



Inginerie electronică, telecomunicații și tehnologii informaționale

TEZĂ DE DOCTORAT

- REZUMAT -

Cercetări teoretice și experimentale privind convertoarele de înaltă performanță utilizate la încărcarea bateriilor vehiculelor electrice

Student-doctorand:
Ing. Tudor Gherman

Conducător științific:
Prof. Dr. Ing. Dorin Petreuş

Comisia de evaluare a tezei de doctorat:

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

- Prof. Dr. Ing. **Marcian Nicolae Cirstea** –Anglia Ruskin Univesity;
- Prof. Dr. Ing. **Remus Teodorescu** –Aalborg University;
- Prof. Dr. Ing. **Dan Lascu** –Universitatea Politehnică Tmişoara;
- Prof. Dr. Ing. **Mircea Dăbâcan** –Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca.

- Cluj-Napoca -
2020

CUPRINSUL TEZEI

ABREVIERI.....	11
ABSTRACT.....	13
STADIUL ACTUAL AL CUNOAȘTERII.....	17
1. Introducere.....	18
1.1. Aspecte teoretice privind sistemele de management și încărcare ale bateriilor vehiculelor electrice.....	18
1.1.1. Structura unui vehicul electric.....	18
1.1.2. Tipuri de baterii utilizate	19
1.1.3. Sistemul de management al bateriei	21
1.1.4. Metode de încărcare a bateriei	25
1.1.5. Structura încărcătorului de baterie.....	28
1.1.6. Etajul AC-DC	31
1.1.7. Etajul DC-DC.....	37
1.1.8. Metode de control al încărcătoarelor de baterie de vehicul electric.....	40
1.1.9. Utilizarea simulatoarelor în timp real pentru validarea sistemelor de control.....	42
1.1.10. Sistemul digital aferent funcțiilor de încărcare și management ale bateriei	44
1.2. Aspecte teoretice privind simularea în timp real a circuitelor electrice.....	47
1.2.1. Aspecte generale	47
1.2.2. Metode numerice de rezolvare a sistemelor de ecuații diferențiale ordinare	58
1.2.3. <i>Evaluarea stabilității metodelor de rezolvare a sistemelor de ecuații diferențiale ordinare.....</i>	64
1.2.4. Evaluarea preciziei metodelor de rezolvare a ecuațiilor diferențiale ordinare	68
1.3. Obiective.....	69
1.4. Metodologie generală.....	70
CONTRIBUȚIA PERSONALĂ.....	73
2. Studiul 1 – Analiza convertoarelor de putere utilizate pentru implementarea încărcătorului de la bordul vehiculului electric.....	74
2.1. Introducere.....	74
2.2. Ipoteza de lucru/obiective	74
2.3. Material și metodă.....	75
2.3.1. Analiza regimului staționar și estimarea eficienței	75
2.3.2. Determinarea modelului de semnal mic mediat.....	88
2.3.3. Determinarea modelului de semnal mic discret.....	93
2.3.4. Cazul particular al circuitului de corecție a factorului de putere.....	99
2.4. Rezultate.....	100
2.5. Discuții	108
3. Studiul 2 – Controlul încărcătoarelor de la bordul vehiculelor electrice	109
3.1. Introducere.....	109
3.2. Ipoteza de lucru/obiective	110
3.3. Material și metodă.....	111

3.3.1. Tehnici de control analogic al încărcătoarelor de la bordul vehiculelor electrice.....	111
3.3.2. Tehnici de control digital al încărcătoarelor de la bordul vehiculelor electrice.....	115
3.3.3. Efectele cuantizării în timp și în amplitudine	119
3.3.4. Implementarea circuitelor aritmetice pe FPGA.....	125
3.3.5. Implementarea controlului digital pe FPGA	129
3.3.6. Platforma hardware propusă pentru accelerarea dezvoltării controlului digital	136
3.4. Rezultate	139
3.4.1. Rezultate obținute prin simulare	139
3.4.2. Rezultate experimentale	145
3.5. Discuții.....	151
4. Studiul 3 – Simularea în timp real a încărcătoarelor de la bordul vehiculelor electrice	153
4.1. Introducere.....	153
4.2. Ipoteza de lucru/obiective	155
4.3. Material și metodă.....	155
4.3.1. Evaluarea metodelor de rezolvare a ecuațiilor diferențiale ordinare	155
4.3.2. Implementarea bazată pe metoda RK de ordinul 4 (varianta Gauss implicită	157
4.3.3. Implementarea bazată pe metoda AB1	161
4.3.4. Implementarea bazată pe metoda AM1	163
4.3.5. Implementarea bazată pe metoda AM2	165
4.3.6. Implementarea bazată pe metodele Predictor-Corrector	166
4.3.7. Importanța valorii pasului de simulare pentru simularea de tip HIL a surselor de alimentare în comutație	173
4.3.8. Cuantizarea coeficienților	175
4.3.9. Implementarea simulatorului în timp real al încărcătorului de la bordul vehiculului electric	176
4.3.10. Implementarea platformei de evaluare a simulatorului în timp real	184
4.4. Rezultate.....	188
4.4.1. Rezultate obținute prin simularea schemelor de implementare a simulatorului în timp real pentru un circuit RLC având la bază metodele de discretizare propuse	188
4.4.2. Performanțele obținute pentru metodele propuse la implementarea pe <i>FPGA</i>	192
4.4.3. Rezultate experimentale	194
4.4.4. Evaluarea și exemplificarea utilității simulatorului în timp real la rularea în paralel cu convertorul de referință.....	200
4.5. Discuții.....	206
4.6. Concluzii.....	208
5. Studiul 4 – Sistem de management și încărcare al bateriei integrat pe un dispozitiv hibrid ZYNQ.....	210
5.1. Introducere.....	210

5.2. Ipoteza de lucru/obiective	211
5.3. Material și metodă	212
5.3.1. Arhitectura sistemului integrat de management și încărcare a bateriei propus.....	212
5.3.2. Implementarea sistemului de management al bateriei.....	215
5.4. Rezultate.....	221
5.5. Discuții.....	225
6. Concluzii finale.....	227
5.1. Discuții generale.....	227
5.2. Concluzii generale.....	232
5.3. Originalitatea și contribuțiile inovative ale tezei.....	238
REFERINȚE.....	241
LISTA FIGURILOR.....	254
LISTA TABELELOR	261
ANEXE.....	263
Anexa 1 - Proiectarea controlului analogic al etajului AC-DC pe baza integratului UC28070.....	263
Anexa 2 - Proiectarea controlului analogic al etajului DC-DC pe baza integratului UC3879.....	271
Anexa 3 - Scriptul MATLAB utilizat pentru dimensionarea sistemului de control digital și pentru calculul coeficienților simulatorului în timp real.....	282
Anexa 3.1 - Etajul DC-DC.....	282
Anexa 3.2 - Etajul AC-DC.....	290
Anexa 4 - Implementarea pe FPGA (în VHDL) a generatorului PWM discret	297
Anexa 5 – Implementarea simulatorului în timp real al circuitului RLC în Vivado HLS	309
Anexa 5.1 - Metoda Forward Euler/Backward Euler/trapezoidală (cod sursă)	309
Anexa 5.2 - Metoda Predictor-Corrector AB1-AM2 paralelă (cod sursă).....	310
Anexa 5.3 - Fișier header.....	314
Anexa 6 - Implementarea simulatorului în timp real al convertorului PS în Vivado HLS	315
Anexa 6.1 - Cod Sursă.....	315
Anexa 6.2 - Fișier header.....	319
Anexa 7 - Implementarea simulatorului în timp real al convertorului Boost în Vivado HLS (cod sursă).....	320
LISTĂ DE PUBLICAȚII	325

ABSTRACT

Este bine cunoscut faptul că în ultimul deceniu, din nevoia de conservare a mediului înconjurător, atât la nivel academic cât și la nivelul industriei, s-au făcut eforturi considerabile de a înlocui sursele de energie convenționale cu surse de energie regenerabile (cunoscute și ca energii “verzi”). Această tendință s-a manifestat și în industria constructoare de automobile, acolo unde vehiculele electrice încep să ocupe o cotă tot mai semnificativă din piață. Spre exemplu, în anul 2019 în Norvegia 56% dintre vehiculele noi vândute au fost electrice, în Islanda acestea au ocupat un procent de 24.5%, iar în Olanda 15% [1].

Principalele motive pentru care creșterea procentului vânzărilor vehiculelor electrice nu prezintă o pantă mai abruptă sunt autonomia încă inferioară față de cea a vehiculelor cu combustie internă, timpul de încărcare, infrastructura de încărcare încă insuficient dezvoltată și prețul acestora. Aceste neajunsuri deschid însă un larg front de cercetare ce are ca scop îmbunătățirea capacității bateriilor, eficientizarea utilizării acestora, reducerea timpului de încărcare sau optimizarea sistemului de distribuție de energie pentru a face față încărcării simultane a unui număr mare de automobile electrice [2-5]. Sistemul de management al bateriei, încărcătoarele externe prezente în stațiile de încărcare, încărcătoarele de la bordul vehiculelor electrice, sistemele de tracțiune electrice sau rețelele de distribuție de energie sunt toate sisteme ce necesită atât elemente de hardware cât și sisteme de control, de regulă digitale, cu un grad de complexitate ridicat și în continuă creștere.

Pentru a facilita și a accelera dezvoltarea sistemelor de control a echipamentelor electrice sau mecanice cu un grad de complexitate similar cu cel presupus de sistemele de la bordul vehiculelor electrice și al infrastructurii de încărcare aferente, în literatura de specialitate au fost propuse simulările de tipul “Hardware In the Loop” (HIL) [6-11]. Acestea presupun emularea la diferite nivele a componentelor fizice din alcătuirea unui produs pentru a permite proiectarea și testarea sistemului de control în absența unor elemente de hardware. Această abordare a procesului de dezvoltare permite proiectarea sistemului digital în paralel sau în avansul proiectării echipamentelor electrice de putere (sau mecanice), reducând timpul total de dezvoltare, dar reprezintă și un pas de validare suplimentar simulărilor convenționale. Dacă simulările convenționale fac posibilă testarea virtuală a sistemului de control, simulările HIL pot fi utilizate pentru a testa sistemul de control în implementarea sa finală. De asemenea, prin intermediul simulatoarelor în timp real, simulările HIL permit testarea interacțiunii dintre sistemul de control și procesul controlat. Dacă pentru dezvoltarea diverselor sisteme de control aferente sistemului de tracțiune al vehiculelor electrice pot fi găsite numeroase exemple de utilizare a simulărilor HIL, pentru sistemul de încărcare utilizarea simulărilor HIL este superficial tratată în literatura de specialitate, iar modelele de simulare în timp real utilizate pentru convertoarele din alcătuirea încărcătorului sunt modele mediate, insuficient de precise pentru a fi cu adevărat utile.

O altă aplicație a simulatoarelor în timp real a cărei utilizare a devenit tot mai frecventă odată cu creșterea raportului performanță-cost a sistemelor digitale integrate este reprezentată de sistemele de monitorizare sau de detecție de eroare acolo unde simulatorul în timp real rulează în paralel cu sistemul fizic, iar mărimile prezise sunt comparate în permanență cu mărimile reale, pe baza acestei comparații putând fi trase concluzii referitoare la starea de funcționare a sistemului [12]. Pentru astfel de sisteme, simulatorul în timp real trebuie să fie optimizat din punctul de vedere al resurselor utilizate, trebuie să aibă un grad ridicat de fidelitate, iar metodele de proiectare trebuie să fie unele generice, ce permit implementarea pe un număr cât mai mare de platforme (embedded) și utilizând o gamă cât mai largă de limbaje și tehnici de programare. Metodele industriale automatizate de generare a simulatoarelor în timp real au fost dezvoltate recent și nu pot atinge performanțele necesare

pentru emularea comportamentului convertoarelor din structura încărcătorului, astfel impunându-se nevoia dezvoltării unor metode originale alternative pentru proiectarea și implementarea simulatorului în timp real cu scopul utilizării în sisteme de monitorizare sau de detecție de eroare.

Recent apărutele dispozitive pe bază de carburi de siliciu (SiC) [13] sau nitrură de galiu (GaN) permit obținerea unei eficiențe crescute a convertoarelor din alcătuirea încărcătoarelor de baterie făcând posibilă creșterea frecvenței de comutație a acestora cu scopul de a reduce amplitudinea riplului formelor de undă caracteristice și de a reduce dimensiunea componentelor (în special a celor magnetice) necesare. Frecvența de comutație crescută permite la rândul ei obținerea unei frecvențe de tăiere crescute a buclei de control, fapt ce constrânge suplimentar latența sistemului de control. Pentru obținerea unor modele precise, simulatoarele în timp real necesită și ele latențe foarte scăzute. Pe deasupra, luând în calcul complexitatea algoritmilor de control utilizați și numărul de funcționalități care trebuie implementate la nivelul sistemului digital al unui vehicul electric, dispozitivele programabile cunoscute sub numele de “Field Programmable Gate Array” (FPGA) se profilează tot mai mult ca soluții pentru rezolvarea problemelor legate de viteza de calcul sau integrarea unui număr mare de funcții pe un singur dispozitiv. Dacă utilizarea dispozitivelor FPGA pentru platformele de dezvoltare dedicate prototipării rapide reprezintă deja norma, astfel de dispozitive ajung să fie utilizate și pe produse de larg consum [14].

1. Introducere

1.1. *Obiective*

Având în vedere creșterea complexității sistemelor de control digitale aferente funcțiilor de încărcare și management al bateriei descrise în capitolele anterioare, creșterea interesului pentru utilizarea dispozitivelor FPGA atât în faza dezvoltării (pentru prototipare rapidă) cât și în producție, lucrarea de față își propune proiectarea unei platforme hardware și a unei proceduri care să contribuie la scăderea costului, la creșterea fiabilității, la integrarea, la accelerarea și la facilitarea dezvoltării sistemului de încărcare și management al bateriei. Atingerea acestui scop final presupune următoarele obiective individuale:

1. Modelarea matematică a convertoarelor de putere din alcătuirea încărcătorului de baterie.
2. Dezvoltarea unei proceduri automatizate de dimensionare a convertoarelor din alcătuirea încărcătorului și a funcțiilor de compensare ale acestora.
3. Studiul particularităților de implementare a sistemului de control pe dispozitive FPGA și dezvoltarea unor tehnici de maximizare a performanțelor acestora.
4. Determinarea tehnicilor de programare a dispozitivelor FPGA optime pentru fiecare element al arhitecturii în parte și scoaterea în evidență a avantajelor dar și a limitărilor programelor de sinteză de nivel înalt.
5. Implementarea unei platforme cu semnale mixte care să permită rularea unor metode de identificare a răspunsului în domeniul timp și domeniul frecvență a convertoarelor de putere în buclă deschisă, a compensatorului și a buclei închise. Scopul acestei platforme este de a permite acordarea rapidă și precisă a compensatorului.
6. Dezvoltarea unui simulator în timp real pentru convertoarele din alcătuirea încărcătorului.

7. Dezvoltarea unei platforme care să permită funcționarea în paralel a modelelor de simulare în timp real cu convertorul de referință (implementat fizic) și caracterizarea acestora în timp și frecvență individual sau într-o manieră comparativă. Astfel va fi pusă în evidență utilizarea simulatorului în timp real în simulări de tipul HIL dar și în sisteme de detecție de eroare în vederea creșterii fiabilității sistemului.
8. Proiectarea unui sistem integrat de management și încărcare a bateriei bazat pe comunicare wireless care demonstrează versatilitatea și capacitatea dispozitivelor hibride (ZYNQ) de a reduce numărul de dispozitive ale sistemului prin implementarea unui număr mare de funcții ce necesită un suport digital performant la nivelul unui singur dispozitiv sau posibilitatea de interfațare facilă cu alte sisteme ale vehiculului electric. Aceste caracteristici pot contribui la reducerea complexității și a dimensiunii platformei de management și control și la creșterea flexibilității și a fiabilității acesteia.

1.2. *Metodologie*

Metodologia utilizată pentru studiul propus în această lucrare constă în dezvoltarea unui model matematic pentru circuitele de putere și cele de control necesare implementării unui încărcător de baterie de mașină electrică, dezvoltarea unei metode automatizate de proiectare a acestora pe baza parametrilor de intrare dați, validarea prin simulări convenționale, implementarea structurilor digitale pe FPGA și, în cele din urmă, validarea experimentală a sistemelor dezvoltate. Validarea experimentală presupune măsurarea răspunsului în timp și în frecvență a convertoarelor din alcătuirea încărcătorului (atât în buclă deschisă cât și în buclă închisă) cu ajutorul platformei inovative proiectate, compararea rezultatelor experimentale cu cele ideale obținute prin simulare și efectuarea unei analize comparative între convertorul de referință și simulatorul în timp real dezvoltat. Acest ultim pas propus pentru validarea experimentală presupune ca simulatorul în timp real și convertorul de referință să opereze în paralel, având aceleași mărimi de intrare. Astfel, ieșirile celor două blocuri pot fi urmărite simultan.

1.3. *Structura tezei*

Capitolele lucrării urmăresc validarea metodelor propuse de la dezvoltarea modelului matematic al convertoarelor utilizate până la demonstrarea funcționalității simulatorului în timp real. Primul capitol prezintă o analiză a stadiului actual al cunoașterii, definește obiectivele tezei și metodologia utilizată pentru obținerea rezultatelor. Aspectele abordate pe parcursul acestui capitol includ noțiuni teoretice legate de managementul bateriei, de structura încărcătoarelor, de tipurile de convertoare și sisteme de control utilizate pentru implementarea acestora și de tehnicile de simulare în timp real ce pot fi utilizate pentru emularea etajelor de putere ale încărcătorului. Capitolul 2 prezintă analiza convertoarelor alese pentru implementarea încărcătorului, iar tehnicile de control și implementarea acestuia pe FPGA sunt discutate în Capitolul 3. Simularea în timp real a încărcătorului este prezentată în Capitolul 4. Contribuțiile aduse la eficientizarea sistemului de management al bateriei sunt prezentate în Capitolul 5, iar interpretarea rezultatelor obținute și concluziile finale sunt prezentate în Capitolul 6.

2. Studiul 1 – Analiza convertoarelor de putere utilizate pentru implementarea încărcătorului de la bordul mașinii electrice

2.1. Introducere

Încărcătoarele de baterie de mașină electrică sunt împărțite în 3 categorii: încărcătoare de nivel 1, de nivel 2 și de nivel 3. Primele 2 categorii prevăzute cu puteri de până la aproximativ 2kW sunt situate la bordul vehiculului, iar încărcătoarele rapide, care pot ajunge la puteri de 350kW, sunt externe. Structura tipică a unui încărcător de vehicul electric constă în 2 etaje: un etaj AC-DC și un etaj DC-DC. Etajul AC-DC este alimentat direct de la rețeaua de alimentare și are rolul de a converti tensiunea de intrare într-o tensiune continuă, de a asigura un factor de putere ideal unitar și de a limita conținutul armonic al curenților injectați în rețea [15, pp 190-203]. Etajul DC-DC are rolul de a asigura separarea galvanică și de a implementa metoda de încărcare: curent constant (CC), curent constant-tensiune constantă (CC-TC), în trepte de curent, etc.

Deoarece această teză se concentrează în primul rând pe accelerarea procesului de dezvoltare a sistemului de control digital al încărcătoarelor de la bordul vehiculelor electrice (Fig. 1) prin proiectarea de metode inovative de caracterizare a convertoarelor de putere apelând, printre altele, la simularea în timp real a acestora, s-au ales pentru ilustrarea conceptelor topologiile cel mai frecvent utilizate în acest gen de aplicații. Pentru etajul AC-DC s-a optat pentru implementarea tipică pe baza convertorului Boost (Fig. 2) cu alimentare de la un sistem monofazat iar pentru etajul DC-DC pentru implementarea pe baza convertorului Phase Shift (PS) (Fig. 3).

Cu toate că principalul criteriu de alegere al topologiilor utilizate a fost acela de a deservi un număr cât mai mare de aplicații, a fost efectuată în prealabil o analiză comparativă detaliată a diverselor variațiuni ale topologiilor Boost, Boost Interleaved și Bridgeless Boost pentru etajul AC-DC și a topologiilor PS și LLC pentru etajul DC-DC [16].

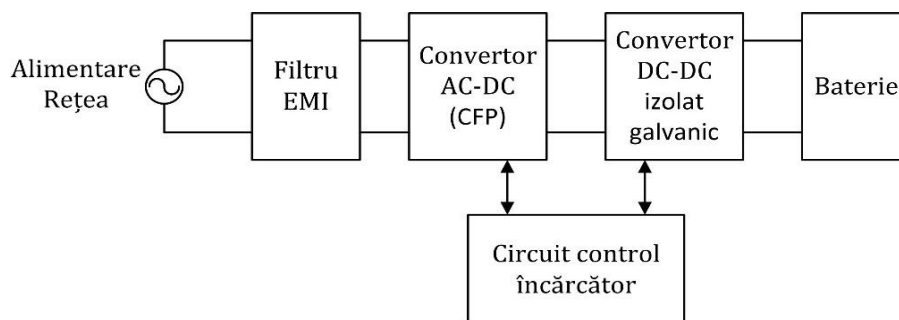


Fig. 1: Diagrama bloc a unui încărcător de baterie [17]

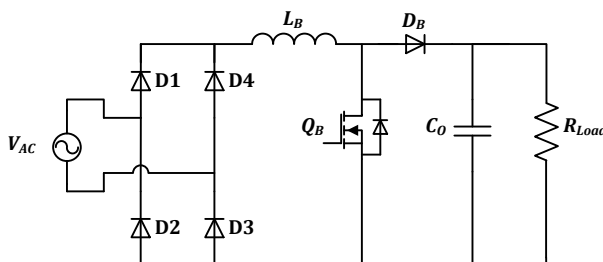


Fig. 2: Etajul AC-DC bazat pe topologia Boost convențională [18]

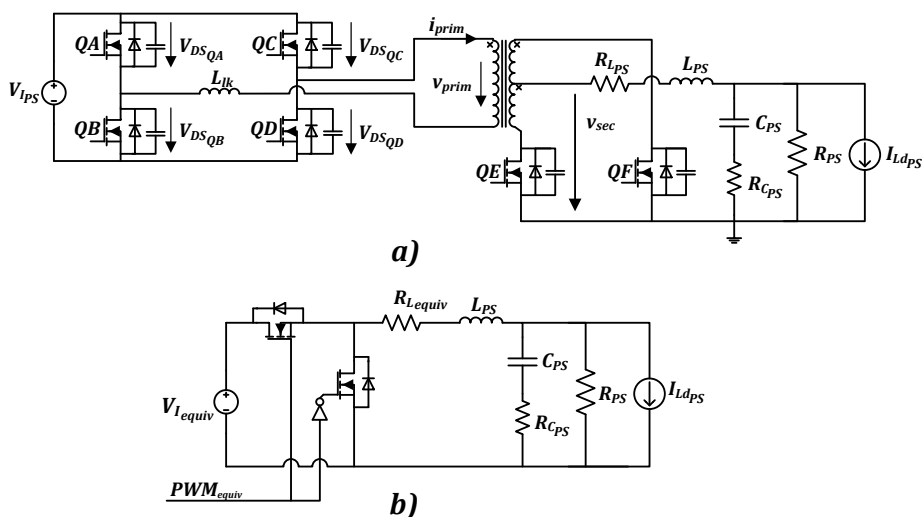


Fig. 3: a) Etajul DC-DC bazat pe topologia PS; b) Circuitul echivalent al convertorului PS [19]

2.2. Ipoteza de lucru/obiective

Obiectivele studiului propus în acest capitol constau în:

1. Definirea unei proceduri de dimensionare a convertoarelor de putere pentru cele două etaje ale încărcătorului.
2. Definirea unei proceduri de estimare a eficienței etajelor AC-DC și DC-DC.
3. Simularea topologiilor alese pentru obținerea unor forme de undă de referință cu care să poată fi comparate rezultatele obținute prin simularea în timp real a celor două etaje.
4. Obținerea modelului de semnal mic mediat și discret pentru proiectarea sistemului de control analogic, respectiv digital.

2.3. Metodă

Analiza propusă pentru topologiile alese constă în estimarea formelor de undă ale curenților și tensiunilor din circuit la punctul static de funcționare pentru a putea evalua valorile minime, maxime, medii și RMS în vederea alegerii componentelor utilizate și a estimării puterii disipate. Analiza la punctul static de funcționare este succedată de analiza modelului de semnal mic. Pentru aceasta au fost propuse două metode. Prima metodă, bazată pe mediere, a fost utilizată la proiectarea controlului analogic al convertoarelor. A doua metodă are ca scop obținerea funcțiilor de transfer în domeniul discret servind ca bază pentru proiectarea controlului digital.

2.4. Rezultate

Validarea modelelor matematice deduse și obținerea formelor de undă de referință s-a făcut prin simulare. În acest scop a fost utilizat programul PSIM. Formele de undă (curenții prin inductanță, capacitatea de ieșire, diodă și tranzistor, tensiunea de ieșire, căderea de tensiune inversă pe diodă și tensiunea drenă-sursă pe tranzistor) caracteristice etajului AC-DC ce surprind comportamentul la frecvența rețelei de alimentare sunt prezentate în Fig. 4, iar formele de undă ce descriu comportamentul la frecvența de comutație în Fig. 5.

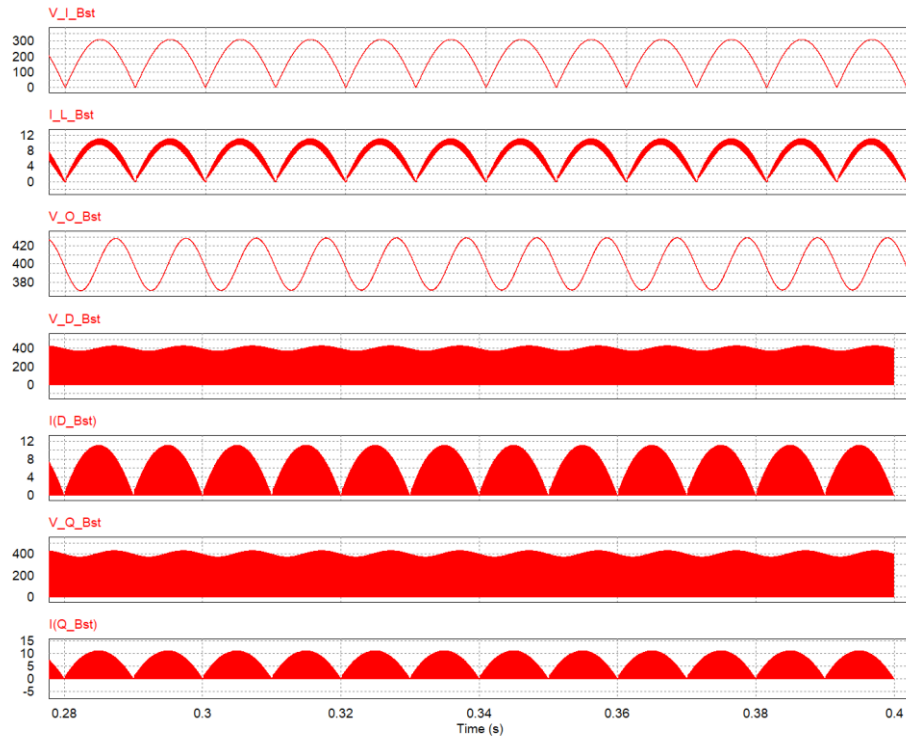


Fig. 4: Formele de undă caracteristice etajului AC-DC surprinzând comportamentul la joasă frecvență



Fig. 5: Formele de undă caracteristice etajului AC-DC surprinzând comportamentul la frecvența de comutație

Formele de undă (curenții prin inductanța filtrului de ieșire, prin capacitatea de ieșire, prin tranzistoarele punții primarului și a redresorului din secundar, tensiunea de ieșire și tensiunea căzută pe elementele de comutație) caracteristice etajului DC-DC sunt prezentate în Fig. 6.

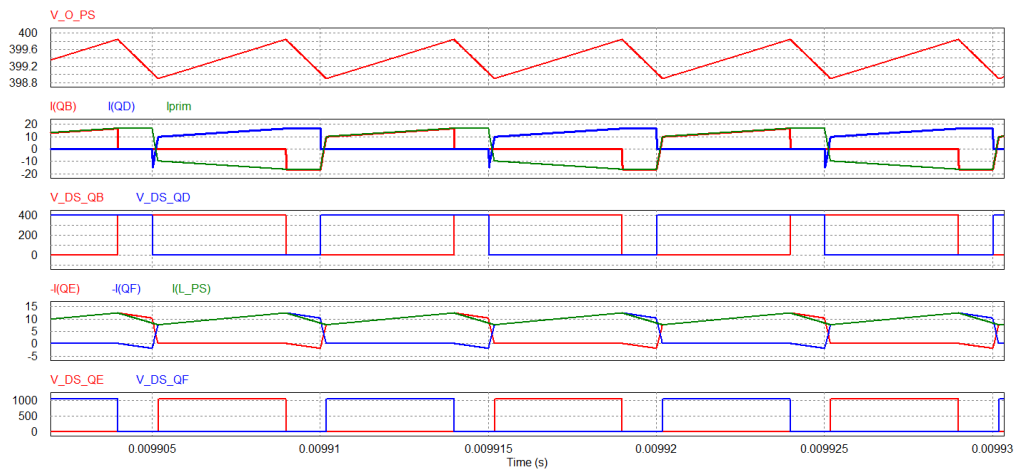


Fig. 6: Formele de undă caracteristice convertorului PS în regim staționar

Funcțiile de transfer ce caracterizează modelul de semnal mic obținut numeric prin rularea scripturilor MATLAB dezvoltate sunt ilustrate în Fig. 7-Fig. 10. Prezentarea acestora se face comparativ, fiind ilustrate atât funcțiile de transfer obținute cu metoda medierii variabilelor de stare cât și cele corespunzătoare modelului de semnal mic discretizat.

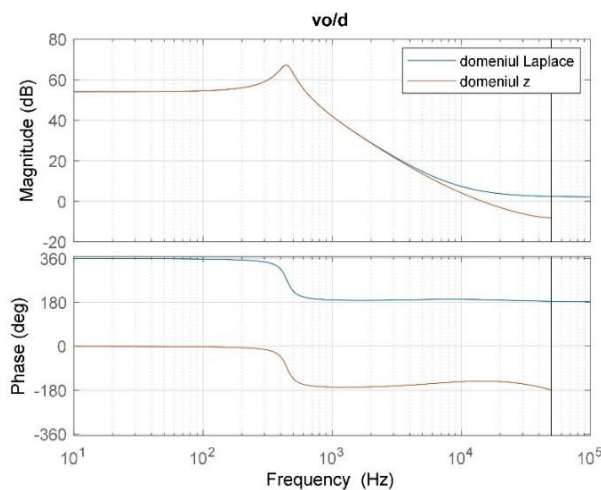


Fig. 7: Diagrama Bode a funcției de transfer ce modelează variația tensiunii de ieșire a convertorului Boost în funcție de variația factorului de umplere

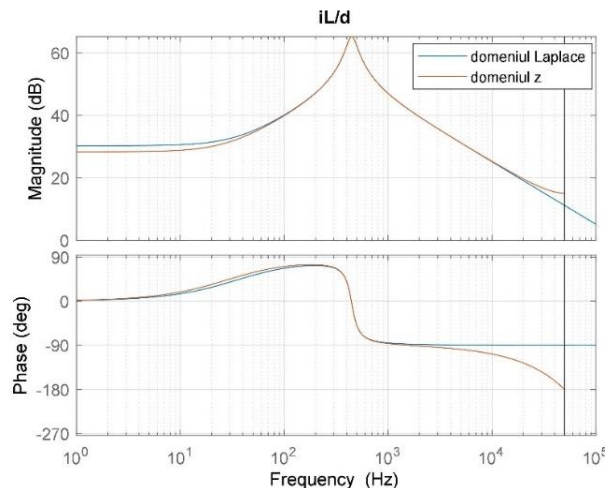


Fig. 8 Diagrama Bode a funcției de transfer ce modelează variația curentului prin inductanța converorului Boost în funcție de variația factorului de umplere

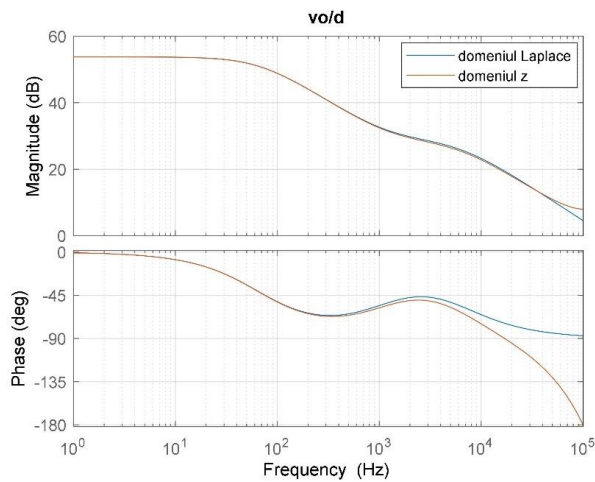


Fig. 9: Diagrama Bode a funcției de transfer ce modelează variația tensiunii de ieșire a convertorului PS în funcție de variația factorului de umplere

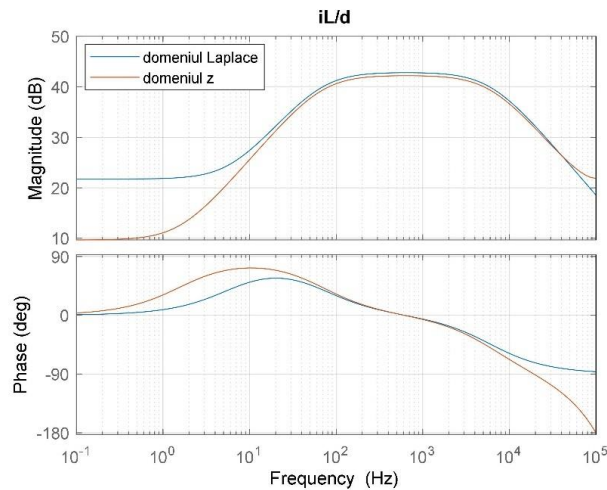


Fig. 10: Diagrama Bode a funcției de transfer ce modelează variația curentului prin inductanța converorului PS în funcție de variația factorului de umplere

2.5. Discuții

Proiectarea etajului AC-DC pe baza convertorului Boost este bine descrisă în literatură, toate aspectele necesare dimensionării circuitului, modelării regimului staționar și a modelului de semnal mic fiind bine descrise. În cazul topologiei alese pentru convertorul PS a fost necesară o analiză suplimentară a regimului staționar pentru descrierea formei curenților și a tensiunilor pe elementele punții primarului și a redresorului din secundar. De asemenea a fost efectuată o analiză mai exactă decât cea disponibilă în literatură pentru valorile RMS ale curenților prin elementele de comutație.

Dintr-o arie mai vastă de metode de obținere a modelului de semnal mic a convertoarelor utilizate au fost alese două, una bazată pe mediere utilizată pentru a deduce funcțiile de transfer intrare-ieșire în domeniul Laplace și una discretă pe baza căreia se obțin funcțiile de transfer în domeniul z . Motivul alegerii acestor metode constă în ușurința aplicării lor, ambele având un caracter formal. Dacă metodele bazate pe mediere pot fi deduse relativ ușor analitic și nu este nevoie de programe specializate pentru obținerea coeficienților funcțiilor de transfer, metoda discretă prezentată nu este practică în absența unui program de calcul numeric. Pentru un vast număr de aplicații metodele bazate pe mediere sunt suficiente

dar, dacă se utilizează programe specializate (de exemplu MATLAB) aplicarea ambelor metode prezintă un grad de dificultate similar.

3. Studiul 2 – Controlul încărcătoarelor de la bordul mașinii electrice

3.1. Introducere

Având în vedere că lucrarea de față se concentrează în special pe adaptarea și accelerarea procesului de dezvoltare pe FPGA a sistemelor de control necesare încărcătoarelor de baterie de vehicul electric (în special cele de la bordul vehiculului), metodele de control care au fost utilizate pentru a ilustra conceptele prezentate sunt cele convenționale.

Sistemului de control al încărcătoarelor de la bordul vehiculului asigură funcționalitatea de bază a celor două etaje ce intră în alcătuirea acestuia. Schema de principiu a sistemului de control al etajului AC-DC este prezentată în Fig. 11.

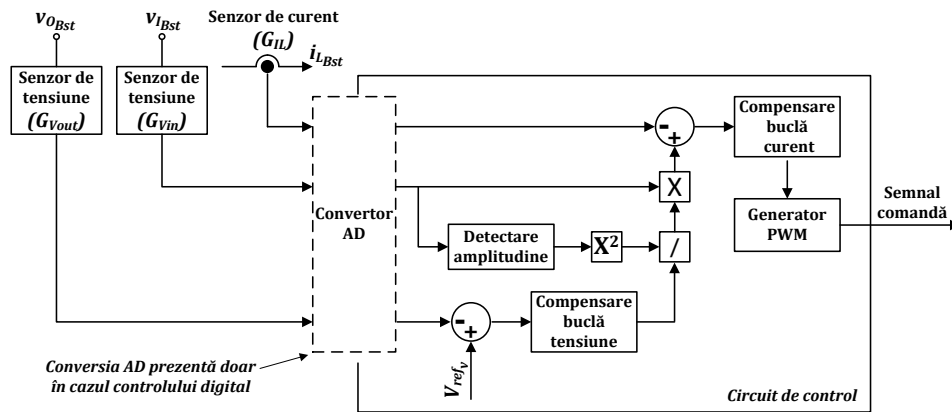


Fig. 11: Controlul etajului AC-DC

Rolul etajului DC-DC, pe lângă acela de a asigura separare galvanică, este de a implementa metoda de încărcare a bateriei. Metoda cea mai utilizată de încărcare, aleasă și în lucrarea de față pentru exemplificare, este metoda curent constant-tensiune constantă. Schema de principiu a sistemului de control al etajului DC-DC este prezentată în Fig. 12 [20].

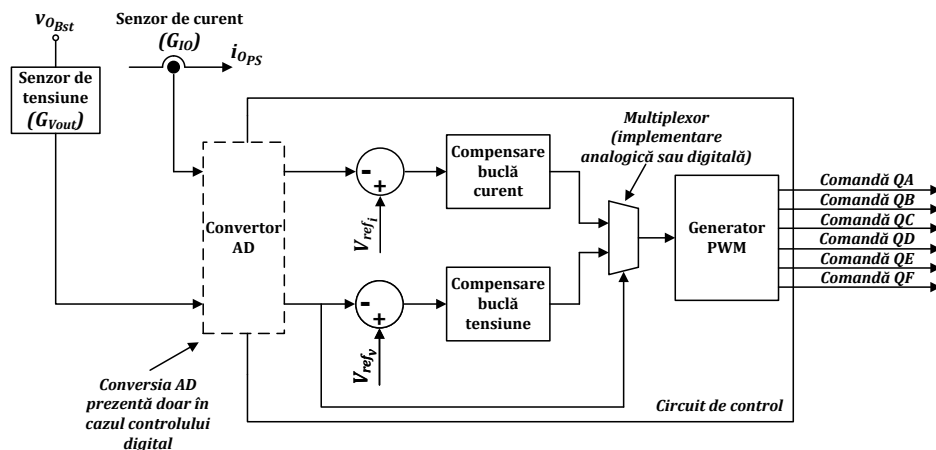


Fig. 12: Controlul etajului DC-DC

În contextul în care unul dintre obiectivele lucrării de față este implementarea pe FPGA a sistemului de control al încărcătorului de baterie de vehicul electric, analiza particularităților acestor dispozitive evidențiază o serie de neajunsuri caracteristice acestora în aplicația dată: lipsa unor convertoare analog-digitale (AD) integrate la nivelul dispozitivului suficient de performante, lipsa generatoarelor PWM specializate și dificultatea de programare.

3.2. Ipoteza de lucru/obiective

Principalul scop al acestui capitol este minimizarea neajunsurilor dispozitivelor FPGA mai sus menționate în aplicații de control digital. Pașii urmați pentru atingerea acestui obiectiv au fost:

1. Proiectarea, simularea și implementarea pe FPGA a sistemului de control al etajelor AC-DC și DC-DC a încărcătorului de la bordul vehiculului electric.
2. Scoaterea în evidență a limitărilor dispozitivelor FPGA și identificarea unor metode de maximizare a performanțelor obținute atât pentru compensator cât și pentru generatorul PWM discret.
3. Stabilirea unui proces de dezvoltare bazat pe un program de sinteză de nivel înalt care să accelereze implementarea sistemului de control pe FPGA găsimd compromisul optim între viteză de dezvoltare, performanță, flexibilitate, gradul de utilizare a resurselor și ușurința de a controla modul de utilizare a primitivelor dispozitivului FPGA.
4. Dezvoltarea unui sistem hardware care să exploateze avantajele FPGA-ului ca platformă de dezvoltare adăugând sistemului de control posibilitatea efectuării unor proceduri de caracterizare în timp și în frecvență a convertorului de putere și a buclei de control, în ansamblul său, menite să ușureze și să accelereze, la rândul lor, procesul de dezvoltare a controlului digital.

3.3. Metodă

Dintre dezavantajele dispozitivelor FPGA menționate anterior, un prim element abordat este lipsa unui generator PWM dedicat. În acest scop s-a propus o arhitectură originală menită să obțină rezoluția maximă permisă de viteza porților de ieșire, utilizând o frecvență de ceas cât mai redusă pentru logica internă. Cheia creșterii performanței este utilizarea primitivei OSERDES, acesta fiind etajul de ieșire din FPGA care permite rata de transfer maximă. S-a recurs la utilizarea unei structuri paralele, ieșirea a 8 numărătoare defazate fiind comparată simultan cu intrarea, iar ieșirile celor 8 comparatoare fiind serializate. Raportul de frecvență între interfața paralelă și cea serială este de 1:8. Pentru a ilustra performanțele obținute se poate alege ca exemplu generarea unui semnal PWM cu frecvența de 100KHz și 13 biți de rezoluție. Cu arhitectura convențională, numărătorul intern al generatorului PWM ar trebui să opereze la frecvența de 800MHz, frecvență ce nu este permisă de rețeaua de distribuție de ceas a FPGA-ului ales. Cu arhitectura propusă, logica internă poate opera la 100MHz, obținându-se un avantaj considerabil. Schema bloc a generatorului propus este prezentată în Fig. 13 [21].

Un al doilea neajuns al dispozitivelor FPGA pentru minimizarea cărui au fost propuse soluții este reprezentat de dificultatea de programare a acestora. În acest sens a fost analizată oportunitatea utilizării unor limbaje de sinteză de nivel înalt. Atât pentru buclele de curent cât și pentru buclele de tensiune ale etajelor AC-DC și DC-DC principalele elemente ale sistemului de control implementate pe FPGA sunt compensatoarele (controlerul PID) și generatorul PWM discret.

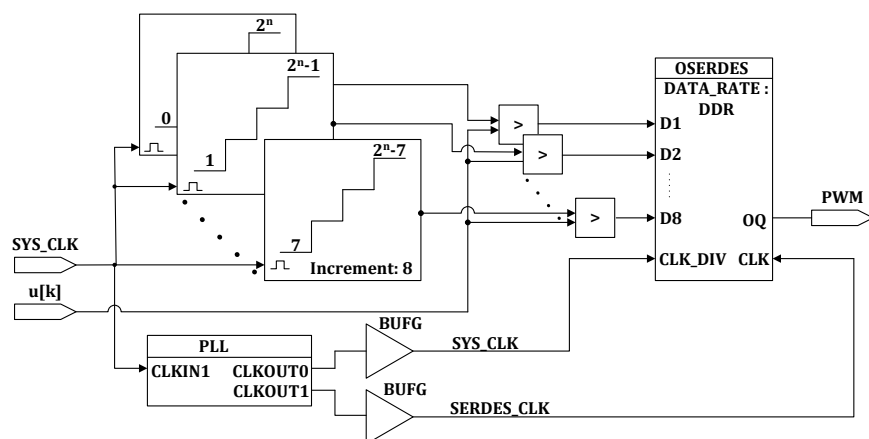


Fig. 13: Implementarea generatorului PWM discret [21]

Deoarece compensatorul presupune o serie de operații aritmetice având operanzii reprezentați în virgulă fixă, funcționalitatea acestuia este mult mai ușor de descris în C, unde adunările, scăderile și multiplicările sunt exprimate cu ușurință, iar conversiile între diversele reprezentări numerice sunt efectuate prin operații de tipul “cast”. Deoarece mediul de programare Vivado HLS acceptă fișiere sursă descrise în C, acesta reprezintă alegerea făcută pentru dezvoltarea compensatorului. Vivado HLS oferă posibilitatea efectuării de simulări în mai multe stadii ale dezvoltării proiectului, cursul tipic impus de acest mediu de programare fiind descris în Fig. 14 [22]:

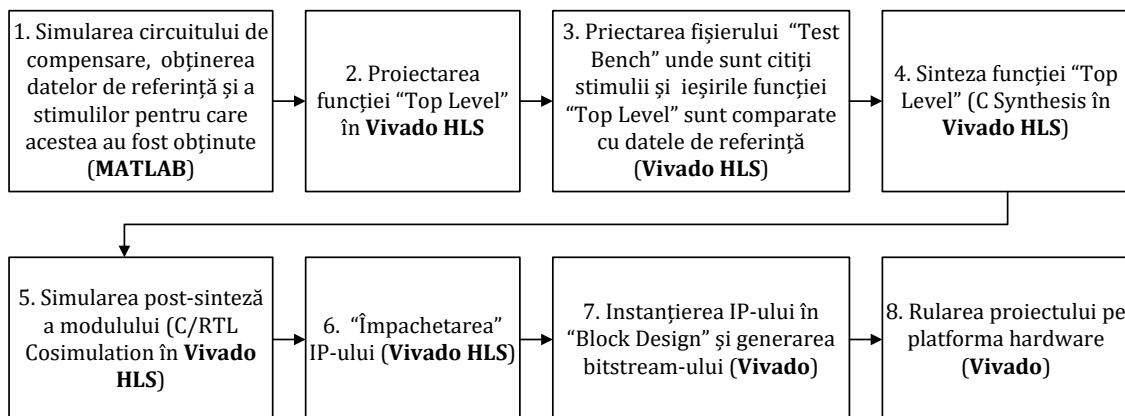


Fig. 14: Procesul de dezvoltare a compensatorului bazat pe Vivado HLS

Elementul cu cea mai semnificativă contribuție la facilitarea și accelerarea dezvoltării sistemului de control este însă arhitectura platformei de dezvoltare propusă (Fig. 15). În primă fază, pentru validarea metodelor de dezvoltare și de caracterizare a sistemului, se va utiliza un convertor Buck de pe placa de evaluare DM300023 oferită de Microchip. Sistemul digital este implementat pe un dispozitiv ZYNQ hibrid (XC7Z020) furnizat de Xilinx. Acesta este împărțit în două zone, una numită Sistem de Procesare fiind bazată pe un procesor ARM Cortex A9 cu o gamă largă de periferice disponibile și una numită Logică Programabilă (PL) [23]. Deoarece zona PL este alcătuită din structurile tipice dispozitivelor FPGA din seria 7 de la Xilinx, în restul lucrării de față zona PL va fi numită FPGA. Zona PS este utilă pentru a facilita interconexiunea cu alte sisteme, dar și pentru a prelua sarcini mai puțin restrictive din punctul de vedere al timpului de execuție a căror dezvoltare este mai facilă pe Sistemul de Procesare unde se beneficiază de posibilitatea utilizării tehnicilor de programare convenționale.

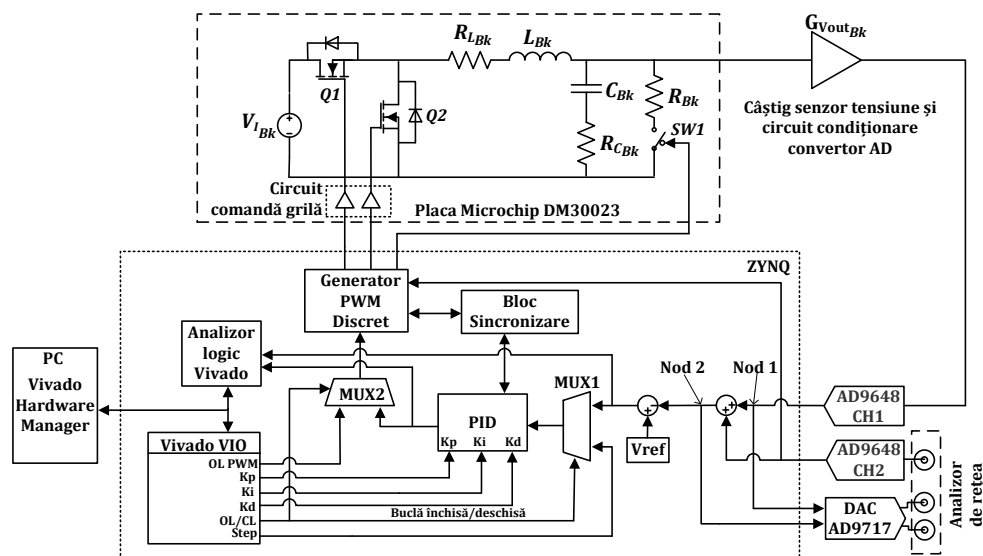


Fig. 15: Platforma de control bazată pe dispozitivul ZYNQ XC7Z020 [21]

Un convertor AD extern cu două canale (AD9648) este utilizat pentru a monitoriza ieșirile convertorului de putere dar și pentru a converti în format digital semnalul de perturbație generat de un analizor de rețea, oferind o alternativă la metoda convențională de măsurare a funcției de transfer în buclă deschisă a sistemului. Principalul avantaj al metodei propuse este eliminarea transformatorului de injecție și a rezistenței care trebuie adăugată în serie cu divizorul rezistiv din bucla de reacție a convertorului. Adăugarea acestor componente presupune modificarea cablajului și poate duce la distrugerea circuitului. În schimb, perturbația este introdusă în sistem cu ajutorul unui convertor AD, iar un convertor digital-analogic (DA) AD9717 este utilizat pentru a converti mărimile digitale de dinaintea și de după punctul de inserție a perturbației în format analogic pentru a putea vizualiza funcția de transfer a buclei deschise cu un analizor de rețea.

Referința de tensiune, amplificatorul de eroare, compensatorul și generatorul PWM discret sunt toate implementate în FPGA. Interacțiunea dintre sistemul hardware și utilizator este posibilă prin două IP-uri oferite de Xilinx: analizorul logic (Integrated Logic Analyzer – ILA [24]) și portul de intrare-ieșire virtual (VIO – Virtual Input Output [25]) care, prin interfața JTAG, comunică cu mediul de dezvoltare Vivado (care rulează pe PC). IP-ului VIO va permite utilizatorului să modifice parametrii de funcționare dar, prin controlul unor multiplexoare, și topologia circuitului de control la momentul rulării proiectului pe FPGA. O alternativă la această abordare poate fi exploatarea Sistemului de Procesare al dispozitivului ZYNQ pentru a comunica cu PC-ul, pentru a introduce parametrii sistemului și pentru a calcula automat coeficienții compensatorului. Analizorul logic furnizat de Xilinx conține un sistem de captură avansat care permite vizualizarea oricărui semnal intern din structura FPGA-ului. Întregul sistem, incluzând IP-urile VIO și ILA, rulează într-un singur domeniu de ceas (100MHz), nefiind necesare circuite de sincronizare între blocuri.

Principalul avantaj al sistemului prezentat în Fig. 15 este constituit de posibilitatea de a configura topologia circuitului și parametrii controlerului fără a fi nevoie ca FPGA-ul să trebuiască reconfigurat cu un alt bitstream. Odată ce FPGA-ul este programat, IP-ul VIO poate fi accesat din interfața mediului de dezvoltare Vivado, multiplexoarele MUX1 și MUX2 putând selecta modul de funcționare în buclă deschisă sau în buclă închisă. În buclă deschisă, compensatorul va fi izolat de restul sistemului, intrările lui vor fi controlate de IP-ul VIO iar ieșirea lui va fi conectată la analizorul logic. Generatorul PWM discret va avea și el intrările

controlate de IP-ul VIO, ieșirea sa fiind un semnal PWM cu factor de umplere constant. Sistemul permite următoarii pași de validare:

1. Măsurarea caracteristicii de frecvență a convertorului de putere în buclă deschisă.
2. Vizualizarea răspunsului controlerului PID la un stimul de tipul salt Heavisde.
3. Ridicarea caracteristicii de frecvență a sistemului (funcția de transfer a buclei deschise) cu bucla închisă.
4. Aplicarea unui salt de sarcină sistemului în buclă închisă.

3.4. Rezultate

Validarea experimentală a metodelor descrise în această secțiune a fost făcută utilizând platforma hardware prezentată în Fig. 15. Primul pas de validare propus constă în ridicarea experimentală a caracteristicii de frecvență a convertorului de putere. O astfel de măsurătoare este utilă în primul rând pentru validarea modelului matematic. În acest scop, un analizor de rețea poate fi folosit pentru a genera o perturbare pe canalul 2 al ADC-ului și, monitorizând ieșirea convertorului, poate afișa funcția de transfer a etajului de putere (Fig. 16).

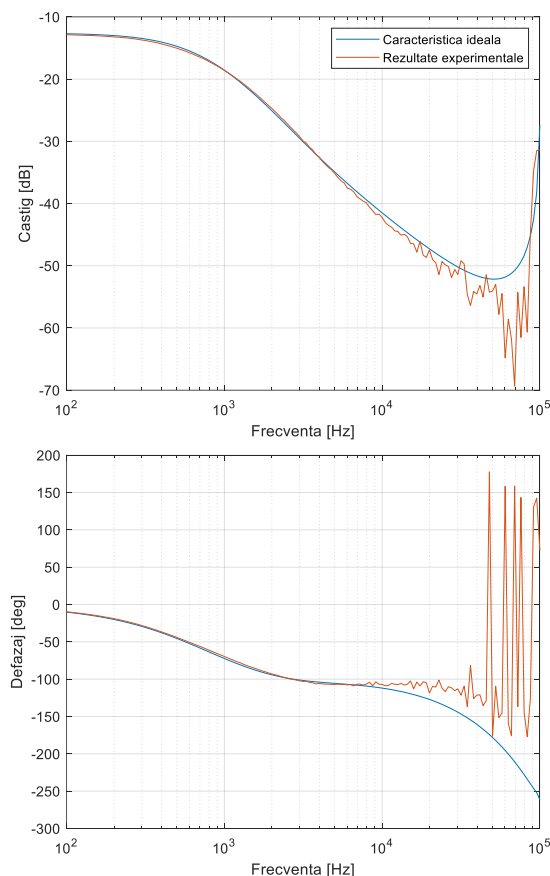


Fig. 16: Caracteristica de frecvență a convertorului Buck obținută experimental [21]

Aceasta este prezentată comparativ față de caracteristica ideală modelată numeric. Analizorul de rețea utilizat a fost cel al osciloscopului digital Analog Discovery, iar datele ridicate de acesta au fost prelucrate în MATLAB pentru a putea ilustra pe același grafic caracteristica ideală și cea măsurată.

Al doilea pas de validare constă în validarea experimentală a compensatorului. În acest scop, răspunsul compensatorului la un salt Heaviside (generat de IP-ul VIO) poate fi vizualizat cu ajutorul analizorului logic în mediul de dezvoltare Vivado (Fig. 17). Se va sublinia că, în acest mod de operare, compensatorul este total izolat de restul sistemului, putând fi testat independent. Cunoșcând caracteristica de frecvență a etajului de putere pe baza determinării experimentale efectuată la pasul precedent, modelul matematic dedus poate fi confirmat (sau corectat) iar parametrii compensatorului pot fi calculați pentru a obține frecvența de tăiere și marginea de fază dorite. Pentru a compara rezultatul obținut în urma implementării cu ieșirea modelului ideal s-a prezentat și rezultatul modelului numeric obținut în MATLAB (Fig. 18). Se poate observa că rezultatele experimentale coincid cu cele numerice.

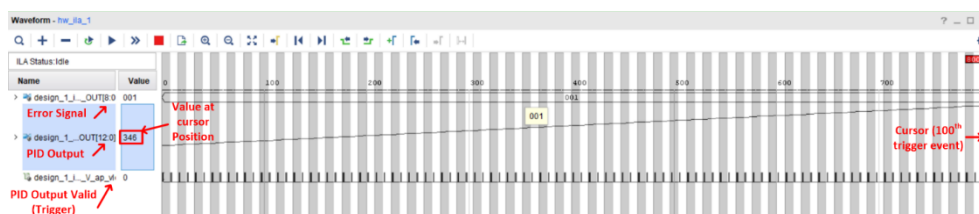


Fig. 17: Răspunsul compensatorului la salt vizualizat cu analizorul logic [21]

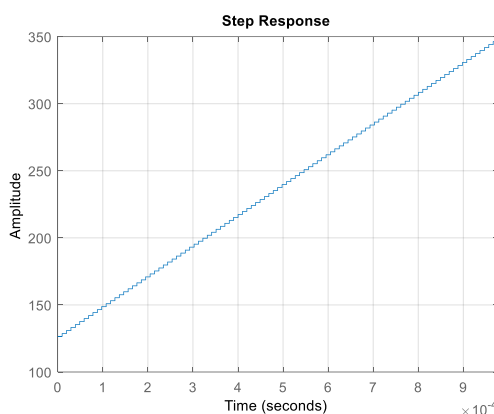


Fig. 18: Răspunsul ideal al compensatorului la salt obținut în MATLAB [21]

Odată stabilită valoarea coeficienților compensatorului se poate trece la închiderea buclei (MUX1 și MUX2 vor selecta modul de operare în buclă închisă) cu risc minim ca aceasta să oscileze sau să producă erori neașteptate. Deoarece stabilitatea sistemului este evaluată analizând funcția de transfer a buclei deschise, obținerea diagramei bode a acesteia este deosebit de utilă. După cum se prezintă în [26], este posibil ca această măsurătoare să fie făcută cu sistemul funcționând în buclă închisă. Metoda propusă în lucrarea de față nu va folosi un transformator de injecție pentru a introduce perturbația în sistem, în schimb va fi folosit unul dintre canalele disponibile ale convertorului AD. Ieșirea celui alt canal al convertorului AD, responsabilă cu monitorizarea mărimii de ieșire, va fi conectată direct la intrarea unuia dintre canalele convertorului DA (Nodul 1 din Fig. 15), iar Nodul 2, care reprezintă superpoziția dintre mărimea de ieșire a convertorului și semnalul de perturbație, va fi conectată la canalul convertorului DA rămas liber. Analizorul de rețea va evalua câștigul complex dintre Nodul 1 și Nodul 2, câștig ce reprezintă de fapt tocmai funcția de transfer în buclă deschisă a sistemului [26]. Rezultatele experimentale sunt prezentate și în acest caz comparativ, în Fig. 19 fiind reprezentate caracteristica ideală, cea obținută cu metoda convențională de introducere a perturbației și cea obținută cu metoda propusă.

Un ultim pas de validare care permite analiza performanței buclei de control în domeniul timp constă în aplicarea unui salt de sarcină prin comutarea întrerupătorului $SW1$ și introducerea în circuit a rezistenței de sarcină R_{Bk} .

Toate aceste proceduri de validare experimentală, precum și modificarea parametrilor compensatorului, pot fi efectuate fără a reprograma dispozitivul FPGA prin interfața grafică a mediului de programare Vivado. Astfel, se elimină într-o mare măsură dezavantajul adus de timpul crescut de generare a bitstream-ului și se accelerează procesul de dezvoltare. Pe lângă procesul de validare pe care îl permite platforma de dezvoltare (proces care crește gradul de siguranță la pornirea sistemului în buclă închisă și accelerează validarea sistemului de control), acesta este al doilea principal avantaj al arhitecturii prezentate.

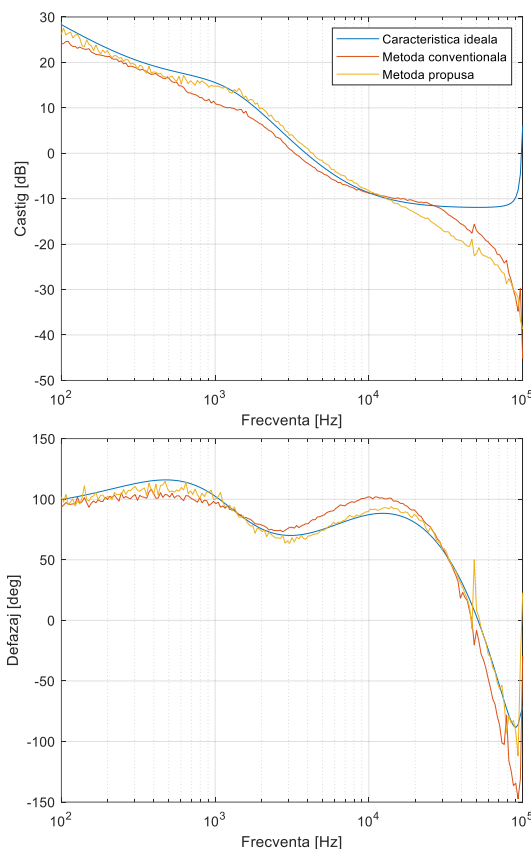


Fig. 19: Câștigul buclei obținut experimental

3.5. *Discuții*

În această secțiune a fost prezentată o procedură de proiectare a sistemului de control pentru un încărcător de baterie de la bordul vehiculului electric cu un accent deosebit pus pe tehnicile de control digital. Pentru implementarea acestuia a fost aleasă ca platformă digitală un dispozitiv hibrid Xilinx din seria 7 hibrid (ZYNQ XC7Z020). Dezavantajele asociate dezvoltării pe FPGA, precum utilizarea unor programe puțin populare a căror utilizare necesită un timp lung de învățare, timpul lung de dezvoltare asociat acestor programe “low level” cauzat de nivelul de abstractizare redus și a timpilor de sinteză și implementare sau necesitatea de a cunoaște în profunzime structurile interne ale FPGA-ului au fost eliminate prin utilizarea unei metode de implementare bazată pe mediul de dezvoltare Vivado HLS. Cu toate că nivelul de abstractizare cu care operează Vivado HLS este crescut față de limbajele convenționale de descriere hardware, permite totuși un control ridicat al primitivelor interne ale FPGA-ului, permite alegerea unor strategii de sinteză ce urmăresc reducerea latenței sau reducerea resurselor utilizate și oferă o gamă largă de interfețe pe care modulul dezvoltat le poate folosi pentru a se interconecta cu alte blocuri proiectate în FPGA.

Platforma hardware implementată demonstrează precizia modelului matematic dedus și evidențiază avantajele utilizării tehnologiei FPGA în sistemele de control. Dincolo de latența mult redusă în comparație cu cea specifică sistemelor bazate pe dispozitive DSP, FPGA-ul face posibilă utilizarea unei interfețe analogice de înaltă performanță, putând controla în paralel mai multe convertoare AD și DA de mare viteză ce necesită un efort de calcul sporit. Acestea au fost utilizate pentru a dezvolta o metodă originală de caracterizare a convertoarelor de putere și a buclei de control fără a necesita “ruperea” buclei și adăugarea de componente suplimentare. Alături de utilizarea mediului de dezvoltare Vivado HLS, aceste elemente contribuie la simplificarea și accelerarea procesului de dezvoltare a sistemelor de control pe FPGA.

4. Studiul 3 – Simularea în timp real a încărcătoarelor de la bordul mașinii electrice

4.1. *Introducere*

Cele mai întrebuintate scenarii de utilizare a simulatoarelor în timp real sunt în simulări de tipul HIL și în sisteme de monitorizare/detecție de eroare. Cu toate că pentru implementarea simulatoarelor în timp real sunt adaptate metode utilizate în cazul simulatoarelor offline, o serie de particularități specifice simulatoarelor în timp real impun un proces de implementare foarte diferit, iar clasificarea metodelor în funcție de performanță presupune, de asemenea, criterii diferite. O analiză comparativă a metodelor de rezolvare numerică a ecuațiilor diferențiale ordinare din perspectiva implementării unui simulator în timp real, adaptarea simulărilor HIL pentru sistemul de încărcare și obținerea unor modele echivalente comutate cu un grad înalt de fidelitate pentru topologiile din structura încărcătorului lipsesc din literatura de specialitate, astfel rezultatele prezentate în capitolul de față contribuie semnificativ la originalitatea tezei.

Pentru simularea în timp real a surselor de alimentare în comutație este esențial a se obține un pas de simulare cât mai mic. Spre deosebire de simulatoarele offline unde nu există o relație directă între complexitatea circuitului și pasul de simulare, în cazul simulatoarelor în timp real este necesar a se găsi un compromis optim între gradul de simplificare al circuitului simulat și valoarea pasului de simulare. Un model detaliat al componentelor electrice nu va duce neapărat la rezultate mai precise. Dacă efortul de calcul suplimentar adăugat de un model detaliat crește pasul de simulare peste un anumit prag, se va constata o degradare atât a preciziei cât și a stabilității simulatorului. Răspunsul unui sistem simulat în buclă închisă va depinde de rândul său de valoarea pasului de simulare.

Acest capitol prezintă pașii parcurși pentru determinarea metodei optime de proiectare a simulatorului în timp real și tehnicile de implementare ale acestuia. Pentru a valida și a exemplifica utilitatea simulatorului în timp real proiectat, a fost dezvoltată, pe baza platformei prezentată în capitolul precedent, și o platformă (a cărei diagramă bloc simplificată este ilustrată în Fig. 20) care să permită: 1) operarea acestuia în paralel cu un convertor de referință (implementat fizic); 2) efectuarea unei analize comparative între convertorul de referință și simulatorul în timp real prin măsurători în domeniul timp și în domeniul frecvență; 3) includerea în buclă fie a simulatorului în timp real, în acest caz fiind pusă în evidență utilitatea simulatorului în sisteme HIL, fie a convertorului de referință, caz în care platforma poate opera ca sistem de detecție de eroare. Convertorul de referință și simulatorul în timp real vor avea semnalele de comandă comune.

4.2. Ipoteza de lucru/obiective

Scopul acestui studiu este dezvoltarea unui simulator în timp real a încărcătorului de baterie de la bordul mașinii electrice de înaltă precizie care să poată fi utilizat cu succes atât în simulări de tipul HIL cât și în sisteme de detecție de eroare. Pentru aceasta se impun următorii pași:

1. Determinarea metodei optime de rezolvare numerică a sistemului de ecuații ce descrie convertoarele de putere.
2. Modelarea riplului convertoarelor de putere pentru frecvențe de comutație de până la 200MHz.
3. Obținerea unui pas de simulare de sub 100 ns.
4. Dezvoltarea unei platforme care să pună în evidență performanțele și utilitatea simulatorului în timp real.

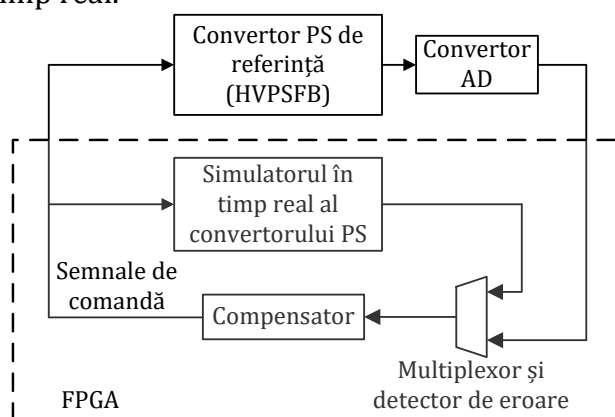


Fig. 20: Platforma de validare a simulatorului în timp real

4.3. Metodă

Având în vedere compromisul necesar între exactitatea (complexitatea) modelării elementelor de circuit și valoarea pasului de simulare, s-a optat pentru o simulare la nivel de sistem, utilizându-se un model echivalent comutat pentru dezvoltarea simulatorului în timp real al celor două etaje ale încărcătorului de baterie de la bordul vehiculelor electrice. În ce privește procesul de modelare a circuitului și de obținere a sistemului de ecuații caracteristic, acesta s-a făcut manual, reprezentarea circuitelor fiind sub forma unui sistem de ecuații de stare. Modelul echivalent comutat al convertorului Boost este ilustrat în Fig. 21, iar schema de implementare a simulatorului în timp real al acestuia obținută în urma discretizării sistemului de ecuații de stare este prezentată în Fig. 22. Pentru convertorul PS, modelul echivalent comutat este ilustrat în Fig. 23, iar schema de implementare a simulatorului în timp real al acestuia în Fig. 24.

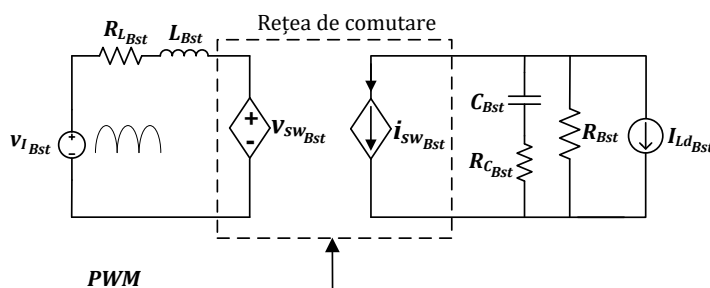


Fig. 21: Modelul echivalent comutat al convertorului Boost

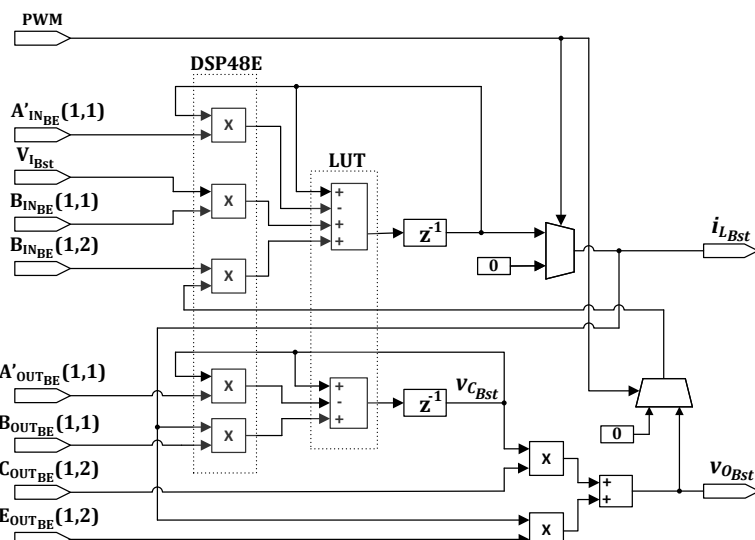


Fig. 22: Implementarea simulatorului în timp real al convertorului Boost

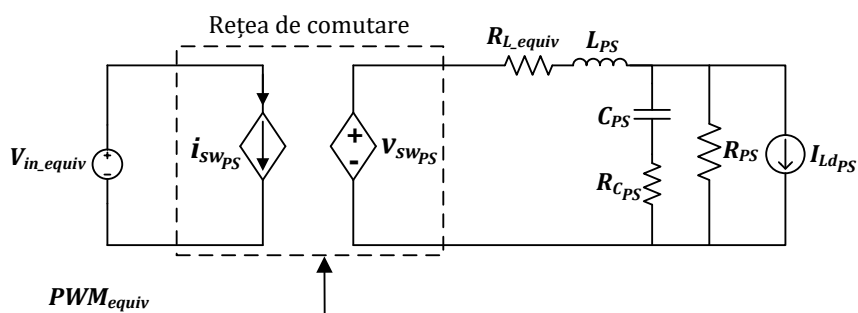


Fig. 23: Modelul echivalent comutat al convertorului PS

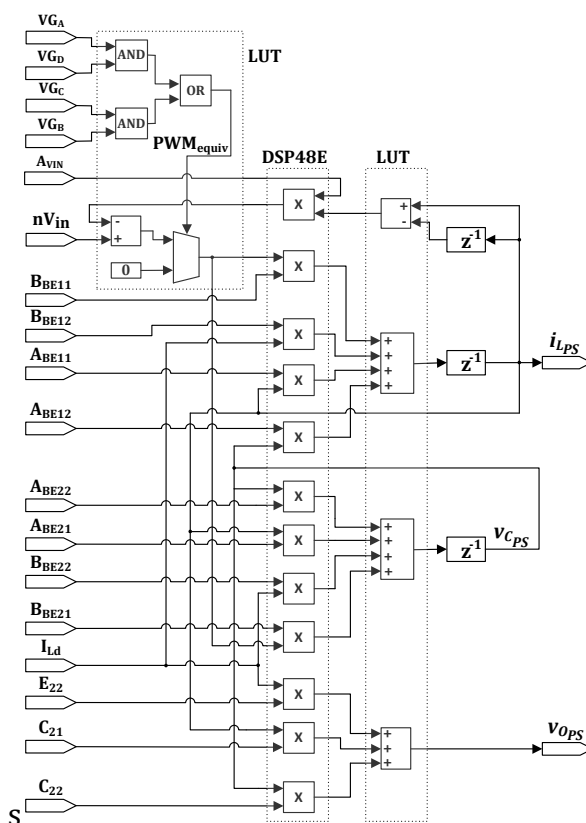


Fig. 24: Implementarea simulatorului în timp real al convertorului PS [27]

4.4. Rezultate

Evaluarea simulatorului în timp real a fost efectuată la nivel de simulare și experimental. Astfel, într-o primă etapă, sunt prezentate rezultatele obținute prin simulare (mărimile de circuit urmărite în aceste analize sunt tensiunea de ieșire și curentul prin inductanța filtrului de ieșire), acestea constând în:

1) O analiză comparativă a regimului staționar între convertorul de referință idealizat și simulatorul în timp real (Fig. 25).

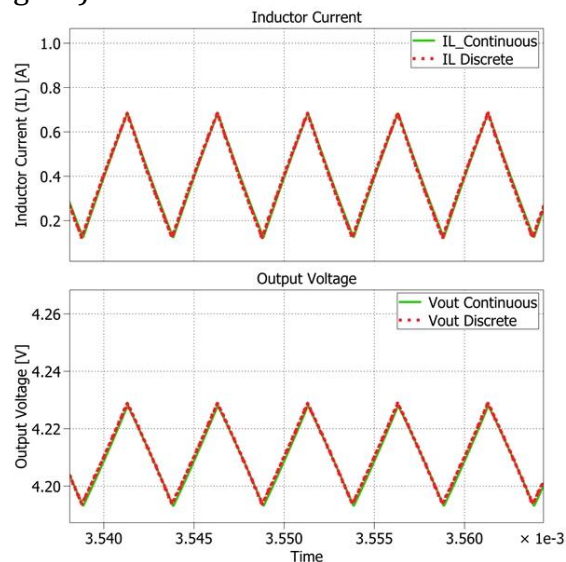


Fig. 25: Mărimile de ieșire în domeniul timp prezise de modelul idealizat al convertorului PS de referință și de simulatorul în timp real obținute prin simulare (Plecs) [27]

2) Răspunsul tranzitoriu la aplicarea unui salt de 50% a semnalului PWM echivalent (Fig. 26).

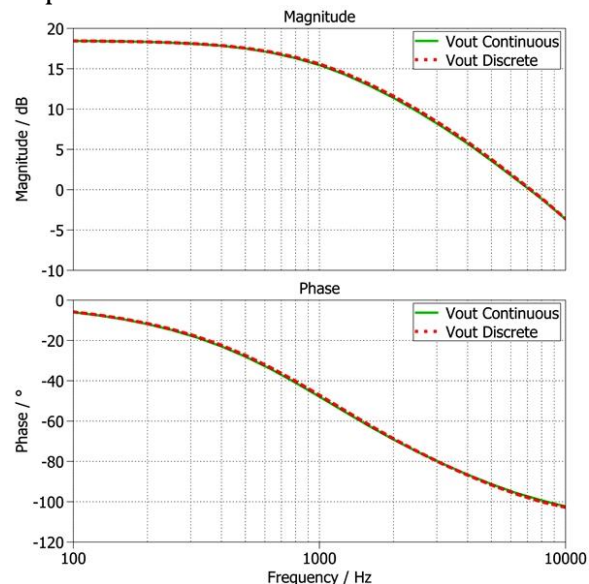


Fig. 26: Caracteristica de frecvență a modelului idealizat al convertorului PS de referință și a simulatorului în timp real obținute prin simulare (Plecs) [27]

3) O analiză comparativă a caracteristicii de frecvență a convertorului de referință idealizat și a simulatorului în timp real (Fig. 27).

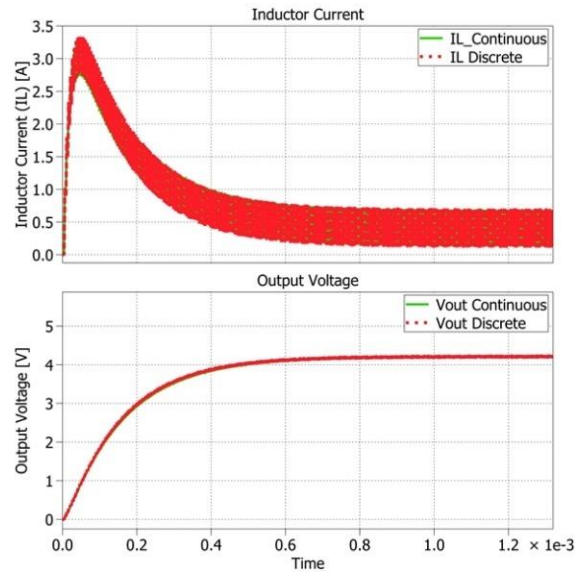


Fig. 27: Răspunsul tranzitoriu al modelului idealizat al convertorului PS de referință și al simulatorului în timp real obținute prin simulare (Plecs) [27]

Rezultatele experimentale obținute pentru platforma prezentată în Fig. 20 sunt împărțite în trei pași de validare. Primul pas de validare este reprezentat de analiza comparativă a convertorului de referință și a simulatorului în timp real al acestuia în domeniul timp și în domeniul frecvență. Pentru analiza în domeniul timp (Fig. 28) s-a ridicat întâi forma de undă a tensiunii de ieșire a convertorului de referință. Aceasta a fost salvată ca referință în fereastra de lucru a osciloscopului (reprezentată cu verde) iar, ulterior, a fost ridicată forma de undă a ieșirii simulatorului în timp real pe canalul 1 al osciloscopului (reprezentat cu roșu). Cele două mărimi au fost sincronizate prin utilizarea semnalului de comandă a tranzistorului QB pentru declanșarea capturii în cazul ambelor măsurători. Deși convertorul de referință și simulatorul în timp real al acestuia operează în paralel și ieșirile lor ar putea fi vizualizate simultan, s-a ales măsurarea alternativă a ieșirii celor două blocuri pentru a evita interferențele ce apar între canalele osciloscopului.

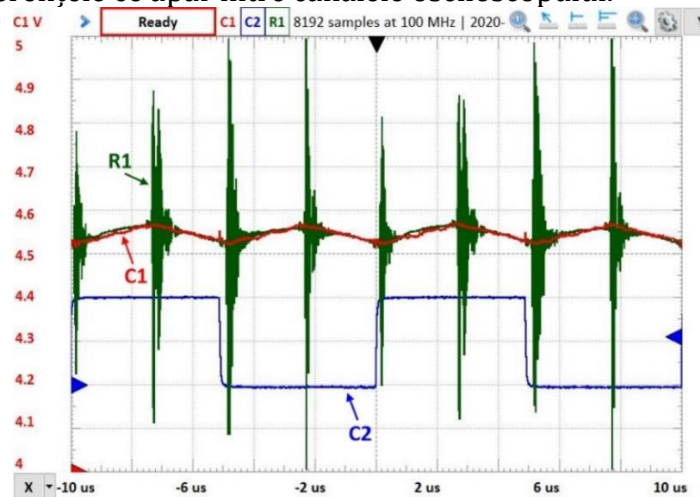


Fig. 28: Analiza comparativă a tensiunii de ieșire a convertorului de referință și a simulatorului în timp real (scală orizontală: $2\mu\text{s}/\text{div}$, scală verticală canal 1 și referință: $0.1\text{V}/\text{div}$, scală verticală canal 2: $2\text{V}/\text{div}$, offset canal 1 și referință: -4.5V , offset canal 2: -3V) [27]

Analiza comparativă a caracteristicii de frecvență a convertorului de referință și a simulatorului în timp real al acestuia a fost efectuată în mod similar. Întâi a fost ridicată caracteristica de frecvență a convertorului PS, a fost salvată ca referință în fereastra de lucru a

analizorului de rețea și, ulterior, a fost ridicată caracteristica de frecvență a simulatorului în timp real. Rezultatele sunt prezentate în Fig. 29.

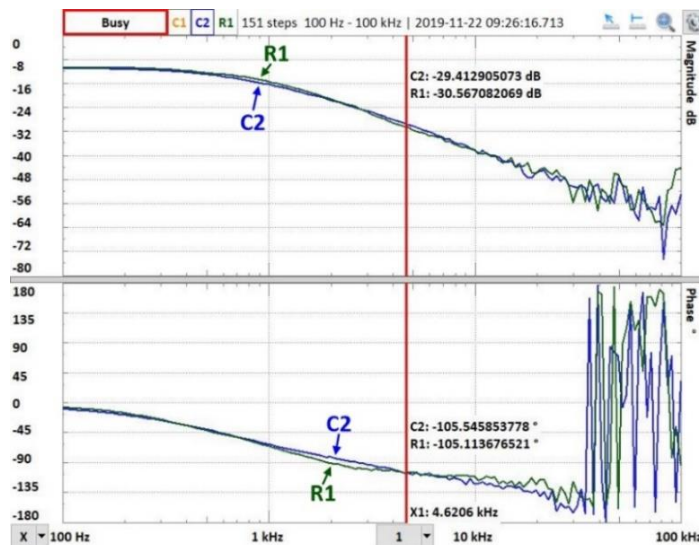


Fig. 29: Caracteristica de frecvență a convertorului de referință și a simulatorului în timp real obținute experimental [27]

Tot în domeniul frecvență este relevantă o comparație între bucla închisă prin convertorul de referință și cea emulată (închisă prin simulatorul în timp real). Elementul platformei de validare care permite comutarea între cele două configurații este multiplexorul MUX3. Rezultatele ilustrate în Fig. 30 au fost obținute măsurând întâi câștigul buclei cu convertorul de referință inclus în buclă, și apoi câștigul buclei emulate.

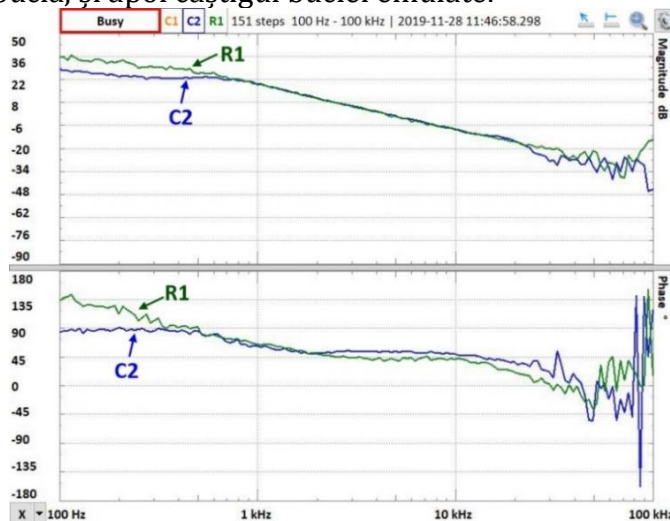


Fig. 30: Castigul buclei obținut experimental pentru sistemul fizic și pentru cel emulat [27]

Al doilea pas de validare este reprezentat de efectuarea măsurărilor pentru analiza propusă în Tabelul 1 referitoare la capacitatea simulatorului în timp real de a prezice în mod corect prezența ciclului limită.

Tabelul 1: Experimentele propuse pentru determinarea fidelității cu care simulatorul în timp real poate modela ciclul limită

Nr. Experiment	N_{ADC}	N_{DPWM}	$N_{DPWMEff}$	Condiția de existență a ciclului limită
1	8	6	6	Satisfăcută
2	8	8	8	Nesatisfăcută
3	9	10	8	Nesatisfăcută

Pentru formele de undă prezentate în Fig. 31, Fig. 32 și Fig. 33, canalul 1 (roșu) reprezintă tensiunea de ieșire a convertorului de referință sau a simulatorului în timp real, iar canalul 2 (albastru) semnalul de eroare. Rezultatele ilustrate în Fig. 31 și Fig. 32 (experimentul 1 și 2) demonstrează că, pentru rezoluții ale generatorului PWM discret sub rezoluția maximă echivalentă, simulatorul în timp real modelează precis ciclul limită atât în prezența cât și în absența condiției de existență a acestuia. Rezultatele ilustrate în Fig. 33 (experimentul 3) arată că atunci când rezoluția generatorului PWM discret este peste rezoluția maximă echivalentă, acesta va manifesta o falsă condiție de existență a ciclului limită.

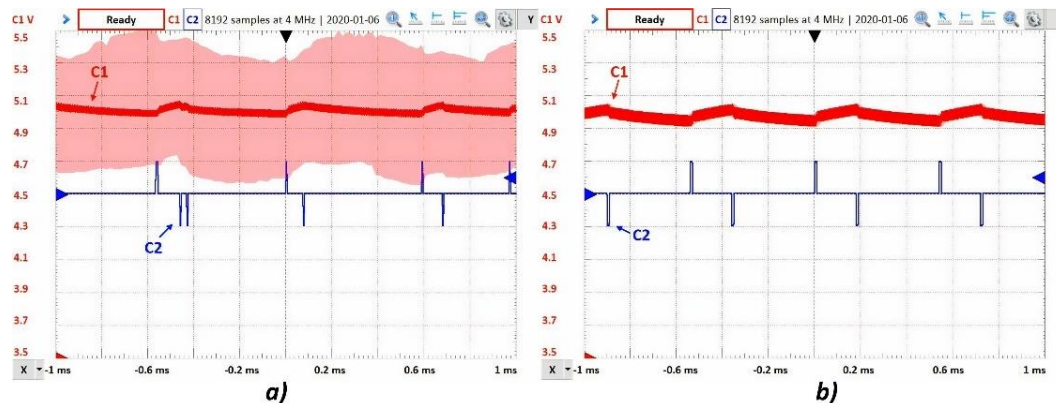


Fig. 31: Rezultatele experimentului 1 a) pe convertorul PS b) pe simulatorul în timp real (scală orizontală: $200\mu\text{s}/\text{div}$, scală verticală canal 1: $0.2\text{V}/\text{div}$, scală verticală canal 2: $1\text{V}/\text{div}$, offset canal 1: -4.5V , offset canal 2: 0V) [27]

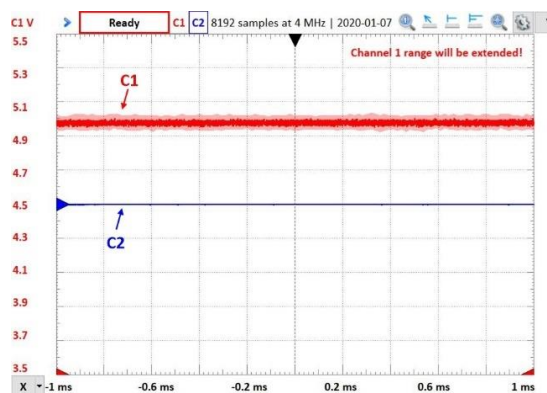


Fig. 32: Rezultatele experimentului 2 pe simulatorul în timp real (scală orizontală: $200\mu\text{s}/\text{div}$, scală verticală canal 1: $0.2\text{V}/\text{div}$, scală verticală canal 2: $1\text{V}/\text{div}$, offset canal 1: -4.5V , offset canal 2: 0V) [27]

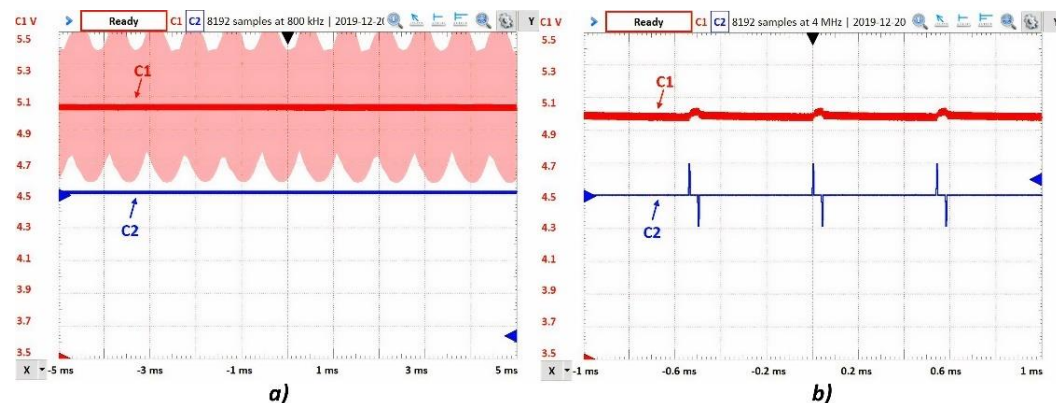


Fig. 33: Rezultatele experimentului 3 a) pe convertorul PS b) pe simulatorul în timp real (scală orizontală: $200\mu\text{s}/\text{div}$, scală verticală canal 1: $0.2\text{V}/\text{div}$, scală verticală canal 2: $1\text{V}/\text{div}$, offset canal 1: -4.5V , offset canal 2: 0V) [27]

Ultimul pas al validării experimentale constă în suprapunerea unui semnal treaptă peste valoarea constantă a referinței. Pentru acest experiment bucla este închisă (convertorul de referință fiind inclus în buclă) iar ieșirile convertorului de referință și ale simulatorului în timp real sunt măsurate în paralel. Răspunsul convertorului de referință (canalul 1) și al simulatorului în timp real (canalul 2) sunt ilustrate în Fig. 34. Îmbătrânirea componentelor sau alte defecțiuni pot fi detectate comparând cele două mărimi.

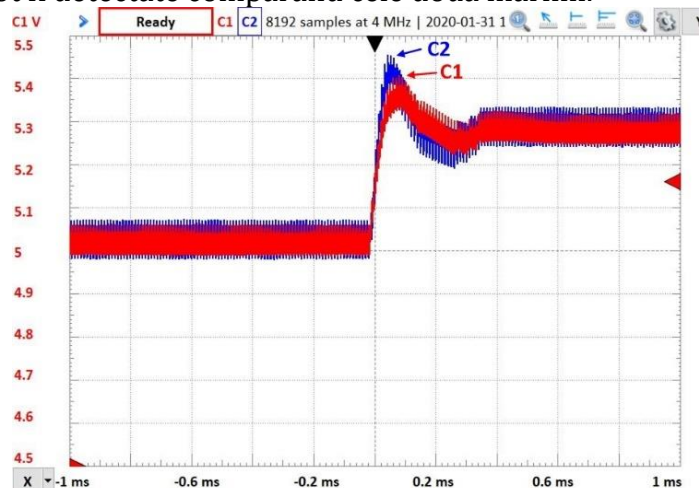


Fig. 34: Răspunsul convertorului de referință și al simulatorului în timp real la un salt treaptă a referinței (scală orizontală: 200μs/div, scală verticală canal 1 și 2: 0.1V/div, offset canal 1 și 2: -5V) [27]

4.5. Discuții

Analiza efectuată asupra metodelor de implementare a unui simulator în timp real demonstrează că alegerea metodei optime este un compromis decis de mai mulți factori, de la caz la caz altă metodă putând fi mai eficientă. Chiar dacă metoda de implementare propusă presupune un proces manual de modelare a circuitului, de obținere și discretizare a ecuațiilor de stare și de generare a codului sursă pentru platforma pe care rulează simulatorul în timp real, analiza metodelor propuse este făcută și din perspectiva implementării unui proces automatizat. În ce privește interpretarea rezultatelor obținute se pot face următoarele observații:

1. Din punct de vedere al stabilității, sunt superioare metodele implicite, acestea fiind A-stabile. Stabilitatea metodelor explicite este condiționată de natura circuitului (de care depind valorile proprii ale sistemului rezultat) și de valoarea pasului de simulare. Dacă este simulat un circuit având partea reală a valorilor proprii mult subunitară sau nulă este necesară utilizarea unei metode a cărei regiune de stabilitate să includă axa imaginară. Dintre metodele condiționat stabile studiate, metoda Predictor-Corrector (AB1-AM1) și Predictor-Corrector (AB2-AM2) se încadrează în această categorie.
2. Dintre metodele propuse, singurele capabile de a simula corect un circuit oscilant sunt metodele AM2 și RK4 Gauss. Restul metodelor fie prezintă instabilitate în aceste condiții, fie introduc un factor de atenuare artificial.
3. În ce privește resursele necesare și valoarea minimă a pasului de simulare ce se poate obține, metodele AM2 sau RK4 Gauss nu prezintă dezavantaje față de metodele AB1 sau AB2 pentru sistemul de ordinul 2 studiat. Dezavantajul metodelor implicite este că, în anumite cazuri, pot transforma un sistem liniar într-unul neliniar impunându-se metode iterative de rezolvare care cresc mult efortul de calcul, resursele utilizate și, în cele din urmă, pasul de simulare.

4. Din punct de vedere al preciziei, metoda RK4 Gauss se dovedește a fi cea mai performantă. Dezavantajul major al acestei metode este dificultatea de modelare a simulatorului în timp real. Utilizând metodele RK este posibil a se ajunge în imposibilitatea de a trece de la reprezentarea sub formă de ecuații diferențiale ordinare a circuitului la reprezentarea sub formă de ecuații diferențiale algebrice. Aceasta este o problemă pentru un sistem automatizat de generare a simulatorului în timp real a cărui metodă de asamblare a ecuațiilor de stare rezultă într-un sistem de ecuații diferențiale algebrice (de exemplu metoda MNA. Aplicabilitatea metodelor RK este astfel restrânsă. Metoda AM2 pe de altă parte are o precizie comparabilă, fiind și mai ușor de utilizat.
5. Pentru cazuri particulare (în care se încadrează marea majoritate a surselor în comutație) metodele implicite pot fi considerate mai eficiente decât cele explicite atât din perspectiva stabilității cât și din cea a preciziei. Pentru a obține generalitate maximă se poate impune o metodă de rezolvare iterativă a sistemului rezultat, caz în care o metodă explicită cu o regiune de stabilitate care să cuprindă și axa imaginară (de exemplu metoda Predictor-Corrector (AB2-AM2)) poate oferi rezultate mai bune. În această situație își dovedesc utilitatea metodele Predictor-Corrector a căror implementare, pentru sistemul particular studiat, rezultă într-un pas de simulare mai mare și un procentaj de ocupare a FPGA-ului sporit față de restul metodelor alese.
6. Implementarea simulatoarelor în timp real pe FPGA utilizând Vivado HLS ca mediu de dezvoltare permite obținerea unor pași de simulare de sub 100ns pentru convertoarele Boost și PS. Această performanță permite utilizarea metodei AM1, oferind o precizie suficient de ridicată.
7. Modelarea corectă a ciclului limită într-o simulare de tipul HIL necesită obținerea unui pas de simulare cât mai mic. Intrările simulatorului în timp real fiind eșantionate o dată la fiecare pas de simulare, rezoluția generatorului PWM “văzută” de simulator este redusă față de cea originală.

4.6. Concluzii

În concluzie, se poate afirma că metodele alese pentru simularea în timp real a celor două etaje ale încărcătorului de baterie de la bordul vehiculului electric au dus la obținerea unui grad înalt de fidelitate, a unui pas de simulare scăzut și la un număr de resurse utilizate minimizat. Platforma propusă pentru validarea modelelor convertoarelor corespunzătoare celor două etaje ale încărcătorului permite efectuarea unor metode originale de caracterizare în domeniul timp și în domeniul frecvență, permițând o analiză comparativă între convertorul de referință implementat fizic și simulatorul în timp real al acestuia. Platforma evidențiază utilitatea simulatorului în timp real atât în simulări HIL cât și în sisteme de detecție de eroare.

Mediul de dezvoltare Vivado HLS se pretează pentru dezvoltarea de simulatoare în timp real, reprezentând un compromis optim între nivelul de abstractizare utilizat, viteza de dezvoltare, flexibilitate și posibilitatea de a controla modul în care primitivele FPGA-ului sunt folosite. Instrumentele de analiză post sinteză oferite de Vivado HLS se dovedesc deosebit de utile în determinarea rapidă a pasului de simulare și în identificarea mijloacelor prin care acesta poate fi redus.

5. Studiul 4 – Sistem de management și încărcare al bateriei integrat pe un dispozitiv hibrid ZYNQ

5.1. *Introducere*

Sistemul de tracțiune și sistemele de încărcare și de management ale bateriei adaugă, în cazul vehiculelor electrice, o serie de funcționalități suplimentare unui sistem electronic deja încărcat de un număr mare de senzori sau echipamente auxiliare menite să mărească confortul, siguranța și ușurința de manevrare a autoturismelor. Această evoluție face ca integrarea mai multor funcționalități pe același dispozitiv să devină o necesitate pentru reducerea dimensiunii, scăderea costului și creșterea fiabilității sistemului electronic de la bordul vehiculului. Arhitectura propusă în acest capitol exploatează paralelismul și numărul de resurse digitale ale dispozitivelor hibride ZYNQ pentru a implementa sistemul de management și încărcare al bateriilor vehiculelor electrice pe un singur dispozitiv, demonstrând că acesta are capacitatea de a rula în paralel un sistem de operare complex (Linux), comunicarea cu ajutorul unor protocoale de comunicare elaborate, algoritmi de calcul a stării de încărcare sau a stării de sănătate și metodele de control ale convertoarelor de putere din alcătuirea încărcătorului.

Un alt aspect pe care arhitectura propusă își propune să-l îmbunătățească este înlocuirea protocoalelor de comunicare standard utilizate pentru transmiterea informației între elementele sistemului de management al bateriei cu un protocol bazat pe tehnologia WiFi. În variantele de implementare convenționale, unitatea de monitorizare a celulei comunică cu etajele superioare ale sistemului prin interfața CAN sau SPI, necesitând mijloace de separare galvanică și un număr semnificativ de conexiuni electrice (cabluri), elemente care cresc susceptibilitatea la erori cauzate de vibrații sau de interferențe electromagnetice [28]. Pentru a depăși aceste inconveniente care contribuie, printre altele, și la creșterea costului și a volumului produsului, una dintre tendințele actuale este orientarea spre sisteme wireless, dovedindu-se că o unitate de management a bateriei poate comunica cu mii de senzori într-o rețea în interiorul unei baterii [28-29].

Dintre funcțiile sistemului de management al bateriei o atenție deosebită a fost acordată metodei de egalizare a energiei din celulele bateriei. Pentru a utiliza cu eficiență maximă energia disponibilă în fiecare celulă, metoda convențională de balansare activă bazată pe utilizarea unui convertor bidirecțional și a unui element de stocare suplimentar, a fost înlocuită cu cea descrisă în [30], metodă capabilă de a atinge eficiențe de până la 97%.

5.2. *Ipoteza de lucru/obiective*

Obiectivele proiectului descris în această capitol sunt de a implementa un sistem de management al bateriei bazat pe comunicare wireless și un sistem de control al încărcătorului de baterie integrate pe același dispozitiv (ZYNQ). Scopul final al acestei abordări este creșterea fiabilității, scăderea complexității cablajului necesar și reducerea numărului total de integrate din implementarea sistemelor de management și încărcare ale bateriei.

De asemenea, pentru îmbunătățirea eficienței și a utilizării bateriei, se propune adaptarea unei tehnici de balansare activă a celulelor inspirată din topologia convertoarelor pe mai multe niveluri.

5.3. Metodă

Schema bloc a sistemului de management și de încărcare al bateriei propus este ilustrată în Fig. 35. Încărcătorul de baterie de la bordul mașinii electrice urmează structura convențională cu cele două etaje (etajul AC-DC și etajul DC-DC), în schema propusă fiind considerată alimentarea de la o rețea monofazată. La nivel structural, sistemul de management al bateriei împrumută și el arhitectura convențională pe două nivele fiind prevăzut cu o unitate de monitorizare a celulei pentru fiecare celulă în parte și cu o unitate de control a bateriei care va avea rolul de a agrega datele primite de la unitățile de monitorizare ale celulelor, de a calcula starea de încărcare și starea de sănătate a celulelor pe baza lor, de a implementa diversele metode de protecție necesare și de a gestiona balansarea celulelor atât pe parcursul încărcării cât și pe parcursul descărcării.

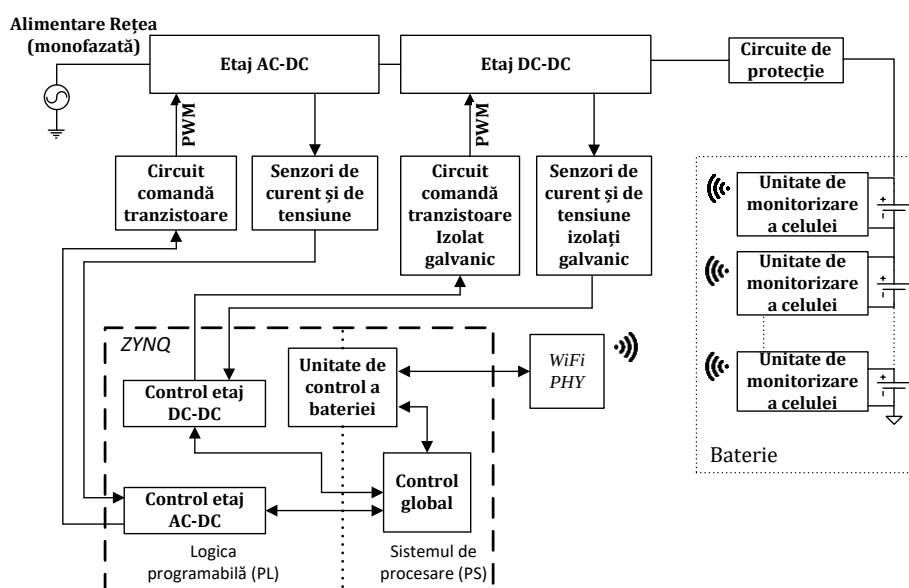


Fig. 35: Sistemul de încărcare și management al bateriei propus [20]

Principalele diferențe între structura convențională și cea propusă constă în utilizarea comunicării wireless între unitățile de monitorizare ale celulelor și unitatea de control a bateriei și în implementarea acestora din urmă pe același dispozitiv cu sistemul de control al încărcătorului de la bordul mașinii [20]. Utilizarea comunicării wireless face ca sistemul să aibă un caracter distribuit la nivel inferior, acesta fiind în contrast cu efortul și cu rezultatele producătorilor de circuite integrate specializate a căror unități de monitorizare ale celulelor gestionează un număr de până la 16 celule [31]. Comunicarea wireless nu poate fi realizată decât utilizând câte un dispozitiv specializat pentru fiecare celulă. Pentru a demonstra funcționalitatea acestui concept s-a apelat la utilizarea protocolului Wi-Fi și a stivei TCP/IP, standard a căror complexitate este redundantă pentru aplicația dată și care impun utilizarea unui procesor performant pentru unitățile de monitorizare ale celulelor. În cazul în care sistemele de management al bateriei devin atractive pentru industrie este posibil a se dezvolta circuite integrate specializate cu o complexitate și cu un cost mult redus față de cele utilizate pentru exemplificare în această lucrare.

Integrarea unității de control a bateriei la nivelul dispozitivului ZYNQ, pe lângă reducerea numărului de controlere folosite în sistem, deschide și unele perspective interesante din punctul de vedere al eficientizării algoritmilor. Utilizând dispozitivul ZYNQ, sarcinile algoritmilor pot fi divizate între sistemul de procesare și logica programabilă a acestuia, reducând mult timpul de execuție al algoritmilor. Acest aspect este în special relevant în cazul

algoritmilor de estimare a stării de încărcare și a stării de sănătate a bateriei care, pentru a obține o precizie sporită, pot apela la implementarea de rețele neuronale și logică fuzzy, necesitând o platformă digitală bogată în resurse și de înaltă performanță [32].

Algoritmul de balansare se bazează pe echiparea fiecărei celule a bateriei cu o semi-punte. La descărcare, unitatea de control a bateriei determină celula cu starea de încărcare minimă pe baza datelor raportate de unitățile de monitorizare ale celulelor și, prin comanda semi-punții corespunzătoare acestora, celula respectivă este izolată până la următoarea iterație a algoritmului de balansare. Această structură permite în mod similar balansarea celulelor și pe timpul încărcării cu diferența că, în această situație, va fi în permanență decuplată celula cu starea de încărcare maximă.

5.4. Rezultate

Pentru validarea experimentală a conceptelor prezentate s-a recurs la miniaturizare. Un emulator de baterie COMEMSO a fost utilizat pentru a emula 4 celule distincte. Pentru a emula un pachet de baterie convențional acestea sunt conectate în serie iar pentru a emula pachetul de baterii inteligent propus celulele emulate sunt prevăzute cu o semi-punte controlată de unitățile de monitorizare ale celulelor prin Wi-Fi. Citirea parametrilor celulei de către unitatea de management a bateriei se face tot prin intermediul interfeței Wi-Fi. În experimentul propus curentul de sarcină este constant (2 A) și este controlat de o sursă programabilă de curent.

Emulatorul de baterie măsoară curentul real ce trece prin celula emulată și comunică valoarea citită modelului de baterie ce rulează în timp real pe un PC în Simulink prin intermediul unei interfețe CAN. Programul CANoe oferit de Vector Informatik GmbH face posibilă interfațarea emulatorului de baterie COMEMSO cu mediul MATLAB. Pe baza curentului măsurat, modelul de simulare în timp real al celulei evaluează starea de încărcare a acestora și, mai departe, pe baza unui tabel de corespondență între starea de încărcare și tensiunea de operare în gol a celulei este determinată și emulată tensiunea la bornele acestora. Pentru a accelera experimentul, capacitatea celulelor a fost redusă de la 60 Ah la 1 Ah. Standul de lucru utilizat pentru validarea experimentală este prezentat în Fig. 36.

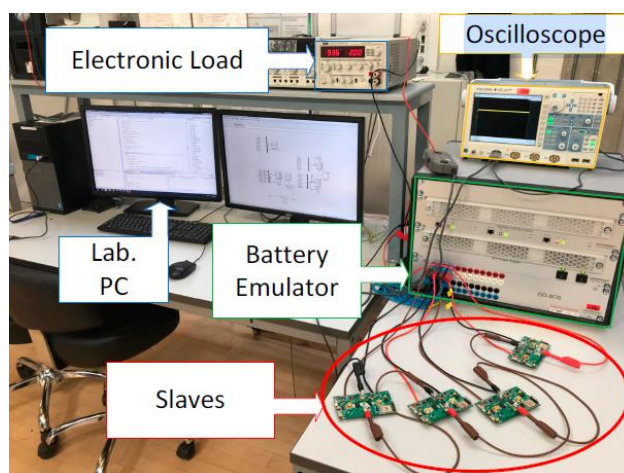


Fig. 36: Standul utilizat pentru validarea experimentală a sistemului de management al bateriei propus [33]

Un prim experiment efectuat constă în determinarea timpului necesar pentru a balansa celulele dacă este introdusă o variație de 5% a stării de încărcare a acestora. După cum se observă în Fig. 37, balansarea celulelor este atinsă în aproximativ 300 s.

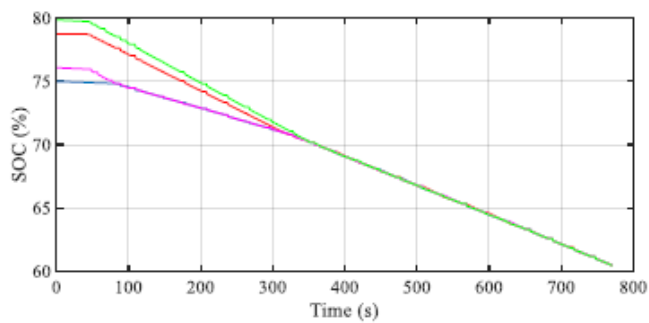


Fig. 37: Funcția de balansare demonstrată cu ajutorul emulatorului de baterie [33]

Un al doilea experiment, menit să demonstreze diferența dintre performanțele atinse cu o metodă de balansare pasivă și cele atinse cu metoda de balansare activă utilizată, constă în a introduce o variație de 5% în capacitatea celulelor. În Fig. 38 a) se poate observa că o stare de încărcare minimă de 25% a celulelor este atinsă după aproximativ 15 minute cu o metodă de balansare pasivă iar cu metoda de balansare activă utilizată starea de încărcare a celulelor rămâne egală pe parcursul descărcării, o stare de încărcare de 25% obținându-se simultan pentru toate cele 4 celule în aproximativ 20 minute (Fig. 38 b)).

Pentru a demonstra efectul pe care eventualele erori de comunicare îl pot avea asupra funcționării bateriei, comunicarea dintre unitatea de management a bateriei și unitățile de monitorizare ale celulelor a fost întreruptă după aproximativ 700 s de operare (Fig. 39). În acest moment toate unitățile de monitorizare ale celulelor intră în starea SAFESTATE, stare în care toate celulele sunt cuplate în circuit. Intrarea în această stare determină și creșterea tensiunii nominale (într-o baterie de mașină electrică aceasă creștere reprezintă un procent mult mai mic din tensiunea nominală de ieșire datorită numărului mult mai mare de celule înseriate). În Fig. 39 a) este reprezentată starea de încărcare a celulelor din perspectiva unității de management a bateriei. Atât timp cât comunicația este întreruptă, aceasta rămâne constantă, iar când comunicația este reluată (la aproximativ 28 s de la întrerupere) aceasta prezintă un salt.

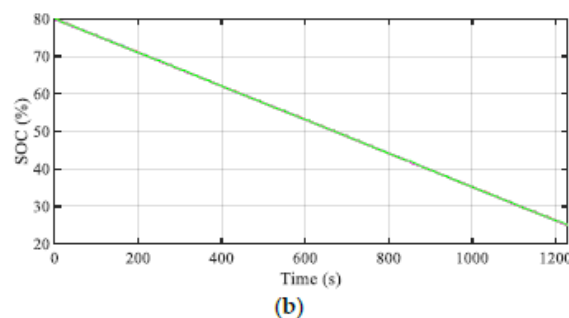
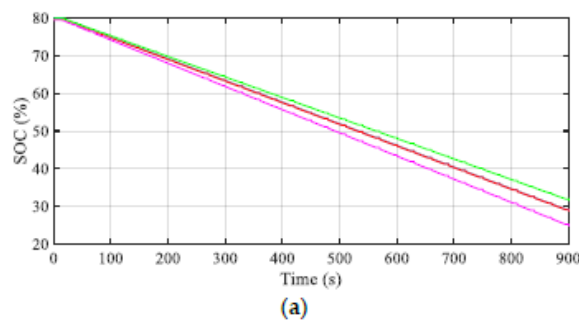


Fig. 38: Starea de încărcare a celulelor emulate în cazul utilizării a) unei metode de balansare pasivă și b) a metodei de balansare activă propusă [33]

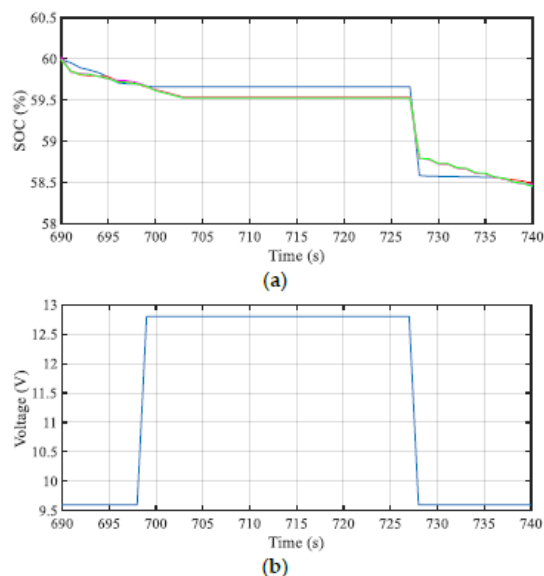


Fig. 39: a) starea de încărcare a celulelor și b) tensiunea la bornele de ieșire a bateriei pe parcursul întreruperii comunicării wireless [33]

Acest salt nu corespunde stării de încărcare a celulelor în realitate, ci reprezintă doar reactualizarea valorilor așa cum sunt acestea cunoscute de unitatea de management a bateriei. Se poate observa că după reluarea comunicării dintre unitatea de management a bateriei și unitățile de monitorizare a celulelor, funcția de balansare operează în parametrii așteptați.

5.5. *Discuții*

Sistemul de management al bateriei propus rezolvă doar într-o oarecare măsură problema reducerii numărului de dispozitive digitale (inteligente) utilizate. Dacă sistemul de control al încărcătorului și unitatea de management a bateriei pot fi implementate pe un singur dispozitiv, fiecare celulă în parte va avea nevoie de un dispozitiv inteligent pentru a implementa comunicarea wireless. În mod evident protocolul Wi-Fi și suita de protocoale TCP/IP nu sunt perfect adaptate pentru astfel de aplicații. Utilizarea unui sistem de operare (necesară utilizării facile a acestora) încarcă în mod inutil procesorul și necesită memorie și putere de calcul care nu sunt necesare altfel. Un protocol și un dispozitiv digital specializat pentru astfel de aplicații ar putea însă reduce complexitatea și costul unităților de monitorizare ale celulelor inteligente cu arhitectura prezentată. Pe lângă această (discutabilă) reducere de cost, utilizarea comunicării wireless crește scalabilitatea și fiabilitatea sistemului de management al bateriei.

Utilizarea dispozitivului hibrid ZYNQ prezintă multiple avantaje. În primul rând resursele bogate și performante de care dispune logica programabilă a acestuia permite integrarea unui număr mare de funcții pe un singur dispozitiv, sistemul de management și încărcare propus având un caracter integrat la nivel înalt. Un al doilea avantaj semnificativ este reprezentat de flexibilitate și scalabilitate. Numărul de intrări și ieșiri precum și performanțele circuitelor aritmetice dedicate acoperă necesitățile sistemului de control pentru o gamă vastă de topologii utilizate pentru implementarea încărcătorului de baterie, pornind de la topologiile convenționale și ajungând la convertoare pe mai multe nivele bidirecționale. Nu în ultimul rând, natura hibridă a dispozitivului ZYNQ permite atât utilizarea unor algoritmi simpli de determinare a stării de încărcare și a stării de sănătate a bateriei cât și

utilizarea unor algoritmi bazați pe logică Fuzzy și rețele neuronale pentru o precizie sporită. Ușurița de interfațare cu alte sisteme din alcătuirea unei mașini electrice este datorată setului complex de protocoale de comunicare de care beneficiază sistemul de procesare al dispozitivului ZYNQ, dar și de performanțele procesoare ARM Cortex A9 de care beneficiază acesta și care permit rularea unui sistem de operare performant.

Diferențele dintre arhitectura convențională a sistemului de încărcare și management a bateriei și arhitectura propusă sunt sintetizate în Tabelul 2.

Tabelul 2: Comparație între sistemul de management și încărcare a bateriei convențional și cel propus [20]

Criteriul de comparație	Arhitectura convențională	Arhitectura propusă
Control distribuit la nivelul celulei	Nu	Da
Control distribuit la nivelul funcțiilor superioare de management și încărcare	Da	Nu
Eficiența bateriei	80-93%	>97%
Complexitate	Scăzută	Crescută
Scalabilitate	Scăzută	Crescută
Integrarea sistemului de control a încărcătorului	Absentă	Prezentă
Putere de procesare	Scăzută	Crescută

6. Concluzii finale

6.1. Concluzii generale

Lucrarea de față, prin arhitectura originală a platformei de dezvoltare proiectată și prin metodele propuse, aduce o serie de îmbunătățiri procesului de dezvoltare a încărcătoarelor de baterie de vehicul electric. Deoarece simulările de tipul HIL se numără printre elementele centrale ale metodelor propuse, studiul tehnicilor de simulare în timp real a etajelor încărcătorului a primit o atenție deosebită. Simularea în timp real a surselor de alimentare în comutație cu puteri de ordinul kW-ilor și cu frecvențe de comutație de ordinul kHz-ilor, categorie de convertoare de putere utilizată pentru implementarea încărcătoarelor de Nivel 1 și Nivel 2 de la bordul vehiculelor electrice, s-a dovedit a fi un aspect insuficient acoperit în literatura de specialitate. De asemenea, programele industriale specializate pe simularea în timp real a circuitelor electrice apărute la o dată recentă se dovedesc a nu fi suficient de performante pentru aplicația vizată. Astfel, principala contribuție adusă de această lucrare constă în umplerea acestui gol neacoperit încă nici de efortul de cercetare din mediul academic, nici de produsele industriale disponibile. Pentru atingerea rezultatelor propuse efortul de dezvoltare a fost etapizat, metodele, contribuțiile personale și rezultatele parțiale obținute fiind prezentate în 4 studii distincte.

Studiul 1 (Capitolul 2) se axează pe descrierea matematică a convertoarelor propuse pentru proiectarea încărcătorului de baterie de la bordul vehiculului electric. În urma unui amănunțit studiu bibliografic au fost alese convertoarele Boost pentru etajul AC-DC al încărcătorului și convertorul PS pentru etajul DC-DC. Avându-se în vedere că unul dintre scopurile tezei a fost acela de a dezvolta un simulator în timp real pentru încărcător, criteriul principal al alegerii acestora a fost gradul de utilizare. Astfel au fost alese topologiile cu cea mai vastă utilizare, atât în proiectarea încărcătoarelor de vehicul electric cât și în alte sisteme. În ce privește etajul AC-DC, convertorul Boost nu reprezintă cea mai eficientă soluție, dar se poate observa că pentru modelarea în timp real a topologiilor Interleaved Boost, Bridgeless

Boost sau Totem Pole (topologii pentru care sunt raportate eficiențe superioare), modificările pe care trebuie să le sufere simulatorul în timp real dezvoltat pentru convertorul Boost nu sunt semnificative. În cazul etajului DC-DC, convertorul PS, datorită eficienței, a ușurinței de proiectare, a dimensiunii și a frecvenței fixe de comutație este una dintre cele mai populare topologii fiind utilizat și în sisteme de energii regenerabile, în rețele inteligente sau în echipamente de telecomunicații. Tehnicile de modelare adaptate pentru aceste două topologii alese au servit la descrierea matematică a regimului staționar, a modelului de semnal mic mediat și a modelului de semnal mic discret, modele ce au fost validate prin simulare și (în studiile următoare) experimental. Modelele matematice dezvoltate în acest studiu stau la baza proiectării sistemului de control al încărcătorului.

Studiul 2 (Capitolul 3) tratează particularitățile metodelor de control al surselor de alimentare în comutație din alcătuirea încărcătorului de vehicul electric. Au fost studiate atât tehnicile de control analogice cât și cele digitale, o metodă de dimensionare automatizată a coeficienților blocurilor de compensare fiind dezvoltată pentru ambele categorii. O atenție deosebită a fost acordată efectelor produse de cuantizarea în timp și în amplitudine inerente conversiei AD presupusă de controlul digital al convertoarelor de putere. În acest context a fost propusă o metodă originală de determinare a punctelor statice de funcționare în care se manifestă ciclul limită.

Pe lângă aceste aspecte teoretice studiate s-a urmărit și adaptarea implementării controlului digital pe dispozitive FPGA. În acest sens au fost explicate sursele latenței de calcul în strânsă relație cu primitivele specifice utilizate la implementarea circuitelor aritmetice de către aceste dispozitive. Această analiză scoate în evidență necesitatea de a determina cu o cât mai bună precizie influența erorilor de cuantizare a coeficienților blocului de compensare asupra preciziei și a stabilității convertoarelor de putere pentru a putea optimiza numărul de biți pe care aceștia sunt reprezentați în vederea obținerii unei latențe cât mai mici. De asemenea, lipsa unor blocuri specializate de generare a semnalelor PWM în structura dispozitivelor FPGA a determinat dezvoltarea unei arhitecturi inovative care să îndeplinească această funcție și să maximizeze performanțele permise de parametrii dispozitivului FPGA. În cele din urmă a fost propusă o platformă de dezvoltare care să permită validarea experimentală a modelelor matematice deduse în studiul precedent. Ca elemente hardware au fost necesare o placă de dezvoltare cu FPGA, un convertor AD extern (cu două canale), un convertor DA extern (de asemenea cu două canale) și o placă de evaluare conținând convertorul de referință. Profitând de flexibilitatea dispozitivului FPGA utilizat, arhitectura propusă permite funcționarea în buclă deschisă sau în buclă închisă a sistemului. Cu ajutorul unui analizor de rețea o perturbație poate fi introdusă în sistem. La operarea în buclă deschisă, componentele buclei pot fi izolate iar răspunsul lor în timp și în frecvență (inclusiv cel al convertorului de putere) poate fi ridicat experimental. La operarea în buclă închisă câștigul buclei poate fi ridicat experimental, astfel putând fi determinată și marginea de fază. Această platformă are o largă aplicabilitate, putând fi ușor adaptată pentru alte convertoare sau alte metode de control.

Tot ca parte a Studiului 2 au fost evaluate beneficiile utilizării programului de sinteză de nivel înalt Vivado HLS pentru dezvoltarea sistemului de control pe FPGA. În urma acestei evaluări s-a concluzionat că Vivado HLS oferă un compromis bun între flexibilitate, control al primitivelor FPGA-ului, fiabilitate viteză și ușurință de dezvoltare. Cu toate acestea, au fost identificate situații în care mijloacele oferite de limbajele convenționale de descriere hardware se dovedesc a permite o mai eficientă utilizare a dispozitivului FPGA. Strict în privința implementării compensatorului, Vivado HLS se dovedește totuși instrumentul optim de programare.

Studiul 3 (Capitolul 4) prezintă o amplă analiză a tehnicilor de simulare în timp real din perspectiva preciziei și a proprietăților de stabilitate. Abordarea propusă constă într-un proces manual de modelare a circuitului simulat și de implementare pe FPGA a simulatorului în timp real. Metoda de modelare se bazează pe reprezentarea sub forma unui sistem de ecuații de stare a circuitului, urmând ca acestea să fie discretizate utilizându-se metodele AB, AM, RK și Predictor-Corrector. Evaluarea acestor metode a fost făcută pe un sistem de ordinul 2 (un circuit LC). Mai exact, au fost luate în calcul metodele AB1, AB2, AM1, AM2, RK4 în varianta Gauss și metodele Predictor-Corrector în variantele AB1-AM1, AB1-AM2 și AB2-AM2. Simulatoarele în timp real ale circuitului LC bazate pe aceste metode au fost simulate în Simulink și implementate cu ajutorul mediului de programare Vivado HLS, trăgându-se următoarele concluzii:

- Metodele explicite AB sunt mai ușor de implementat dar, datorită proprietăților de stabilitate, au o aplicabilitate limitată. Metodele Predictor-Corrector au proprietăți de stabilitate superioare metodelor AB dar, nefiind A-stabile au la rândul lor o aplicabilitate limitată.
- Singurele metode capabile să simuleze un circuit oscilant sunt metodele RK4 Gauss și AM2.
- Utilizând tehnicile de modelare propuse, simulatoarele bazate pe metodele AB1, AB2, AM1, AM2 și RK4 Gauss pot fi implementate utilizând același circuit digital, diferențele fiind date de valoarea coeficienților aplicați. Astfel, pasul de simulare obținut pentru aceste metode este identic. Metodele Predictor-Corrector necesită un circuit mai complex pentru implementarea pe FPGA și, în consecință, pentru acestea se obține un pas de simulare mai mare.
- Metodele Predictor-Corrector nu aduc beneficii suplimentare metodelor AM în cazurile particulare studiate. Acestea pot fi utile în situațiile în care metodele implicite transformă un sistem liniar într-unul neliniar. Într-un astfel de caz, metodele Predictor-Corrector oferă proprietăți de precizie și de stabilitate superioare metodelor AB și nu necesită aplicarea unei metode iterative costisitoare ca metoda Newton Raphson.

Pe baza acestor observații, pentru implementarea simulatorului în timp real a etajelor AC-DC și DC-DC a fost utilizată metoda AM1. Datorită pasului de simulare mic obținut chiar și precizia metodelor de ordinul 1 se dovedește a fi suficientă. Deoarece convertoarele utilizate pentru etajele AC-DC și DC-DC a încărcătorului au un factor de amortizare finit, pentru valorile componentelor pasive alese inclusiv aplicarea metodei AB1 duce la un sistem stabil. Platforma de dezvoltare prezentată în studiul precedent a fost îmbunătățită prin adăugarea simulatorului în timp real a convertorului PS pentru care a fost dezvoltat sistemul de control. Au fost create astfel premisele rulării unei simulări de tipul HIL la nivel de semnal. Avantajele aduse de posibilitatea rulării acestor simulări includ:

- Posibilitatea de a proiecta, implementa și valida experimental sistemul de control în absența convertoarelor. Un proiect de cercetare axat pe dezvoltarea unor metode de control inovative poate beneficia de un astfel de sistem, reducându-se costul și economisindu-se timpul necesar dezvoltării și testării convertorului.
- Reducerea riscului de distrugere a convertorului de putere datorită eventualelor erori de implementare.
- În cazul proiectării unui produs industrial, sistemul software poate fi dezvoltat în paralel sau în avansul convertorului de putere, procesul de dezvoltare fiind accelerat.

Punerea în evidență a efectelor pe care valoarea pasului de simulare a simulatorului în timp real o are asupra modelării comportamentului convertorului în buclă închisă reprezintă o altă contribuție originală adusă de acest studiu. Deoarece intrările simulatorului sunt eșantionate

o dată pe parcursul fiecărui pas de simulare, rezoluția efectivă a semnalului/semnalelor PWM de comandă este redusă. Datorită acestui efect, în simularea HIL se va observa existența ciclului limită, fenomen care nu se va produce atunci când bucla de control este închisă prin convertorul real. Această falsă condiție de existență a ciclului limită reprezintă și motivul pentru care programele industriale de simulare în timp real nu pot modela cu precizie comportamentul convertoarelor cu frecvențe de comutație de ordinul kHz-lor în buclă închisă.

O a doua aplicație a simulatorului în timp real proiectat poate fi găsită în implementarea unor sisteme de detecție de eroare. Într-o astfel de aplicație convertorul real operează în paralel cu simulatorul în timp real. Valorile mărimilor de ieșire ale convertorului (citite cu ajutorul unor convertoare AD) sunt comparate în permanență cu ieșirile simulatorului în timp real. Pe lângă erori rezultate prin distrugerea unor componente, pot fi detectate și defecte de îmbătrânire a componentelor asupra cărora se poate interveni din timp, crescând astfel fiabilitatea produsului.

Platforma de dezvoltare propusă permite închiderea buclei fie prin simulatorul în timp real (caz corespunzător simulării HIL) fie prin convertorul de putere real, caz în care simulatorul în timp real operează în paralel cu acesta. Această ultimă configurație a fost utilizată pentru a ilustra arhitectura tipică a unui sistem de detecție de eroare, dar și pentru a putea face o analiză comparativă între convertorul PS de referință și simulatorul în timp real al acestuia. Rezultatele experimentale obținute dovedesc fidelitatea și utilitatea modelului dezvoltat.

Studiul 4 (Capitolul 5) prezintă o implementare integrată a sistemului de management al bateriei și a sistemului de control al încărcătorului de baterie de la bordul vehiculului electric. Sistemul integrat are ca principale proprietăți distincte comunicarea wireless între unitatea de management a bateriei și unitățile de monitorizare a celulelor și implementarea unei metode active de balansare a celulelor bazată pe adăugarea unei semi-punți fiecărei celule. Aceste semi-punți sunt controlate de unitățile de monitorizare a celulelor, beneficiind la rândul lor de comunicarea wireless cu unitatea de management a bateriei. Sistemul de control al încărcătorului este cel prezentat în studiile precedente iar validarea lui a fost făcută cu ajutorul simulatorului în timp real al încărcătorului de baterie. Dispozitivul pe care au fost integrate cele două sisteme este un dispozitiv hibrid ZYNQ. Unitatea de management a bateriei operează în principal la nivelul sistemului de procesare, iar blocurile de control al încărcătorului de baterie la nivelul logicii programabile a acestuia. Avantajele arhitecturii propuse constau în reducerea numărului de dispozitive digitale pentru implementarea funcțiilor de nivel înalt ale sistemului, eliminarea cablurilor, eliminarea protocolului de comunicare extern dintre încărcător și sistemul de management al bateriei, caracteristici care duc la creșterea fiabilității, scăderea complexității echipamentelor electronice de la bordul vehiculului electric, scăderea dimensiunii acestora și, în cele din urmă, scăderea costului acestora.

Ca primă direcție de continuare a cercetării începute în această teză se propune schimbarea abordării în cazul simulării în timp real a convertoarelor de putere, respectiv trecerea de la o simulare la nivel de sistem bazată pe un model echivalent comutat la o simulare la nivel de componentă. În mod special modelarea capacității și a rezistenței drenă-sursă pentru tranzistoarele convertoarelor rezonante are o utilitate deosebită. Dacă pasul de simulare obținut permite modelarea efectelor rezonante (a căror frecvență este de ordinul zecilor de MHz) la comutare, modelul de simulare în timp real poate permite detectarea comutării forțate și, de asemenea, estimarea eficienței. Este probabil ca acest experiment să necesite un dispozitiv FPGA de vârf de gamă.

Un alt aspect care poate fi elaborat este implementarea sistemelor de eroare. Lucrarea de față a enunțat și ilustrat succint acest scenariu de utilizare a simulatoarelor în timp real.

Motivele de defectare a convertoarelor de putere, efectele de îmbătrânire a componentelor și mijloacele de determinare a acestora necesită studiu suplimentar.

6.2. Originalitatea și contribuțiile inovative ale tezei

Elementele de originalitate ale lucrării de față sunt:

1. Arhitectura sistemului propus pentru facilitarea și accelerarea procesului de dezvoltare a sistemului de control digital pentru convertoarele de putere din alcătuirea încărcătorului de baterie de vehicul electric.
2. Modul de utilizare a interfețelor AD și DA pentru determinarea experimentală a caracteristicii de frecvență a convertoarelor de putere (sau a simulatoarelor în timp real ale acestora) atunci când bucla de control este deschisă și a câștigului buclei atunci când bucla este închisă.
3. Arhitectura generatorului PWM discret ce maximizează performanțele ce pot fi obținute pe dispozitivele FPGA.
4. Analiza comparativă a metodelor de rezolvare a sistemelor de ecuații diferențiale ordinare din perspectiva implementării simulatoarelor în timp real ale circuitelor electrice.
5. Dezvoltarea unui model de simulare în timp real bazat pe un model echivalent comutat pentru topologia PS.
6. Valoarea scăzută (20ns pe un dispozitiv ZYNQ XC7Z020) a pasului de simulare pentru simulatorul în timp real al convertorului Boost și PS.
7. Portabilitatea, fidelitatea, simplitatea și numărul redus de resurse digitale necesare simulatoarelor în timp real dezvoltate.
8. Studiul aprofundat al ciclului limită și analiza relației dintre valoarea pasului de simulare și apariția acestuia în simulări de tipul HIL ca efect ce nu modelează un comportament real al sistemului simulat.
9. Abilitatea platformei dezvoltate de a exemplifica utilizarea simulatorului în timp real dezvoltat atât în simulări HIL cât și în sisteme de detecție de eroare.
10. Adaptarea unor plăci de dezvoltare și a unor instrumente (Analog Discovery) cu cost redus pentru aplicații care în mod convențional sunt implementate pe platforme cu costuri mult superioare.

REFERINȚE

- [1] EV Volumes, <http://www.ev-volumes.com/>, Accesat Oct. 02, 2020
- [2] M. Vasiladiotis, B. Bahrani, N. Burger and A. Rufer, "Modular converter architecture for medium voltage ultra fast EV charging stations: Dual half-bridge-based isolation stage," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, 2014, pp. 1386-1393, doi: 10.1109/IPEC.2014.6869766.
- [3] C.-J. Boo and K. Y. Lee, "Optimized EV Charging Method Using Model Predictive Control Algorithm," World Congr. Electr. Eng. Comput. Syst. Sci., no. 139, pp. 1-7, 2015.
- [4] M. Liu, P. K. Phanivong, Y. Shi and D. S. Callaway, "Decentralized Charging Control of Electric Vehicles in Residential Distribution Networks," in IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 27, no. 1, pp. 266-281, Jan. 2019, doi: 10.1109/TCST.2017.2771307.
- [5] S. Xu, Z. Yan, D. Feng, and X. Zhao, "Decentralized charging control strategy of the electric vehicle aggregator based on augmented Lagrangian method," Int. J. Electr. Power Energy Syst., vol. 104, no. April 2018, pp. 673-679, 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2018.07.024.
- [6] C. Washington and S. Delgado, "Improve design efficiency and test capabilities with HIL Simulation," 2008 IEEE AUTOTESTCON, Salt Lake City, UT, 2008, pp. 593-594, doi: 10.1109/AUTEST.2008.4662686.

- [7] E. Perez and J. de la Ree, "Development of a real time simulator based on ATP-EMTP and sampled values of IEC61850-9-2," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 83, pp. 594-600, 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.06.001.
- [8] T. Hwang et al., "Development of HILS Systems for Active Brake Control Systems," 2006 SICE-ICASE International Joint Conference, Busan, 2006, pp. 4404-4408, doi: 10.1109/SICE.2006.314663.
- [9] L. Xin, Z. Zhong and X. Yun, "A HIL test bench for FCHV control units," 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Dearborn, MI, 2009, pp. 1783-1787, doi: 10.1109/VPPC.2009.5289665.
- [10] A. Ben Hadid and K. Ben Saad, "HIL simulation of a DC-DC converter controller on a Zynq," 2015 7th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), Sousse, 2015, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICMIC.2015.7409495.
- [11] O. Crăciun, A. Florescu, I. Munteanu, A. I. Bratcu, S. Bacha, and D. Radu, "Hardware-in-the-loop simulation applied to protection devices testing," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 54, pp. 55-64, 2014, doi: 10.1016/j.ijepes.2013.06.031.
- [12] M. Dagbagi, A. Hemdani, L. Idkhajine, M. W. Naouar, E. Monmasson and I. Slama-Belkhodja, "ADC-Based Embedded Real-Time Simulator of a Power Converter Implemented in a Low-Cost FPGA: Application to a Fault-Tolerant Control of a Grid-Connected Voltage-Source Rectifier," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 1179-1190, Feb. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2491883.
- [13] X. She, A. Q. Huang, Ó. Lucía and B. Ozpineci, "Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 8193-8205, Oct. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2652401.
- [14] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. N. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan and M. W. Naouar, "FPGAs in Industrial Control Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no. 2, pp. 224-243, May 2011, doi: 10.1109/TII.2011.2123908.
- [15] L. Corradini, D. Maksimovic, P. Mattavelli, and R. Zane, "Digital Control of High-Frequency Switched Mode Power Converters", 1st ed. Wiley-IEEE Press, 2015, pp 190-203.
- [16] T. Gherman, D. Petreus, T. Patarau and A. Ignat, "A study of an Electrical Vehicle Battery Charger's DC-DC Stage," 2018 41st International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE), Zlatibor, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISSE.2018.8443658.
- [17] F. Musavi, W. Eberle and W. G. Dunford, "A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1833-1843, July-Aug. 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2156753.
- [18] W. Zhang, W. Zhang, J. Yang, and F. Al-Naemi, "Comparisons between CRM and CCM PFC," *Energy and Power Engineering.*, vol. 05, no. 04, pp. 864-868, 2013, doi: 10.4236/epe.2013.54b165.
- [19] "Comparison of PSFB and FB-LLC for high power DC/DC conversion High", Texas Instruments, Dallas, TX, USA, 2018.
- [20] T. Gherman, M. Ricco, J. Meng, R. Teodorescu and D. Petreus, "Smart Integrated Charger with Wireless BMS for EVs," *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, DC, 2018, pp. 2151-2156, doi: 10.1109/IECON.2018.8591253.
- [21] T. Gherman, D. Petreus and R. Teodorescu, "A Method for Accelerating FPGA Based Digital Control of Switched Mode Power Supplies," 2019 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2019 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), Istanbul, Turkey, 2019, pp. 322-328, doi: 10.1109/ACEMP-OPTIM44294.2019.9007156.
- [22] E. Monmasson and M. Ricco, "Advanced Design of FPGA-based Controllers for Power Electronic and Drive Applications," PhD Course, held at Aalborg University, Denmark, April 2018.
- [23] "UG585: Zynq-7000 All Programmable SoC Technical Reference Manual", V1.12.2, Xilinx, San Jose, CA, USA, 2018.
- [24] "PG172: Integrated Logic Analyzer LogiCORE IP Product Guide", V6.2, Xilinx, San Jose, CA, USA, 2016.
- [25] "PG159: Virtual Input / Output LogiCORE IP Product Guide", V3.0, Xilinx, San Jose, CA, USA, 2018.
- [26] "DC/DC Converter Stability", V3.3, OMICRON Lab, Houston, TX, USA, 2018.
- [27] T. Gherman, D. Petreus, and M. N. Cirstea, "A real time simulator of a phase shifted converter for high frequency applications," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 20, no. 3, pp. 11-22, 2020, doi: 10.4316/AECE.2020.03002.
- [28] Lee, J. Lee, I. Lee, J. Lee and A. Chon, "Wireless battery management system," 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), Barcelona, 2013, pp. 1-5, doi: 10.1109/EVS.2013.6914889.
- [29] D. Alonso, O. Opalko, M. Sigle and K. Dostert, "Towards a Wireless Battery Management System: Evaluation of Antennas and Radio Channel Measurements Inside a Battery Emulator," 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall), Vancouver, BC, 2014, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTCFall.2014.6966212.

- [30] B. Majmunovic, R. Sarda, R. Teodorescu, C. Lascu and M. Ricco, "Highly Efficient Smart Battery Pack for EV Drivetrains," 2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Belfort, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/VPPC.2017.8330868.
- [31] "16-Cell Lithium-Ion Battery Active Balance Reference Design", Texas Instruments, Dallas, TX, USA, 2016.
- [32] Kumar, Bijender, Neeta Khare and P. K. Chaturvedi, "FPGA Design Scheme For Battery SOC & SOH Algorithms For Advanced BMS", International Journal of Engineering Sciences & Research Technology, vol. 6, no. 7, pp. 263–279, 2017, doi: 10.5281/zenodo.827494.
- [33] M. Ricco, J. Meng, T. Gherman, G. Grandi, and R. Teodorescu, "Smart battery pack for electric vehicles based on active balancing with wireless communication feedback," Energies, vol. 12, no. 20, 2019, doi: 10.3390/en12203862.