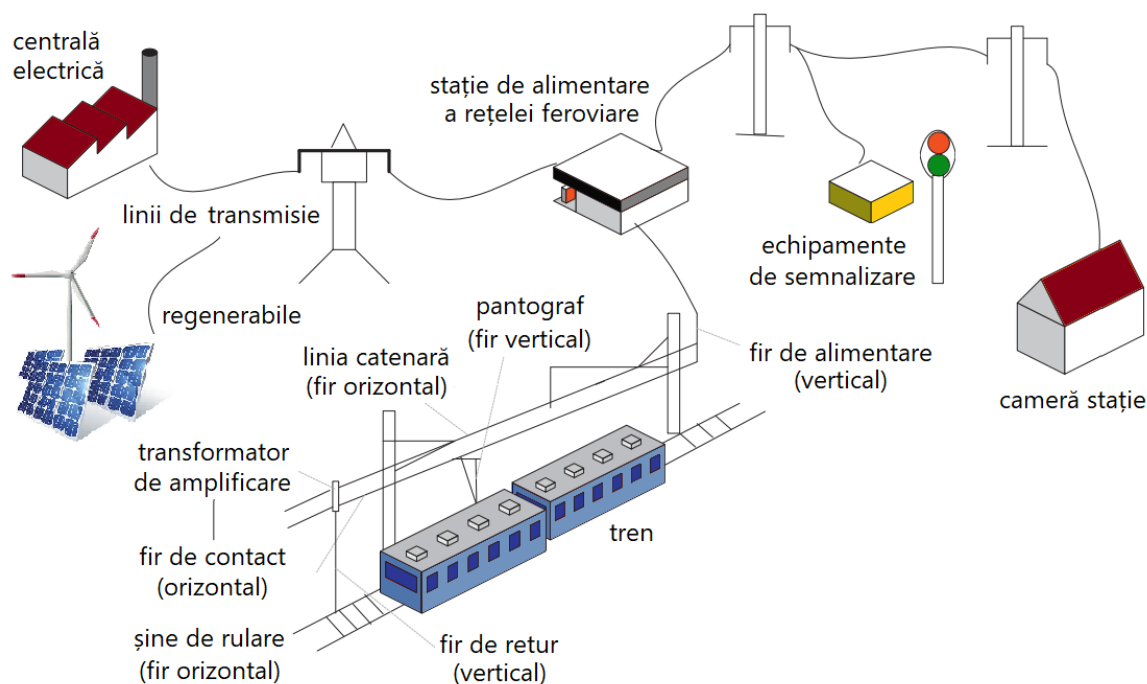


Figura 1. – Rețea tipică de electrificare feroviară.

Pe de altă parte, sistemul european de electrificare a căilor ferate nu a fost cu adevărat modernizat și sunt utilizate liniile standard de 25 kV și de 15 kV de curent alternativ (c.a.), cu câteva excepții de linii de curent continuu (c.c.) de joasă tensiune. Problemele sunt reprezentate de dependența lor continuă de rețeaua de utilități și de lipsa unei îmbunătățiri semnificative a rețelei de electrificare feroviară. În ultimele decenii, utilizarea energiilor regenerabile a crescut foarte mult, iar tendințele Europei privind reducerea emisiilor și integrarea surselor regenerabile s-au schimbat. În timp ce rețelele de distribuție, micrețelele și alte rețele inteligente au fost dezvoltate pentru a facilita noile tendințe, rețeaua feroviară nu a fost încă integrată în noul plan și viziune. Standardele tradiționale de electrificare a căilor ferate care funcționează în prezent sunt indicate în tabelul 1:

Tabel 1 – Standarde de electrificare feroviară [1]–[4].

Sistem de electrificare feroviară	Tensiune				
	Min. non-permanent	Min. permanent	Nominal	Max. permanent	Max. non-permanent
600V c.c	400 V	400 V	600 V	720 V	800 V
750V c.c.	500 V	500 V	750 V	900 V	1000 V
1500V c.c.	1000 V	1000 V	1500 V	1800 V	1950 V
3kV c.c.	2 kV	2 kV	3 kV	3.6 kV	3.9 kV
15kV c.a., 16.7Hz	11 kV	12 kV	15 kV	17.25 kV	18 kV
25kV c.a., 50Hz (standard EN50163) și 60Hz (IEC60850)	17.5 kV	19 kV	25 kV	27.5 kV	29 kV

Electrificarea căilor ferate utilizează curent alternativ monofazat, care necesită conectarea la linii de transport de înaltă tensiune care adesea nu sunt accesibile în locațiile destinate stațiilor de alimentare feroviare și necesită, frecvent, modificări complexe și extrem de costisitoare ale configurațiilor existente. În plus, noile căi ferate electrice sunt, rareori, bine primite de operatorii de transport, deoarece acestea introduc vârfuri de sarcină intermitente care pun în pericol stabilitatea sistemului, în special, în scenariile viitoare în care inerția sistemului de energie electrică este redusă semnificativ datorită adoptării, pe scară largă, a surselor de energie regenerabilă. Odată cu progresul tehnologic și disponibilitatea semiconductorilor de înaltă tensiune [5], a devenit posibilă utilizarea unor tensiuni de curent continuu mai mari și mai eficiente, care, anterior, erau posibile doar în cazul curentului alternativ [1], [6]. Acest lucru permite dezvoltarea unor concepte noi. Integrarea surselor de energie regenerabilă în diverse sisteme și rețele, precum și integrarea tehnologiilor electrice de ultimă oră prin dezvoltarea de noi circuite și echipamente electronice de putere, inovatoare, sunt subiecte ale unor noi inițiative și propuneri.

Această teză se bazează pe un nou proiect H2020 al Uniunii Europene, intitulat *Flexible Medium Voltage DC Electronic Railway System (MVDC-ERS)*, care explorează conceptul unei rețele feroviare de medie tensiune, inteligente și interoperabile, în curent continuu, compatibile cu sursele regenerabile de energie și capabile să sprijine rețeaua de utilități. În același timp cu dezvoltarea acestui proiect, alte proiecte și propuneri similare erau în curs de desfășurare în întreaga lume [5], [7], [8]. Acest proiect a fost cel care a sugerat o tensiune de 25 kV în curent continuu pentru liniile catenare, deoarece noile materiale și semiconductorii fac posibilă fabricarea de întrerupătoare de circuit în curent continuu pentru acest nivel de tensiune. Activitatea, în cadrul acestui proiect, a fost împărțită între Universitatea Tehnică Cluj-Napoca și University of Birmingham (UoB), având câte un doctorand reprezentativ de la fiecare universitate. Această lucrare se concentrează asupra transformatorului electronic de la sistemul de tracțiune al locomotivei.

În prezent, echipamentul electronic de tracțiune este un sistem voluminos, cu un transformator la frecvența liniei de alimentare (catenara), folosit ca separare galvanică. În cazul sistemelor tradiționale de 25 kV c.a. din Europa, acesta este un transformator de 50 Hz, în timp ce, în cazul sistemelor de 15 kV c.a., acesta este un transformator de 16,67 Hz. Cu astfel de sisteme, densitatea de putere a sistemelor de tracțiune la bord este foarte limitată. În plus, pentru a realiza acest obiectiv de a avea o mai bună integrare a surselor de energie regenerabilă și de stocare a energiei, este necesar să se dezvolte alternative viabile și mai puțin costisitoare la sistemele de electrificare existente, care să nu se bazeze doar pe liniile de transport de înaltă tensiune. În mod obișnuit, căile ferate industriale sau de mare viteză au o gamă de putere de 100-500 MVA, cu o valoare de vârf de 50-100 MVA pentru alimentarea individuală, ce este compatibilă cu capacitatea de putere a sistemelor de distribuție de medie tensiune. Pe de altă parte, conectarea

stațiilor de alimentare a căilor ferate la rețeaua de distribuție a energiei electrice ar fi fezabilă numai dacă nu ar fi introduse dezechilibre în sistem. Alimentarea cu energie electrică de curent continuu îndeplinește acest criteriu, deoarece tensiunea este creată de redresoare trifazate, cu diode care preiau un curent echilibrat cu un factor de putere ridicat. Pe de altă parte, din cauza constrângerilor privind cel mai mare curent de scurt-circuit, nivelul tensiunii de c.c. avea valoarea maximă de aproximativ 3 kV, limitând astfel puterea maximă livrată căii ferate.

În plus, o sursă de alimentare cu tensiune mai mare ar crea probleme pentru sistemul de tracțiune al trenurilor, care funcționează la tensiuni de câțiva kV. Prin urmare, vechea noțiune de cale ferată în curent continuu nu se potrivește bine cu viziunea viitoare a unei căi ferate electrice mai bine integrate în rețelele de distribuție a energiei electrice, deoarece redresoarele cu diode sunt unidirecționale, împiedicând orice control al fluxurilor de energie ale rețelelor. Având în vedere că, în acest proiect, se propune o nouă linie de medie tensiune în c.c., cele mai avansate sisteme modulare propuse în prezent trebuie adaptate pentru a funcționa cu noile catenare de 25 kV în c.c.

Ipoteze și conceptul proiectului

Conceptul MVDC-ERS are în vedere un nou tip de alimentare, de medie tensiune în curent continuu (MTCC), a rețelei electrice feroviare, bazat pe convertoare bidirecționale pentru a îmbunătăți conectivitatea rețelei. Liniile de electrificare a căilor ferate pot fi utilizate pentru a îmbunătăți puterea disponibilă între nodurile la care sunt conectate substațiile, ceea ce nu numai că va crește eficiența alimentării trenurilor, ci va ajuta și rețeaua de distribuție a energiei. Acest lucru este crucial în situațiile în care, în viitor, o parte mai mare de surse de energie regenerabilă va fi încorporată în sistemul energetic, în care controlul fluxurilor de energie este esențial pentru funcționarea eficientă a sistemului energetic. Noul sistem feroviar MTCC propus încorporează concepte noi și semnificative, atât pentru alimentarea cu energie electrică a căilor ferate, cât și pentru sistemele de propulsie a trenurilor. Convertoarele de putere de tensiune medie cu mai multe etaje pot oferi o soluție la problemele tehnice asociate cu alimentarea cu energie electrică a căilor ferate MTCC. Aceste convertoare sunt construite din blocuri individuale care funcționează între 3,3 și 6,5 kV și care pot fi conectate în serie pentru a obține nivelul necesar de tensiune continuă. Cu toate acestea, există încă o serie de probleme care trebuie rezolvate înainte ca proiectarea să poată fi considerată adecvată. Printre acestea se numără eficiența convertoarelor de putere, o analiză a costului de conectare, în comparație cu stațiile de alimentare tradiționale de curent alternativ monofazat, interferența cu echipamentele de semnalizare din cauza prezenței armonicilor de ordin înalt, introduse de convertor, integrarea surselor de energie regenerabilă și protecția rețelei, proiectarea unor transformatoare c.c.-c.c. compacte, bazate pe electronică de putere pentru locomotive și integrarea stocării energiei la bord pentru a permite o funcționare neîntreruptă.

Echiparea rețelei cu convertoare statice creează posibilități complet noi de interfațare cu rețeaua electrică, ceea ce este esențial, având în vedere popularitatea sporită a surselor de energie regenerabilă. De asemenea, stațiile de alimentare pot fi utilizate pentru a alimenta calea ferată într-o configurație de tip rețea, iar acestea pot fi gestionate pentru a optimiza atât funcționarea căii ferate, cât și a rețelei electrice. Figura 2 ilustrează un exemplu de segment feroviar care este alimentat de două stații de alimentare cu surse de energie regenerabilă la fața locului. În funcție de diferitele condiții de trafic, căile ferate pot fi exploatate:

- a) pentru a suplimenta sarcini de tracțiune ridicate cu ajutorul surselor de energie regenerabilă,
- b) pentru a reduce consumul de energie din rețea, atunci când calea ferată are sarcini ușoare,
- c) pentru a maximiza recuperarea energiei prin frânare regenerativă și, cel mai important, și
- d) pentru a sprijini nodurile îndepărtate ale rețelei de distribuție a energiei electrice prin utilizarea liniei de electrificare ca o cale paralelă, măbind astfel capacitatea sistemului de alimentare.

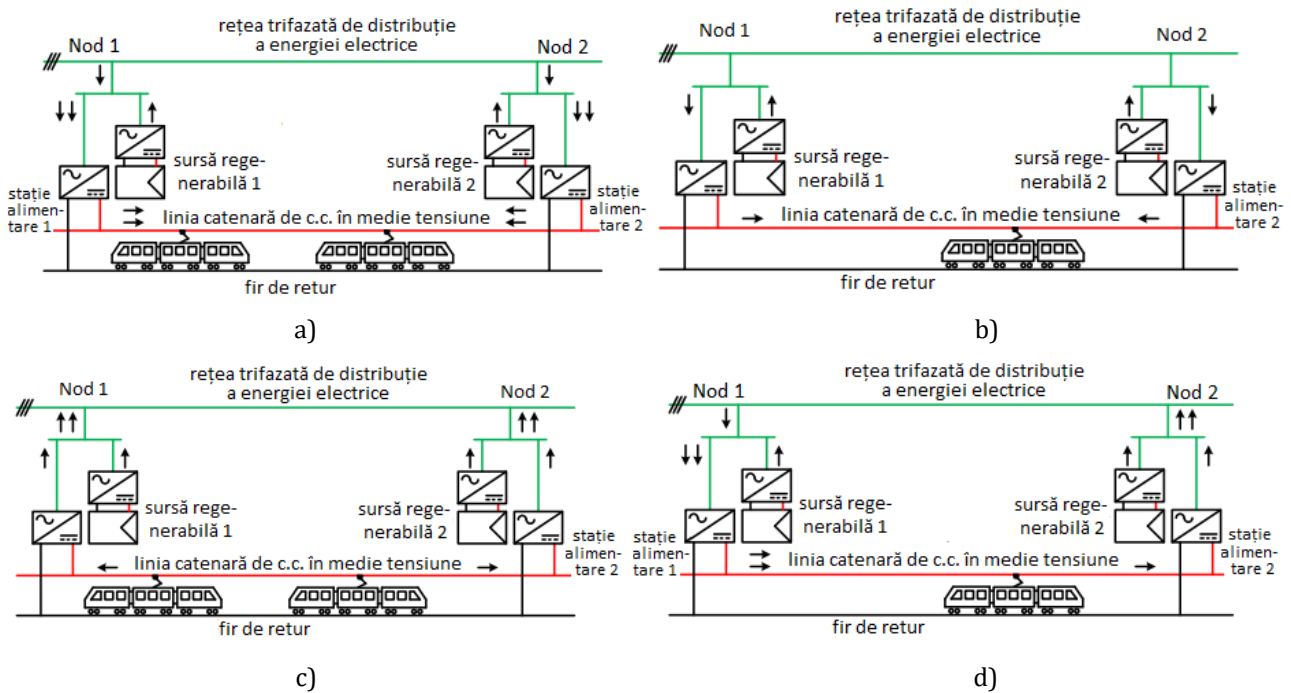


Figura 2. – Modul de funcționare a rețelei feroviare MTCC: a) sarcină de tracțiune mare; b) sarcină de tracțiune mică; c) modul regenerativ; și d) modul de suport al rețelei de distribuție.

În ceea ce privește sistemele de tracțiune de la bord, principala problemă legată de electrificarea MTCC este nevoia de a dezvolta alternative viabile la transformatoarele pentru reducerea tensiunii la niveluri compatibile cu invertoarele și motoarele de tracțiune. Transformatoarele electronice de putere monofazate, utilizate în tracțiune (TEPT), cunoscute și sub denumirea „transformatoare cc.-cc.,” reprezintă o tehnologie de convertoare de înaltă densitate de putere în medie, tensiune care înlocuiește transformatoarele de tracțiune de frecvența liniei (TFL) cu o combinație de semiconductori de putere și transformatoare de medie frecvență (TMF) pentru aplicațiile de tracțiune electrică la bord. Deși s-au efectuat anterior unele lucrări privind TEPT - mai ales de către ASEA Brown Boveri (ABB) - aceste lucrări s-au axat, în mare parte, pe transformatoarele de curent alternativ care utilizează electronica de putere, în timp ce, această cercetare se concentrează pe transformatoarele de putere bazate pe curent continuu. Vor fi studiate diferite tipuri de convertoare inovatoare pentru utilizarea în aplicațiile de tracțiune MTCC.

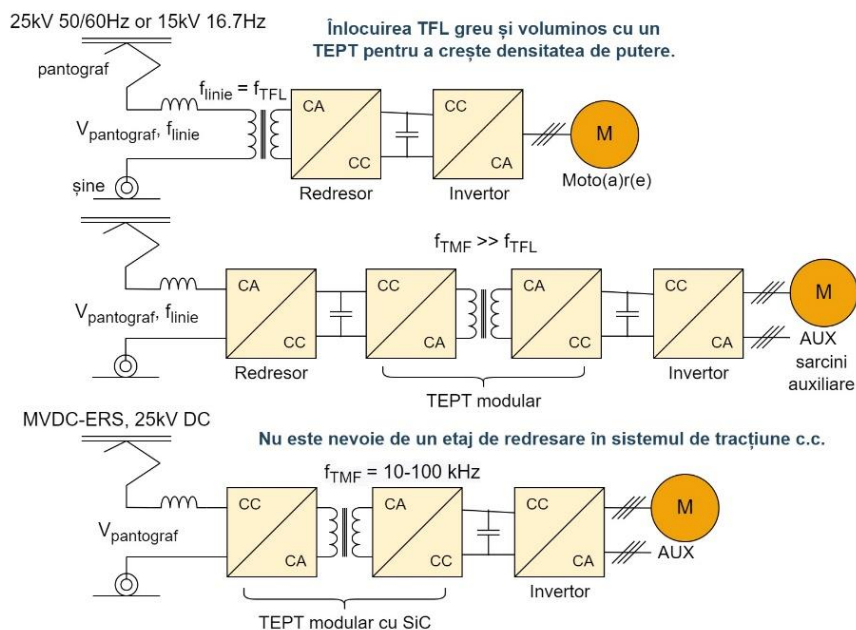


Figura 3. – Înlocuirea TFL cu TEPT.

Secțiunile de introducere și stadiul actual al tezei (capitolul 1) includ o comparație detaliată a noului concept MVDC-ERS cu liniile tradiționale de electrificare feroviare (capitolul 1.3) și urmăresc originile ideii și tehnologiei TEPT-urilor și apoi evoluția acestora până la topologiile modulare din zilele noastre, care se încheie cu tabelul 2 - compararea acestei noi tehnologii cu sistemele tradiționale, bazate pe transformatoare la frecvența liniei (capitolul 1.4). În cele din urmă, această amplă secțiune introductivă a tezei include un studiu detaliat privind frânarea regenerativă, stocarea energiei la bord și beneficiile potențiale ale utilizării semiconductorilor cu bandă largă în convertoarele de medie tensiune de c.c. (capitolele 1.5 și 1.6). Trebuie menționat, în abordarea semiconductorilor de înaltă tensiune, că rezistența canalului de conducție ideală poate fi corelată cu proprietățile fundamentale ale materialului semiconductor. Conform [9], rezistența specifică a canalului de conducție ideal poate fi calculată:

$$R_{on-ideal} = \frac{4BV^2}{\epsilon_S \mu_n E_C^3} \quad (1)$$

În (1), numitorul este denumit "figura de merit a lui Baliga pentru dispozitivele de putere" și indică impactul proprietăților materialului asupra rezistenței canalului de conducție a unui semiconductor. Dependența cubică de E_C - câmpul electric critic pentru străpungere a rezistenței de conducție, favorizează semiconductorii cu bandă largă, cum ar fi carbura de siliciu (SiC), dar dependența acestei rezistențe de pătratul tensiunii de străpungere ar afecta pierderile semiconductoarelor, în cazul în care pentru o aplicație sunt selectate dispozitive SiC cu tensiune prea mare. Datorită faptului că rezistența de conducție este direct proporțională cu BV^2 , două dispozitive SiC de 6,5kV în serie ar fi mai eficiente decât un singur dispozitiv SiC de 10kV sau 15kV, în ceea ce privește pierderile de putere. Prin urmare, într-o aplicație precum MVDC-ERS, alegerea tensiunii semiconductoarelor va fi, probabil, determinată de costuri și de câștigul de densitate de putere. Trebuie să se facă o alegere rezonabilă între acestea și eficiența convertorului.

Tabel 2 – TFL și TMF – compararea celor două tehnologii.

	TFL	TMF
Densitatea de putere	<i>mică</i>	<i>mare</i>
Eficiență	<i>mai mică și limitată</i>	<i>mare</i>
Complexitatea proiectării transformatorului	<i>scăzută</i>	<i>mare, în plus, diferite aplicații necesită design un diferit și specific</i>
Frecvență de comutație	<i>frecvența liniei (mică)</i>	<i>mare, de la sute de Hz până la zeci de kHz</i>
Calitatea puterii	<i>echitabilă</i>	<i>bună, datorită mai multor opțiuni de control</i>
Maturitate tehnică	<i>și-a atins maturitatea</i>	<i>nu sunt încă maturi, însă unele topologii și configurații își ating potențialul mai repede decât altele</i>
Limitarea curentului de defect	<i>slabă</i>	<i>bună</i>
Izolarea unor defecte	<i>slabă</i>	<i>bună, este disponibilă și o configurație redundantă</i>
Complexitatea controlului	<i>scăzută</i>	<i>mare, în unele aplicații, poate fi dificil, dar satisfăcător</i>
Numărul întrerupătorilor și driverelor	<i>mic</i>	<i>număr mare de dispozitive, datorită structurii modulare/multi-nivel, însă dispozitivele de înaltă tensiune cu bandă largă îl pot reduce</i>
Flexibilitatea	<i>mică</i>	<i>mare, oferă funcționalități suplimentare, cum ar fi limitarea și izolarea defectelor, compensarea variației de tensiune</i>
Controlabilitate	<i>scăzută, fără control asupra puterii transmise</i>	<i>înaltă, control bun asupra puterii</i>
Disponibilitate	<i>mare</i>	<i>echitabilă, dificil de proiectat</i>
Fiabilitate	<i>mare</i>	<i>mai mică; în cadrul cercetării și dezvoltării, diferite configurații, cum ar fi redundanța, pot aduce îmbunătățiri</i>
Costuri	<i>cost redus în comparație cu tehnologiile de ultimă generație, kW/cost mai bun</i>	<i>datorită structurii pe mai multe niveluri/etape și/sau multimodulare, acestea au un cost mai ridicat (valoare kW/cost încă scăzută)</i>
Pierderi	<i>pierderi mai mari</i>	<i>pierderi mai mici</i>

Obiective, etape și metodologie

Partea noastră de lucru din cadrul proiectului are următoarele obiective:

- O trecere în revistă a literaturii specialitate și un studiu privind topologiile convertorilor c.c. pentru transformatoarele de medie tensiune în c.c. pentru tracțiunea feroviară;
- Studiu privind tehnologia semiconductorilor cu carbură de siliciu și eficiența acestora în aplicațiile de tracțiune în c.c.;
- Compararea și analiza critică a topologiilor și configurațiilor transformatoarelor de c.c. în medie tensiune pentru tracțiune feroviară;
- Definirea topologiei optime pentru aplicarea în tracțiunea feroviară și evaluarea performanțelor convertorului;
- Dezvoltarea unor modele matematice și software (simulare) pentru predicția performanțelor statice și dinamice ale transformatorului de c.c., abordând, de asemenea, cerințele de control ale convertorului și problemele de protecție;
- Realizarea unui prototip, la scară mică, al transformatorului c.c.-c.c.

Principiile și metodologia de lucru pentru realizarea obiectivelor propuse anterior și etapele aferente:

1. Documentarea și alegerea direcției de cercetare

Ca primă etapă în vederea elaborării proiectului propus, este necesară analiza și sintetizarea unui număr mare de lucrări relevante în domeniu. Pe lângă lucrările bine cunoscute care descriu aspecte legate de modelarea și proiectarea topologiilor de bază, este important să se urmărească publicațiile cu impact ridicat pentru a putea contabiliza noutățile apărute, datorită interesului mare manifestat pentru noile dispozitive semiconductoare SiC pentru electronica de putere. Titlurile luate în considerare vor fi enumerate în secțiunea de referințe a proiectului de doctorat. Acest proces va avea loc pe tot parcursul elaborării acestei lucrări și în funcție de evoluția domeniului, structurile propuse precum și direcția de cercetare pot fi modificate pentru a obține elemente de noutate semnificative.

2. Modelare

Odată alese topologiile ce urmează a fi studiate, este necesară modelarea matematică a acestora. Pentru proiectarea și evaluarea performanțelor unui convertor adecvat pentru tracțiune feroviară, indiferent de topologie, este necesară o analiză în regim permanent și deducerea modelului de semnal mic - pentru bucla de comandă ce urmează a fi proiectată. Pentru modelarea matematică vor fi utilizate unele programe dedicate, cum ar fi Mathcad și Matlab, pentru a simplifica procesul, în timp ce modelele software se vor baza pe PSIM cu rezolvare în trepte fixe și, ulterior, în Matlab/Simulink, unde blocurile de bază ale electronicii de putere pot construi sistemul, inclusiv algoritmi de control. Având un model matematic, o simulare și rezultate experimentale, se va obține o comparație. Rezultatele trebuie să coincidă înainte de a trece la următoarea etapă de dezvoltare. Modelarea este importantă în ceea ce privește definirea cerințelor de control, de evaluare a elementelor pasive și a elementelor semiconductoare.

3. Implementarea

Topologiile alese vor fi compuse dintr-un circuit de control și un circuit electronic de putere, permițând o implementare modulară la nivel hardware. Se va realiza un prototip al unui modul de TEPT feroviar de c.c. Înainte de alegere, vor fi evaluate diferite tipuri de controlere bazate pe microcontrolere, procesoare de semnal digital sau matrice de porți. Implementarea controlului analogic are o flexibilitate limitată din cauza componentelor de circuit integrat cu funcționalitate fixă. Producători precum On Semiconductors, Infineon, Texas Instruments etc. oferă

soluții pentru toate topologiile. Cu toate acestea, pentru topologiile care nu au fost încă adoptate de către industrie, cea mai simplă soluție este utilizarea controlului digital. Nu toate topologiile propuse vor fi implementate, doar cele cu rezultate promițătoare în urma modelării și simulării matematice.

4. Validarea experimentală

Pentru a avansa la ultima etapă, noul sistem de electrificare în curent continuu va fi testat în laboratorul de electronică de putere de la UoB și UTCN. În procesul de validare pentru topologiile implementate, vor fi necesare unele măsurători ale unor parametri specifici, cum ar fi valorile de c.c., undulațiile de tensiune și curent la ieșirea convertoarelor, ciclul de funcționare, răspunsul sistemului la o treaptă de sarcină și pierderile de putere. Rezultatele și măsurătorile acestor parametri vor fi comparate cu cele obținute în calculele matematice și în modelul de simulare. Diferența dintre valorile experimentale și cele simulate nu trebuie să depășească 10%.

Cercetări bibliografice și rezultate

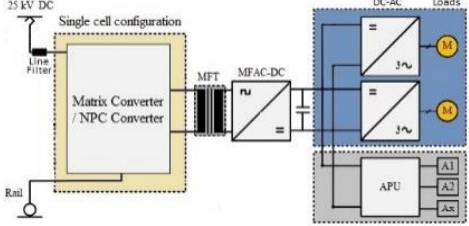
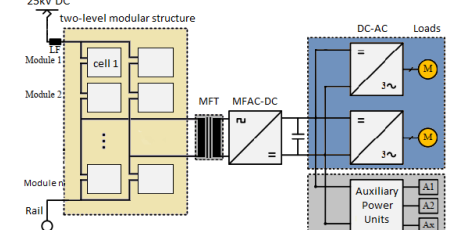
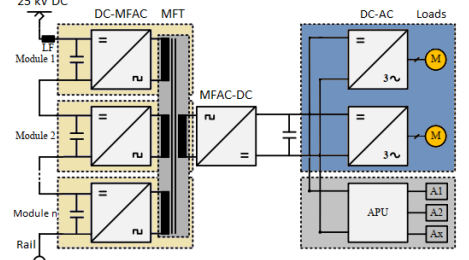
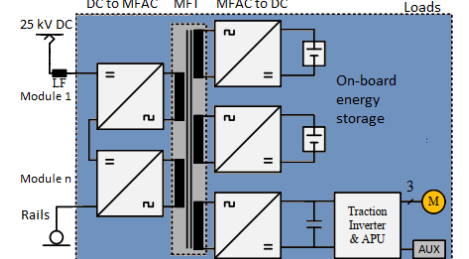
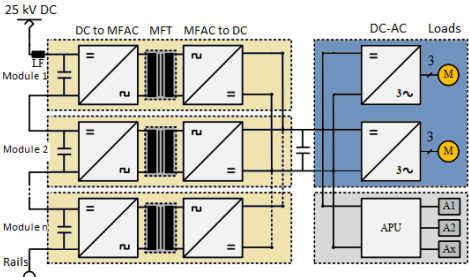
Acest capitol acoperă prima etapă majoră a proiectului și va realiza o evaluare comparativă a topologiilor de convertoare c.c. pentru transformatoarele MTCC. În plus, se va defini topologia optimă pentru aplicarea la tracțiunea feroviară și se va evalua performanța convertorului. Ca parte a cercetării bibliografice, în capitolul 1.6 al tezei, a fost realizat un studiu privind tipul de dispozitive semiconductoare, pentru a cuantifica nivelurile tipice de eficiență în comparație cu transformatorul tradițional, inclusiv posibilitatea de a utiliza carbură de siliciu (SiC) și alte dispozitive cu bandă largă emergente. Prin urmare, acest capitol se concentrează pe analiza detaliată a literaturii de specialitate a topologiilor existente de convertoare pentru utilizarea ca transformatoare de c.c. în acest proiect și pe alegerea topologiei optime care urmează să fie implementată. Două astfel de topologii de convertoare vor fi propuse la sfârșitul acestui capitol, drept candidați pentru modulele TEPT. Definirea finală a topologiei va conduce la definirea cerințelor de control. Acest capitol al tezei urmărește cititorul prin evoluția TEPT-urilor moderne și prin ceea ce s-a realizat în ultimii 25 de ani. Sunt prezentate cele mai populare tendințe industriale, iar analiza și compararea diferitelor aspecte sunt rezumate în tabele și figuri.

Transformatoarele Electronice de Putere utilizate în Tracțiune (TEPT)

Diferite grupuri de cercetare universitară și producători de trenuri au examinat, proiectat, prototipat și testat o serie de topologii TEPT pentru sistemele feroviare, pe baza conceptelor originale prezentate în capitolul introductiv al tezei [10], [11]. Noile materiale de semiconductoare cu bandă largă, cum ar fi SiC, sprijină dezvoltarea TEPT, în special atunci când componentele SiC de 6,5kV și 10kV vor fi disponibile în comerț. Semiconductorii SiC permit frecvențe de comutare de până la zeci de kilohertzi, ceea ce crește frecvența fundamentală a TMF; atunci când vor fi disponibile dispozitive SiC pentru tensiuni mai mari, va fi posibil să se utilizeze mai puține module și/sau etaje de conversie. Frecvența de funcționare a arhitecturilor TEPT moderne, de obicei, este identică cu frecvența de comutare a modulelor semiconductoare de putere, prin urmare, este independentă de frecvența liniei. Aplicația imediată a TEPT-urilor ar fi pentru vehiculele de tracțiune conectate la sistemul feroviar electric de 15kV c.a., deoarece frecvența de alimentare de 16,7Hz necesită ca locomotivele să aibă transformatoare de bord mai voluminoase și grele decât în cazul sistemelor de 25kV, 50Hz sau 60Hz c.a. În acest scenariu, noul sistem TEPT realizează o creștere cu 7% a eficienței și o reducere cu 50% a masei totale [1]. Un nou sistem feroviar electric, cum ar fi un MVDC-ERS flexibil, ar necesita noi structuri TEPT de înaltă performanță pentru a aborda noi provocări, inclusiv gestionarea defectiunilor, a circuitelor de protecție și compatibilitatea cu rețelele inteligente. În topologiile de tracțiune MVDC-ERS, etapa de redresare nu este necesară, deoarece tensiunea liniei este de c.c.

Tabelul 3. oferă o scurtă trecere în revistă și o comparație a celor mai importante configurații TEPT, analizate în acest capitol al tezei.

Tabel 3. – Stadiul actual al familiilor topologice - rezumat și comparație.

Topologie	Aplicații	Avantaje/Dezavantaje
	<p>Dezvoltat în '85 de Weiss (transformator unicelular) cu convertor matricial și TMF de 400 Hz. Ulterior, conceptul a fost studiat în continuare și au fost utilizate IGBT-uri de înaltă tensiune nou disponibile. În prezent, se aplică la sistemele de joasă tensiune.</p>	<ul style="list-style-type: none"> + frecvență de comutare mai mare, pierderi mai mici, mai puține module și costuri. + potențial viitor, când vor apărea tranzistoare SiC de 10-15kV - proiectarea pentru fiabilitate este dificilă (redundanță) sau crește complexitatea
	<p>În 2001, cercetările au demonstrat necesitatea conectării în serie a convertoarelor în primar. Imediat după aceea, în 2002, a fost prezentat conceptul convertorului multicelular. În prezent, există și unele topologii multicelulare în cascadă (modulare).</p>	<ul style="list-style-type: none"> + scalabil la tensiuni mai mari și fiabil (celule redundante) + capacitate de partajare dinamică a tensiunii - controlul poate fi mai dificil - numărul mare de etaje și niveluri crește costurile +/- un singur TMF
	<p>În prezent, cea mai frecvent utilizată configurație de convertor este ISOP. În 2003, Alstom a dezvoltat un convertor cu transformator cu mai multe înfășurări semi-separate. Utilizabil pentru configurația de unități multiple cu legături de ieșire independente de c.c. în secundar.</p>	<ul style="list-style-type: none"> + distribuție de putere echilibrată între module + matur și popular + design modular, control complet - TMF cu mai multe înfășurări unite este dificil de realizat și are o capacitate mai slabă de gestionarea defectelor - ISOP: control mai complex
	<p>În 2014, în China a fost dezvoltată o configurație similară cu cea anterioară, dar cu mai multe porturi în secundar, ca o noutate. Utilizabilă în sisteme feroviare electrice de 25kV. (transformator multiînfășurare semi-separat cu mai multe porturi)</p>	<ul style="list-style-type: none"> + control de echilibrare a tensiunii realizabil, mai multe porturi disponibile - TMF cu mai multe înfășurări comune este dificil de realizat și are o capacitate mai slabă de tratare a defectelor
	<p>În prezent, cea mai preferată familie topologică (configurație ISOP cu module în cascadă și transformatoare separate). Deoarece 25kV este o tensiune mai mare cu 66% decât 15kV, aceasta implică mai multe module în cascadă și costuri mai mari, atunci când este aplicată la un sistem de 25kV.</p>	<ul style="list-style-type: none"> + structură ISOP a întregului sistem, complet controlabilă și cu fiabilitate îmbunătățită datorită înfășurărilor separate. + cel mai popular și mai matur + transformator mai puțin dificil de produs și are o capacitate mai bună de tratare a defectelor - număr mare de dispozitive de putere, costuri mai mari

În ceea ce privește configurația ISOP, pentru etajul c.c.-c.c. pot fi utilizate diferite topologii. Cele mai promițătoare și mai utile topologii ar include LLC-uri, convertoare Phase-Shift, active în punte sau chiar module cu mai multe celule. După cum reiese din analiza din acest capitol, configurațiile în cascadă în punte H sunt mai mature și pot atinge tensiuni mai mari decât alte topologii pe mai multe niveluri, inclusiv configurațiile „diode clamped”.

Concluzii

Din cauza numărului mare de dispozitive de putere de înaltă tensiune și a miezurilor avansate utilizate în TMF, sistemele TEPT sunt mai scumpe decât sistemele standard, bazate pe TFL, deși oferă o serie de avantaje atractive. În primul rând, eficiența și calitatea sporită a energiei, urmată de un design redundant care crește disponibilitatea și, în cele din urmă, o densitate de putere mai mare. Cu toate acestea, în alte cazuri, cantitatea mare de componente limitează fiabilitatea acestora și necesită o procedură de proiectare și control mai complexă.

În ceea ce privește avantajele și dezavantajele discutate ale sistemelor feroviare bazate pe TEPT, este esențial de notat că avantajele sunt ușor de observat, în timp ce, majoritatea dezavantajelor depind de tehnologii și materiale. Dezvoltarea în continuare a dispozitivelor și a materialelor de putere, precum și cercetarea în domeniul topologiilor și al sistemelor de control, vor atenua majoritatea dezavantajelor.

MVDC-ERS descrie un nou sistem de electrificare a căilor ferate în curent continuu, bazat pe noile tehnologii care fac posibilă punerea sa în aplicare. Această abordare inovatoare va oferi noi oportunități și caracteristici pentru o rețea inteligentă interoperabilă de c.c. În același timp, noul sistem va integra beneficiile tehnologiilor moderne cu cele ale sistemelor de electrificare feroviară existente. În plus, TEPT-urile de la bord vor trebui să fie redefinite pentru noul sistem și cerințele acestuia.

Cercetările din literatura de specialitate privind topologiile convertoarelor au concluzionat că familia topologică optimă de TEPT pentru conceptul feroviar c.c. în medie tensiune este configurația modulară conectat în serie la intrare, paralel la ieșire (ISOP), în cascadă cu izolare separată, a cincea din tabelul 3 [12]-[14]. Topologia convertoarelor active în punte H a fost recomandată ca o subtopologie pentru module; prin urmare, în capitolul următor vor fi modelate, construite și implementate două convertoare în punte ca și candidați pentru transformatorul de tracțiune al acestui proiect. Figura 5 prezintă specificația finală a topologiei.

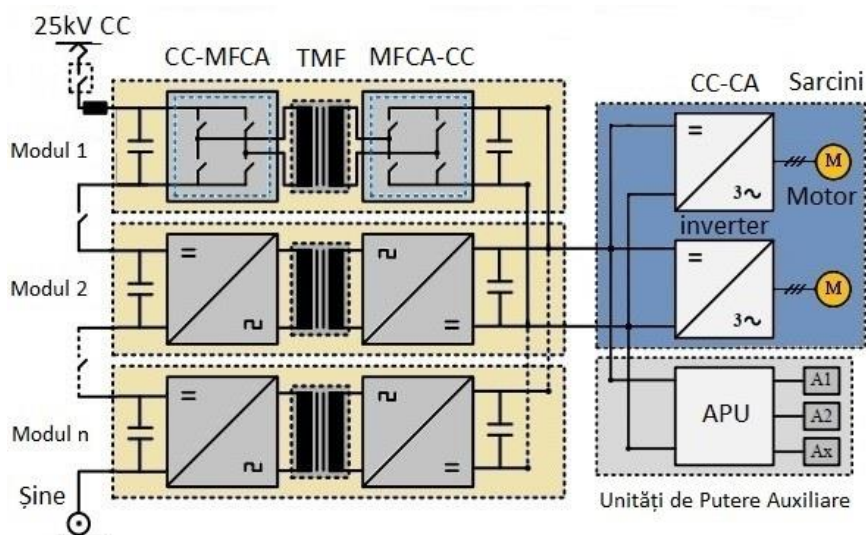


Figura 4. – Configurația modulară ISOP în cascadă cu izolare separată și convertoare în punte H.

Convertorul cc-cc în punte H utilizează semiconductoarele de putere atât pe brațul superior, cât și pe cel inferior al punții. Aceste tranzistoare mențin o comutație optimă a brațului punții, ceea ce face simplă eliminarea problemei de polarizare și obținerea unui mod de comutare soft-switching. În prezent, convertoarele c.c.-c.c. bidirecționale sunt utilizate frecvent în aplicații de mare putere. Acestea pot fi controlate prin semnale „defazate”, care pot exploata inductanța și capacitatea parazită a IGBT-urilor/MOSFET-urilor pentru a realiza comutare la tensiune zero a semiconductoarelor, astfel minimizând pierderile de comutare și crescând frecvența de comutare.

Modelare și implementare

Acest capitol acoperă cea de-a doua etapă majoră a proiectului și va prezenta dezvoltarea modelelor matematice pentru transformatoarele MTCC. În capitolul anterior, a fost definită topologia optimă pentru aplicarea ei în cadrul sitesemelor de tracțiunea feroviară. S-a constatat că topologia TEPT modulară în cascadă, în punte H, este candidatul potrivit pentru acest proiect. Prin urmare, în capitolele următoare vor fi dezvoltate și implementate două topologii de convertoare. Această secțiune se concentrează pe modelul matematic detaliat al convertoarelor în punte H și Phase-Shift bidirecțional, și pe proiectarea buclor de compensare ale acestora. Modulele de convertori în conexiune ISOP pot fi controlate cuplat sau decuplat. În acest capitol se va discuta modelul matematic al conectării ISOP, pentru convertorul în punte în primar și în secundar (Dual Active Bridge) și se va prezenta, de asemenea, modul de control decuplat. În plus, vor fi prezentate și comparate trei circuite diferite de snubber, împreună cu procedura de proiectare a acestora. Modelul convertorului și foaia de calcul pentru proiectare vor fi dezvoltate în Mathcad, ca unelte pentru simulările la scară reală și experimentele din etapa următoare.

Convertorul Dual Active Bridge (DAB)

Convertorul *DAB* este un convertor cc-cc realizat dintr-un redresor, un transformator de înaltă frecvență și un invertor. Această topologie TEPT utilizează dispozitive de putere cu bandă largă, cum ar fi carbura de siliciu și o tehnologie TEPT care poate funcționa la o frecvență fixă mai mare și poate avea mai puține module și dispozitive de putere în cascadă, putând rezista la o tensiune mai mare a sistemului de electrificare și fiind mai compactă. Convertorul în punte H este o topologie cu mai puține componente, cu o comutație la tensiune/curent zero (ZVS/ZCS), cu costuri reduse și eficiență ridicată. Această topologie este aplicabilă acolo unde densitatea de putere, accesibilitatea, volumul și fiabilitatea sunt esențiale. Topologia este prezentată în Figura 5. Câteva avantaje ale convertoarelor *DAB*:

- sunt bidirecționale;
- sunt compatibile cu TMF;
- Configurate cu valori mici ale factorului de umplere (curentul de ieșire este mai liniar);
- Pot fi controlate prin defazaj, factor de umplere sau ambele combinate.

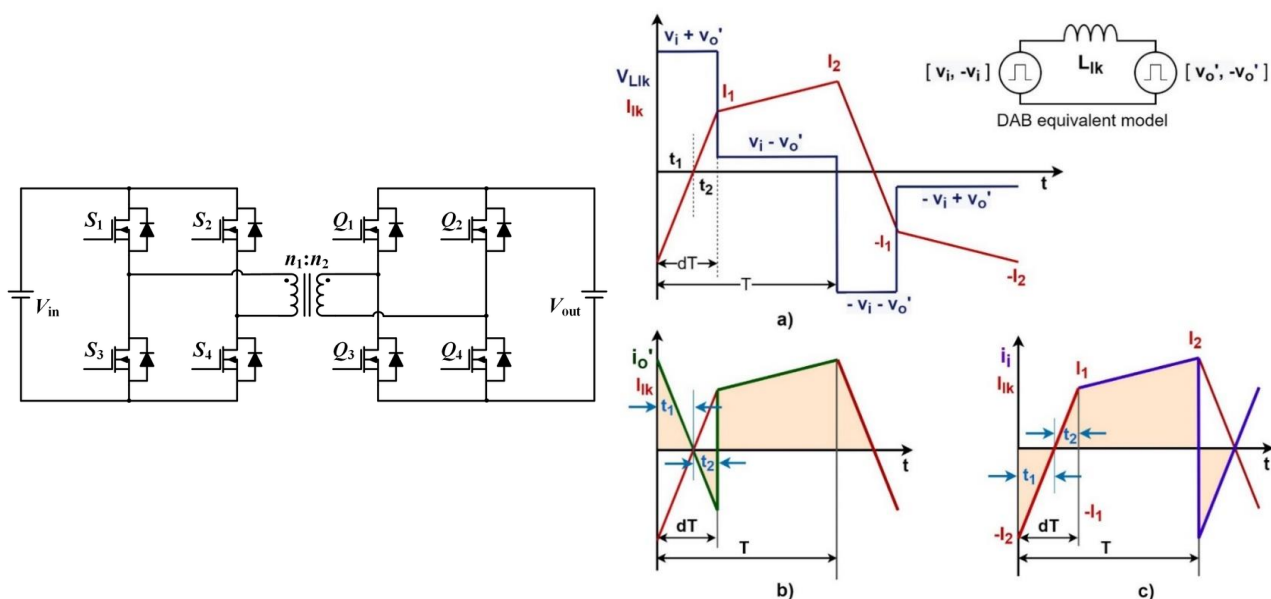


Figura 5.- Convertorul DAB, - formele de undă: a) prezintă tensiunea și curentul inductanței de scăpări, b) prezintă curentul de ieșire reflectat în primar, în comparație cu curentul inductanței de scăpări și c) reprezintă curentul de intrare în același mod.

După cum se arată în Figura 5., pentru intervalul de timp cuprins între 0 și $d \cdot T$ (d fiind ciclul de funcționare și T fiind jumătate din perioada de comutare), tensiunea inductanței de scăpări este egală cu suma tensiunii de intrare - notată v_i - și a tensiunii de ieșire reflectată în primar - notată v_o' ($v_o' = v_o/n$, unde n este raportul de transformare). În mod similar, pentru intervalul de timp dintre $d \cdot T$ și T , tensiunea pe bobină este $v_i - v_o'$. Pornind de la aceste forme de undă, în teză a fost dedus modelul matematic complet, inclusiv modelul mediat (Figura 6) și cel de semnal mic. S-au obținut, de asemenea, valorile de vârf, raportul de transfer și, în final, funcția de transfer - prezentată aici în ecuația (2).

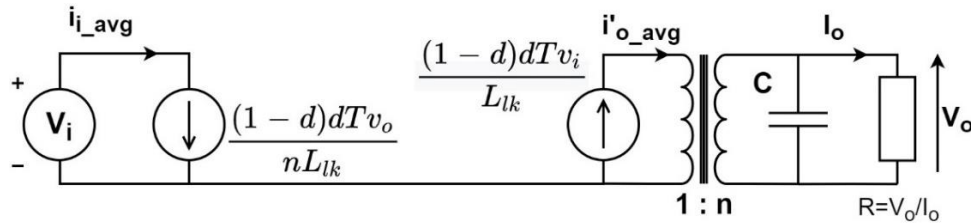


Figura 6 - Modelul mediat al convertorului DAB.

$$H_{DABo}(s) = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} = \frac{v_i T R (1 - 2d)}{(RCs + 1) 2nL_{lk}} = \frac{v_o (1 - 2d)}{(1 - d)d(RCs + 1)} \quad (2)$$

După cum se observă în Figura 6., curenții medii de intrare și de ieșire sunt:

$$\begin{aligned} i_{i_avg} &= \frac{(1 - d)dT v_o}{nL_{lk}} \\ i_{o'_avg} &= \frac{(1 - d)dT v_i}{L_{lk}} \end{aligned} \quad (3)$$

Pentru a calcula valorile componentelor și pentru a obține parametrii regulatorului pe baza funcției de transfer, a fost implementată în Mathcad o foaie de calcul pentru proiectare care conține ecuațiile convertorului. Având o funcție de transfer de ordinul întâi, a fost proiectat un compensator PI pentru a controla tensiunea de ieșire. Procesul de proiectare PI este automatizat în Mathcad. O captură de ecran din fișa de proiectare Mathcad este prezentată în Figura 7. (marginea de fază este de 70 de grade, iar frecvența de tăiere este a zecea parte din frecvența de comutare).

$$\begin{aligned} f_c &:= 1 \text{ kHz} & \varphi_m &:= 70 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.222 \\ \omega_c &:= 2\pi f_c = 6.283 \times 10^3 \text{ s}^{-1} \\ T_{PI} &:= \frac{\tan\left(\varphi_m - \frac{\pi}{2} - \arg(H_{DAB}(j \cdot \omega_c))\right)}{\omega_c} = 4.199 \times 10^{-4} \text{ s} \\ K_{PI} &:= \frac{\omega_c \cdot T_{PI}}{|H_{DAB}(j \cdot \omega_c)| \cdot \sqrt{1 + \omega_c^2 \cdot T_{PI}^2}} = 0.018 \\ P &:= K_{PI} = 0.018 & I &:= \frac{K_{PI}}{T_{PI}} = 41.97 \text{ s}^{-1} \\ H_{PI}(s) &:= P + \frac{I}{s} & H_{comp}(s) &:= H_{PI}(s) \cdot H_{DAB1}(s) \end{aligned}$$

Figura 7. - Ecuațiile de proiectare unui PI, în fișa automatizată Mathcad.

Pentru a verifica această procedură de proiectare, funcția de transfer a buclei compensate, $H_c(s) = H_{DAB}(s) \cdot H_{PI}(s)$, este reprezentată în Mathcad pentru a măsura marginea de fază obținută.

Module de convertor conectate serie la intrare, paralel la ieșire

Conectarea convertoarelor de putere într-o configurație ISOP este o modalitate obișnuită de creștere a transmiterii și a densității de putere. Deși utilizarea acestora în fiecare modul facilitează conectarea acestora, imperfecțiunile, parazitale și alte erori pot duce la probleme de echilibrare a tensiunii de intrare. Pentru a examina această problemă și a oferi soluții, este analizat un sistem de alimentare cu opt module, conform Figura 8. Factorul de umplere al punților convertoarelor este fixat la 50%, iar defazajul dintre punțile din primar și secundar este variabila de control. Pentru curentul de intrare și de ieșire se utilizează ecuația (3) pentru a explica comportamentul mediat al convertorului, unde d este variabila de control, T este jumătate din perioada de comutare, n este raportul de transformare și L_{lk} este inductanța de scăpări a transformatorului. V_i și v_o sunt tensiunile de intrare și de ieșire ale unui modul.

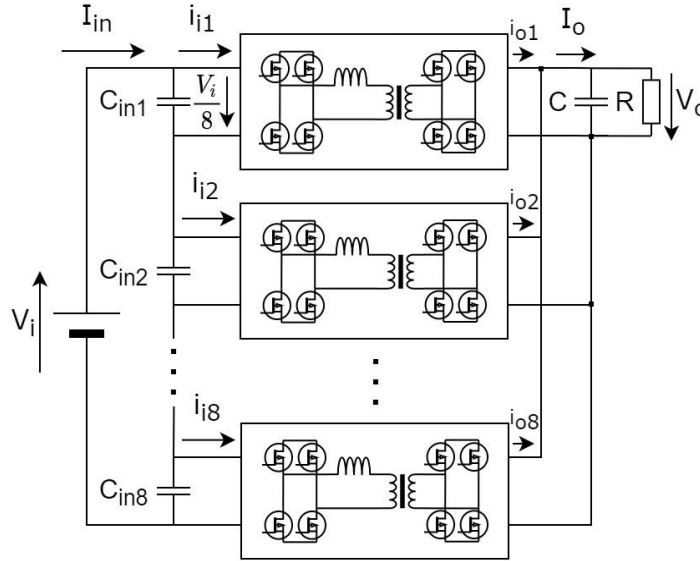


Figura 8. – Opt module de convertor DAB conectate în SIPO.

Ecuțiile sistemului demonstrează că mărimile electrice ale convertoarelor și semnalele de comandă sunt interdependente și că distribuția tensiunii este influențată de componente parazite. Metoda propusă este decuplarea variabilelor de control pentru a stabili o buclă de control distinctă pentru fiecare modul, menținând, în același timp, abilitățile ZVS. Modelând convertoarele DAB în conexiune ISOP, fiecare punte poate fi considerată o sursă de curent dependentă:

$$\begin{cases} \hat{i}_{oj} = \left. \frac{\partial i_{oavg}}{\partial d} \right|_0 \hat{d} + \left. \frac{\partial i_{oavg}}{\partial v_i} \right|_0 \hat{v}_i = g_{od} \cdot \hat{d} + g_{ovi} \cdot \hat{v}_i \\ \hat{i}_{ij} = \left. \frac{\partial i_{iavg}}{\partial d} \right|_0 \hat{d} + \left. \frac{\partial i_{iavg}}{\partial v_o} \right|_0 \hat{v}_o = g_{id} \cdot \hat{d} + g_{ivo} \cdot \hat{v}_o \end{cases} \quad (4)$$

, unde j este numărul modulului și g_{od} , g_{id} , g_{ovi} și g_{ivo} sunt:

$$\begin{aligned} g_{od} &= \frac{v_i T (1 - 2d)}{n L_{lk}} = \frac{v_o (1 - 2d)}{(1 - d) d R} \\ g_{id} &= \frac{v_o T (1 - 2d)}{n L_{lk}} = \frac{v_o^2 (1 - 2d)}{v_i (1 - d) d R} = \frac{v_o}{v_i} g_{od} \\ g_{ovi} &= g_{ivo} = \frac{T d (1 - d)}{n L_{lk}} = \frac{v_o}{v_i R} \end{aligned} \quad (5)$$

Se presupune că toate modulele au aceleași valori ale componentelor (inductanța de scăpări, raportul de transformare, perioada de comutație și condensatorii de intrare), tensiunea de intrare ($V_{in} = V_{in}/8$) și defazajul în timp al semnalelor de comandă a punții (d), deși perturbațiile sunt diferite pentru fiecare ($\hat{d}_1 \neq \hat{d}_2 \neq \dots \neq \hat{d}_8$). În model se utilizează o sarcină rezistivă, prin

urmăre, perturbarea tensiunii de ieșire se obține prin înmulțirea curentului total de ieșire cu impedanța condensatorului de ieșire în paralel cu sarcina rezistivă. Considerând tensiunea totală de intrare constantă, suma tensiunilor de intrare va fi zero, deoarece este egală cu tensiunea totală de intrare. Calculând apoi tensiunea de ieșire, curentul total de intrare, tensiunea de intrare, ecuațiile convertorului pot fi însumate sub o formă matricială - (8). Deducerea și calculele detaliate pot fi găsite în teză, capitolul 3.3.5. În cele din urmă, N-1 (N fiind numărul de module) tensiuni de intrare reglate prin bucle de control distincte și o altă buclă pentru tensiunea de ieșire alcătuiesc metoda de control aleasă pentru decuplarea variabilelor. A(s) este o variabilă care este definită pentru a însuma variabilele modelului:

$$A(s) = \frac{g_{id}}{8C_{iS}} = \frac{1}{8C_{iS}} \frac{T}{L_{lk} \cdot n} V_o(1 - 2d) \quad (6)$$

Tensiunile de intrare a modulelor în funcție de (6) sunt:

$$\begin{cases} \widehat{v}_{i1} = A(s) \cdot (\widehat{d}_2 + \widehat{d}_3 + \dots + \widehat{d}_8 - 7 \cdot \widehat{d}_1) \\ \widehat{v}_{i2} = A(s) \cdot (\widehat{d}_1 + \widehat{d}_3 + \dots + \widehat{d}_8 - 7 \cdot \widehat{d}_2) \\ \vdots \\ \widehat{v}_{i7} = A(s) \cdot (\widehat{d}_1 + \dots + \widehat{d}_6 + \widehat{d}_8 - 7 \cdot \widehat{d}_7) \end{cases} \quad (7)$$

În final, folosind (7) ecuațiile modelului se pot rezuma în:

$$\begin{bmatrix} \widehat{v}_{i1} \\ \vdots \\ \widehat{v}_{i7} \\ \widehat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -7A(s) & \dots & A(s) & A(s) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ A(s) & \dots & -7A(s) & A(s) \\ G_{vd}(s) & \dots & G_{vd}(s) & G_{vd}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{d}_1 \\ \widehat{d}_2 \\ \vdots \\ \widehat{d}_8 \end{bmatrix} = H(s) \cdot \begin{bmatrix} \widehat{d}_1 \\ \widehat{d}_2 \\ \vdots \\ \widehat{d}_8 \end{bmatrix} \quad (8)$$

În (8), toate mărimile controlate sunt afectate de variația defazajelor normalizate \widehat{d}_j , formând un sistem cu intrări multiple și ieșiri multiple, în care mărimile și semnalele sunt interdependente. Sistemul trebuie manipulat pentru a considera fiecare modul ca fiind un sistem cu o singură intrare și o singură ieșire. Acest lucru poate fi realizat prin aplicarea strategiei de control menționate anterior. Dacă matricea H(s) ar fi diagonală, fiecare semnal de control ar controla o singură mărime și fiecare mărime de control va depinde de un singur semnal. Prin urmare, H(s) va fi descompusă într-o matrice diagonală D(s) și o matrice de tranziție Y(s):

$$\begin{bmatrix} \widehat{v}_{i1} \\ \vdots \\ \widehat{v}_{i7} \\ \widehat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 8A(s) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 8A(s) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 8G_{vd}(s) \end{bmatrix} \cdot Y(s) \cdot \begin{bmatrix} \widehat{d}_1 \\ \widehat{d}_2 \\ \vdots \\ \widehat{d}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 8A(s) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 8A(s) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 8G_{vd}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{x}_1 \\ \widehat{x}_2 \\ \vdots \\ \widehat{x}_8 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Este necesar să se calculeze Y(s) și matricea sa inversă pentru a obține variabilele de control d ca o funcție a variabilelor de control x pentru a observa modul în care noul set de variabile interacționează cu cele originale. După efectuarea calculelor, se obțin defazajele de timp normalizate (d_i) în funcție de noul set de variabile (x_i):

$$\begin{bmatrix} \widehat{d}_1 \\ \widehat{d}_2 \\ \vdots \\ \widehat{d}_8 \end{bmatrix} = Y(s)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{x}_1 \\ \widehat{x}_2 \\ \vdots \\ \widehat{x}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & \dots & 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & -1 & 1 \\ 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{x}_1 \\ \widehat{x}_2 \\ \vdots \\ \widehat{x}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widehat{x}_8 - \widehat{x}_1 \\ \vdots \\ \widehat{x}_8 - \widehat{x}_7 \\ \widehat{x}_1 + \widehat{x}_2 + \dots + \widehat{x}_8 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Pe baza acestui rezultat, pentru sistemul cu 8 module, comanda decuplată poate fi proiectată după cum se arată în Figura 9, unde $d_1 = x_8 - x_1$, $d_2 = x_8 - x_2$, ..., $d_7 = x_8 - x_7$ și $d_8 = x_1 + x_2 + \dots + x_8$:

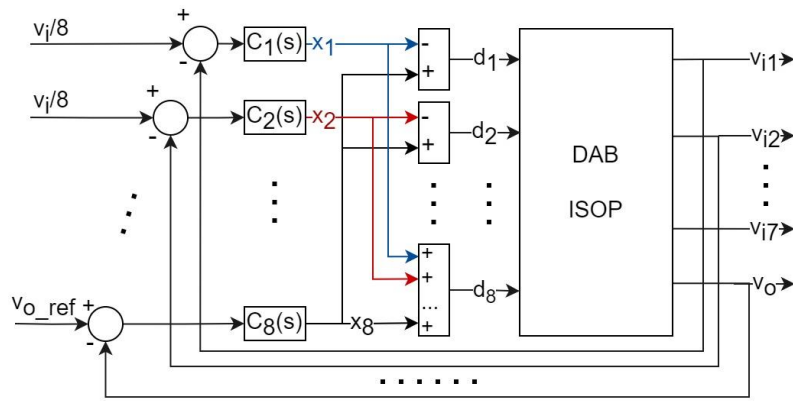


Figura 9. – Schema de control decuplat pentru un sistem cu 8 module.

Sistemul la scară reală cu module DAB a fost implementat și cu control decuplat.

Convertorul bidirecțional Phase-Shift (PS)

Convertorul poate regla tensiunea pe o gamă largă și este izolat galvanic. Acesta are un randament ridicat [22]-[24] datorită abilității de comutare la tensiune/curent zero a tranzistoarelor din primar. Cu toate acestea, configurația este una asimetrică din cauza utilizării unei bobine de filtrare pe partea secundară. Principala problemă a convertoarelor PS este vârful de tensiune ridicat pe elementele de comutare în secundar. O soluție obișnuită la această problemă este un circuit cu diode de limitare [25], [26].

Convertorul are următoarele avantaje:

- Acesta posedă caracteristicile ZVS pe direcția pozitivă a fluxului de putere și caracteristicile ZCS pe direcția negativă a fluxului de putere.
- Se comportă bine în ceea ce privește stabilitatea și răspunsul dinamic și oferă performanțe ridicate de eficiență, indiferent de direcția fluxului de putere.

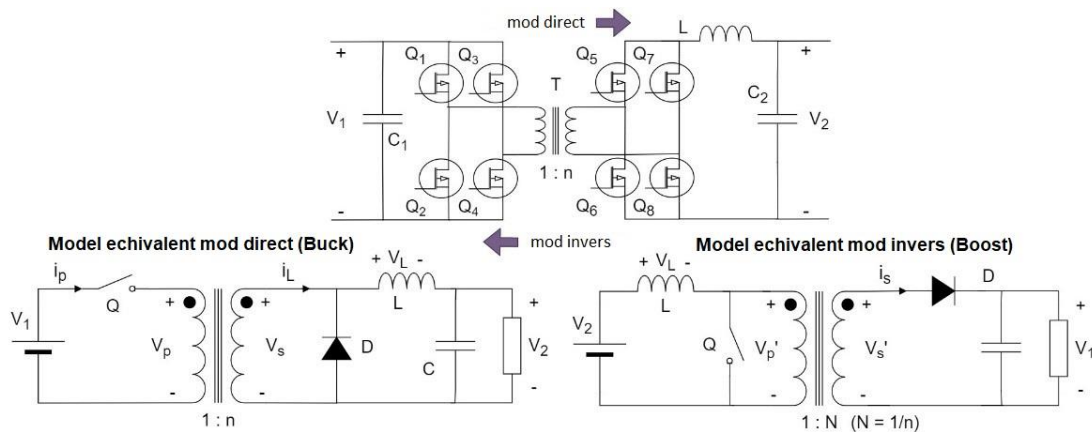


Figura 10. – Schema convertorului Phase-Shift bidirecțional în punte.

Având bobina de ieșire, această topologie de convertor cc-cc (prezentată în Figura 10) este asimetrică. Circuitul este un convertor în punte H în modul tensiune, atunci când tensiunea este transferată de la V_1 la V_2 . Apoi, este un convertor în punte în mod curent, atunci când tensiunea este transferată de la V_2 la V_1 , unde V_1 semnifică tensiune înaltă și V_2 tensiune joasă. Deoarece circuitul conține componente neliniare, cum ar fi semiconductoarele de putere și diodele, acesta este un sistem neliniar care variază în timp. Pentru a obține modelul convertorului, este important să se simplifice modelul fizic complex, folosind metode matematice. Metoda de analiză de semnal mic este potrivită pentru liniarizarea sistemelor neliniare și pentru derivarea funcțiilor de transfer. Folosind teoria clasică de control, se va dezvolta apoi un controler în buclă închisă. Din punct de vedere operațional, această topologie este, de fapt, un convertor buck-boost cu

separare galvanică [27]. Cu raportul de transformare (1:n) adăugat la circuit, modul direct (modul de tensiune) va fi echivalent cu un convertor Buck, în timp ce, în modul invers (modul de curent) transferul de energie este identic cu cel al unui convertor Boost. Deoarece modelul matematic al convertorului Buck este bine cunoscut, acesta nu va fi dedus aici. Următoarea ecuație reprezintă funcția de transfer intrare-ieșire în buclă deschisă pentru acest convertor controlat în tensiune.

$$H_{BPSFB_{buck_o}}(s) = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{v}_i} = \frac{1}{1 + \frac{r_L}{R}} \cdot \frac{1 + r_c C s}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{Q\omega_o} + 1} \quad (11)$$

Apoi, funcția de transfer de la comandă la ieșire este:

$$H_{BPSFB_{buck_d}}(s) = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} \cong H_0 \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{Q\omega_o} + 1} \quad (12)$$

$$\text{unde } \omega_z = \omega_{ESR} = \frac{1}{r_c C}; \quad \omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC} \frac{1 + \frac{r_L}{R}}{1 + \frac{r_c}{R}}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad (13)$$

$$H_0 = \frac{nV_1}{1 + \frac{r_L}{R}} \text{ și } Q = \frac{\sqrt{LC} \left(1 + \frac{r_L}{R}\right) \left(1 + \frac{r_c}{R}\right)}{\frac{L}{R} + C \left(r_c + r_L + \frac{r_L r_c}{R}\right)} \approx R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

În această teză, funcția de transfer a fost manipulată în această formă (cu Q - factor de amortizare), luând în calcul și componentele parazite.

În mod similar, deoarece convertorul ridicător Boost este bine cunoscut, nici funcția sa de transfer nu va fi dedusă. În următoarea ecuație se poate vedea funcția de transfer de la intrare la ieșire, manipulată în următoarea formă, în funcție de Q, considerând și elementele parazite.

$$H_{BPSFB_{boost_d}}(s) = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} \cong H_0 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z_1}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{z_2}}\right)}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{\omega_o Q} + 1} \quad (14)$$

Funcția de transfer (14) constă într-un pol dublu, un zero în planul drept (RHP) și un zero introdus de rezistența echivalentă în serie (ESR) a condensatorului. Ecuația acestora și factorul de amortizare Q:

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{z_1} = \omega_{ESR} = \frac{1}{r_c C} \text{ și } \omega_{z_2} = \omega_{RHP} = \frac{(1-D)^2(R-r_L)}{LN^2} \approx \frac{R}{LN^2} \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 \\ \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{r_L + (1-D)^2 R}{R}} \approx \frac{1-D}{\sqrt{LC}} \text{ sau } \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{V_2}{V_1} \\ Q = \frac{\omega_o}{\frac{r_L}{L} + \frac{1}{C(R+r_c)}} \approx (1-D)R \sqrt{\frac{C}{L}} \\ H_0 = \frac{V_2 N}{(1-D)^2} = \frac{NV_1^2}{V_2} \end{array} \right. \quad (15)$$

Proiectarea compensatorului PID

Înainte de a construi bucla de control, metoda domeniului de frecvență [28] a fost utilizată pentru a determina parametrii proporțional-integral-derivat (PID) și pentru a implementa o foaie de calcul Mathcad (Figura 11). Pentru aceasta, au fost definite și îndeplinite următoarele condiții de intrare:

1. Marginea de fază trebuie să fie mai mare de 45° . Fie ca $\varphi_m = 70^\circ$.
2. La frecvența de tăiere $\omega_c = \omega_{sw}/10$, câștigul funcției de transfer în buclă deschisă trebuie să fie unitar: $|T(j\omega_c) = 1|$.
3. Frecvența zeroului introdusă de componenta integratoare trebuie să fie suficient de mică pentru a nu avea un impact asupra fazei ($\arg(T(j\omega_c))$) a funcției de transfer în buclă deschisă la frecvența de tăiere f_c . Se recomandă să se impună: $\omega_{Z_{PI}} = \omega_c/10$.
4. Se recomandă ca frecvența polului introdus de partea derivată să fie: $\omega_{P_{PD}} = \omega_{sw}/2$.
Totuși, aceasta poate fi modificată în funcție de necesități.

De asemenea, a fost proiectat un controler PID analogic echivalent. În cadrul simulării a fost testat atât controlul digital, cât și cel analog pentru ambele topologii de conversoare selectate. În cele din urmă s-a ales controlul digital și în teză s-au dedus parametrii PID digital cu filtru echivalenți, aplicând discretizarea Tustin.

parametrii introduși
parametrii PID obținuți

$$f_c := \frac{f_{sw}}{10} = 1 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

$$\omega_c := 2\pi f_c = 6.283 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

$$\varphi_m := 70 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.222$$

$$\omega_{Z_{PI}} := \frac{\omega_c}{10}$$

$$\omega_{P_{PD}} := \pi f_{sw}$$

$$T_f := \frac{1}{\omega_{P_{PD}}} \quad T_f = 3.183 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$k_I := \frac{\omega_{Z_{PI}} + \omega_{Z_{PD}}}{\omega_{Z_{PI}} \omega_{Z_{PD}}} - k_P T_f$$

$$k_D := \frac{k_I}{\omega_{Z_{PI}} \omega_{Z_{PD}}} - k_P T_f$$

$$H_{PID}(s) := k_P + \frac{k_I}{s} + \frac{k_D \cdot s}{T_f \cdot s + 1}$$

$$H_{comp}(s) := H_{PID}(s) \cdot H_{PSFB_d}(j \cdot \omega_c)$$

$$k_I := \frac{\omega_{Z_{PD}}}{|H_{PSFB_d}(j \cdot \omega_c)|} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{P_{PD}}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_{Z_{PI}}}\right)^2}}$$

$$P := k_P = 0.047$$

$$I := k_I = 290.623 \frac{1}{s}$$

$$k_D = 4.349 \times 10^{-8} \text{ s}$$

$$N_{PID} := \frac{1}{T_f} = 3.142 \times 10^5 \frac{1}{s}$$

Figura 11. – Ecuațiile de proiectare din care rezultă parametrii de reglare.

Un nou snubber activ regenerativ – comparație cu alte circuite snubber –

Pentru ca un convertor de mare putere să fie eficient, pierderile de comutație trebuie să fie reduse la minimum. Prin exploatarea capacității parazite și a inductanței de scăpări, se poate obține comutație cu tensiune zero (cunoscută și sub numele de comutație soft), reducând astfel pierderile de comutație. Problema acestor conversoare cu tensiune de ieșire ridicată este rezonanța parazită în secundar. Aceste apariții generează un stres semnificativ asupra diodelor, necesitând un circuit de limitare de tip snubber pentru a atenua această problemă. În aplicațiile de mare putere și de înaltă frecvență, circuitele snubber de tip RC tradiționale transferă energia la ieșire cu pierderi majore. Snubberul RDC prezintă pierderi acceptabile, utilizând un condensator ca sursă de tensiune constantă (în cazul în care curentul mediu prin condensatorul de limitare este zero în regim permanent) pentru a obține o cale de descărcare suplimentară și a

recupera o parte din pierderile snubberului la ieșire. Un astfel de circuit snubber nu poate fi proiectat fără compromisuri, deoarece energia disipată prin rezistor rămâne ridicată la niveluri mai mari de putere de ieșire, ceea ce determină scăderea eficienței circuitului [29]-[33].

Cu toate acestea, snubberul activ regenerativ (AR) cu componente active și pasive suplimentare reprezintă o bună alternativă. Acesta include o cale de curent suplimentară care permite condensatorului snubber să încarce condensatorul de ieșire. Utilizând un convertor buck, metoda propusă transferă pierderile de energie la ieșire. Tranzistorul MOS Q_s , dioda D_s , condensatorul C_s și bobina L_s care alcătuiesc structura sa, sunt evidențiate într-un chenar roșu în Figura 12.

Acest circuit snubber împreună cu alte două circuite tradiționale, este conectat la un convertor Phase-Shift în punte (Phase-Shift Full-Bridge – PSFB) cu un redresor cu diode în secundar, în scopul comparației. Inductanța de scăpări a transformatorului și capacitățile parazite ale tranzistoarelor din primar sunt utilizate pentru a obține ZVS. În Figura 13. – Modelul echivalent al convertorului Phase-Shift folosit. este prezentat modelul echivalent al convertorului PSFB, unde V_d și L_s reprezintă tensiunea de intrare și echivalentul inductanțelor de scăpări, văzute din secundar, V_s este tensiunea de ieșire a redresorului cu diode, iar C este suma capacităților parazite.

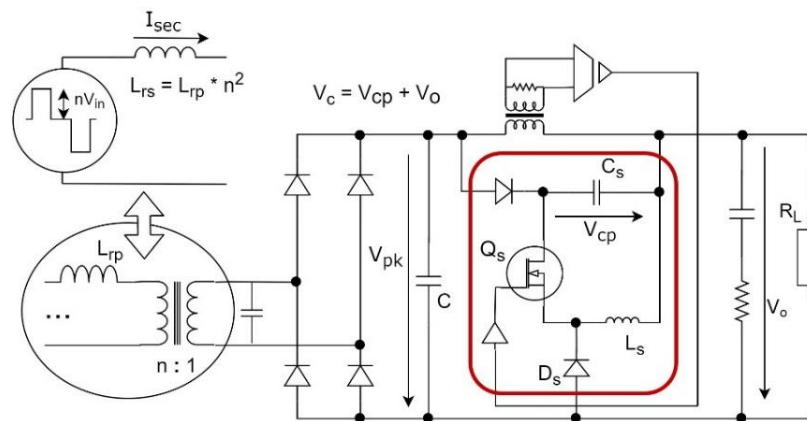


Figura 12 – Schema snubberului activ regenerativ.

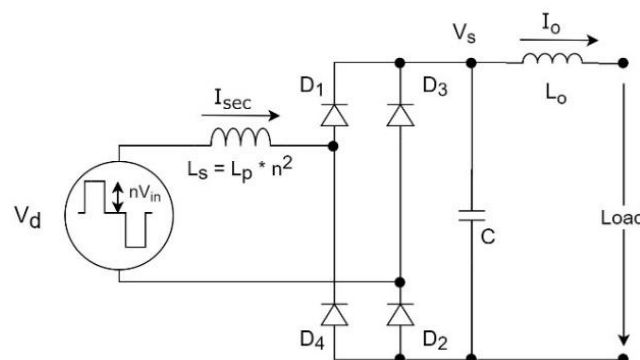


Figura 13. – Modelul echivalent al convertorului Phase-Shift folosit.

Când diodele D_3 - D_4 încep să conducă, I_{sec} va crește până când va atinge I_o , moment în care curentul în exces va curge în capacitatea parazită C conform ecuației $I_C = I_{sec} - I_o$. Acest lucru va declanșa rezonanța dintre C și L_s , a cărei frecvență de rezonanță, f_{rez} este:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}} \quad (16)$$

Tensiunea de ieșire și curentul de ieșire al redresorului sunt date în (17). După cum se poate observa, V_s poate atinge o valoare maximă de $2V_d$. Acesta este principalul motiv pentru care sunt necesare snubbere, permițând utilizarea unor diode sau tranzistoare redresoare de tensiune mai mică și mai puțin costisitoare.

$$\begin{cases} V_s = V_d - V_d \cdot \cos \frac{t}{\sqrt{L_s C}} \\ I_{sec} = I_o + \frac{V_d}{\sqrt{\frac{L_s}{C}}} \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{L_s C}} \end{cases} \quad (17)$$

Figura 14. ilustrează oscilația de mare amplitudine a tensiunii cauzate de rezonanța care poate atinge $2 \cdot V_d$. Pe prototipul de convertor, această formă de undă a fost măsurată fără circuitul snubber conectat.

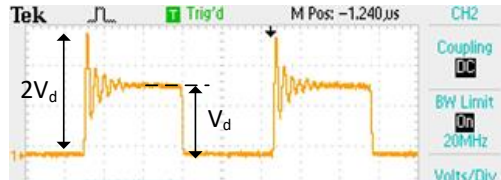


Figura 14. - Oscilații în secundar, cauzate de efectul de rezonanță.

Cel de-al doilea snubber analizat pentru a rezolvarea problemelor menționate mai sus, rezultate din efectul de rezonanță, este snubberul RDC clasic, așa cum este ilustrat în Figura 15.

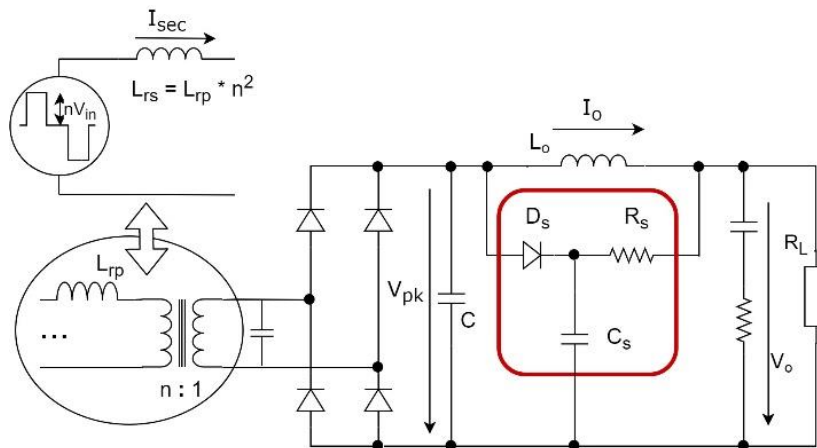


Figura 15. - Convertor Phase-Shift cu snubber pasiv RDC.

Circuitele snubber pasive RDC sunt o soluție simplă, ieftină și robustă care pot fi utilizate într-o varietate de aplicații. Cu toate acestea, atunci când puterea de ieșire crește, R_s poate disipa o cantitate substanțială de energie, scăzând astfel eficiența sistemului.

Conform Figura 16., cel de-al treilea snubber este unul cu diode de limitare a tensiunii în primar:

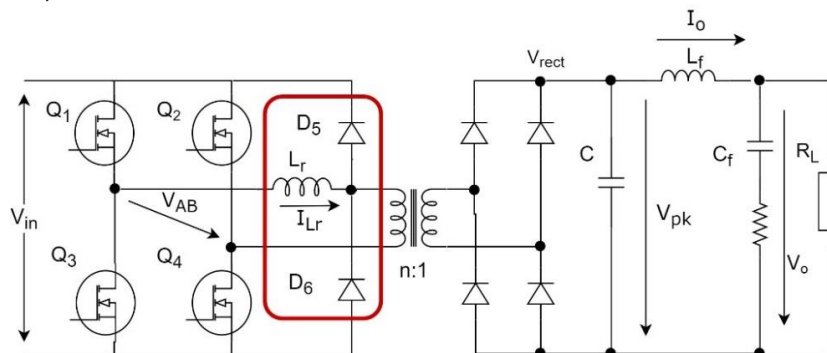


Figura 16 - Convertor Phase-Shift cu diode de limitare.

Acest aranjament se bazează pe crearea unui circuit auxiliar de comutație format din două diode și o bobină pentru a reduce efectul de rezonanță și tensiunea de amplitudine mare fără a introduce pierderi și un sistem suplimentar de control al dispozitivului de putere.

Snubberul activ regenerativ (AR)

Faptul că semnalele de control pentru tranzistorul circuitului snubber sunt obținute din semnalele de comandă ale MOFET-ului din primar este una dintre problemele pe care le ridică acest tip de snubber. Acest semnal trebuie să fie utilizat în secundar, ceea ce necesită o logică de control suplimentară și o separare galvanică. În plus, este necesar un condensator de înaltă tensiune costisitor. Cu toate acestea, snubber-ul descris în acest studiu, modificat din [34], așa cum este prezentat în Figura 12., utilizează o simplă înfășurare secundară pe bobina de ieșire pentru a crea o tehnică nouă de comandă a tranzistorului MOSFET. În plus, în acest capitol este propusă o abordare nouă de proiectare pas cu pas (inclusiv un model matematic complet) și un model de simulare PSIM. Utilizând inductanța de scăpări din primar reflectată în secundar - L_r , și capacitatea parazită totală în secundar (a transformatorului și a punții redresoare) - C , se obține rezonanța. Teza include modelul matematic detaliat cu toate deducerile ecuațiilor pentru ambele moduri de funcționare a circuitului buck, întreruptă și permanentă, oferind, de asemenea, o procedură de proiectare bine definită, inclusiv un exemplu de proiectare. În funcție de gama de tensiuni de intrare, factorul de umplere va varia. Folosind valoarea minimă a factorului de umplere, se poate determina valoarea bobinei snubber - (18) - pentru cazul limitei de conducție pentru un anumit V_{cp} . V_{cp} poate fi determinată pentru modul de conducție întrerupt prin trasarea lui L_s în acest mod de funcționare - (19) în funcție de V_{cp} și utilizând valoarea bobinei definite anterior, așa cum ilustrează Figura 17. Tabel 4 prezintă un scurt rezumat al acestui circuit snubber alături de avantajele și dezavantajele sale.

$$L_{S_{\text{intreruptă}}} = \frac{(V_{cp} + V_o - V_{in})V_{cp}(1 - D)^2 T^2}{(V_{cp} + V_o)(2V_{in} - V_{cp} - V_o)C} \quad (18)$$

$$L_{S_{\text{continuă}}} = \frac{(V_{cp} + V_o - V_{in})V_o^2 D T^2}{(V_{cp} + V_o)^2 (2V_{in} - V_{cp} - V_o)C} \quad (19)$$

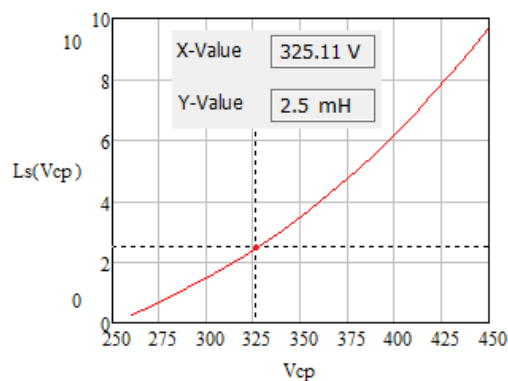


Figura 17. –Bobina snubber în funcție de tensiunea condensatorului snubber.

Tabel 4.– Rezumat snubber AR.

avantaje	dezavantaje
<ul style="list-style-type: none"> Mecanismul de control utilizează o înfășurare secundară a bobinei de ieșire pentru a genera semnalul necesar pentru a comanda tranzistorul snubber; Un proces de proiectare bine definit; Transferă pierderile de energie la ieșire și pierderi de putere reduse. 	<ul style="list-style-type: none"> Valori ridicate pentru bobina snubber (în intervalul mH); curent de saturație ridicat pentru această bobină (de obicei mai mare de 1A); complexitate mai mare a circuitului și costuri mai mari.
Este o soluție bună pentru convertoare de mare putere cu tensiune de ieșire înaltă.	

Snubber RDC

Circuitele snubber RDC sunt, în general, preferate față de circuitele snubber RC convenționale, datorită pierderilor acceptabile. În Figura 15., C_s este considerată ca o sursă de tensiune constantă cu amplitudinea V_{cs} care absoarbe energia inductivităților de dispersie în timpul blocării. Atunci când tensiunea de ieșire a redresorului V_s atinge V_{cs} , dioda snubber D_s se va deschide și va conduce pentru a oferi o cale pentru curentul în surplus $I_{sec} - I_o$. Rezistența este necesară pentru a oferi o cale de descărcare către condensatorul snubber C_s pentru a menține echilibrul de sarcină și, de asemenea, pentru a recupera pierderile la ieșire. În teză se deduce modelul matematic și ecuațiile de proiectare pentru acest snubber.

Este evident că această configurație implică un compromis între pierderea de putere și nivelul de limitare, prin urmare, este practică doar până la niveluri moderate de putere. În plus, este necesar un condensator și o diodă de înaltă tensiune. Cele mai importante avantaje ale acestui sistem sunt robustețea, simplitatea și rentabilitatea.

Tabel 5. –Rezumat snubber RDC.

avantaje	dezavantaje
<ul style="list-style-type: none"> • Simplitate, robustețe și costuri reduse. 	<ul style="list-style-type: none"> • Compromis între pierdere și valoarea de limitare. • Sunt necesare un condensator și o diodă de înaltă tensiune
Este util doar până la niveluri medii de putere	

Snubber pasiv cu diode în primar

Acest concept de snubber este, în principiu, un circuit care facilitează comutația, prezentat în Figura 16. De asemenea, extinde intervalul de comutare ZVS/ZCS la sarcini ușoare. D_5 și D_6 limitează tensiunea de ieșire a redresorului la tensiunea de intrare reflectată pentru a elimina oscilația tensiunii de amplitudine mare, fără a introduce pierderi. În configurația prezentă, diodele de limitare vor conduce doar o singură dată într-o perioadă de comutație. Prin urmare, curentul de rezonanță scade, fiind egal cu cel în primar, reducând pierderile de conducție în primar. Valoarea nominală a curentului diodelor de limitare poate fi, de asemenea, redusă. Tabelul 6. prezintă avantajele și dezavantajele acestui circuit snubber.

Tabel 6. –Rezumat snubber cu diode în primar.

avantaje	dezavantaje
<ul style="list-style-type: none"> • Reduce curentul bobinei de rezonanță, îmbunătățind eficiența; • diode de tensiune mai mică pot fi utilizate pentru fixare; • Extinde domeniul de comutare soft spre scenarii de sarcină ușoară; • Având o bobină de rezonanță separat, nu este nevoie să se proiecteze cu atenție o inductanță de scăpări mare în interiorul transformatorului 	<p>Chiar și așa, inductanța, împreună cu capacitățile parazite ale diodelor/transistoarelor redresoare, poate provoca un efect de rezonanță care trebuie abordat.</p>
Adecvat pentru convertoare în care bobina de rezonanță nu este încorporată în transformatorul de putere.	

Comparație circuite snubber - simulare și rezultate experimentale

PSIM a fost utilizat pentru crearea unui model de simulare pentru a compara cele trei circuite de tip snubber. Modelul include atât etajul de putere, cât și bucla de control. Convertorul este un încărcător de baterii capabil să depășească 3000 W, prezentat în Figura 18. Zonele evidențiate reprezintă circuitele snubber, care sunt testate individual, iar rezultatele sunt comparate. Metoda de control a tranzistorului snubber este un concept original. Noutatea constă în utiliza-

rea unei înfășurări secundare pe bobina de ieșire pentru a furniza semnalul necesar pentru a comanda tranzistorul MOSFET.

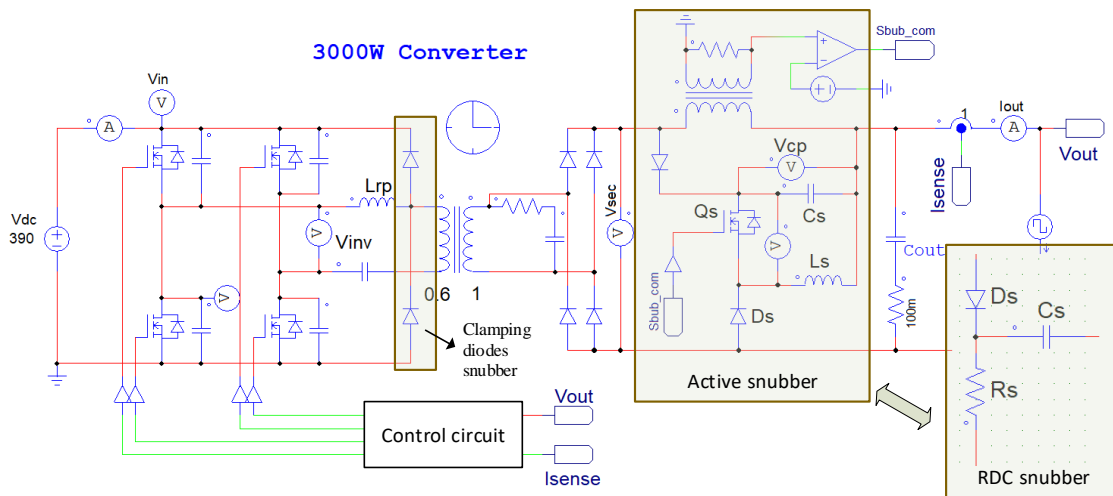


Figura 18. – Schema convertorului Phase-Shift cu cele 3 snubbere conectate pe rând.

Urmând procedura de proiectare prezentată în teză, au rezultat următoarele valori ale componentelor pentru snubberul RDC: $R_s = 39k\Omega$, $C_s = 33nF/1000V$ și o diodă SiC cu $V_{br} = 1200V$. Tensiunea de blocare V_{cs} a fost de 750V, iar puterea disipată de rezistența snubber a fost 14W.

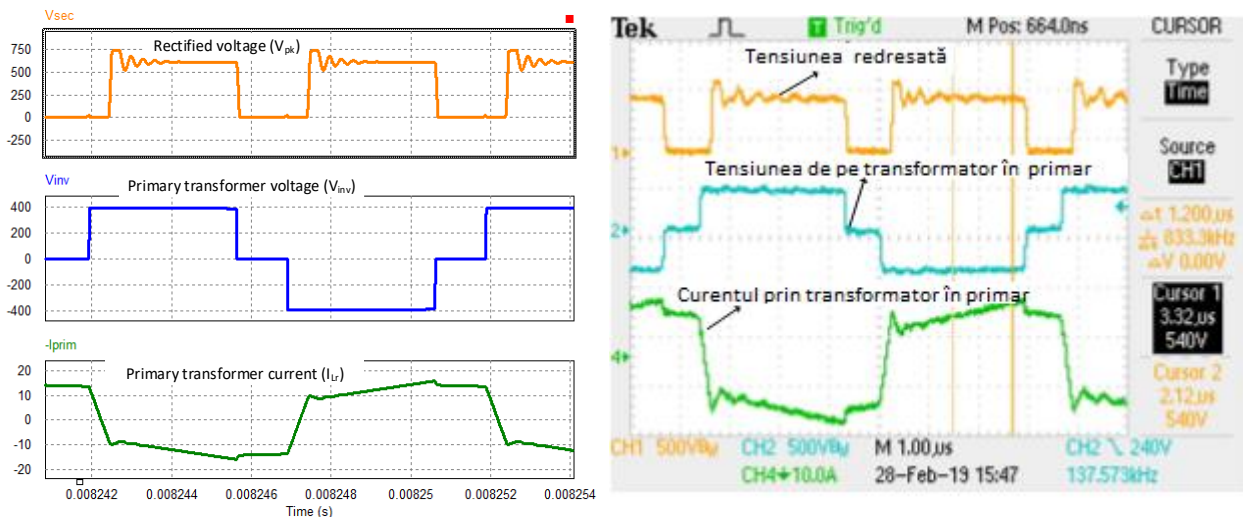


Figura 19. – Snubber RDC – rezultate simulate (stânga) și experimentale (dreapta).

Figura 20. arată că, în cazul acestui circuit snubber pasiv, este mai avantajoasă configurația cu bobina rezonantă și diodele conectate la brațul în întârziere a transformatorului, deoarece diodele conduc o singură dată într-un ciclu de comutare, ceea ce reduce disiparea de putere a acestora.

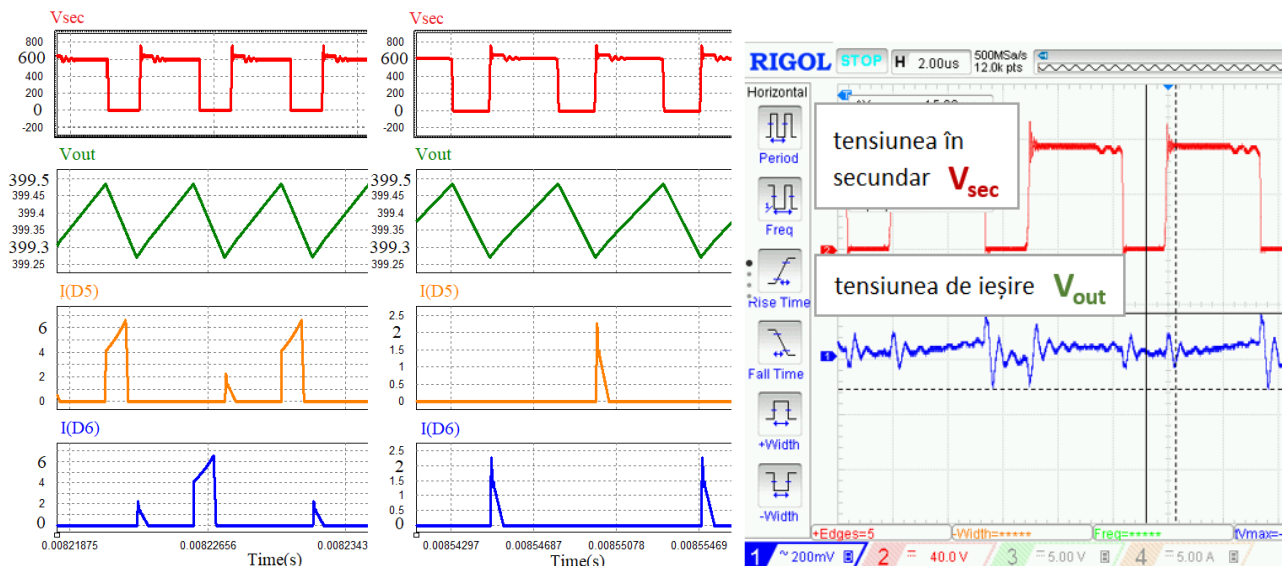


Figura 20. – Simulare snubber cu diode în primar și rezultate experimentale. Privind rezultatele simulării, pe stânga se observă configurația transformatorului în avans (lead) și pe dreapta a transformatorului în întârziere (lag).

În cele din urmă, convertorul de tip buck din snubberul AR este controlat de un factor de umplere care este în antifază față de factorul de umplere al convertorului PSFB, cu $D_{\text{snubber}} = 1 - D_{\text{PSFB}}$. Figura 21. prezintă tensiunea secundară (sus), curentul prin bobina snubber (centru) și curentul prin condensatorul snubber și tranzistorul snubber (jos). Așa cum prevede modelul matematic, valorile medii ale I_c și I_q sunt identice (cele două regiuni hașurate). Valorile rezultate în urma procedurii de proiectare sunt: $L_s = 1\text{mH}/1\text{A}$ curent de saturație, $C_s = 33\text{nF}/1000\text{V}$, diodele sunt diode SiC cu $V_{\text{br}} = 1200\text{V}$, iar tranzistorul este un tranzistor MOSFET cu $V_{\text{ds}} = 950\text{V}$ și $I_D = 3\text{A}$. Datele de simulare sunt prezentate în Figura 22a. În acest scenariu, tensiunea redresată a fost limitată la 600V, iar pierderile de snubber activ sunt minime. Rezultatele experimentale sunt prezentate în Figura 22b. Acestea corespund îndeaproape rezultatelor simulării și validează metoda de proiectare. Se observă că tensiunea C_s este mai mică de 1000V, iar curentul bobinei este mai mic decât curentul de saturație al bobinei snubber (1A). V_{ds} care este, de asemenea, mai mic decât tensiunea de străpungere a tranzistorului. Rezultatele demonstrează funcționarea corectă a circuitului snubber și validează abordarea de control nou dezvoltată.

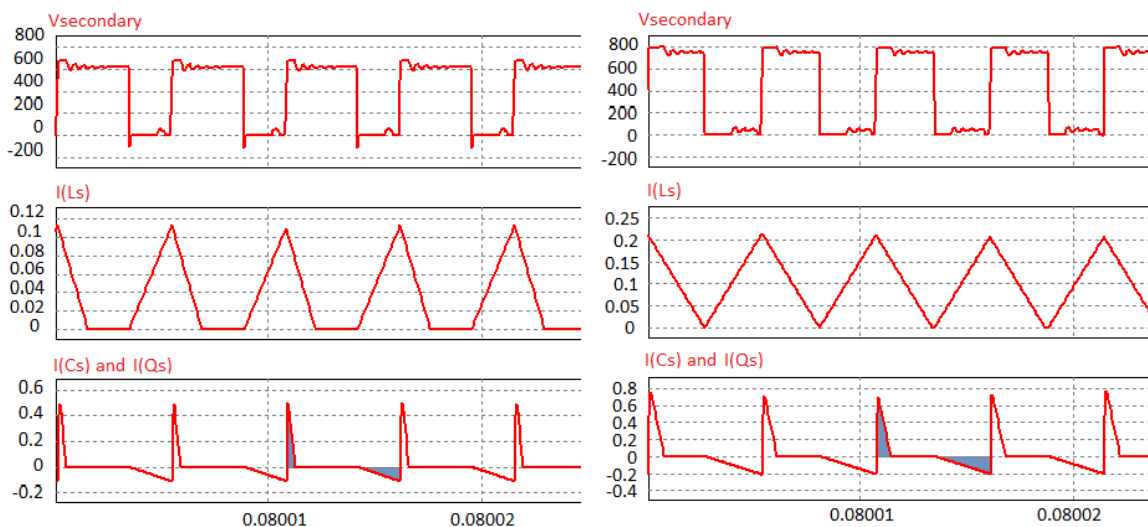
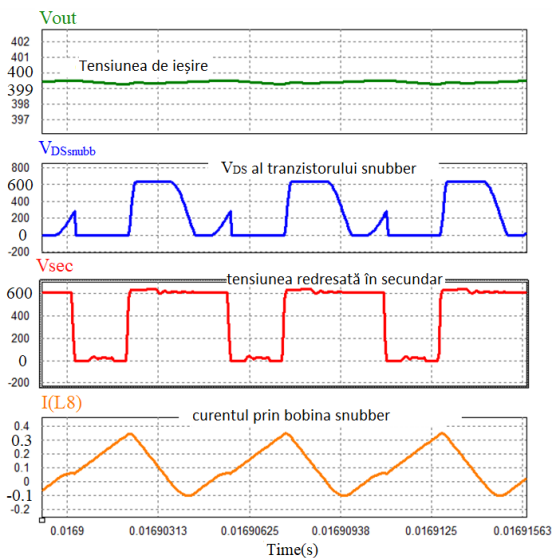
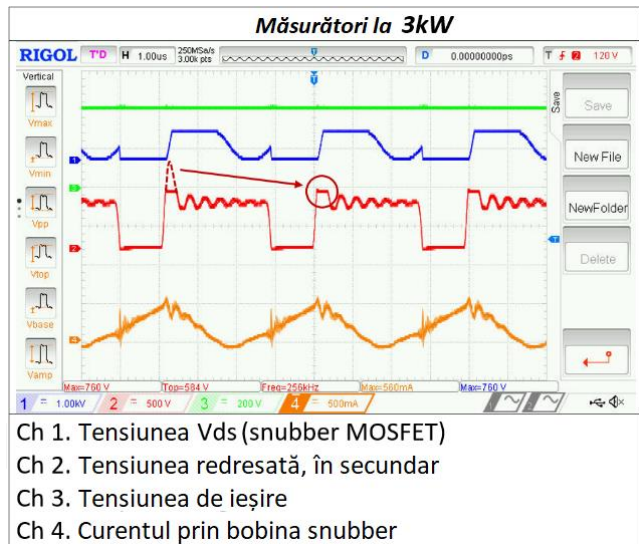


Figura 21 – Funcționarea în modul de conducție întreruptă (stânga). Funcționare la limita modului de conducție continuă (dreapta).



a)



b)

Figura 22 – a) Rezultate simulate pentru snubberul AR. b) Forme de undă din experiment.

Acest capitol demonstrează că toate cele trei topologii snubber sunt compatibile cu convertorul PS. În cazul snubberilor RCD și AR prezentați, amplitudinea oscilațiilor parazite a fost redusă la valori mai mici de V_{CS} , ceea ce ar putea diminua problemele de compatibilitate electromagnetică. Din cauza inductanței de scăpări a transformatorului și a capacităților parazite echivalente, snubberul cu diode de limitare poate prezenta, în continuare, oscilații parazite, care trebuie atenuate. Tabelul 7. de mai jos prezintă disiparea de putere simulată pentru cele trei circuite snubber la o putere de 3000W. Pe lângă pierderea substanțială de putere, snubberul RCD reduce eficiența convertorului. În plus, trebuie instalată o rezistență de mare putere pe radiator.

Tabel 7 – Comparație a pierderilor pe cele trei tipuri diferite de snubber.

RCD	Diode în primar	ARC
14 W	120 mW	230 mW

Snubberul AR oferă o pierdere minimă de putere și poate fi utilizat cu un L_r integrat în transformatorul de putere. Circuitul de protecție sugerat oferă o soluție eficientă pentru vârfurile de tensiune ridicată și pierderile de energie, cu avantajul suplimentar de a transfera pierderile de energie la ieșire. De asemenea, acest concept este compatibil cu topologii de mare putere.

Rezultate experimentale și de simulare – comparație

Acest ultim capitol acoperă cea de-a treia și a patra etapă majoră a proiectului și va prezenta modelul software dezvoltat și prototipul experimental al transformatoarelor MTCC. Acest capitol se concentrează pe rezultatele modelului software la scară reală al celor două sisteme de tracțiune și pe prototipul modulului experimental al celor două transformatoare. Pentru comparație, se implementează și modelul software, replica plăcilor experimentale (la scară mică) pentru a analiza diferențele dintre rezultatele obținute în experiment și în simulare. În cadrul tezei, acest studiu extinde cercetările din literatura de specialitate, privind impactul semiconductorilor cu bandă largă asupra sistemelor de tracțiune din primul capitol cu informații și rezultate din literatura de specialitate, privind densitatea de putere și eficiența. În acest fel, se estimează eficiența și densitatea de putere ale unui sistem la scară reală. De asemenea, este prezentată o metodă de evaluare a pierderilor pentru ambele topologii de conversoare. În acest capitol este implementat un prototip de transformator c.c.-c.c. pentru tracțiune feroviară. Testele experimentale sunt axate pe verificarea funcționării sistemului și pe metodele de control dezvoltate în capitolul anterior.

Sistem TEPT bazat pe convertor DAB

Modulul DAB este prezentat în Figura 23., cu schema modului de convertor în stânga și modelul Matlab/Simulink (cu parametri identici) în dreapta. Convertorul a fost evaluat cu o tensiune de intrare cuprinsă între 130-350 V și o putere de ieșire în intervalul 0-1000 W. Configurația experimentală pentru rezultatele furnizate aici este reprezentată în Figura 24. Convertorul a fost controlat digital de o placă de control Texas Instruments, având o sarcină electronică Chroma, conectată la sistem. Formele de undă pentru două sarcini distincte și răspunsul la salt de sarcină vor fi prezentate comparând rezultatele experimentale cu simularea.

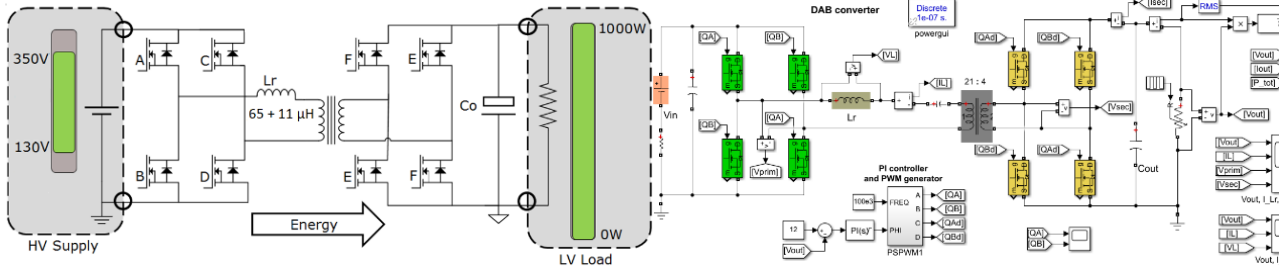


Figura 23 –Modul experimental DAB la scară mică (stânga) și modelul său de simulare (dreapta).

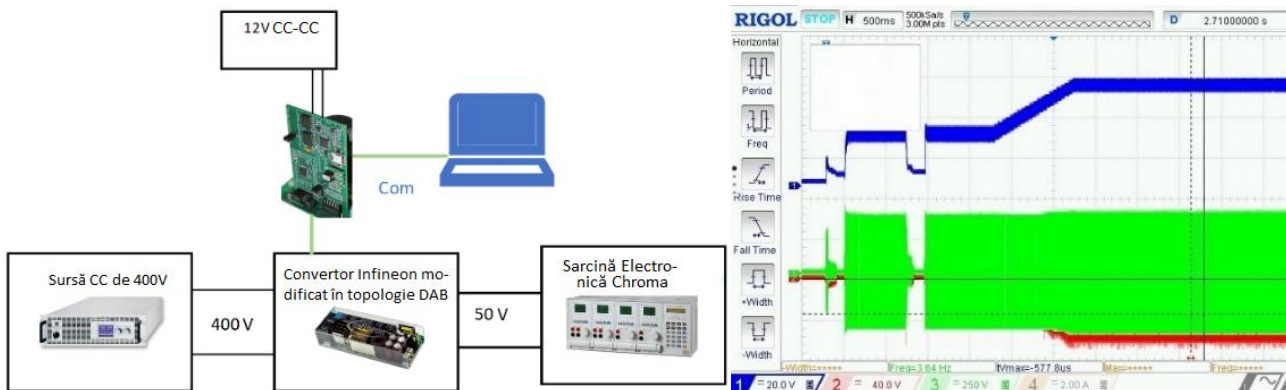


Figura 24 – Configurația experimentală a modului DAB (în stânga). Pornirea soft a convertorului cu un timp mort de 300 ns: canalul 1 - $V_{ieșire}$, canalul 2 - $V_{secundar}$ și pe canalul 3 - V_{primar} .

Figura 25. ilustrează câteva forme de undă semnificative pentru un curent de sarcină de 6A, inclusiv variația tensiunii de ieșire, curentul bobinei și tensiunile în primar și secundar pentru o putere de 300 W. Pentru a furniza putere de diferite nivele, se modifică defazajul dintre cele două punți, modificând astfel formele de undă ale curentului și tensiune ale bobinei rezonante. În Figura 26 sunt reprezentate curentul și tensiunea pe bobină, precum și tensiunea de ieșire, pentru sarcina de 6 A.

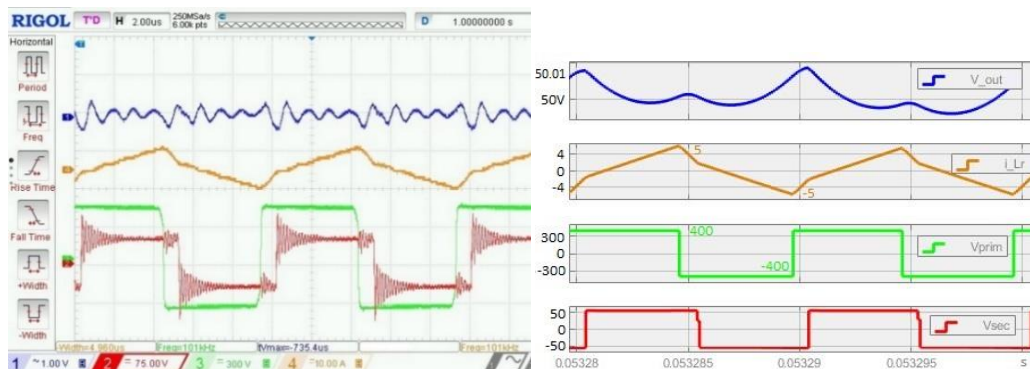


Figura 25 – Forme de undă la un curent de sarcină de 6A. Partea stângă: pe osciloscop: canalul 1 - ΔV_o (ondulația tensiunii de ieșire), canalul 2 - V_{Sec} , canalul 3 - V_{Prim} , canalul 4. - curentul bobinei de rezonanță I_{Lr} ; partea dreaptă: același lucru în modelul de simulare.

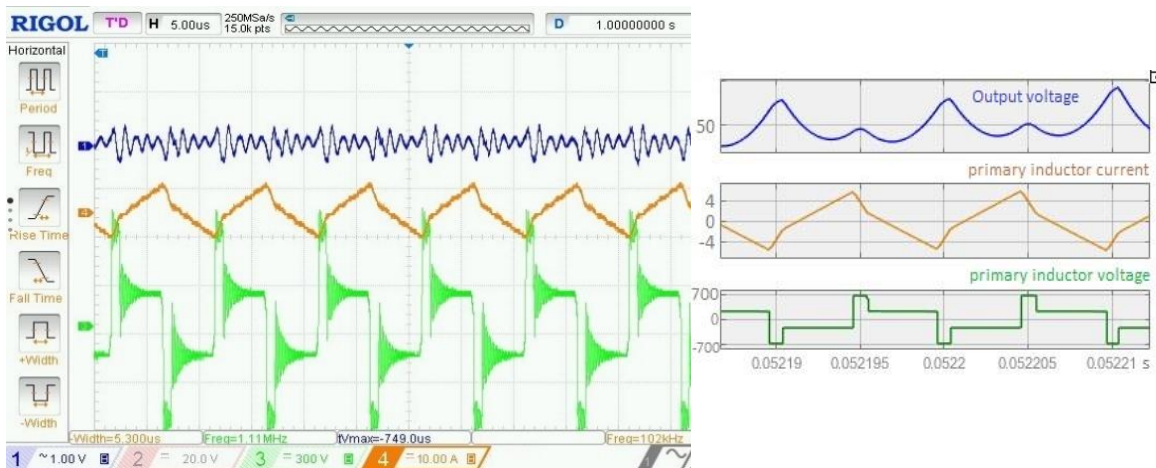


Figura 26 – Forme de undă la un curent de sarcină de 6A. În stânga: pe osciloscop: can.1 - ΔV_0 , can.3 - tensiunea bobinei în primar V_{Lp} , can.4 - curentul bobinei de rezonanță I_{Lr} ; în dreapta: aceleași forme de undă în modelul de simulare.

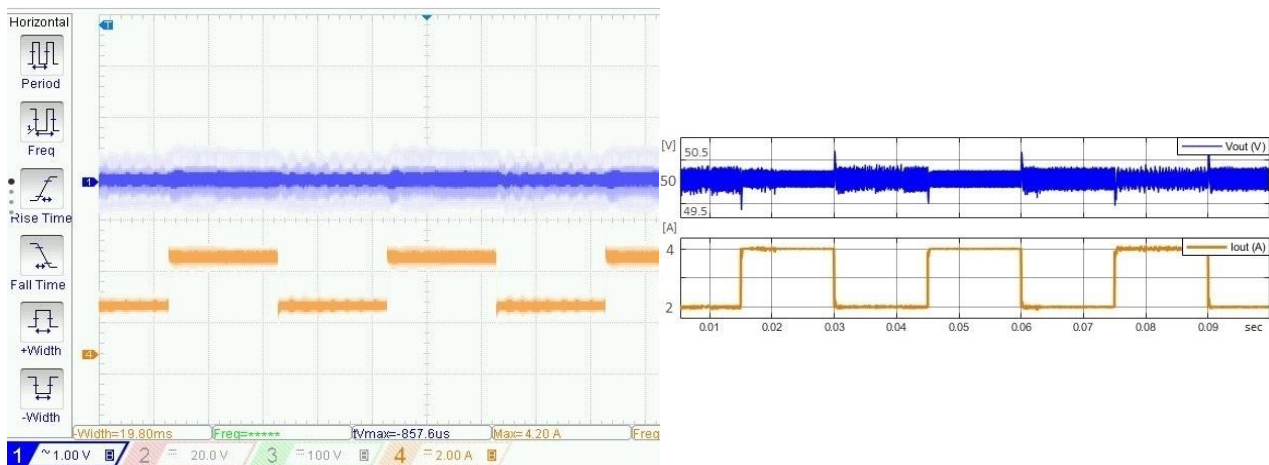


Figura 27. - Răspuns la salt de sarcină: stânga: can.1 - ΔV_0 , can.4 - I_0 (2A/diviziune); dreapta: forme de undă de simulare.

În cele din urmă, a fost evaluat răspunsul sistemului la salt de sarcină (salt de 2 A = 100 W). Figura 27. prezintă o captură de ecran a osciloscopului, precum și rezultatul simulării. Convertorul este robust și are un răspuns rapid. DAB este un convertor simplu, dar puternic; acesta a demonstrat o funcționare stabilă într-o varietate de scenarii și ar fi potrivit pentru un sistem TEPT modular.

Sistem TEPT bazat pe convertor bidirectional Phase-Shift

Pentru modulul PS a fost urmată aceeași strategie ca și pentru DAB; în Figura 28. este prezentată schema convertorului și modelul de simulare a acestuia cu parametrii identici. Acest convertor este un sistem de ordinul doi și este operat diferit de DAB, datorită bobinei de ieșire. Acesta este controlat digital de o placă Infineon care utilizează un program de calculator pentru configurarea parametrilor PID. Figura 29. prezintă dispunerea bancului de testare pentru măsurători de până la 1 kW și demonstrează pornirea soft a modului. În teză sunt incluse mai multe măsurători și figuri, cum ar fi timpul mort, timpul de creștere, curentul de sarcină diferit și funcționarea în mod invers.

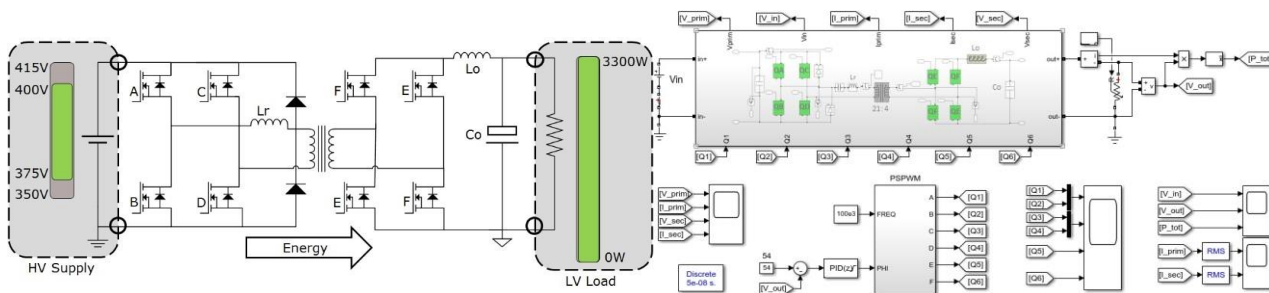


Figura 28 – Modul BPSFB la scară mică (în stânga) și modelul Matlab/Simulink al acestuia (în dreapta).

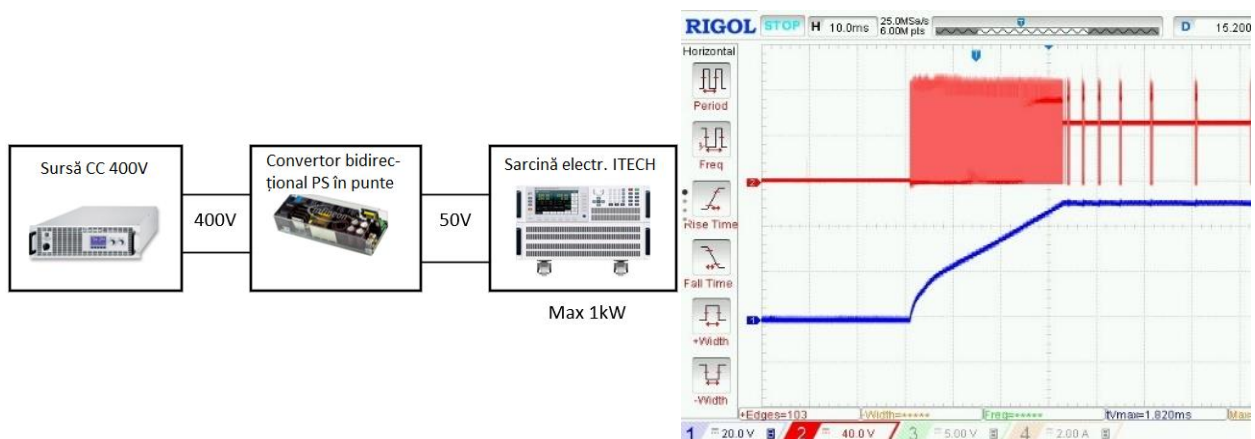


Figura 29. – Configurația experimentală a modului PS (în stânga). Pornirea soft a convertorului: canalul 1 - V_o (tensiune de ieșire), canalul 2 - V_{sec} (tensiune secundară) (în dreapta).

În figura următoare sunt prezentate două scenarii de sarcină. Figura 30. prezintă parametrii de ieșire pentru (a) un curent de sarcină de 10A și o putere de ieșire de 500W, (b) formele de undă de pe osciloscop - tensiunea de ieșire în secundar și curentul bobinei; și (c) aceleași forme de undă în modelul de simulare. Coloana din dreapta este aceeași, dar pentru un curent de sarcină de 20A și o putere de ieșire de 1kW. Figura 31. arată tensiunea de ieșire și ondulația acesteia la puterea de 1 kW, precum și tensiunea în secundar redresată.



(a)

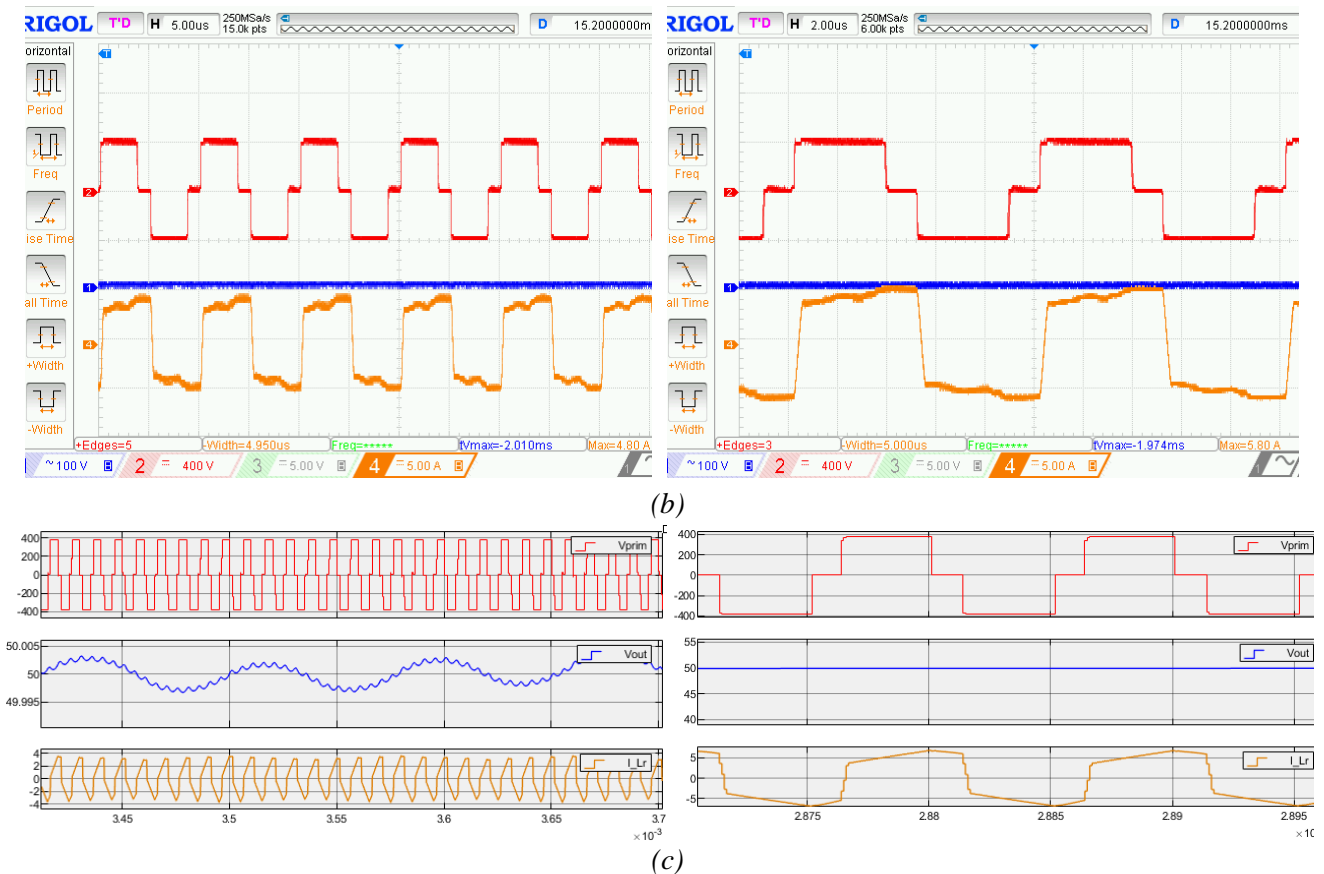


Figura 30 – Forme de undă la (a) curent de sarcină de 5A și, respectiv, 20A; (b) pe osciloscop: can.1 - ΔV_o , can.2 - V_{prim} , can.4 - curentul bobinei de rezonanță I_{Lr} ; (c) aceleași forme de undă în simulare.

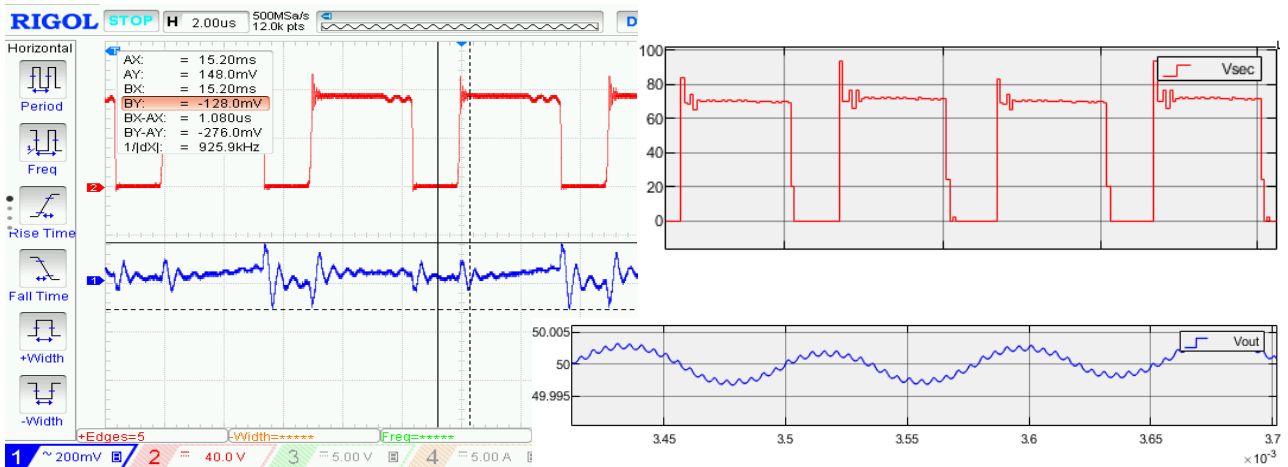


Figura 31 –În stânga: tensiunea de ieșire și ondulația acesteia la 1 kW: Can.1 - tensiunea de ieșire (ondulație de la vârf la vârf de 300 mV); Can.2 – tensiunea în secundar redresată; în dreapta: aceleași forme de undă în modelul Matlab/Simulink.

Două sarcini electronice au fost atașate la convertor pentru a testa sistemul peste 1000 W și pentru a genera trepte de sarcină de 500 W. După cum se arată în Figura 32., a fost testată capacitatea de reacție la schimbările de sarcină, folosind pași de 100 ms și 10 A (500 W).

În mod similar cu cel prezentat aici, în teză sunt prezentate și configurația experimentală, simularea și rezultatele de pe osciloscop pentru modul invers (boost) al convertorului PS. Convertorul PS bidirecțional a fost modificat într-un convertor DAB, obținându-se, astfel, două prototipuri la scară mică, așa cum sunt prezentate aici. Ambele topologii au fost evaluate, iar măsurătorile au fost comparate cu modelul de simulare Matlab/Simulink al ambelor convertoa-

re. În plus, un motor electric sincron a fost conectat la modul și a funcționat cu succes la diferite setări de viteză și cuplaj, prezentate în Figura 33. și Figura 34.

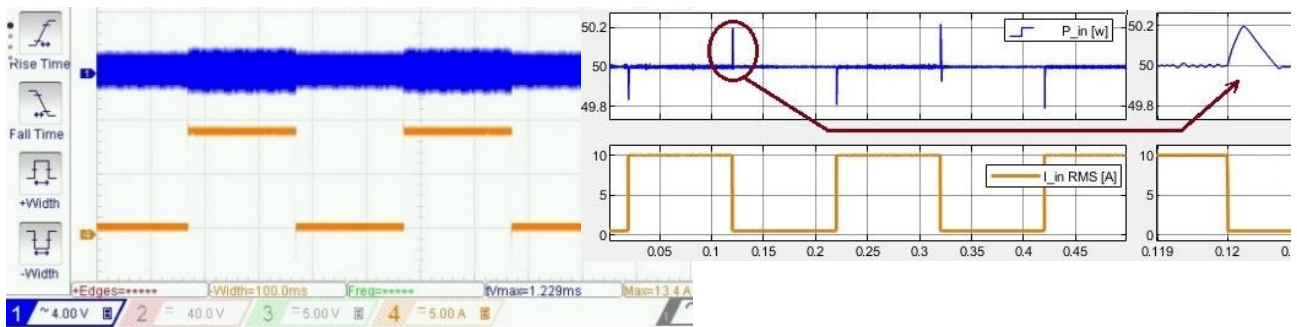


Figura 32. -Răspuns la salturi la fiecare 100 ms: can.1 - ΔV_o , can.4 - salturi I_o , comparate cu simularea.

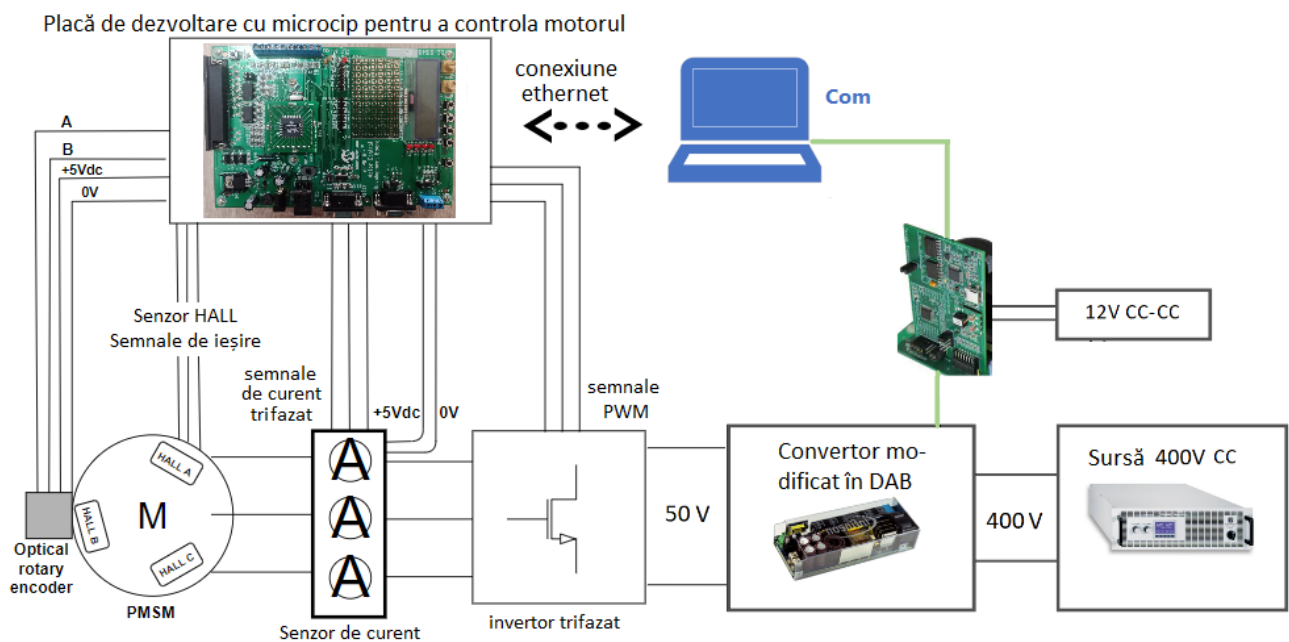


Figura 33 -Experiment în laborator - Schema bloc de configurare a acționării motorului.

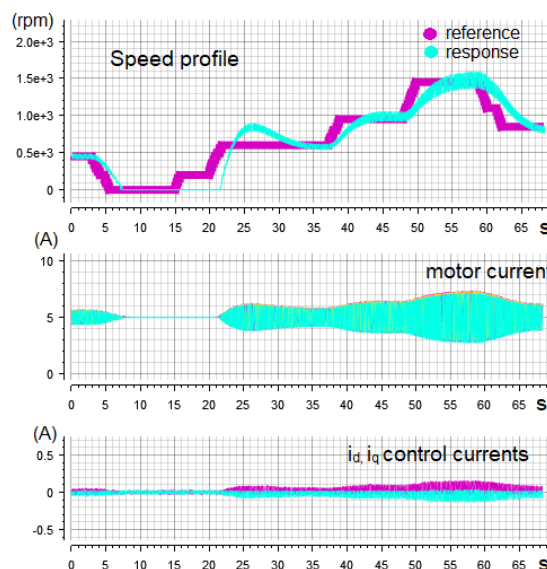


Figura 34 - Măsurători experimentale - profilul vitezei motorului și formele de undă ale curentului.

Monitorizarea a fost efectuată asupra următorilor parametri ai sistemului TEPT: ondulația tensiunii de ieșire, curentul de ieșire și curentul bobinei de rezonanță. Pentru configurația DAB, modelul de simulare a prototipului experimental a produs o ondulație a tensiunii de ieșire între 2,5% și 3,3%, în timp ce experimentul real a produs o ondulație de 5%. Între 5 și 10 procente a fost cea mai mare diferență dintre curenții obținuți în simulări și cei mășurați în testele experimentale pentru diferite condiții de sarcină. Cea mai mare diferență dintre curenții pentru convertorul BPSFB a fost de aproximativ 10% la sarcină maximă și de până la 5% pentru sarcini minime. Ondulația tensiunii de ieșire pentru o putere constantă este de 300mV din 50V (0,6%). Ondulația atinge un maximum de 10% (5V de la vârf la vârf) în scenariu de sarcină variată cu putere variabilă. În cadrul simulării, ondulația tensiunii de ieșire a fost ne semnificativă.

Modelele la scară reală

Pe baza modelului matematic al convertoarelor și folosind foile de proiectare Mathcad, PSIM și Matlab/Simulink, a fost construit un singur modul al ambelor subtopologii de convertoare. În urma simulării cu succes a modulelor convertoarelor, în cea de-a doua fază a dezvoltării modelului software, a fost implementată o versiune la scară reală, cu opt module, a transformatorului utilizat pentru tracțiune. Tabelul 8. prezintă specificațiile liniei catenare MTCC furnizate de UoB, în calitate de partener în cadrul proiectului [14], [35], [36]. TEPT-urile la scară reală, bazate pe modulele de convertor BPSFB și DAB, prezentate în Figura 35. au fost testate pe întreaga gamă de tensiune a liniei catenare.

Tabel 8. – Specificații privind tensiunea de intrare pentru TEPT (tensiunea liniei catenare).

Parametru	Simbol	Valoare (kV)
Cea mai mică non-permanentă	U_{min2}	17.5
Cea mai mică permanentă	U_{min1}	19
Tensiunea nominală	$V_{c.c.nom}$	25
Cea mai mare permanentă	U_{max1}	27.5
Cea mai mare non-permanentă	U_{max2}	29

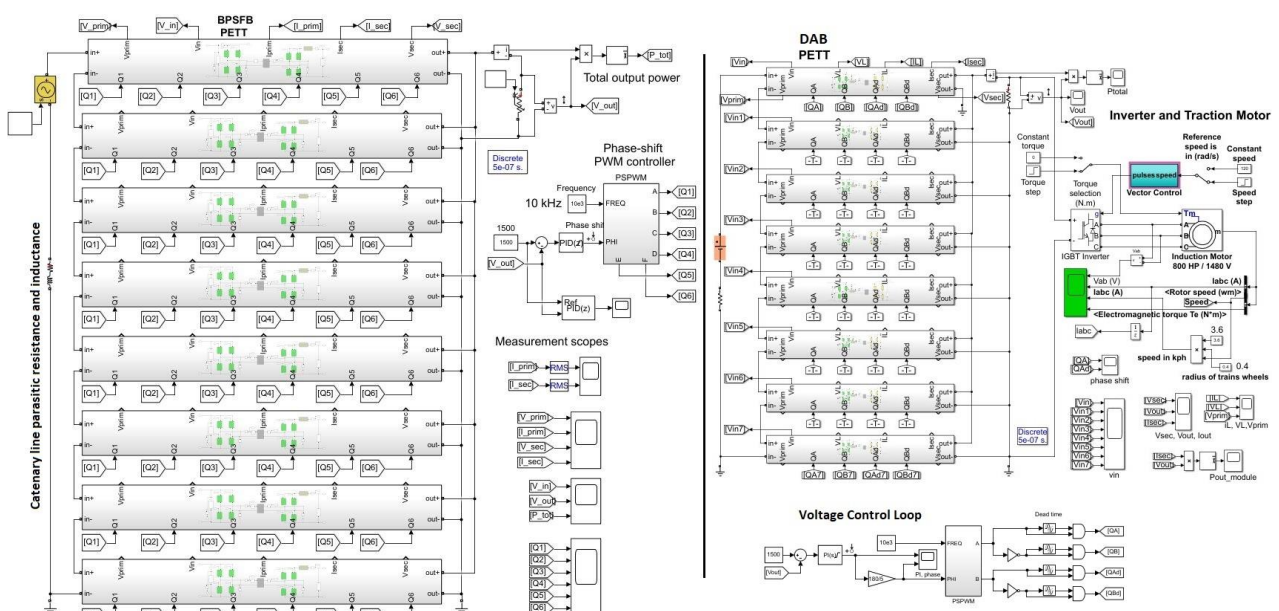


Figura 35 – Modelul de simulare la scară reală a sistemelor TEPT bazate pe DAB și PS în punte.

Au fost simulate variații ale tensiunii de intrare de la 17,5 kV la 29 kV, cu diferite mărimi de trepte, pe baza parametrilor liniei catenare c.c. în medie tensiune din tabelul 8. Pe partea de intrare, au fost luați în considerare, de asemenea, parametrii liniei de cale ferată și ai catenarei:

R_r - rezistența șinelor de rulare, R_{cat} - rezistența catenarei și L_{cat} - inductanța parazită a catenarei. Șinele de rulare sunt conectate la borna negativă a convertorului multi-modular al unei stații de alimentare și asigură calea de întoarcere a curentului. Prin urmare, TEPT în c.c. va vedea ($R_{cat} + R_r$) și L_{cat} . Din tabelul 1. al lucrării [37], valorile parametrilor sunt: (1) $R_{cat} = 0,5 \times 0,16 \Omega/\text{km}$; $L_{cat} = 1,55 \text{ mH}/\text{km}$ și $R_r = 15 \text{ m}\Omega/\text{km}$. Deoarece curentul nominal pentru linia c.c. în medie tensiune este de 800 A, se iau în considerare două conductoare paralele de 150 mm^2 . Prin urmare, coeficientul de 0,5 este prezent în R_{cat} . În această simulare s-a ales o distanță de 50 km între stațiile de alimentare, astfel încât distanța maximă a unui tren față de o substație ar fi de 25 km - la jumătatea distanței dintre cele două. După cum se arată în Figura 36., bucla de control a tensiunii dezvoltate poate menține constantă tensiunea de ieșire și puterea de ieșire pe întreaga gamă de tensiuni de intrare posibile. În același model, au fost simulate și salturile de sarcină. Figura 37. prezintă puterea totală de ieșire pentru cinci sarcini diferite, precum și formele de undă din secundar, în funcție de aceste trepte de sarcină. Puterea nominală a acestui model este de 1,2 MW.

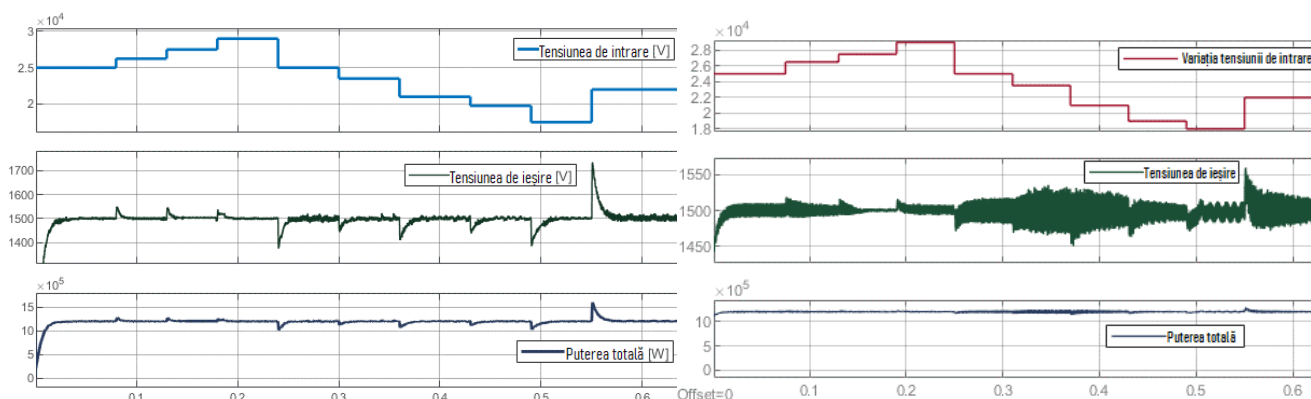


Figura 36. -Zece niveluri diferite de tensiune, de la cea mai mică la cea mai mare tensiune de catenară non-permanentă. În partea stângă sunt prezentate rezultatele simulării sistemului bazat pe PS, iar în partea dreaptă, rezultatele simulării sistemului bazat pe DAB. Formele de undă sunt tensiunea de intrare, tensiunea de ieșire (1500V nominal) și puterea totală.

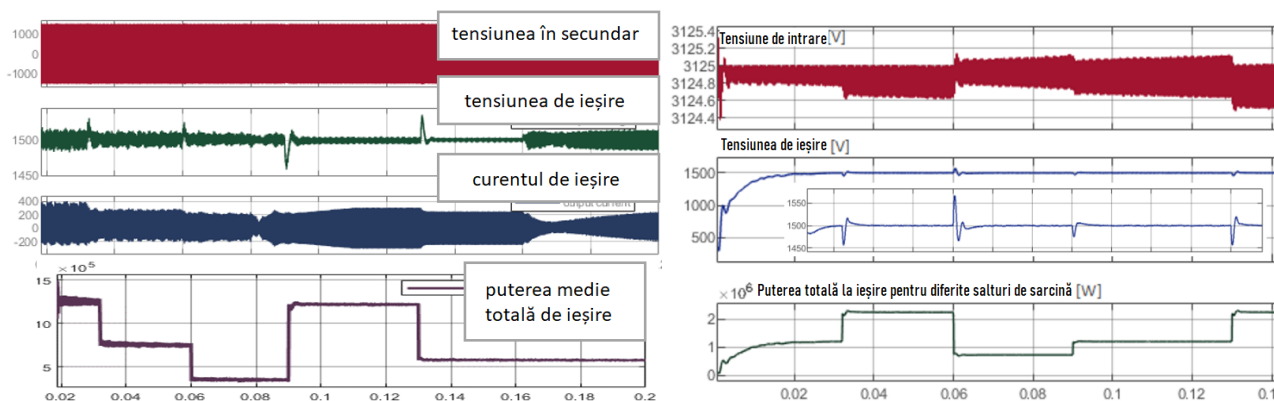


Figura 37. -Tensiunea în secundar, la ieșire, curentul de ieșire și puterea totală la diferite salturi de sarcină.

După cum se vede, în figurile de mai sus, răspunsul sistemului este satisfăcător, iar tensiunea de ieșire este menținută la 1500 V cu o tensiune tranzitorie mai mică de 10 procente. Variația tensiunii, atât pentru fluctuațiile tensiunii de intrare, cât și pentru treptele de sarcină, este mai mică de 5%. În concluzie, ambele convertoare reprezintă o soluție bună pentru TEPT modular conectat în cascadă de înaltă eficiență pentru viitoarele sisteme feroviare. De asemenea, noile sisteme de tracțiune pot fi construite cu module de convertor care utilizează cele mai recente tehnologii SiC sau alte materiale cu bandă largă pentru a obține performanțe și densitate de putere ridicată [38]-[40]. Există un studiu despre avantajele semiconductorilor cu

bandă largă aplicate în TEPT, în [41]. Implementarea unui sistem de tracțiune în c.c. pentru noul concept de electrificare a căilor ferate MTCC reprezintă noutatea acestei lucrări [12]. Noțiunea de înlocuire a transformatoarelor voluminoase la frecvența liniei cu TEPT-uri modulare a fost explorată și dezvoltată în detaliu încă din 1985' [10], dar a fost întotdeauna limitată la sistemele de electrificare de curent alternativ [42].

Mai multe detalii privind pierderile, densitatea de putere, eficiența și evaluarea performanțelor ambelor convertitoare, precum și notele privind comutarea la tensiune zero pot fi găsite în teză, în secțiunea de rezultate (4.5) din acest capitol. Pe baza evaluării performanțelor TEPT de c.c., este posibil să se ajungă la o densitate de putere de zeci de MW/m³, folosind dispozitive SiC în sisteme TMF modulare cu o frecvență de comutare de 10 până la 20 kHz. Comparând cele două convertitoare, modulele DAB par a fi alegerea mai simplă și mai rentabilă pentru sistemul de tracțiune. Aplicabilitatea și performanțele sale au fost demonstrate cu ajutorul unui model software la scară reală pe întreaga gamă de tensiuni de catenară. Ambele topologii de convertitoare și o scurtă cercetare bibliografică privind densitatea de putere și eficiența au fost utilizate pentru a valida utilitatea topologiilor în punte H, descrise în capitolul anterior.

Următoarele concluzii au fost obținute ca urmare a implementării celor două topologii de convertitoare diferite ca opțiuni pentru modulele TEPT, după cum se menționează în tabelul 9:

Tabel 9. – Compararea convertoarelor DAB și BPSFB.

Convertor DAB	Convertor PS bidirecțional
<i>Sistem de ordinul întâi:</i> Model de semnal mic mai simplu și mai ușor de compensat (cu PI)	<i>Sistem de ordinul doi:</i> Un model de semnal mic și o proiectare mai complexă a regulatorului, este necesar un PID.
Proiectare mai ușoară a componentelor, inductanța de dispersie poate fi integrată în transformator	Procedură de proiectare mai complicată, bobina de ieșire poate fi dificil de proiectat și integrat
Poate fi mai compact	Poate avea un volum mai mare decât DAB, din cauza bobinei de ieșire.
Mai ușor de controlat convertorul în modurile înainte și înapoi (ambele pot fi controlate doar cu ajutorul defazajului)	Modurile înainte și înapoi diferă, chiar și ca modele de semnal mic, sunt necesare două moduri de control diferite, unul pentru modul buck și unul pentru modul boost.
Poate fi mai eficient la puteri mari (fără bobină de ieșire)	Eficiența poate fi limitată – pierderi semnificative pe bobina de ieșire la putere mare.
Prezintă un raport cost-beneficiu mai bun	Costuri oarecum mai mari decât cele ale DAB
Se poate obține ZVS pe întreaga gamă de puteri	Nu se poate obține ZVS pe întreaga gamă de puteri

Concluzii generale

Această teză este produsul unui proiect al Uniunii Europene în colaborare cu Shift2Rail și Universitatea din Birmingham, numit Flexible MVDC-ERS. Doctorandul de la Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca a lucrat la o parte importantă a proiectului timp de 41 de luni, legat de TEPT a noii linii de electrificare feroviară inteligentă MTCC propusă.

Obiectivele tezei (și ale proiectului) au fost de a cerceta și de a dezvolta TEPT-uri moderne, adecvate pentru un nou sistem de electrificare a căilor ferate. Pentru a demonstra conceptul rețelei feroviare propuse, UoB și UTCN au dezvoltat analize detaliate ale literaturii de specialitate, modele de simulare la scară reală și prototipuri experimentale, atât pentru stație, cât și pentru sistemul de tracțiune. Această teză a atins cu succes obiectivele de cercetare și validarea conceptului.

Originalitatea tezei și contribuțiile personale

Contribuțiile personale aduse de această lucrare sunt:

1. Analiza detaliată a literaturii de specialitate și analiza comparativă a sistemelor de electrificare a căilor ferate, a transformatoarelor electronice de putere de la sistemul de tracțiune și a semi-conductorilor cu bandă largă.
2. Definirea familiilor topologice adecvate pentru transformatoarele electronice de tracțiune de putere de curent continuu, în aplicarea unei rețele inteligente de electrificare feroviară MTCC.
3. Propunerea și analiza a două topologii de convertoare pentru sistemul de tracțiune modular, inclusiv a controlurilor acestora.
4. Modelarea matematică a celor două topologii, inclusiv proiectarea buclelor de control a acestora.
5. Analiza comparativă a trei circuite diferite de snubber pentru reducerea vârfurilor de înaltă tensiune. Studiul include modelul matematic și procedura de proiectare a acestora.
6. Introducerea unui snubber activ regenerativ cu un mecanism de control nou, inclusiv modelul matematic detaliat și procedura de proiectare a acestuia.
7. Elaborarea unor fișe de proiectare automată în Mathcad pentru ambele topologii de convertoare.
8. Fișă de proiectare automatizată în Mathcad pentru controlerele PI și PID ale modulelor convertoare, utilizând metoda domeniului de frecvență.
9. Modelul de simulare la scară reală a sistemului de transformator de tracțiune electronică de putere în curent continuu și controlul simplu al acestuia. Sistemul a fost implementat în Matlab/Simulink cu ambele topologii de convertoare propuse și proiectate anterior.
10. Implementarea și testarea experimentală a modulelor de convertor. Procesul de validare s-a realizat prin compararea rezultatelor experimentale cu rezultatele simulării, care au fost comparate și cu valorile obținute în foaia de proiectare Mathcad, folosind modelul matematic al convertoarelor. În final, au fost comparate cele două topologii.

Lista publicațiilor

Articole indexate **WOS**:

- **I. Ferencz** and D. Petreuş, "Current Mode Control of a Solar Inverter with MPPT Algorithm," *2019 42nd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, 2019, pp. 1-7, doi: 10.1109/ISSE.2019.8810278.
- D. Petreuş, **I. Ferencz** and Z. Orbán, "Design of Regenerative Active Clamping Snubber for a Phase-Shift Converter," *2019 IEEE 25th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, 2019, pp. 329-332, doi: 10.1109/SIITME.47687.2019.8990755.
- **I. Ferencz**, D. Petreuş and T. Pătăraş, "Comparative Study of Three Snubber Circuits for a Phase-Shift Converter," *2020 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2020, pp. 763-768, doi: 10.1109/SPEEDAM.48782.2020.9161962.
- **I. Ferencz**, D. Petreuş, and P. Tricoli, "Converter Topologies for MVDC Traction Transformers," *2020 IEEE 26th Int. Symp. Des. Technol. Electron. Packag. (SIITME)*, 2020, pp. 362-367, 2020, doi: 10.1109/SIITME50350.2020.9292214.
- **I. Ferencz**, D. Petreuş and P. Tricoli, "A power electronic traction transformer for a medium voltage DC electric railway system," *2021 44th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, pp. 1-6, 2021, doi:10.1109/ISSE51996.2021.9467646.
- **I. Ferencz**, D. Petreuş, "A Power Electronic Traction Transformer Model for a New Medium Voltage DC Electric Railway," *Advances in Electrical and Computer Engineering (AECE)*, vol.21, no.3, pp.99-108, 2021, doi:10.4316/AECE.2021.03012 – **Q3**, JCR Impact Factor: 0.825.
- **I. Ferencz**, D. Petreuş and T. Pătăraş, "Small-Scale DC PECT Module Prototype for the Novel 25kV MVDC Electric Railway System," *2022 IEEE 16th International Conference on Compatibility, Power Electronics, and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/CPE-POWERENG54966.2022.9880871.
- S. Sharifi, **I. Ferencz**, T. Kamel, D. Petreuş, P. Tricoli: Medium-voltage DC electric railway systems: A review on feeding arrangements and power converter topologies. *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 12, issue 4, pp. 223-237, <https://doi.org/10.1049/els2.12054>, 2022. **Q2**, Impact Factor: **2.387**.

Livrabilele publice ale proiectului MVDC-ERS, disponibile online la adresa https://projects.shift2rail.org/s2r_ipX_n.aspx?p=MVDC-ERS:

- **I. Ferencz**, "D2.1 – Converter topologies for MVDC transformers", 2020.
- **I. Ferencz**, "D2.2 – WP summary report – use of MVDC transformers for railway traction", 2022.
- S. Sharifi, **I. Ferencz**, "D4.2 Final project summary report", 2022.

Cuprinsul tezei

ABBREVIATIONS.....	9
ABSTRACT.....	11
1. INTRODUCTION.....	15
1.1. Overview of Railway Electrification.....	15
1.1.1. General considerations.....	15
1.1.2. DC traction systems.....	18
1.1.3. Interoperable traction.....	21
1.2. Hypothesis and objectives of the PhD project.....	22
1.2.1. Introduction.....	22
1.2.2. Overall project concept.....	24
1.2.3. Overall research objectives of the project.....	28
1.3. MVDC-ERS concept comparison with existing ERSs.....	33
1.4. Power Electronic Traction Transformer – the original concept and its evolution.....	37
1.5. Regenerative braking and on-board storage.....	47
1.6. Potential benefits of using wide band-gap semiconductors in MVDC converters.....	50
1.7. General Research Methods	55
1.7.1. Documentation and choice of research direction.....	55
1.7.2. Modeling.....	55
1.7.3. Implementation.....	56
1.7.4. Experimental validation.....	57
2. Literature research and brief overview of state of the art PETTs for the critical analysis, comparison and definition of suitable topologies for MVDC-ERS.....	58
2.1. Introduction	58
2.2. Hypothesis and objectives.....	58
2.3. Power electronic traction transformers – a review.....	59
2.3.1. The last 25 years of PETT concepts (1993 - today).....	59
2.3.2. SSTs in other applications than Railway.....	68
2.4. Medium Voltage DC Traction Converters.....	70
2.4.1. Possible MVDC converter configurations.....	70
2.4.2. Voltage balancing stages.....	72
2.4.3. Control and protection of traction converters.....	74
2.4.4. Specifications and requirements for traction.....	77
2.5. Findings.....	80
2.6. Discussion and conclusions.....	82
3. Modeling Dual Active Bridge and Bidirectional Phase Shift Full Bridge converters.....	85
3.1. Introduction	85
3.2. Hypothesis and objectives.....	85
3.3. DAB converters.....	86
3.3.1. DAB full-bridge converter.....	86
3.3.2. DAB half bridge converter.....	87
3.3.3. Mathematical model.....	89
3.3.4. PI compensator design.....	94
3.3.5. Decoupled control of a multi-modular ISOP PETT system.....	98
3.4. BPSFB converters.....	112
3.4.1. Mathematical model.....	113
3.4.2. PID compensator design.....	115
3.5. Snubber circuits.....	125

3.5.1. Regenerative Active Snubber.....	128
3.5.2. RDC snubber.....	134
3.5.3. Clamping diode snubber.....	136
3.6. Findings.....	138
3.6.1. DAB converter ideal PSIM model.....	138
3.6.2. Bidirectional PSFB module ideal PSIM model.....	140
3.6.3. Snubber circuits comparison: simulation and experimental results.....	142
3.7. Discussion and conclusions.....	147
4. PETT for MVDC-ERS – simulation and module prototype.....	149
4.1. Introduction.....	149
4.2. Hypothesis and objectives.....	149
4.3. DAB based PETT system.....	150
4.3.1. Experimental prototype model.....	150
4.3.2. Full scale PETT system – Simulink model.....	155
4.4. BPSFB based PETT system.....	163
4.4.1. Experimental prototype model.....	163
4.4.1. Full scale simulation model.....	174
4.5. Findings.....	178
4.5.1. Comparison between simulation and experimental models.....	178
4.5.2. Losses and performance evaluation.....	178
4.5.1. Study on power density and efficiency.....	184
4.6. Discussion and conclusions.....	189
5. General Conclusions and Original Contributions.....	191
5.1. General conclusions.....	191
5.2. Thesis originality and personal contributions.....	197
REFERENCES.....	198
LIST OF FIGURES.....	216
LIST OF TABLES.....	222
APPENDICES.....	223
Appendix 1 – Comparison of DAB and DAHB.....	223
Appendix 2 – DAB automated Mathcad design sheet.....	227
Appendix 3 – BPSFB automated Mathcad design sheet.....	242
Appendix 4 – BPSFB compensator design Matlab script.....	250
LIST OF PUBLICATIONS.....	254

Bibliografie

- [1] M. Brenna, F. Foiadelli, and D. Zaninelli, *Electrical railway transportation systems*. Wiley, 2018, ISBN: 978-1-119-38680-3.
- [2] Wikipedia, "Railway Electrification System." [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Railway_electrification_system.
- [3] *IEC 60850: Railway applications – Supply voltages of traction systems*, 3rd ed. 2007.
- [4] *EN 50163: Railway applications. Supply voltages of traction systems*. 2007.
- [5] A. Gomez-Exposito, J. M. Mauricio, and J. M. Maza-Ortega, "VSC-Based MVDC railway electrification system," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 1, pp. 422–431, 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2013.2268692.
- [6] B. Electric, "Electric railway traction Part 1 Electric traction and DC traction motor drives," *Power Eng.*, vol. 8, no. February, pp. 47–56, 1994.
- [7] O. P. Leander, "A concept for an HVDC traction system," *International conference on main line railway electrification*, Hessington, England, pp. 169–173, 1989.
- [8] A. Verdicchio, P. Ladoux, H. Caron, and S. Sanchez, "Future DC Railway Electrification System - Go for 9 kV," *2018 IEEE Int. Conf. Electr. Syst. Aircraft, Railw. Sh. Propuls. Road Veh. Int. Transp. Electrif. Conf.*, pp. 1–5, 2019, doi: 10.1109/esars-itec.2018.8607304.
- [9] B. J. Baliga, *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*, 1st ed. New York: Springer Science, 2008, ISBN: 978-1-4899-7765-6.
- [10] J. E. Huber and J. W. Kolar, "Solid-State Transformers," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 10, no. September, pp. 19–28, 2016, doi: 10.1109/MIE.2016.2588878.
- [11] J. Winter, T. Schirmer, A. Iraklis, A. Lusiewicz, and H. Dittus, "Overview of Three-Stage Power Converter Topologies for Medium Frequency-based Railway Vehicle Traction Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. PP, no. c, pp. 1–1, 2019, doi: 10.1109/tvt.2019.2895500.
- [12] S. Sharifi, I. F. Ferencz, T. Kamel, D. Petreus, and P. Tricoli, "Medium-voltage DC electric railway systems: A review on feeding arrangements and power converter topologies," *IET Electr. Syst. Transp.*, no. July 2021, pp. 1–15, 2022, doi: 10.1049/els2.12054.
- [13] I. Ferencz, D. Petreus, and P. Tricoli, "Converter Topologies for MVDC Traction Transformers," *2020 IEEE 26th Int. Symp. Des. Technol. Electron. Packag. SIITME 2020 - Conf. Proc.*, pp. 362–367, 2020, doi: 10.1109/SIITME50350.2020.9292214.
- [14] I. Ferencz, "D2.1 – Converters topologies for MVDC transformers," 2020, available at: <https://projects.shift2rail.org/download.aspx?id=bc0b0696-4ae5-4af2-b2d4-6b2b9fed8316>.
- [15] A. R. Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and A. Vazquez, "An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion," *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, pp. 1129–1135, 2010, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617847.
- [16] K. George, "Design and Control of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter to Interface Solar, Battery Storage, and Grid-Tied Inverters," B.S. thesis, University of Arkansas, Fayetteville, USA, 2015.
- [17] H. Qin, "Dual Active Bridge Converters in Solid State Transformers," PhD dissertation, Missouri University of Science and Technology, Rolla, USA, 2012.
- [18] A. G. H. Oñate, "Design of an Isolated DC / DC power converter to connect a low voltage supercapacitor string to a DC power system," University of Nottingham, England, 2016.
- [19] F. Blaabjerg, *Control of Power Electronic Converters and Systems*, Academic Press, 2018, ISBN 978-0-12-805245-7.
- [20] S. Bacha, I. M. Antoneta, and I. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control*. Springer London, 2014, <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-5478-5>.
- [21] Robert W. Erickson and M. Dragan, *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edi. Springer New York, 2001, <https://doi.org/10.1007/b100747>.
- [22] W. Xu, N. H. L. Chan, S. W. Or, S. L. Ho, and K. W. Chan, "A new control method for a Bi-directional phase-shift-controlled DC-DC converter with an extended load range," *Energies*, vol. 10, no. 10, 2017, doi: 10.3390/en10101532.
- [23] F. Pellitteri, R. Miceli, G. Schettino, F. Viola, and L. Schirone, "Design and realization of a bidirectional full bridge converter with improved modulation strategies," *Electron.*, vol. 9, no. 5, 2020, doi: 10.3390/electronics9050724.

- [24] M. Escudero, D. Meneses, N. Rodriguez, and D. P. Morales, "Modulation Scheme for the Bidirectional Operation of the Phase-Shift Full-Bridge Power Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 2, pp. 1377–1391, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2923804.
- [25] M.A. Kutschak and E. Rodriguez Manuel, "3300 W 54 V bi-directional phase-shift full-bridge with 600 V CoolMOSTM CFD7 and XMCTM," Infineon Application Note, 2018.
- [26] I. Ferencz, D. Petreus, and T. Patarau, "Comparative study of three snubber circuits for a phase-shift converter," *2020 Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion, SPEEDAM 2020*, pp. 763–768, 2020, doi: 10.1109/SPEEDAM48782.2020.9161962.
- [27] W. Zhifu, W. Yupu, and R. Yinan, "Design of closed-loop control system for a bidirectional full bridge DC/DC converter," *Appl. Energy*, vol. 194, pp. 617–625, 2017, doi: 10.1016/j.apenergy.2016.11.113.
- [28] C. Luca, M. Dragan, M. Paolo, and Z. Regan, *Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters*. Wiley-IEEE Press, 2015, doi: 10.1002/9781119025498.
- [29] F. W. Combrink, H. T. Mouton, J. H. R. Enslin, and S. Member, "Design Optimization of an Active Resonant Snubber for High Power IGBT Converters," vol. 21, no. 1, pp. 114–123, 2006, doi: 10.1109/TPEL.2005.861199.
- [30] X. He, Z. Qian, B. W. Williams, and T. C. Green, "New snubber circuit with passive energy recovery for power inverters," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 5, pp. 403–408, 1996, doi: 10.1049/IP-EPA:19960518.
- [31] G. Tibola, E. Lemmen, J. L. Duarte, and I. Barbi, "Passive Regenerative and Dissipative Snubber Cells for Isolated SEPIC Converters: Analysis, Design, and Comparison," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9210–9222, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2653940.
- [32] J. V. and P. D. Z. C. A. Braz, "Some design aspects of fully and partially regenerative active snubber networks," *Proc. 1992 Int. Conf. Ind. Electron. Control. Instrumentation, Autom. San Diego, CA, USA*, vol. 1, pp. 330–335, 1992, doi: 10.1109/IECON.1992.254585.
- [33] J. Y. Zhu and Daohong Ding, "Zero-voltage- and zero-current-switched PWM DC-DC converters using active snubber," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 6, pp. 1406–1412, Nov.-Dec. 1999, doi: 10.1109/28.806056.
- [34] M. Cacciato and A. Consoli, "New regenerative active snubber circuit for ZVS phase shift Full Bridge converter," *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011, pp. 1507–1511, doi: 10.1109/APEC.2011.5744792.
- [35] S. Sharifi, "D1.1 - Literature review of converters suitable for MVDC railway electrification," MVDC-ERS project report, 2019: <https://projects.shift2rail.org/download.aspx?id=893373d6-0c4d-4c60-92f9-6524de517a14>
- [36] S. Sharifi, T. Kamel and P. Tricoli, "Investigating the best topology for Traction Power Substations (TPSS) in a Medium Voltage DC (MVDC) railway electrification system," *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, 2021, pp. 1-10, doi: 10.23919/EPE21ECCEurope50061.2021.9570403.
- [37] C. Stackler, N. Evans, L. Bourserie, F. Wallart, F. Morel, and P. Ladoux, "25 kV–50 Hz railway power supply system emulation for power-hardware-in-the-loop testings," *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 9, no. 2, pp. 86–92, 2019, doi: 10.1049/iet-est.2018.5011.
- [38] M. Adamowicz and J. Szewczyk, "SiC-based power electronic traction transformer (PETT) for 3 kV DC rail traction," *Energies*, vol. 13, no. 21, 2020, doi: 10.3390/en13215573.
- [39] J. Fabre, J. M. Blaquière, A. Verdicchio, P. Ladoux, and S. Sanchez, "Characterization in ZVS Mode of SiC MOSFET Modules for MVDC Applications," *ICCEP 2019 - 7th Int. Conf. Clean Electr. Power Renew. Energy Resour. Impact*, pp. 470–477, 2019, doi: 10.1109/ICCEP.2019.8890157.
- [40] G. Liu, Y. Wu, K. Li, Y. Wang, and C. Z. Li, "Development of high power SiC devices for rail traction power systems," *J. Cryst. Growth*, vol. 507, no. October 2018, pp. 442–452, 2019, doi: 10.1016/j.jcrysgro.2018.10.037.
- [41] I. Ferencz and D. Petreus, "A Power Electronic Traction Transformer Model for a New Medium Voltage DC Electric Railway," *Adv. Electr. Comput. Eng.*, vol. 21, no. 3, pp. 99–108, 2021, doi: 10.4316/AECE.2021.03012.
- [42] J. Feng, W. Q. Chu, Z. Zhang, and Z. Q. Zhu, "Power Electronic Transformer-Based Railway Traction Systems: Challenges and Opportunities," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 1237–1253, 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2685464.