

Titlul proiectului: **Sistem de conversie a energiei pentru un autobuz/microbuz electric pentru transport urban, cu stocare în supercondensatoare și acționare electrică cu densitate foarte mare de putere**

Acronim: **ECON-BUS**

R A P O R T Ș T I I N Ţ I F I C Ș I T E H N I C

E t a p a 2 0 2 1

Coordonator: **Academia Română - Filiala Timișoara**

Director proiect: **Prof.dr.ing. Nicolae MUNTEAN**

Partener 1: **Universitatea Politehnica Timișoara**

Responsabil P1: **Conf.dr.ing. Octavian CORNEA**

Perioada de derulare: **Ian. – Dec. 2021**

Cod proiect: **PN-III-P2-2.1-PED-2019-5230**

Etapa 2021

Avizat,

Coordonator: **Academia Română Filiala Timișoara**

Reprezentant legal: **Acad.prof.dr.ing. Dan DUBINĂ, Președinte**

Director proiect: **Prof.dr.ing. Nicolae MUNTEAN**

Partener 1: **Universitatea Politehnica Timișoara**

Reprezentant legal: **Conf.dr.ing. Florin DRĂGAN, Rector**

Responsabil P1: **Conf.dr.ing. Octavian CORNEA**

ETAPA I MODELARE-SIMULARE (AUG. – DEC. 2020)

ACTIVITĂȚI 2020

I.1 DEZVOLTAREA UNOR MODELE DE SIMULARE PENTRU COMPONENTELE SISTEMULUI ȘI INTEGRAREA ACESTORA ÎNTR-UN PACHET UNIC DE SIMULARE

I.1.1 DEZVOLTARE MODELELOR DE SIMULARE PENTRU COMPONENTELE SUBSISTEMULUI DE ACȚIONARE ELECTRICĂ A VEHICULULUI (CO-ARFT)

I.1.2 DEZVOLTAREA MODELELOR DE SIMULARE PENTRU SUBSISTEMUL DE CONVERSIE ȘI STOCARE A ENERGIEI (P1-UPT)

I.2 INTEGRAREA SISTEMELOR ÎNTR-UN PACHET UNIC DE SIMULARE. TESTARE, REZULTATE EXTENSIVE DE SIMULARE

I.2.1 INTEGRAREA SISTEMELOR ÎNTR-UN PACHET UNIC DE SIMULARE. TESTARE, REZULTATE EXTENSIVE DE SIMULARE A VEHICULULUI (CO-ARFT)

ETAPA II PROIECTARE ȘI IMPLEMENTARE MODEL EXPERIMENTAL (IAN. – DEC. 2021)

ACTIVITATI 2021

II.1 DISEMINARE REZULTATE

**II.1.1 ELABORARE LUCRARI ȘTIINȚIFICE.
PARTICIPARE LA CONFERINȚE NAȚIONALE
ȘI INTERNAȚIONALE DE PROFIL.
PUBLICARE REZULTATE INCLUSIV PE
PAGINA DE WEB A PROIECTULUI. (CO-
ARFT)**

**II.1.2 ELABORARE LUCRĂRI ȘTIINȚIFICE.
PARTICIPARE LA CONFERINȚE NAȚIONALE
ȘI INTERNAȚIONALE DE PROFIL.
PUBLICARE REZULTATE (P1-UPT)**

II.2 PROIECTAREA ȘI EXECUȚIA COMPONENTELOR SUBSISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ, CONVERSIE ȘI STOCARE A ENERGIEI

**II.2.1 PROIECTAREA MODELULUI
EXPERIMENTAL ȘI A MAȘINII ELECTRICE DE
TRACȚIUNE ȘI ELABORAREA
DOCUMENTELOR NECESARE ACHIZIȚIEI
(PRODUCERII) ACESTEIA. (CO-ARFT)**

**II.2.2 PROIECTAREA MODELELOR
EXPERIMENTALE ALE COMPONENTELOR
SUBSISTEMULUI DE CONVERSIE ȘI
STOCARE A ENERGIEI ȘI ELABORAREA
DOCUMENTELOR NECESARE ACHIZIȚIEI
(PRODUCERII) ACESTORA. (P1-UPT)**

II.3 INTEGRAREA COMPONENTELOR PE STANDUL EXPERIMENTAL

**II.3.1 REALIZAREA STANDULUI
EXPERIMENTAL, CU INTEGRAREA
SUBSISTEMELOR COMPONENTE. TESTARE
PRELIMINARĂ. (CO-ARFT)**

Echipa proiectului în etapa 2021

Coordonator: **Academia Română Filiala Timișoara**

Director proiect: **Prof.dr.ing. Nicolae MUNTEAN**

Membri:

Acad.prof.dr.ing. Ion BOLDEA

Prof.dr.ing. Lucian TUTELEA

Dr.ing. Ileana TORAC, CS2

Dr.ing. Sebastian MUNTEAN, CS1

Partener 1: **Universitatea Politehnica Timișoara**

Responsabil P1: **Conf.dr.ing. Octavian CORNEA**

Membri:

Prof.dr.ing. Gheorghe-Daniel ANDREESCU

Ș.L.dr.ing. Ana-Adela POPA

Asist.univ.dr.ing. Dan Cornel HULEA

Asist.univ.drd.ing. Liviu-Danut VITAN

Asist.univ.drd.ing. Adrian MARTIN

Drd.ing. Mihaita-Constantin GIREADĂ

Rezumat etapa 2021

Obiectivul major al proiectului este dezvoltarea unui model experimental demonstrativ de laborator, la scară redusă, pentru un sistem de conversie și stocare a energiei destinat unui vehicul electric de transport public (autobuz/microbuz), a cărui încărcare se realizează pe durata opririi în stații.

Sistemul va fi compus dintr-o acționare electrică cu densitate foarte mare de cuplu, alimentată de la un invertor cu densitate mare de putere asociate cu un mediu principal de stocare a energiei bazat pe celule de supercondensatoare și convertoare statice de curent continuu dedicate, conectate la o magistrală comună de curent continuu.

În perioada ianuarie – decembrie 2021 a fost prevăzută Etapa 2 a proiectului: “ Proiectare și implementare model experimental”, având următoarele activități:

Activități
1. Diseminare rezultate 1.1 Elaborare lucrari științifice. Participare la conferințe naționale și internaționale de profil. Publicare rezultate inclusiv pe pagina de web a proiectului. (Co-ARFT) 1.2 Elaborare lucrări științifice. Participare la conferințe naționale și internaționale de profil. Publicare rezultate. (P1-UPT)
2 Proiectare și execuția componentelor subsistemelor de acționare electrică, conversie și stocare a energiei 2.1 Proiectarea modelului experimental și a mașinii electrice de tracțiune. (Co-ARFT) 2.2 Proiectarea modelelor experimentale ale componentelor subsistemului de conversie și stocare a energiei. (P1-UPT)
3 Integrarea componentelor pe standul experimental 3.1 Realizarea standului experimental, cu integrarea subsistemelor componente. Testare preliminară. (Co-ARFT)

Descrierea fiecărei activități și rezultatele obținute în această etapă, vor fi dezvoltate în capitolele următoare.

1 DISEMINARE REZULTATE (1.1 ȘI 1.2)

Echipa proiectului si-a propus valorificarea rezultatelor prin publicarea în total a 4 articole științifice în volumele unor conferințe indexate ISI.

Activitățile desfășurate în etapele 2020 și 2021 au susținut publicarea în anul 2021 a 7 articole științifice (1 articol în revista ISI și 6 în volumele conferințelor indexate ISI). Precizăm că toate articolele științifice au “acknowledgment” la actualul proiect.

Obiectivul propus pentru publicarea rezultatelor științifice, conform planului de diseminare pentru etapa a doua, a fost îndeplinit.

Articole publicate în reviste ISI:

1. D. Hulea, O. Cornea, N. Muntean, and B. Fahimi, “A bidirectional hybrid switched inductor converter with wide voltage conversion range,” IET Power Electronics, vol. n/a, no. n/a, pp. 1-15, DOI: 10.1049/pel2.12138.

Articole prezentate la conferințe și publicate în volumele unor conferințe indexate ISI sau în curs de indexare ISI:

1. Lucian Tutelea, Ileana Torac, Ion Boldea, „100kW 2400-4800rpm -spoke-PM bonded NdFeB traction motor preliminary design with FEM imported parameter circuit controlled dynamics validation”, 2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2-3 Sept. 2021, Brasov, Romania, pp. 72–78, DOI: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590050.
2. Ana Adela Popa, Andy Isfanuti, Lucian Tutelea, Ion Boldea, „V/f with stabilizing loops fast response control of Induction Motor (IM) drives”, 2021 ACEMP & OPTIM, 2-3 Sept. 2021, Brasov, Romania, pp. 135–142, DOI: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590024.
3. Adrian – Daniel Martin, Liviu – Dănuț Vitan, Ileana Torac, Lucian –Nicolae Tutelea, Ion Boldea, „BEGA-biaxial excitation generator - operation for constant diode dc output voltage with 3,6,9 phases for increased redundancy”, 2021 ACEMP & OPTIM, 2-3 Sept. 2021, Brasov, Romania, pp. 383–390, DOI: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590034.
4. Danut Liviu Vitan, Adrian Daniel Martin, Lucian Tutelea, Ion Boldea, „Supercapacitor City Minibus Propulsion System Simulations, Methodology, and Case Study”, 2021 ACEMP & OPTIM, 2-3 Sept. 2021, Brasov, Romania, DOI: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590081
5. M. Gireadă, D. Hulea, O. Cornea, and N. Muntean, “A High Gain Hybrid non-isolated Magnetically-Coupled Switched-Inductor Converter,” 2021 ACEMP & OPTIM, Sep. 2021, 2021 ACEMP & OPTIM, pp. 287–293, DOI: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590026.
6. Mihaela-Codruta Ancuti, Andy-Sorin Isfanuti, Gheorghe-Daniel Andreescu, Lucian-Nicolae Tutelea, Ion Boldea, „Referencing position versus speed active flux based encoderless control of PM-RSM drives at ultra-low speeds without signal injection”, 2021 ACEMP & OPTIM, 2-3 Sept. 2021, Brasov, Romania, pp. 159–166, DOI: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590019.

Articolele au fost afișate și pe pagina de internet a proiectului, <https://econbus.academiadm.ro/>. De asemenea, pe această pagină sunt prezentate toate informațiile esențiale legate de derularea proiectului (“project progress”).

Echipa de management a proiectului a analizat oportunitatea scrierii unei propuneri de patent și a ajuns la concluzia că este mai oportună angajarea în elaborarea acestui document după demararea testelor extinse în etapa a treia a proiectului. În acest fel, propunerea de patent ar putea beneficia de elemente noi.

2 PROIECTAREA ȘI EXECUȚIA COMPONENTELOR SUBSISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ, CONVERSIE ȘI STOCARE A ENERGIEI

2.1 PROIECTAREA MODELULUI EXPERIMENTAL ȘI A MAȘINII ELECTRICE DE TRACȚIUNE.

2.1.1 Elemente de proiectare

Datele de proiectare ale prototipului de laborator sunt:

- La $n=2400$ rpm (aprox 5kW), $I_n=9.6$ A(RMS), $T_{ek}=20$ Nm;
- La $n=4800$ rpm (aprox 4kW); $I_d<0$, $T_{enmax}=8-10$ Nm;
- $V_{dc}=560$ V.

În baza datelor prezentate anterior s-a realizat proiectarea prototipului mașinii de tracțiune conform mersului de calcul prezentat în activitățile desfășurate în anul 2020.

Soluția constructivă finală adoptată pentru construcția prototipului a fost adaptată la o carcasă cu dimensiuni standard, cu diametrul interior de 170mm, (în loc de 160mm, stabilită inițial), în vederea reducerii costurilor de fabricație. În Fig. 1 este prezentată tola statorică și rotorică a prototipului realizat. Modelul de simulare al mașinii în 2D este prezentat în Fig. 2.

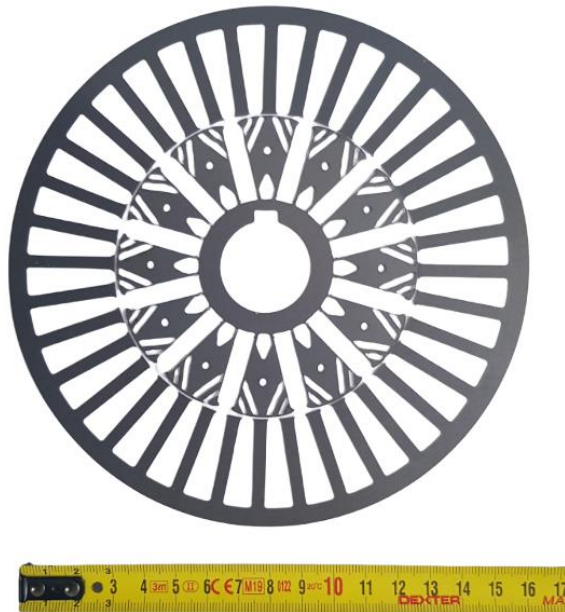


Fig. 1. Tola statorică și tola rotorică – prototip

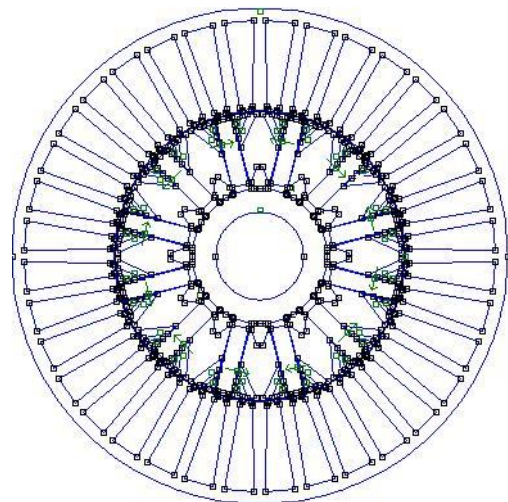


Fig. 2. Tola statorică și rotorică – simulare 2D cu element finit (FEM)

O poză a standului experimental în care este montată mașina electrică prototip este prezentată în capitolul 3, în Fig. 51. În continuare se prezintă rezultatele obținute din simulare FEM pe baza prototipului realizat, pentru diferite valori ale curentului statoric.

2.1.2 Rezultate obținute fără curent de excitație, doar magneți permanenți – simulare 2D FEM

În Fig. 3 și Fig. 4 se prezintă distribuția transversală a fluxului magnetic în mașină în condiții de curent statoric = 0 (A), respectiv densitatea de câmp magnetic în întrefier pentru o pereche de poli.

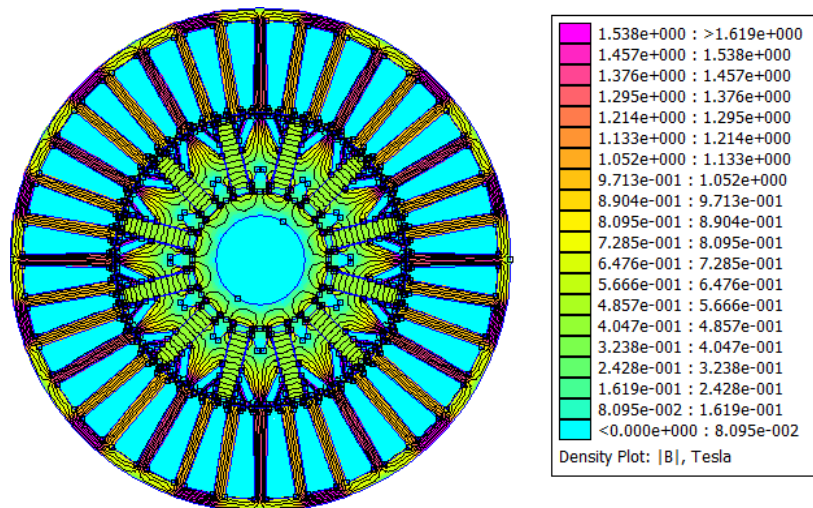


Fig. 3. Repartiția câmpului magnetic în secțiunea transversală a mașinii pentru $I_s = 0(A)$.

În Fig. 5 se prezintă cuplul datorat magneților permanenți obținut din simulare 2D în FEM. Valoarea mare vârf-la-vârf a acestui cuplu se datorează faptului că simularea a fost realizată fără a avea statorul sau rotorul înclinat. Prototipul a fost realizat cu statorul înclinat de-a lungul întregului pachet de tole.

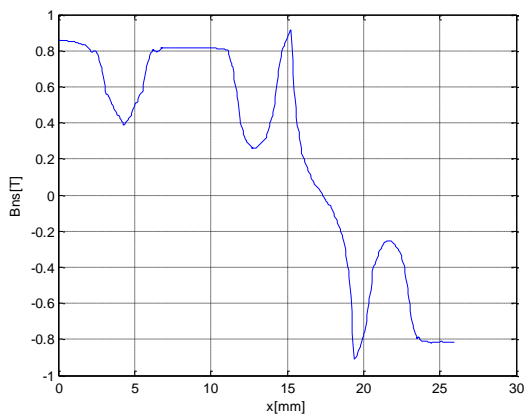


Fig. 4. Repartiția inducției magnetice în întrefier pentru $I_s = 0(A)$

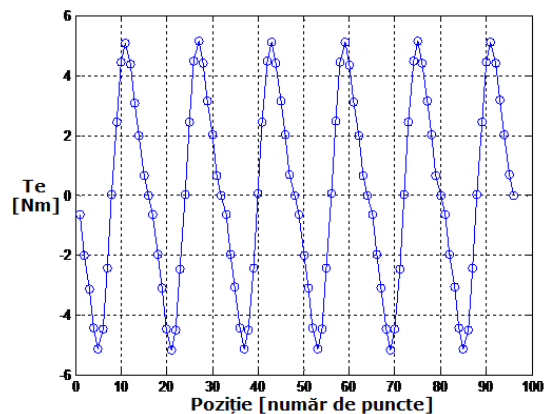


Fig. 5. Cuplul produs de magneții permanenți la $I_s = 0(A)$ în funcție de poziția rotorului - 96puncte = 60° mecanice.

2.1.3 Rezultate obținute la curent de excitație nominal – simulare 2D FEM

Valoarea nominală efectivă a curentului de excitație este $I_q = 9,6(A)$. În aceste condiții, în figurile următoare (în Fig. 6 și Fig. 7) se prezintă densitatea de câmp magnetic în întrefier pentru o pereche de poli, respectiv distribuția transversală a fluxului magnetic în mașină.

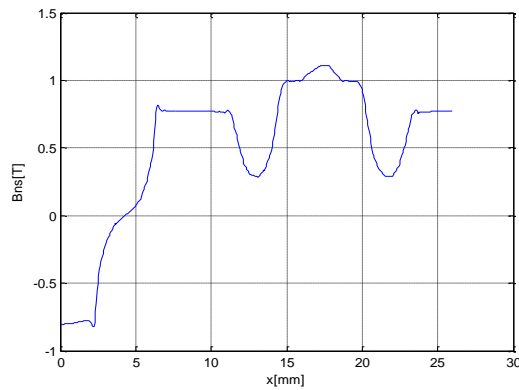


Fig. 6. Repartiția inducției magnetice în întrefier pentru curent de excitație nominal ($I_q = 9,6(A)$)

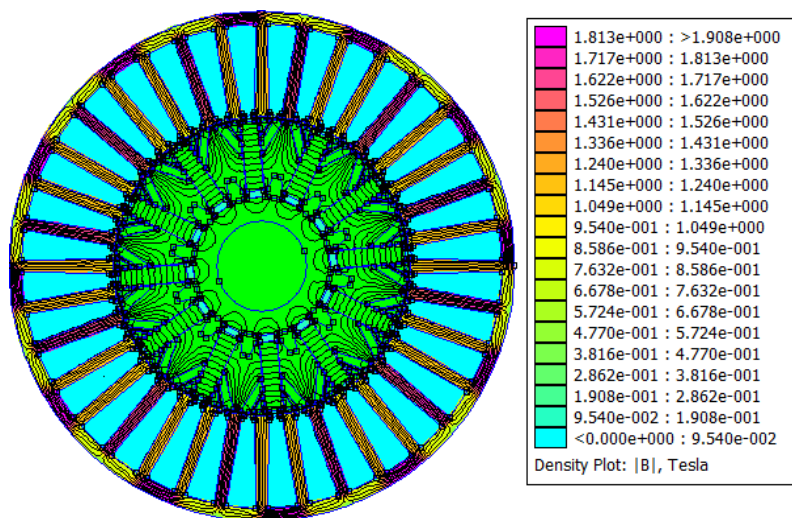


Fig. 7. Repartiția câmpului magnetic în secțiunea transversală a mașinii pentru curent de excitație nominal ($I_q = 9,6(A)$)

În Fig. 8 se prezintă cuplul mașinii în două situații distincte: când rotorul este segmentat (cu verde), când rotorul nu este segmentat (cu albastru).

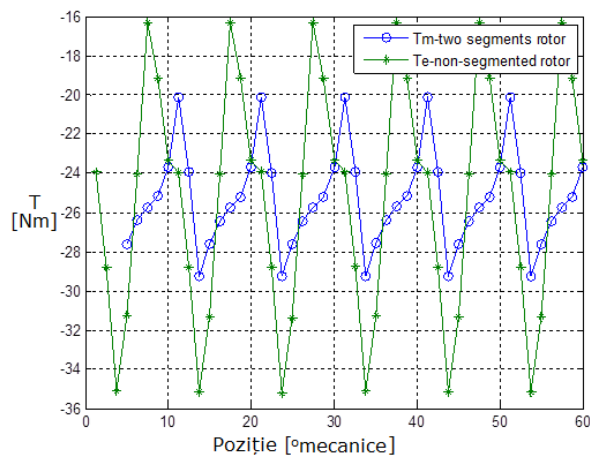


Fig. 8. Cuplul mașinii $I_d = 0(A)$, $I_q = I_n = 9.6(A)$ - rotor fără înclinare (verde), rotor cu înclinare (albastru)

Înclinarea rotorului de-a lungul pachetului de tole are același efect asupra cuplului dat de magneții permanenți și asupra valorii medii a cuplului mașinii, ca și înclinarea pachetului statoric. Se poate observa din următoarea figură, faptul că cuplul produs în condiții de curent de excitație nominal de o mașină cu rotor înclinat doar în două segmente prezintă variații mult mai mici comparativ cu același cuplu fără rotor înclinat.

Prototipul realizat are statorul înclinat uniform de-a lungul întregului pachet de tole.

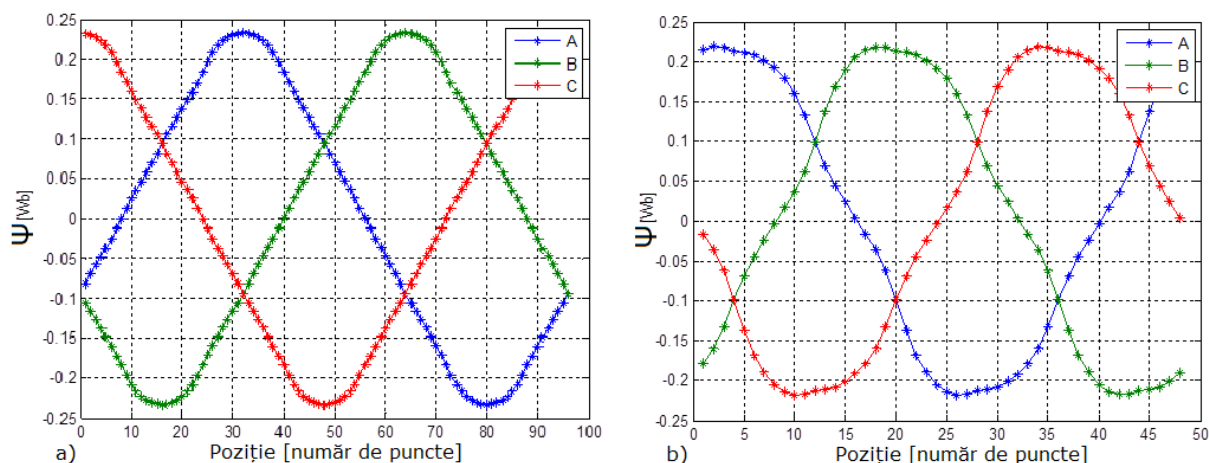


Fig. 9. Fluxul magnetic produs de magneții permanenți în fazele mașinii (A, B, C) pentru: a) curent statoric $I_s = 0 (A)$ și b) curent nominal de excitație $I_d = 0 (A)$, $I_q = I_n = 9.6\sqrt{2} (A)$ în funcție de poziția rotorului - $96\text{puncte} = 60^\circ\text{mecanice}$

2.1.4 Rezultate obținute la curent de încărcare diferit de 0 – simulare 2D FEM

În figurile următoare se prezintă densitatea de câmp magnetic în întrefier pentru o pereche de poli, respectiv distribuția transversală a fluxului magnetic în mașină în condiții de curent de excitație 0 și curent în axa d $I_d = -9.6 (A)$ și $I_d = 9.6 (A)$.

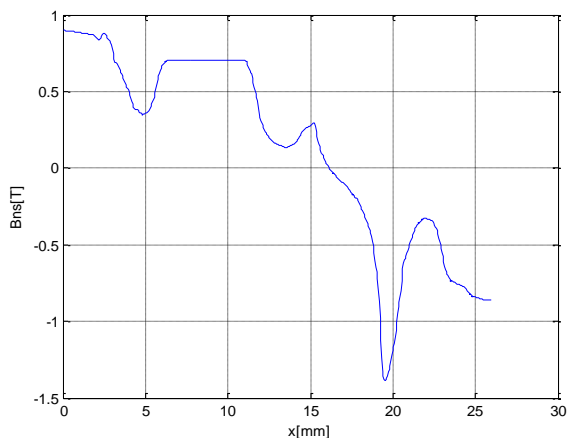


Fig. 10. Repartiția inducției magnetice în întrefier pentru $I_d = -9.6 (A)$

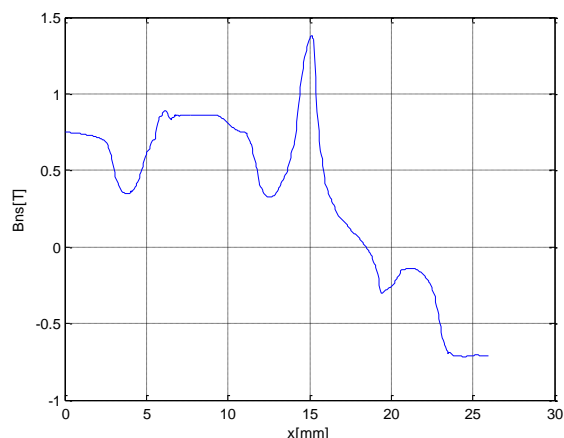


Fig. 11. Repartiția inducției magnetice în întrefier pentru $I_d = 9.6 (A)$

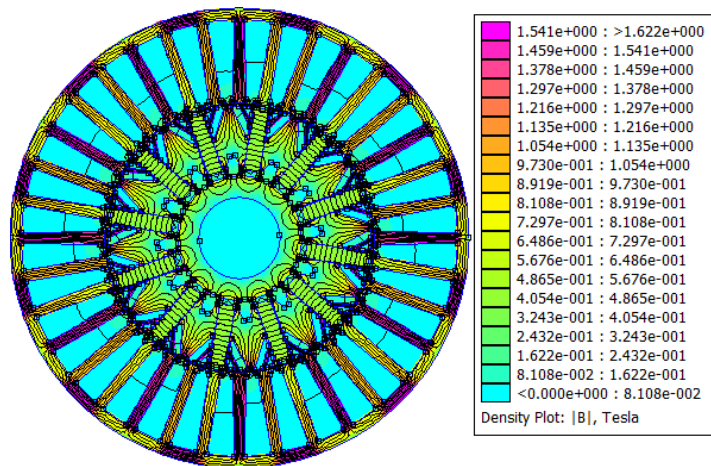


Fig. 12. Repartiția câmpului magnetic în secțiunea transversală a mașinii pentru $I_d = -9.6 (A)$

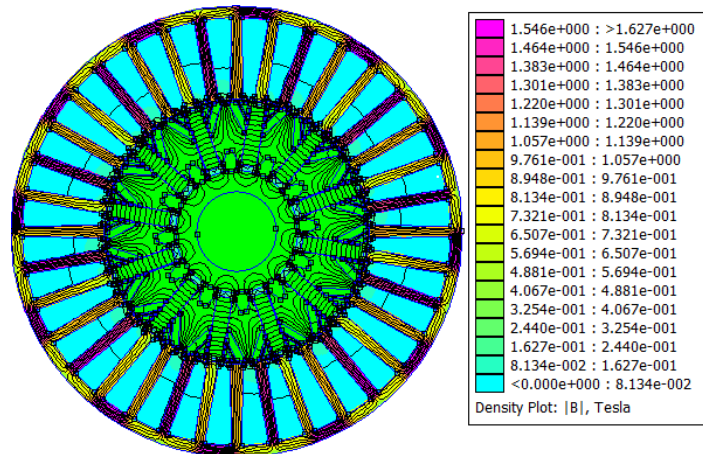


Fig. 13. Repartiția câmpului magnetic în secțiunea transversală a mașinii pentru $I_d = 9.6 (A)$

Inductanțele după axa d și axa q au fost determinate la mai multe valori ale curentului statoric. Diferențele mici care apar între rezultatele obținute din simulare și cele determinate experimental au la baza faptul că în simulare influența capetelor de bobine nu a fost cuantificată. Fig. 14 prezintă variația $L_{d+}, L_{d-}, L_{q+}, L_{q-}$.

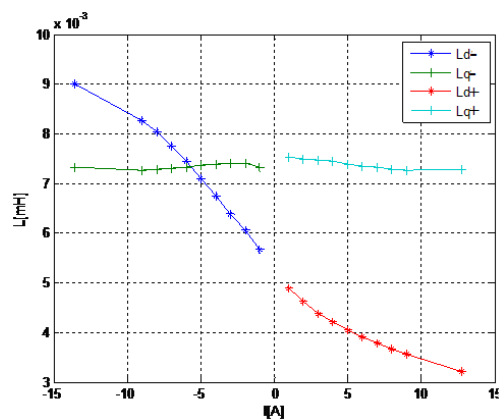


Fig. 14. Variația inductanțelor în funcție de variația curentului statoric I_s – cu excluderea influențelor capetelor de bobină

2.2 PROIECTAREA MODELELOR EXPERIMENTALE ALE COMPONENTELOR SUBSISTEMULUI DE CONVERSIE ȘI STOCARE A ENERGIEI

2.2.1 Proiectarea circuitului de putere ale convertoarelor statice

2.2.1.1 Proiectarea modulelor de tranzistoare (MT)

Pentru simplificarea realizării convertoarelor de curent continuu, acestea utilizează module de tranzistoare (MT) formate dintr-o semipunte de două tranzistoare și condensatoare pentru circuitul de alimentare. Incluse în MT sunt și circuitele de comandă ale tranzistoarelor care nu sunt reprezentate în schemele principale. Schema de principiu a acestora este prezentată în Fig. 15. Pentru realizarea MT s-au ales două tipuri de tranzistoare cu performanțe ridicate, d-GaN și e-GaN, ale căror caracteristici sunt descrise în Tabelul 1 și

Tabelul 2. Condensatoarele alese pentru MT utilizează un dielectric de tip CeraLink cu ajutorul căruia acestea obțin performanțe superioare comparativ cu condensatoarele ceramice convenționale.

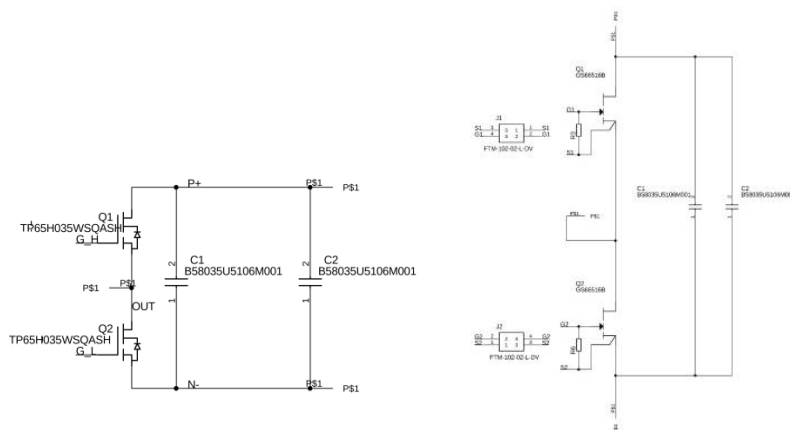


Fig. 15. Schema modulelor de tranzistoare (MT) ce intră în componența convertoarelor realizate cu tranzistoare d-GaN (stanga) și tranzistoare e-GaN (dreapta)

Tabelul 1. Caracteristici principale ale tranzistoarelor d-GaN utilizate: TP65H035G4WS

Element	Valoare	Unitate	Descriere
V_{DSS}	650	V	Tensiune nominală
$V_{DSS(TR)}$	800	V	Tensiune maximă de regim tranzitoriu
$R_{DS(on)}$	41	mΩ	Rezistență internă Drenă-Sursă
I_D	46.5	A	Curent nominal de drenă
Q_{RR}	150	nC	Sarcină electrică de recuperare inversă a diodei interne
Q_G	22	nC	Sarcină electrică a grilei

Tabelul 2. Caracteristici principale ale tranzistoarelor e-GaN utilizate: GS66516T

Element	Valoare	Unitate	Descriere
V_{DSS}	650	V	Tensiune nominală
$V_{DSS(TR)}$	750	V	Tensiune maximă de regim tranzitoriu
$R_{DS(on)}$	25	mΩ	Rezistență internă Drenă-Sursă
I_D	60	A	Curent nominal de drenă
Q_{RR}	0	nC	Sarcină electrică de recuperare inversă a diodei interne
Q_G	14.2	nC	Sarcină electrică a grilei

Realizarea schemelor și a proiectului cablajelor imprimate (PCB) s-a realizat utilizând programul Eagle, acestea fiind prezentate în Fig. 16. Realizarea MT s-a continuat cu

asamblarea prototipurilor cu tranzistoare d-GaN prezentate în Fig. 17. Acestea s-au ales datorită disponibilității crescute.

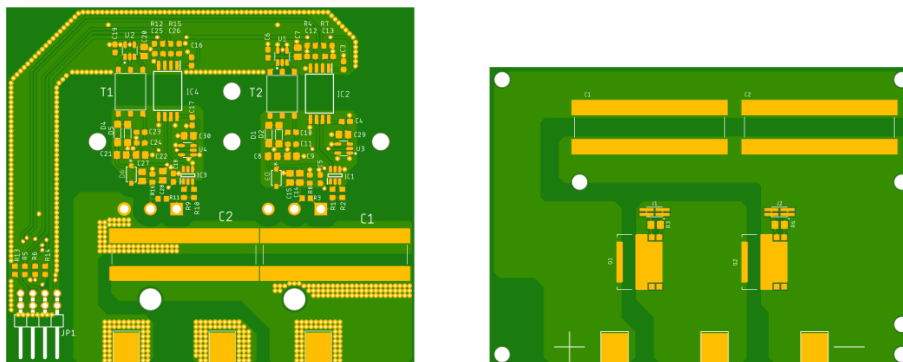


Fig. 16. Cablajul imprimat al MT d-GaN (stanga) și e-GaN (dreapta)

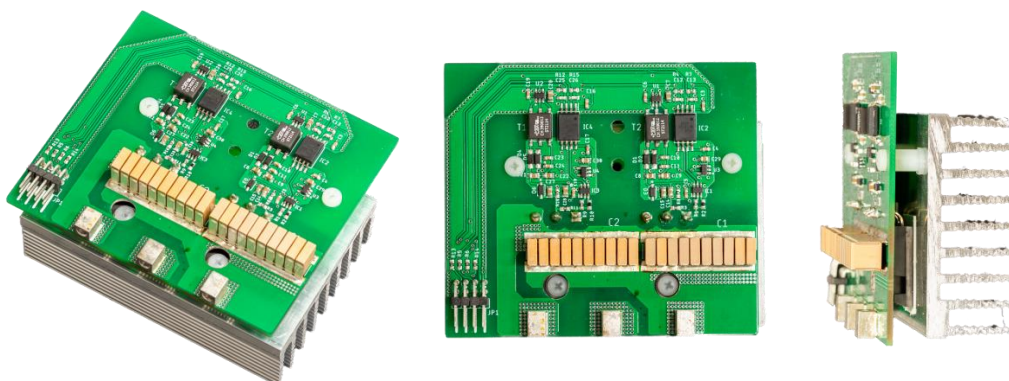


Fig. 17. Prototipul MT utilizând d-GaN

2.2.1.2 Convertorul Bidirecțional Hibrid cu Inductivități Comutate (BHIC)

Un prim convertor propus pentru a realiza interfața cu bateria de supercondensatoare (SC) este un convertor Bidirecțional Hibrid cu Inductivități Comutate (BHIC), prezentat într-o formă inițială în [1] și [2] având schema prezentată în Fig. 18. Avantajele cuplării inductivităților a fost studiată în [3], astfel că BHIC a fost îmbunătățit și realizat sub forma schemei circuitului de forță prezentate în Fig. 19. Acesta utilizează MT prezentate în subcapitolul anterior, având astfel avantajul asamblării și mentenanței simplificate. Alte componente utilizate pentru realizarea BHIC sunt prezentate în Tabelul 3. Cablajul imprimat este prezentat în Fig. 20 iar prototipul convertorului asamblat este prezentat în Fig. 21.

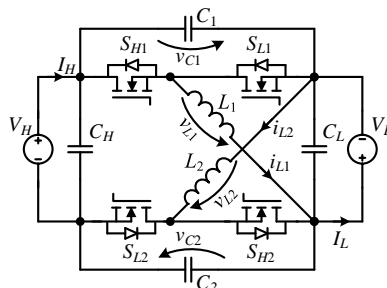


Fig. 18. Schema de principiu a convertorului BHIC [2]

Pentru realizarea convertorului s-a avut în vedere separarea traseelor de măsură și comandă față de cele de putere, astfel încât acestea să nu fie perturbate. În plus pentru o modularitate crescută, circuitul de protecție și control este realizat pe un PCB separat.

Pentru BHIC sunt dimensionate condensatoare ceramice, pentru a reduce volumul de ansamblu, sau condensatoare electrolitice. Inductoarele utilizate sunt realizate pe miezuri magnetice cu întrefier distribuit (powder core) realizate de Magnetics, fie ca inductoare separate fie ca inductoare cuplate magnetic.

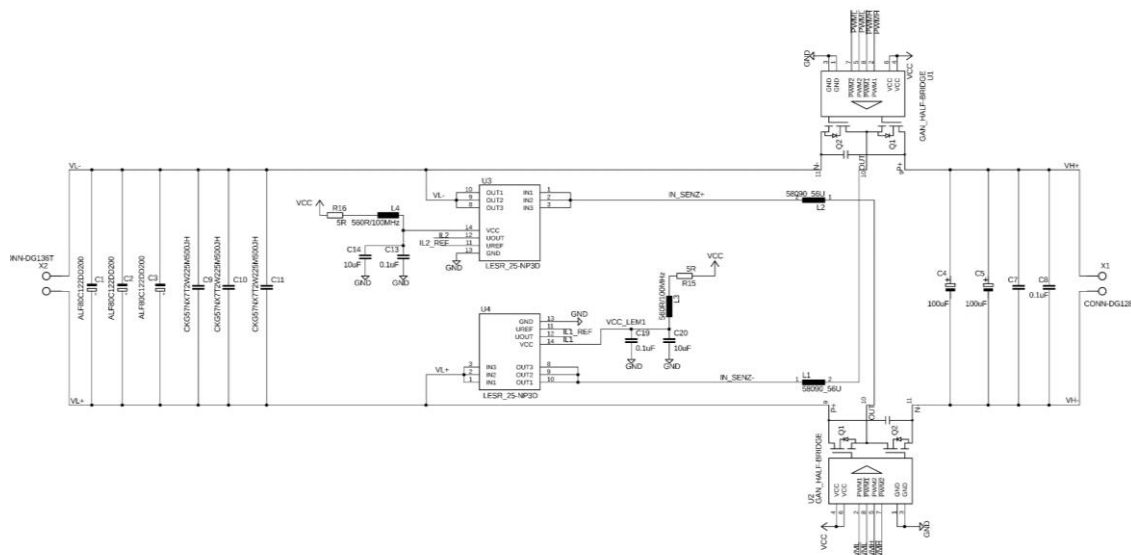


Fig. 19. Schema de implementare a convertorului BHIC – modulul de putere

Tabelul 3. Caracteristici ale componentelor principale ale convertorului BHIC

Element	Cod	Producător	Caracteristici
L1, L2 - necuplate	58090	Magnetics	56μH, 30A, ± 6.125A, 200kHz, 30 spire cu conductor Litz-Wire de 6.6mm ²
L1, L2 - cuplate	58090 x2	Magnetics	112μH, 30A, ± 6.125A, 200kHz, 30 spire cu conductor Litz-Wire de 6.6mm ² 2 miezuri stivuite, inductoare secționare în 2 miezuri
U3, U4	LESR 25-NP	LEM	± 85A, 25A _{RMS} , 25mV/A, 300kHz
C9-C11	CKG57N; X7T2W225M; 500JH	TDK	2.2μF, 450Vdc, X7T, 2220
C1-C3	ALF80C122DD200	KEMET	12mF, 200Vdc, 35mm - opțional
C4-C5	SLPX101M400A3P3	CDE	100μF, 400Vdc, 22mm - opțional
C7-C8	C2220C104KDRACAUTO	KEMET	0.1μF, 1kVdc, X7R, 2220

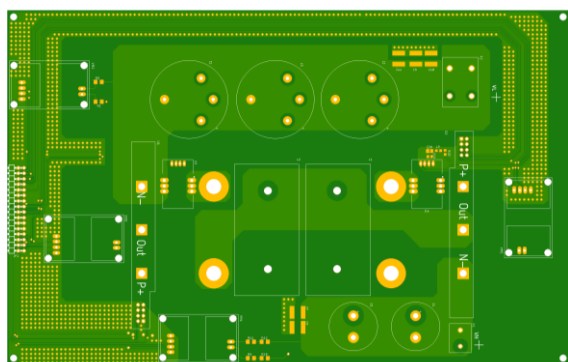


Fig. 20. Cablajul imprimat al BHIC – modulul de putere.

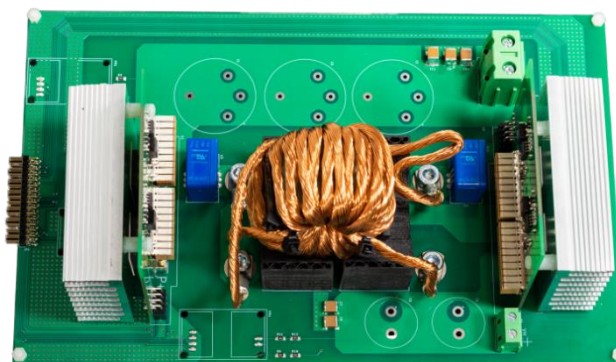


Fig. 21. Prototipul convertorului BHIC– modulul de putere.

2.2.1.3 Convertorul Bidirecțional Hibrid cu Condensatoare Comutate (BHCC)

Având același scop ca și BHIC, convertorul Bidirecțional Hibrid cu Condensatoare Comutate a fost ales de asemenea, pornind de la schema inițială prezentată în Fig. 22 [4], care a fost mai apoi îmbunătățită pentru a elimina tensiunea de mod comun între tensiunile de intrare în schema prezentată în Fig. 23.

Similar cu convertorul BHIC, convertorul BHCC este realizat cu două MT, dintre care având două tranzistoare conectate în paralel. Aceleași avantaje constructive și aceleași performanțe sunt valabile și pentru BHCC, chiar dacă schema acestuia este diferită de cea a BHIC. Și în acest caz există posibilitatea de a conecta condensatoare electrolitice în cazul aparițiilor oscilațiilor de tensiuni pe acestea. Convertorul BHCC utilizează același tip de miezuri magnetice ca și BHIC, având caracteristicile descrise în

Tabelul 4. Cablajul imprimat al BHCC și prototipul asamblat al acestuia sunt prezentate în Fig. 24 și Fig. 25.

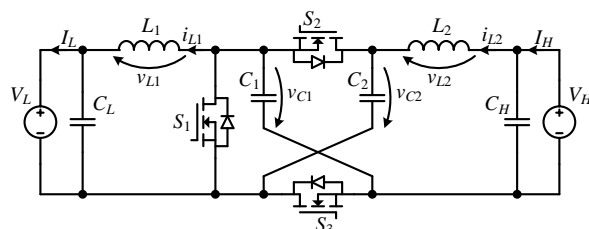


Fig. 22. Schema de principiu a convertorului BHCC [4]

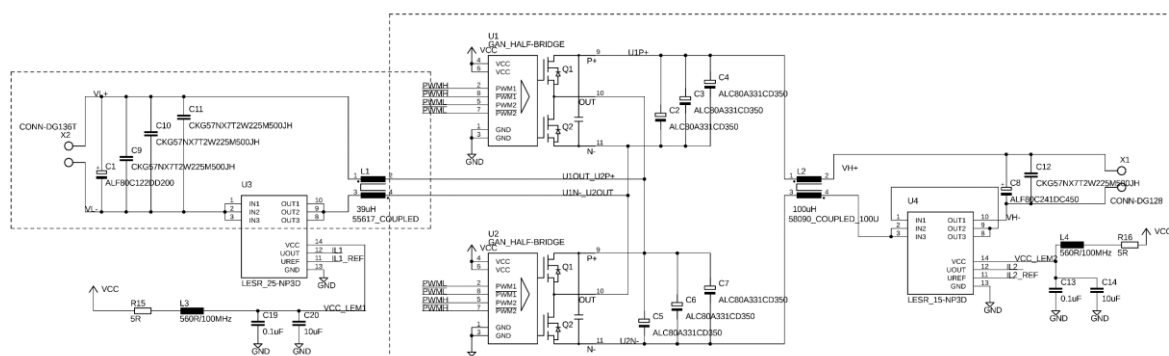


Fig. 23. Schema de implementare a convertorului BHCC – modulul de putere

Tabelul 4. Caracteristici ale componentelor principale ale convertorului BHIC

Element	Cod	Producător	Caracteristici
L1	55617	Magnetics	39μH, 44A, ± 8.75A, 200kHz, 18 spire cu conductor Litz-Wire 10.6mm ² inductor secționat în 2 miezuri
L2	58090	Magnetics	98μH, 17.5A, ± 3.5A, 200kHz, 38 spire cu conductor Litz-Wire de 4.2mm ² inductor secționat în 2 miezuri
U3	LESR 25-NP	LEM	± 85A, 25A _{RMS} , 25mV/A, 300kHz
U4	LESR 15-NP	LEM	± 51A, 15A _{RMS} , 41.67mV/A, 300kHz
C12	CKG57N X7T2W225M 500JH	TDK	2.2μF, 450Vdc, X7T, 2220
C1	ALF80C122DD200	KEMET	12mF, 200Vdc, 35mm - opțional
C2-C7	ALC80A331CD350	KEMET	330μF, 350Vdc - opțional
C8	ALF80C241DC450	KEMET	2.7mF, 250Vdc, 35mm - opțional

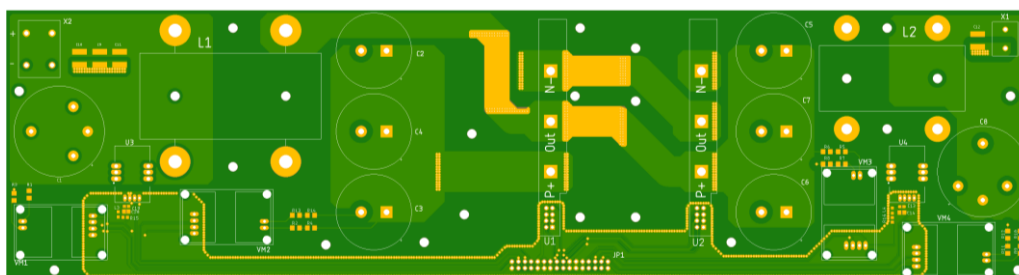


Fig. 24. Cablajul imprimat al BHCC – modulul de putere

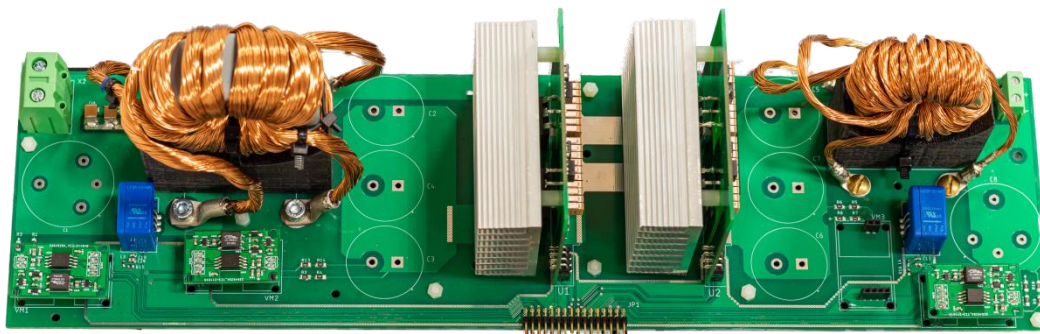


Fig. 25. Prototipul convertorului BHCC– modulul de putere

2.2.2 Proiectarea circuitului de protecție și control

Principalul circuit utilizat în control convertoarelor este microcontrolerul TMS320F28379D, având caracteristicile principale prezentate în Tabelul 5. Acesta este utilizat cu ajutorul plăcii de dezvoltare LAUNCHXL-F28379D, prezentată în Fig. 26, ambele fiind produse de firma Texas Instruments.

Tabelul 5. Caracteristici principale ale microcontrollerului TMS320F28379D

Element	Valoare	Unitate
Procesor	2x C28x + 2x CLA	
Unitate virgulă mobilă	FPU32	
Canale UART, CAN, PWM	4, 2, 24	
Frecvență	200	MHz
Memorie RAM	204	KB
Rezoluție ADC	12-16	bit
Putere de procesare	800	MIPS

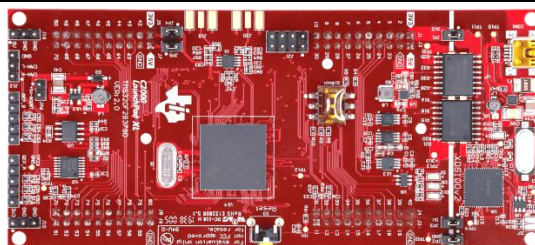


Fig. 26. Placa de dezvoltare LAUNCHXL-F28379D utilizată pentru controlul convertoarelor

Pentru a realiza protecția convertorului, placa de dezvoltare a microcontrolerului se conectează la un circuit de protecție și control care are următoarele funcții:

- alimentarea circuitelor de măsură și comandă
- interfațarea semnalelor măsurate din circuitul de putere, la microcontroller
- interfațarea semnalelor de comandă PWM generate de microcontroller, către circuitul de putere

- protecția circuitului de putere prin blocarea semnalelor de comandă în regim de funcționare la supracurent sau supratensiuni, funcție realizată independent de microcontroller printr-un circuit integrat logic programabil (CPLD)
- funcții auxiliare de pornire, oprire, resetare și afișare a erorilor

Cablajul imprimat al circuitului de control și protecție este prezentat în Fig. 27, iar prototipul acestui circuit asamblat, împreună cu placa de dezvoltare, este prezentat în Fig. 28. Acesta a fost realizat pentru a se conecta cu ușurință la oricare dintre cele două convertoare printr-un singur conector comun. Conectarea către PC poate fi realizat pe USB aflat pe placa de dezvoltare a microcontrolerului.

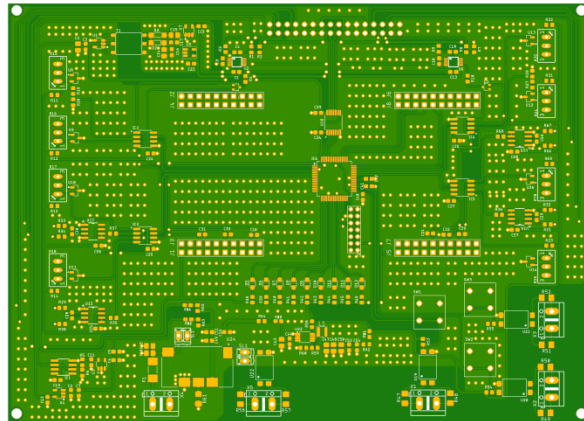


Fig. 27. Cablajul imprimat al circuitului principal de protecție și control

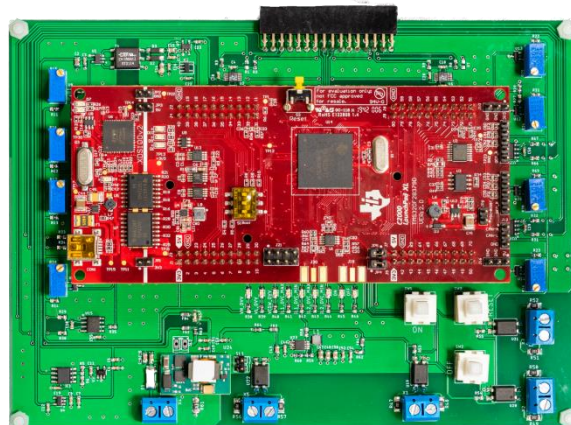


Fig. 28. Implementarea practică a plăcii de protecție și control

2.2.3 Standului experimental pentru testarea convertoarelor statice. Rezultate experimentale preliminare

Rezultatele experimentale au fost achiziționate pentru convertorul BHCC, acesta fiind ales deoarece a fost studiat în detaliu în mai multe lucrări științifice [4]–[7]. Rezultatele de funcționare au fost achiziționate pentru parametrii stabiliți în Tabelul 6. Formele de undă achiziționate pentru convertor în regim staționar sunt prezentate în Fig. 30 - Fig. 35. O fotografie a standului experimental este prezentat în Fig. 29.

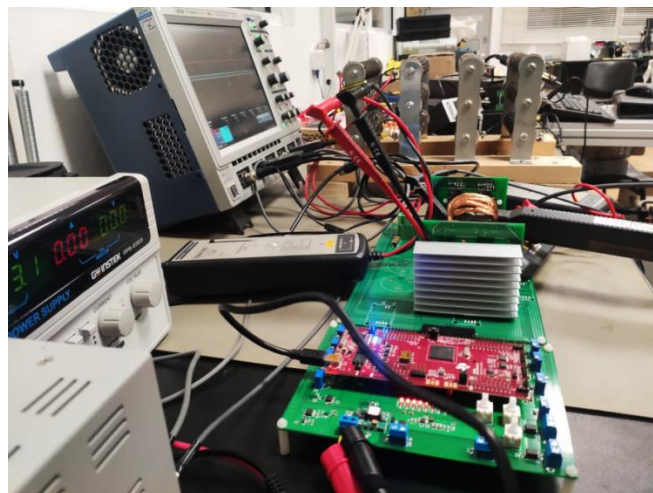


Fig. 29. Stand experimental

Tabelul 6. Parametrii de testare al convertorului BHCC

Element	Valoare	Unitate	Descriere
V_H	400	V	Tensiune nominală a intrării de valoare mare
V_L	120	V	Tensiune nominală a intrării de valoare mică
f	200	kHz	Frecvență de comutație
D	50	%	Factor de umplere
R	24	Ω	Rezistență de sarcină conectată la V_L
P	600	W	Putere de ieșire

În Fig. 30 sunt prezentate tensiunile pe două tranzistoare din circuit, care au funcționare simetrică, împreună cu curenții prin cele două inductoare aflate pe miezuri separate. Se observă din acestea că nu există supratensiuni pe tranzistoare. Formele de undă ale curenților sunt conform ipotezelor teoretice de funcționare. Acestea sunt confirmate și din Fig. 31, unde sunt prezentate tensiunile pe câte o înfășurare din fiecare bobină L_1 și L_2 , împreună cu curenții prin acestea.

Tensiunile și curenții pentru bobinele cuplate magnetic sunt prezentate în Fig. 32 pentru L_2 și în Fig. 33 pentru L_1 . Se observă din acestea că diferențele care apar în formele de undă sunt mici, deci bobinele cuplate magnetic, aflate pe același miez, se pot considera identice.

În Fig. 34 se observă tensiunile pe condensatoarele comutate, aflate în componență MT ($V_{U1.C}$ și $V_{U2.C}$), acestea având o valoare apropiată de cea calculată, adică 260V, și o variație redusă (<2.5V). Tensiunile de pe condensatoarele de la ieșiri (V_{C11} , V_{C12}) sunt prezentate în Fig. 35, acestea prezentând variații reduse de tensiune.

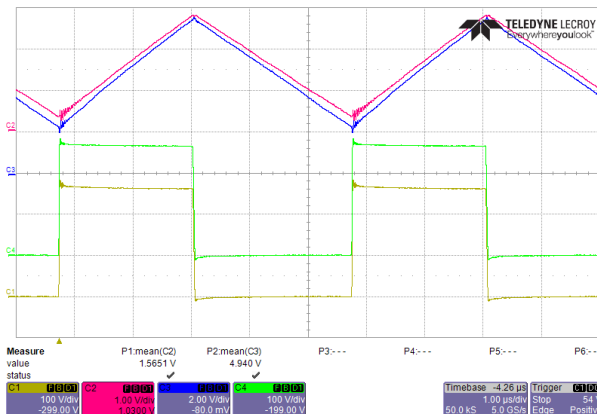


Fig. 30. C1: $V_{U1.Q2}$; C4: $V_{U2.Q1}$
C3: I_{L1} ; C2: I_{L2} ;

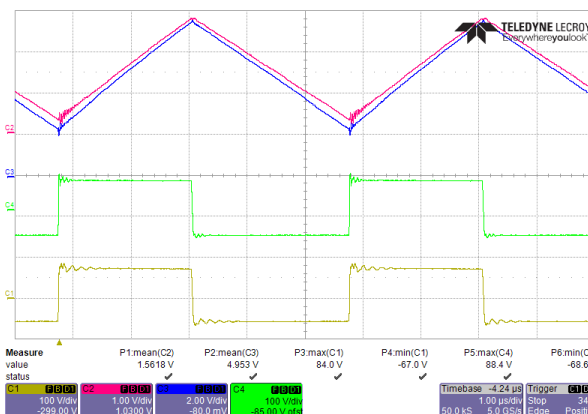


Fig. 31. C1: $V_{L1(2-1)}$; C4: $V_{L2(2-1)}$
C3: I_{L1} ; C2: I_{L2} ;

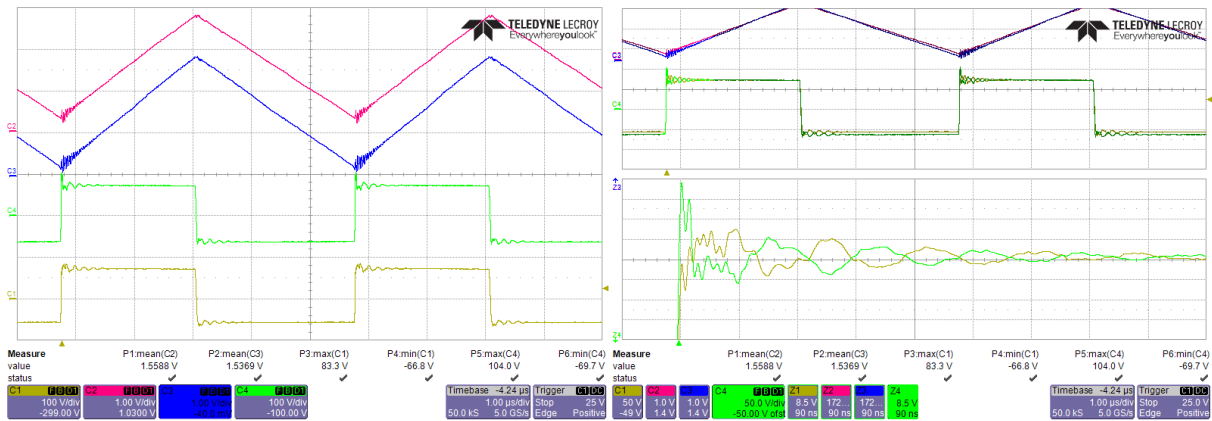


Fig. 32. C1: $V_{L2(2-1)}$; C4: $V_{L2(3-4)}$
C3: $I_{L2(2-1)}$; C2: $I_{L2(3-4)}$;

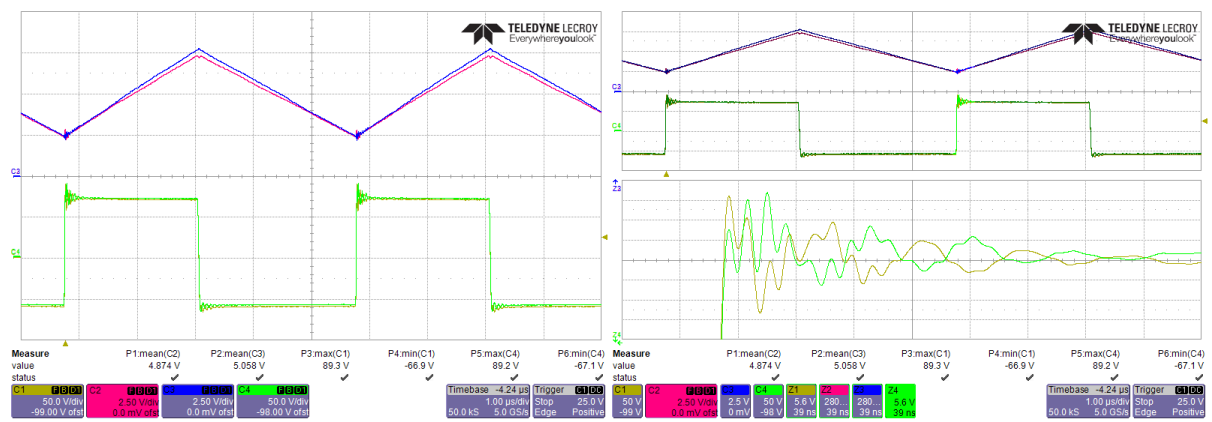


Fig. 33. C1: $V_{L1(2-1)}$; C4: $V_{L1(3-4)}$
C3: $I_{L1(2-1)}$; C2: $I_{L1(3-4)}$;

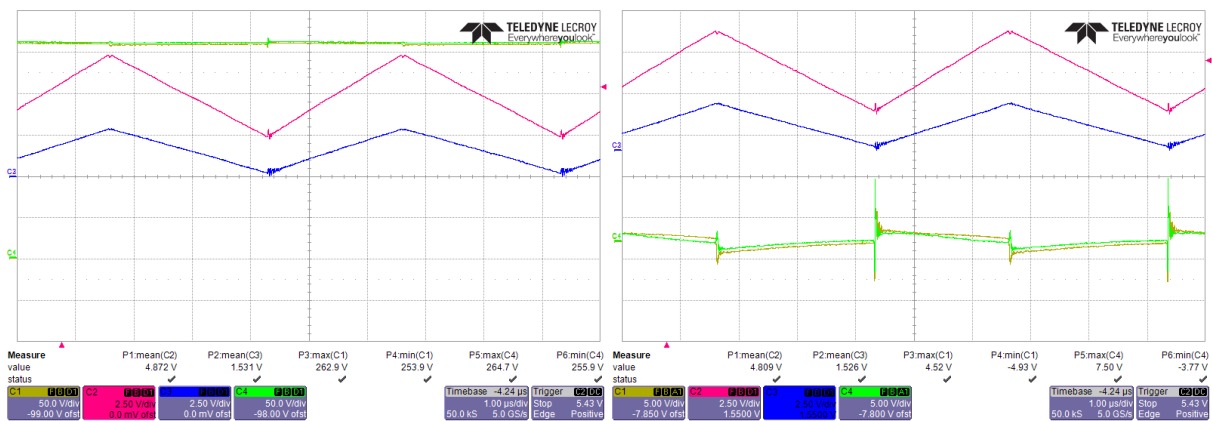


Fig. 34. C1: $V_{U1.C}$; C4: $V_{U2.C}$
C3: I_{L1} ; C2: I_{L2} ;

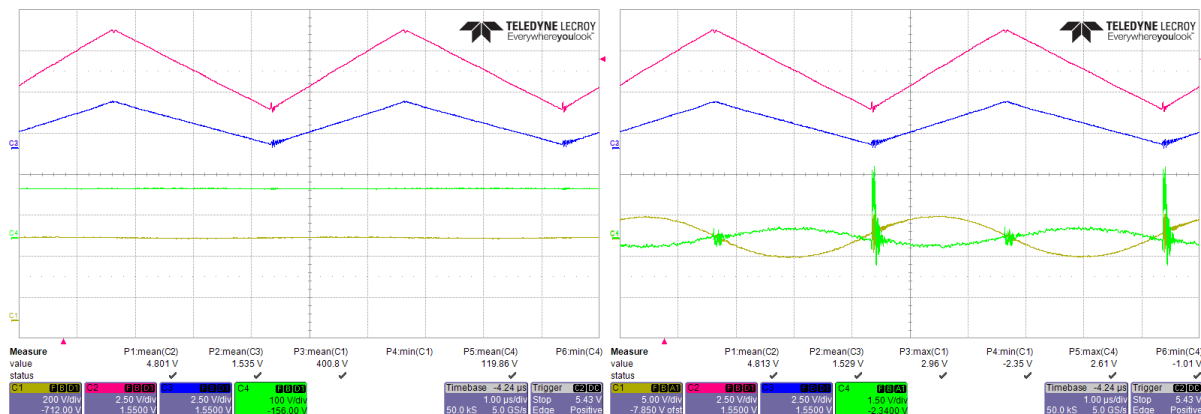


Fig. 35. C1:V_{C12}; C4:V_{C11} C3: I_{L1}; C2: I_{L2};

2.2.4 CONCLUZII

Convertoarele din componența sistemului de stocare a energiei în supercondensatoare au fost construite în două topologii utilizând module de tranzistoare, având avantajul unei asamblări mai facile. Din același motiv al simplificării procesului de asamblare, circuitele de protecție și control au fost proiectate într-o structură modulară. Prototipurile sunt realizate cu componente care ajută în obținerea unor performanțe superioare ale convertorului, componente printre care se numără, tranzistoare cu nitru de galiu, condensatoare ceramice cu dielectric CeraLink, și inductoare pe miezuri magnetice cu întrefier distribuit. O topologie a fost aleasă pentru realizarea standului experimental, obținându-se rezultate care confirmă ipotezele teoretice de funcționare.

2.2.5 BIBLIOGRAFIE

- [1] D. Hulea, O. Cornea, N. Muntean, and B. Fahimi, "A bidirectional hybrid switched inductor converter with wide voltage conversion range," *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 10, pp. 1753–1767, 2021, doi: 10.1049/pel2.12138.
- [2] D. Hulea, M. Gireada, D. Vitan, O. Cornea, and N. Muntean, "An Improved Bidirectional Hybrid Switched Inductor Converter," presented at the 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '20 ECCE Europe), 2020.
- [3] M. Gireadă, D. Hulea, O. Cornea, and N. Muntean, "A High Gain Hybrid non-isolated Magnetically-Coupled Switched-Inductor Converter," in *2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Sep. 2021, pp. 287–293. doi: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590026.
- [4] O. Cornea, G. Andreescu, N. Muntean, and D. Hulea, "Bidirectional Power Flow Control in a DC Microgrid Through a Switched-Capacitor Cell Hybrid DC–DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 3012–3022, Apr. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2631527.
- [5] D. Hulea, N. Muntean, and O. Cornea, "Valley current mode control of a bi-directional hybrid DC-DC converter," in *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical Electronic Equipment (OPTIM) 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, Sep. 2015, pp. 274–279. doi: 10.1109/OPTIM.2015.7427024.
- [6] O. Cornea, E. Guran, N. Muntean, and D. Hulea, "Bi-directional hybrid DC-DC converter with large conversion ratio for microgrid DC busses interface," in *Automation and Motion 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives*, Jun. 2014, pp. 695–700. doi: 10.1109/SPEEDAM.2014.6872065.
- [7] H. Nomura, K. Fujiwara, and M. Y. Kochi, "A new DC-DC converter circuit with larger step-up/down ratio," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jun. 2006, pp. 1–7. doi: 10.1109/pesc.2006.1712228.

3 INTEGRAREA COMPONENTELOR PE STANDUL EXPERIMENTAL

3.1 Realizarea standului experimental, cu integrarea subsistemelor componente. Testare Preliminară.

Obiectivul principal al proiectului este realizarea unui model experimental demonstrativ în condiții de laborator, la scară redusă, pentru un sistem de conversie și stocare a energiei destinat unui vehicul electric de transport public (microbuz), a cărui încărcare se realizează pe durata opririi în stații.

În vederea obținerii rezultatelor experimentale corespunzătoare unui sistem real, s-au utilizat în cadrul proiectului, datele unui vehicul comercial utilizat pentru transportul public, de tip microbuz, care sunt următoarele:

Capacitate de transport

- Capacitate max. nr. pasageri: 38;
- Locuri pe scaune: 12;
- Capacitate max. scaune cu roțile: 1.

Dimensiuni

- Lungime: 8.5 m;
- Lățime medie: 2.1 m;
- Înălțime: 2.6 m;
- Ampatament: 5.1 m.

Motorizare

- Motor termic;
- Putere max.: 120 (kW);
- Transmisie: Cutie de viteze automată.

Masă, sarcină admisă și capacitate rezervor

- Masă totală admisă: 7 t;
- Sarcină admisă pe puntea față: 2.2 t;
- Sarcină admisă pe puntea spate: 4.8 t;
- Rezervor de combustibil diesel: cca 71 litri;
- Rezervor AdBlue: cca 22 litri.

Din masa totală a microbuzului, fără pasageri, au fost reduse, masele aferente motorului cu combustie internă (m_{ICE}), a transmisiei (m_{A_Tr}), a rezervorului de combustibil și a rezervorului de AdBlue (m_{tanks}). De asemenea au fost adăugate masele aferente motorului de tracțiune electrică (m_{IPMS}), a supercondensatoarelor (m_{A_Tr}) și a convertoarelor cu electronică de putere (convertor dc-dc bidirecțional, inverter - m_C).

$$m_{El_bus} = m_{ICE_bus} - m_{ICE} - m_{A_Tr} - m_{tanks} + m_{IPMSM} + m_{Sup_Cap} + m_C \quad (1)$$

Considerând valori numerice aproximative pentru componentele de mai sus, ecuația (1) devine:

$$\left. \begin{aligned} m_{El_bus} &\approx 3850 - 300 - 100 - 90 + 250 + 1200 + 70 \\ m_{El_bus} &\approx 4880 \text{ kg} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Astfel, dacă se consideră masa medie a unui pasager de 75kg și microbuzul complet echipat, acesta va putea transporta până la 28 de pasageri.

Schema simplă de principiu, pe baza căreia a fost realizat standul experimental, este prezentată în Fig. 36. Schema este similară cu cea a unui vehicul de tip BEV (battery-electric vehicle), diferența fiind dată de mediul de stocare (supercondensatoare). Mașina electrică

sincronă cu magneți permanenți interpolari cu concentrare de flux magnetic (IPMSM) este direct cuplată la puntea spate a microbuzului, fără utilizarea unei transmisii, datorită cuplului mecanic mare, care poate fi asigurat de către motorul electric. Pentru conducerea mașinii electrice este utilizat un inverter cu control vectorial și un encoder incremental pentru determinarea poziției rotorului, necesară pentru generarea tensiunilor de referință. Implementarea unui control de tip sensorless, poate fi considerată ca și o soluție de backup în cazul defectării encoderului incremental. Dezvoltarea unui astfel de control impune probleme dificile de implementare datorită salienței scăzute a mașinii electrice dar și a necesității unui control precis a turației și a cuplului la valori scăzute ale turației. Pentru transferul energiei electrice din supercondensator în circuitul de DC al inverterului se utilizează un convertor hibrid bidirecțional de curent continuu cu condensatoare comutate (BHCC). De asemenea, acesta este responsabil și de încărcarea bateriei de supercondensatoare de la stațiile de încărcare sau în regimul de frână regenerativă.

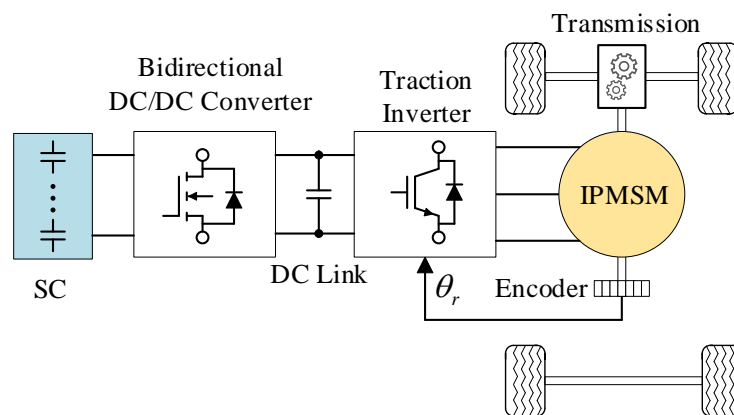


Fig. 36. Schema de principiu a sistemului de tracțiune electrică

În etapa precedentă (aug. - dec. 2020) a proiectului s-au prezentat rezultate de simulare pentru mașina electrică fără a fi considerate modelele convertorului BHCC și a bateriei de supercondensatoare. Astfel, pentru a determina comportamentul reguletoarelor de curent și a regulatorului de turație în condiții de limitare a puterii electrice disponibile, la începutul acestei etape s-au efectuat o serie de simulări extinse, în care s-au introdus și modelele componentelor mai sus menționate. S-a utilizat același model de simulare pentru mașina electrică, prezentat în etapa 2020.

3.1.1 Modelul de simulare al bateriei de supercondensatoare

Tensiunea de ieșire a bateriei de supercondensatoare se calculează utilizând ecuația (3), în care R_{SC} și V_{SC0} reprezintă rezistența internă respectiv tensiunea internă a bateriei de supercondensatoare [1].

$$V_{sc} = V_{SC0} - R_{SC} \cdot I_{SC} \quad (3)$$

Tensiunea internă a bateriei de supercondensatoare se calculează pe baza relației (4), în care C și Q_0 reprezintă capacitatea respectiv starea inițială de încărcare a bateriei de supercondensatoare.

$$V_{SC0} = \frac{1}{C} \cdot \left(Q_0 - \int_0^t I_{SC}(t) dt \right) \quad (4)$$

În regim normal de operare, se poate considera că puterea electrică la ieșirea bateriei de supercondensatoare este egală cu puterea electrică cerută de convertorul BHCC, cu excepția cazului în care curentul bateriei de condensatoare este limitat (relația (5)).

$$P_{req} = V_{SC} \cdot I_{SC} = V_{SC0} \cdot I_{SC} - R_{SC} \cdot I_{SC}^2 \quad (5)$$

Curentul de ieșirea al bateriei de supercondensatoare rezultă din rezolvarea ecuației (5), rescrisă în ecuația (6).

$$I_{SC} = \frac{V_{SC0}}{2R_{SC0}} - \sqrt{\left(\frac{V_{SC0}}{2R_{SC0}}\right)^2 - \frac{P_{req}}{R_{SC}}} \quad (6)$$

Diagrama bloc a modelului de simulare pentru bateria de condensatoare, este prezentată în Fig. 37, în care au fost adăugate limitele de curent maxim care poate fi absorbit și s-au eliminat posibilele soluții imaginare ale ecuației (5).

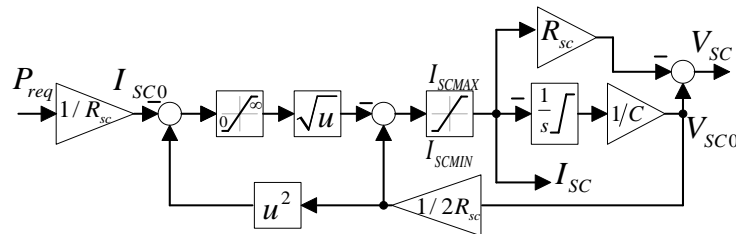


Fig. 37. Diagrama bloc a modelului bateriei de supercondensatoare

În **Error! Reference source not found.**, sunt prezentate caracteristicile bateriei de supercondensatoare, alcătuită din celule disponibile pe piață. S-au înseriat 169 de celule pentru a obține nivelul de tensiune și s-au conectat în paralel șirurile create pentru a obține necesarul de energie stocată.

Tabelul 7. Caracteristici ale bateriei de supercondensatoare

Parameters	Value		Unit
	SC cell	SC Module	
Rated voltage	2.85	480	V
Rated capacitance	3200	266	F
DC 10ms ESR rated	0.14	1.69	m Ω
Energy	3.6	8512	Wh
Specific energy	6.8	6.8	Wh/kg
Mass	0.53	1254	Kg

3.1.2 Modelul de simulare al convertorului bidirecțional de curent continuu (BHCC)

Modelul de simulare al convertorului bidirecțional de curent continuu (Fig. 38) a fost implementat printr-un regulator proporțional, în care eroarea reprezintă diferența dintre referința de tensiune din circuitul intermediar de curent continuu al inverterului (DC link) și valoarea actuală. Ieșirea regulatorului reprezintă puterea electrică necesară compensării diferenței de tensiune, însumată cu puterea electrică totală utilizată de către microbuz, astfel rezultând totalul de putere electrică absorbită din bateria de supercondensatoare (ecuația (7)).

$$P_{req} = k_p \left(V_{dc}^* - V_{dc} \right) + P_{el} \quad (7)$$

Tensiunea circuitului intermediar de curent continuu al inverterului este calculate utilizând relația (8), în care i_{dc} reprezintă curentul din condensatoarele circuitului intermediar (DC link). Acesta este determinat din relația (9).

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \int i_{dc} dt \quad (8)$$

$$i_{dc} = \frac{V_{SC} \cdot I_{SC} - P_{el}}{V_{dc}} \quad (9)$$

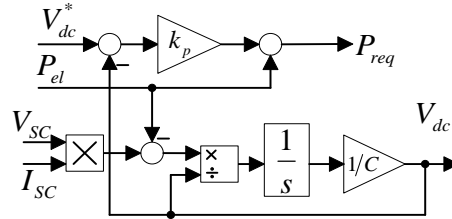


Fig. 38. Diagrama bloc a modelului convertorului de curent continuu

3.1.3 Diagrama metodologiei de control a sistemului de acționare

Diagrama metodologiei de control a sistemului de acționare este prezentată în Fig. 39, în care, față de etapa 2020 a proiectului au fost introduse modelele prezentate anterior și compensarea curentului din axa q în funcție de nivelul tensiunii din circuitul intermediar al inverterului (DC Link). Această compensare a fost efectuată pentru a limita puterea electrică necesară îndeplinirii referinței de viteză în cazul în care bateria de supercondensatoare este descărcată și apariției unui defect pe modulele convertorului bidirecțional de curent continuu care ar limita puterea vehiculată de acesta. Curentul de compensare este introdus ca o funcție proporțională determinată pe baza relațiilor (10) și (11) în care V_{dcMin} și V_{dcMax} reprezintă limitele de variației ale tensiunii din circuitul intermediar, k_{dc} reprezintă constanta de proporționalitate și V_{dciq*} reprezintă nivelul de tensiune care trebuie compensată pentru a menține valoarea de referință [1].

$$i_{qcomp} = k_{dc} \cdot V_{dciq*} \quad (10)$$

$$V_{dciq*} = \begin{cases} V_{dc} + V_{dcMin} & \text{if } V_{dc} < V_{dcMin} \\ 0, & \text{if } V_{dcMin} < V_{dc} < V_{dcMax} \\ V_{dc} - V_{dcMax} & \text{if } V_{dc} > V_{dcMax} \end{cases} \quad (11)$$

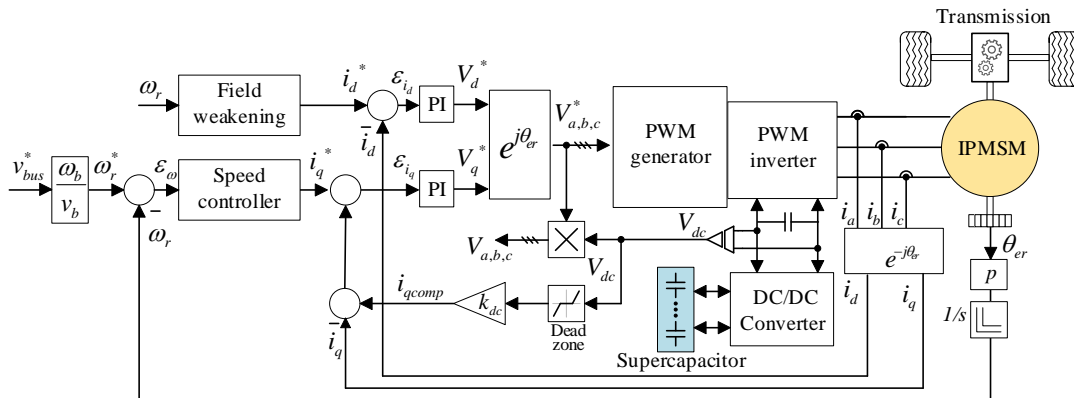


Fig. 39. Diagrama de control a sistemului de acționare

3.1.4 Rezultate de simulare ale sistemului de acționare

Verificarea stabilității reguletoarelor de curent, respectiv turație a fost efectuată pentru două regimuri de funcționare, utilizând un profil de viteză pentru deplasarea microbuzului, nefavorabil mașinii de antrenare. Formele de undă principale, la funcționare normal, sunt prezentate în Fig. 40 și Fig. 41. Cantitatea de energie stocată în bateria de supercondensatoare este de 8.52kWh. Bateria de supercondensatoare a fost considerate încărcată complet ($V_{SC}=480V$). Se poate observa în Fig. 40 a), că microbuzul realizează viteza de referință pe secțiunile de 36 și 50km/h.

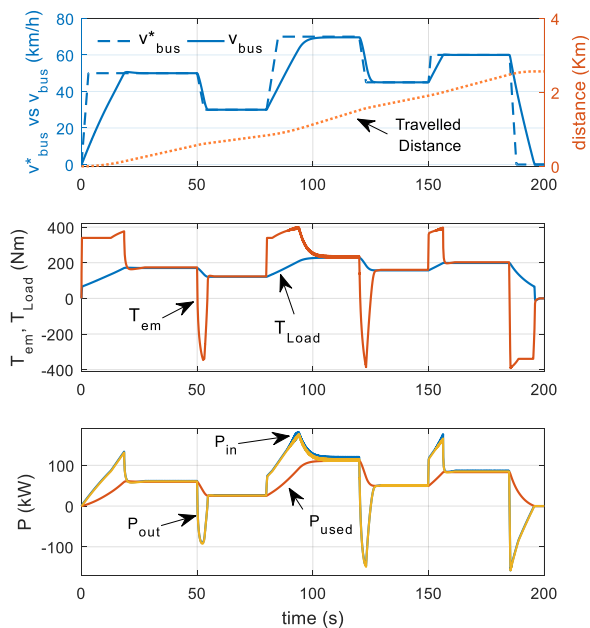


Fig. 40. a) Viteza de referință vs viteza realizată și distanța parcursă; b) Cuplul produs de IPMS vs cuplul de încărcare; c) Puterea absorbită și furnizată de IPMSM, puterea absorbită de transmisie (P_{used})

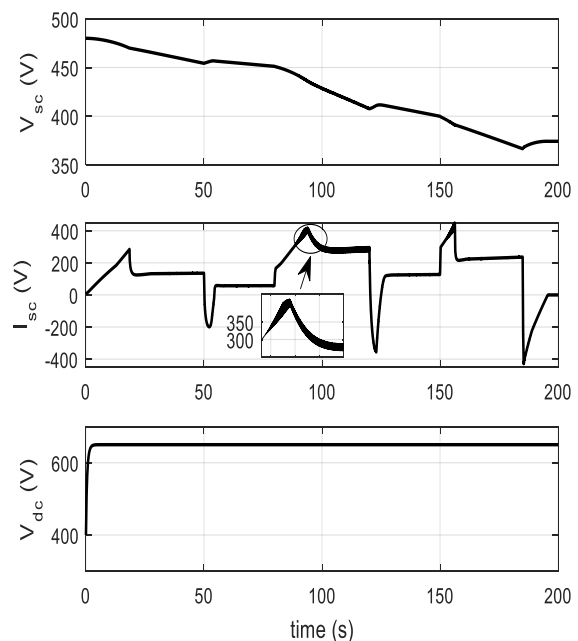


Fig. 41. a) Tensiunea la bornele SC b) curentul vehiculat prin SC; c) Tensiunea din circuitul intermediar (DC Link)

3.1.5 Rezultate de simulare pentru un profil de viteză real

Pentru a valida sistemul de acționare și metodologia de control, s-au efectuat simulări utilizând un profil real de viteză, măsurat pe linie de transport public 16, din Timișoara (Fig. 42). Linia 16 de troleibuz are o lungime de 4.26km, include 7 opriri intermediare în stații. Profilul de viteză a fost măsurat cu ajutorul unei aplicații dedicate (TrackAddict), instalată pe smartphone cu Android. Aplicația estimează viteza utilizând coordonatele GPS și accelerometrul dispozitivului.

Rezultatele de simulare sunt prezentate în Fig. 43 - Fig. 46. Viteza vântului, pe perioada măsurătorilor a fost sub 1m/s, iar numărul de pasageri în troleibuz a fost aproximativ 30% din capacitatea totală, datorită situației pandemice. De asemenea, diferența de nivel pe întregul traseu este de aproximativ 3-4m, datorită poziției geografice a orașului Timișoara. Pentru a testa microbuzul în condiții defavorabile, pentru simulare s-a considerat viteza vântului fiind egală cu 17m/s și încărcarea cu pasageri la capacitate maximă.

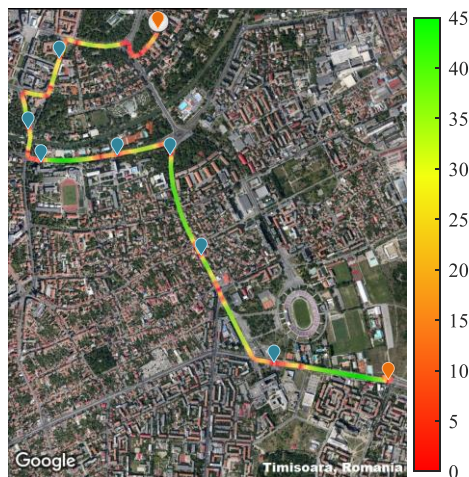


Fig. 42 Linia de troleibuz 16, Timișoara. (Imagine preluată din Google Maps 2021)

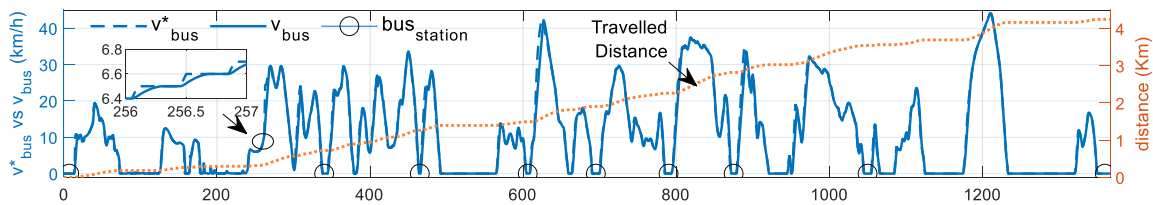


Fig. 43 Viteza de referință vs viteza realizată și distanța parcursă

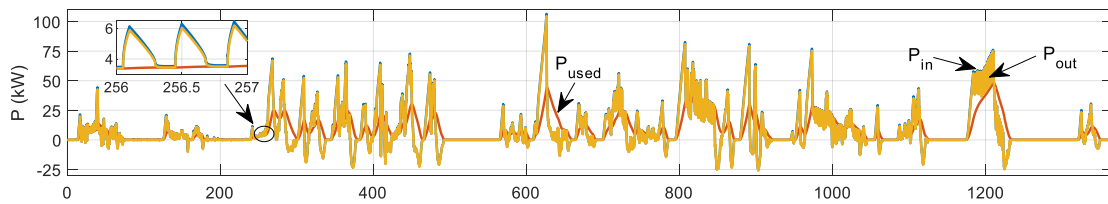


Fig. 44 Puterea absorbită și furnizată de IPMSM, puterea absorbită de transmisie (P_{used})

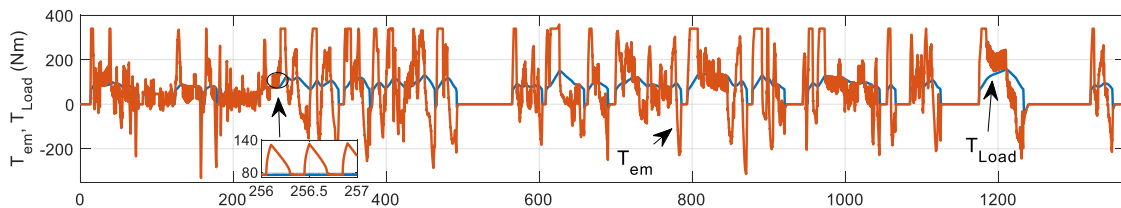


Fig. 45 Cuplul produs de IPMS vs cuplul de încărcare

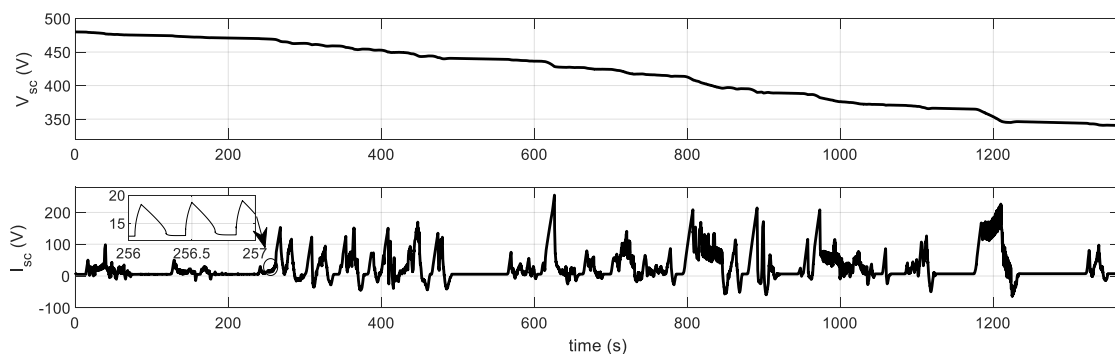


Fig. 46 a) Tensiunea la bornele supercapacitorului; b) Curentul prin supercapacitor

În Fig. 47 este prezentată o analiză consumului de energie electrică a microbuzului, pentru același profil de viteză real măsurat în funcție de variația vitezei vântului și numărului de pasageri. Se poate observa că pentru acest caz particular, capacitatea bateriei de supercondensatoare poate fi redusă la 6kWh (190F). Astfel se obține o reducere a masei totale cu aproximativ 300kg ceea ce se transpune într-o creștere a numărului de pasager. Dar dacă se consideră un alt scenariu, în care se adaugă profilul de înclinare a traseului din Fig. 48 și creșterea consumului auxiliar la 5kWh, rezultă un consum de energie electrică de 6.3kWh. Astfel, bateria de supercondensatoare trebuie să fie proiectată în funcție de condițiile de funcționare ale microbuzului.

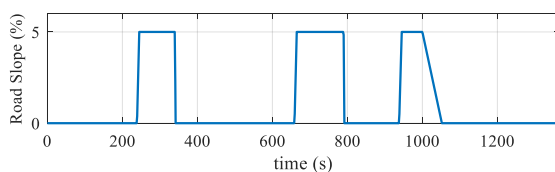
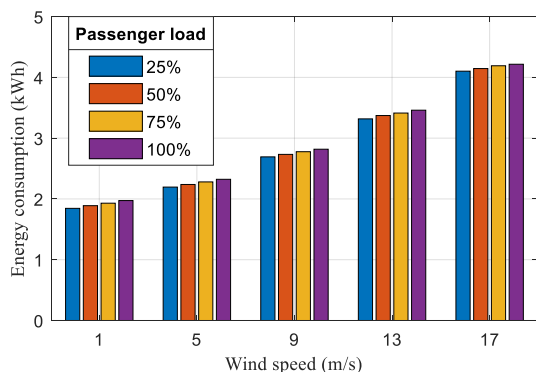


Fig. 48 Profil de înclinare a traseului

Fig. 47 Analiza consumului de energie în funcție de viteza vântului și nivelul de încărcare a microbuzului

3.1.6 Standului experimental pentru testarea subsistemelor componente – Mașina sincronă cu magneți permanenți interpolari cu concentrare de flux magnetic

Schema de principiu a standului realizat pentru testarea mașinii electrice sincrone cu magneți permanenți interpolari cu concentrare de flux magnetic (prototip -IPMSM) este prezentată în Fig. 49. În Fig. 50 este prezentată o imagine de ansamblu cu standul experimental și componentele adiacente.

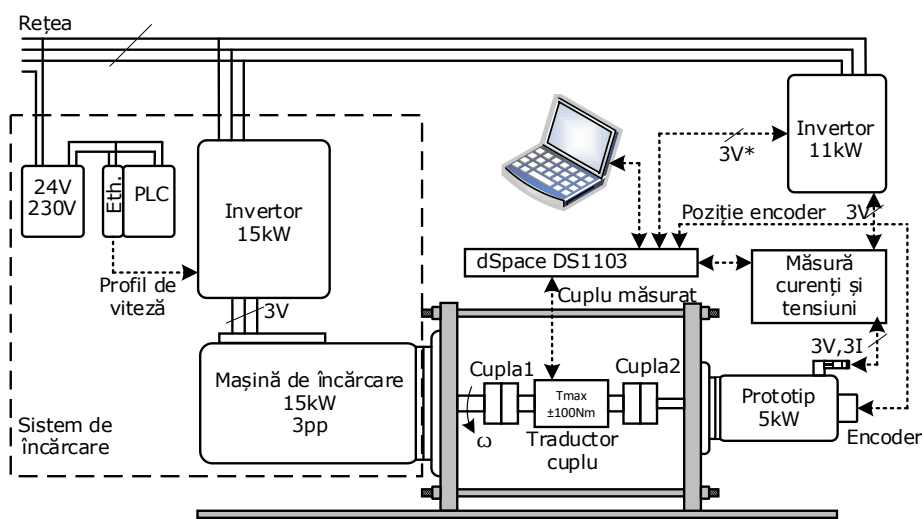


Fig. 49 Schema de principiu a standului experimental aferent acționării electrice

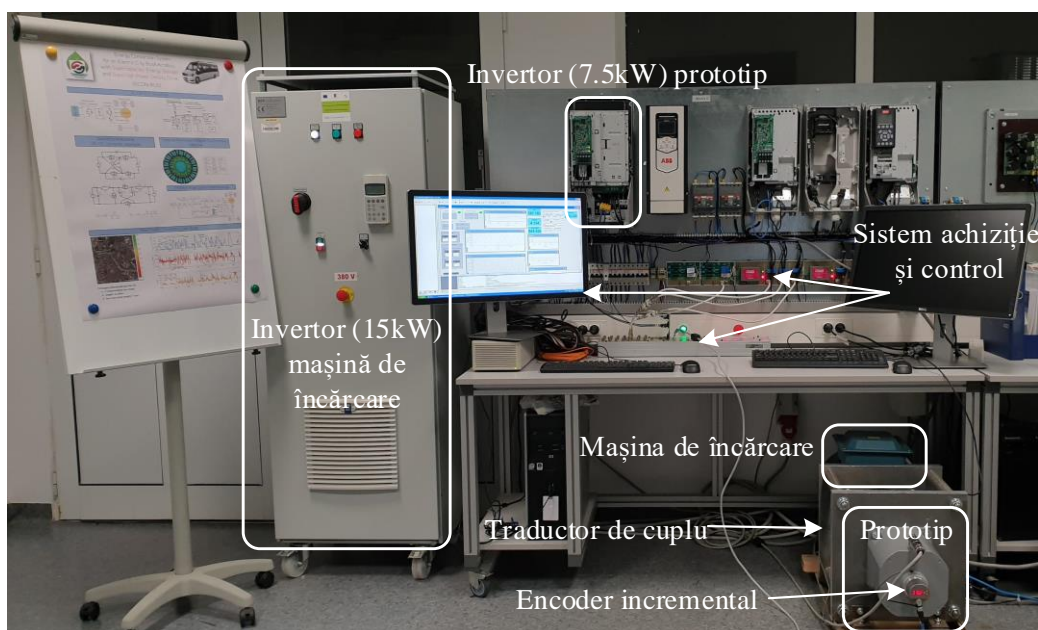


Fig. 50 Stand experimental pentru testarea subsistemelor componente – Acționare electrică

Pentru a testa prototipul dar și pentru a emula cuplul rezistent la înaintare a microbuzului s-a utilizat o mașină electrică asincronă de 15kW (Tabelul 8), cuplată cu prototipul prin intermediul unui traductor de cuplu cu domeniul de măsură cuprins între $\pm 100\text{Nm}$.

Tabelul 8. Parametrii nominali mașină electrică de antrenare

Putere [kW]	15
Frecvență [Hz]	50
Turație [Hz]	29,9
Curent [Hz]	27,1
$\cos\phi$	0,87
Clasă de eficiență	IE3
Clasă de izolație	F
IP	55
Gabarit	M2AX 160MLB

Pentru o vedere mai bună asupra ansamblului format din mașina electrică de încărcare și a prototipului, acesta este prezentat în Fig. 51.

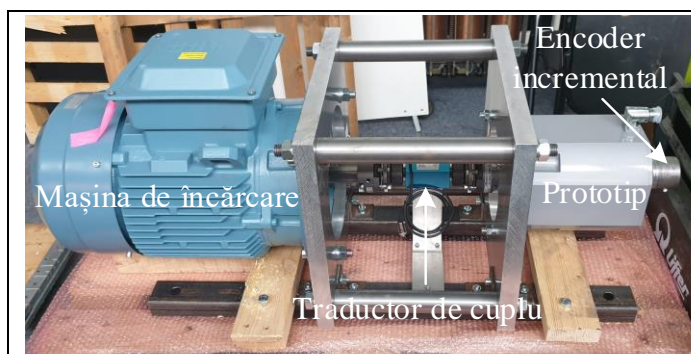


Fig. 51 Ansamblu Mașină de încărcare - Prototip



Fig. 52 Piesă de prindere – blocare rotor

Ambele mașini electrice au o prindere de tip flanșă montate pe un batiu de tip U. Mașina asincronă este condusă cu metoda de control “direct torque control” de către un inverter bidirecțional de 15kW. Referința de cuplu este calculată pe baza modelului matematic prezentat în etapa 2020. În funcție de caracteristica profilului de viteză, mașina asincronă este condusă fie în regim de generator, fie în regim de motor.

Conducerea mașinii electrice prototip se realizează cu un inverter de 11kW, adaptat pentru a permite comanda directă a modulului de tranzistoare. Metodologia de control a prototipului a fost implementată pe o placă de achiziție și control (dSpace DS1103), interfațată cu inverterul prin fibră optică pentru a evita perturbarea semnalelor de comandă. De asemenea, metoda de control impune achiziția tensiunii din circuitul intermediar al inverterului, a curenților de pe fazele prototipului și a poziției rotorului. Poziția rotorului este determinată utilizând un encoder incremental, montat pe rotorul prototipului.

3.1.7 Rezultate experimentale – determinarea inductanțelor în axele dq ale prototipului

Determinarea inductanțelor subtranzitorii în axele dq ale prototipului s-a efectuat în curent alternativ cu rotorul în repaus, prin poziționarea acestuia atât în axa d cât și în axa q. Metoda de determinare este prezentată în [2]. Rezultatele sunt listate în tabelele următoare.

Tabelul 9. Rezultate experimentale – inductanța subtranzitorie L_d

V_{ABC} (V)	I_A (A)	R_E (Ω)	R_f (Ω)	V_d (V)	Z_d (Ω)	X_d (Ω)	L_d (H)
2.03	0.507	0.74	0.493	1.35	2.66	2.62	0.0084
4.25	1	0.74	0.493	2.83	2.83	2.79	0.0088
8.63	2.02	0.742	0.493	5.75	2.84	2.80	0.0089
12.86	3	0.742	0.493	8.57	2.85	2.81	0.00896
17.1	4.03	0.743	0.493	11.4	2.82	2.78	0.00886
21.082	5.01	0.745	0.493	14.05	2.80	2.76	0.0087
24.76	6.01	0.746	0.493	16.50	2.74	2.70	0.0086
28.36	7.02	0.746	0.493	18.90	2.69	2.64	0.0084
32.01	8.02	0.748	0.493	21.34	2.66	2.61	0.0083
35.83	9.03	0.748	0.493	23.88	2.64	2.59	0.0082
37.98	9.62	0.749	0.493	25.32	2.63	2.58	0.0082
39.41	10	0.75	0.493	26.27	2.62	2.58	0.0082

Tabelul 10. Rezultate experimentale – inductanța subtranzitorie L_q

V_{BC} (V)	I_B (A)	R_E (Ω)	R_f (Ω)	V_q (V)	Z_q (Ω)	X_q (Ω)	L_q (H)
2.57	0.508	0.99	0.495	1.29	2.53	2.49	0.007928
5.29	1.01	0.99	0.495	2.65	2.62	2.57	0.008202
10.85	2.01	1	0.5	5.445	2.70	2.66	0.008475
16.66	3.029	1	0.5	8.265	2.72	2.68	0.008538
22.53	4.026	1.01	0.505	11.165	2.77	2.72	0.00868
28.3	5.01	1.01	0.505	14.055	2.80	2.75	0.008784
33.49	6.03	1.02	0.51	16.75	2.77	2.73	0.008692
38.84	7.01	1.02	0.51	19.49	2.78	2.73	0.0087
44.3	8.01	1.03	0.515	22.24	2.77	2.72	0.008685
49.57	9.029	1.03	0.515	24.96	2.76	2.71	0.008645
52.58	9.61	1.04	0.52	26.51	2.75	2.70	0.008623
54.44	9.996	1.04	0.52	27.47	2.74	2.69	0.008589

3.1.8 Rezultate experimentale – tensiunea indusă în regim de generator în gol

Pentru a verifica tensiunile induse în fazele statorice ale prototipului de către magnetii permanenți și pentru a valida datele de proiectare s-a determinat caracteristica tensiunii induse în funcție de turație, prezentată în Fig. 53. Prototipul a fost antrenat de către mașina de

încărcare. A fost achiziționată valoarea tensiunii induse cu un pas de modificare a turației de 100rpm.

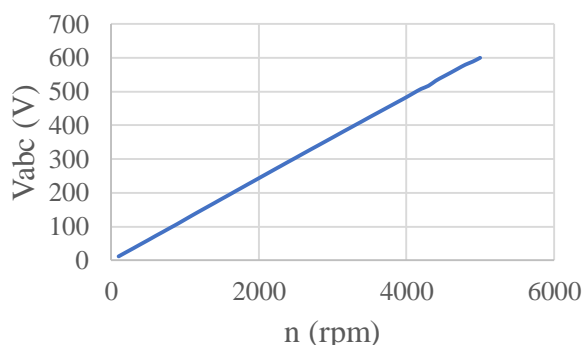


Fig. 53 Carcateristica tensiunii induse în funcție de turație

3.1.9 Rezultate experimentale – Regim de generator în sarcină

Prototipul a fost testat în regim de generator pe o sarcină formată din impedanțe pasive, reglate astfel încât generatorul să funcționeze la curentul nominal. Generatorul a fost antrenat de către mașina de încărcare și s-au efectuat două achiziții: la turația de bază de 2400rpm (Fig. 54) și la turația maximă de 4800rpm (Fig. 55). S-au achiziționat tensiunile de linie (VAB, VBC) și curenții de fază (IA, IB). Se poate observa că forma mărimilor achiziționate este sinusoidală, ceea ce indică buna funcționare a prototipului.

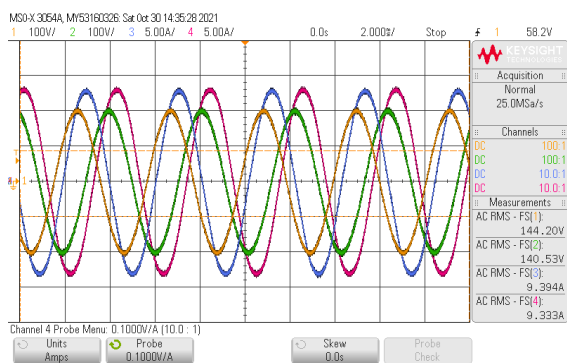


Fig. 54. Regim de generator în sarcină – n=2400rpm

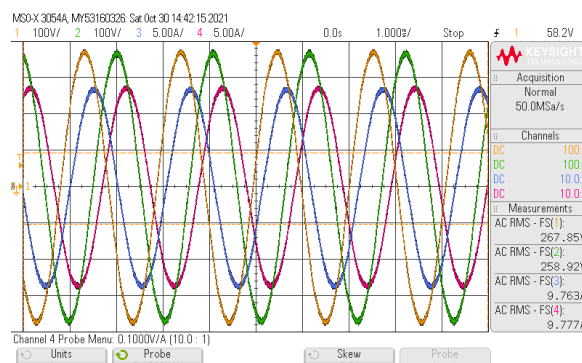


Fig. 55. Regim de generator în sarcină – n=4800rpm, tensiunea și curentul

Utilizând traductorul de cuplu și programul de interfațare cu acesta, s-a achiziționat cuplul pentru funcționarea în regim de generator în sarcină la turația de n=2400rpm (Fig. 56), respectiv n=4800rpm (Fig. 57). Cuplul rezistent produs de către prototip a fost achiziționat pe toată perioada de accelerare, de funcționare la turația aferentă și de decelerare.

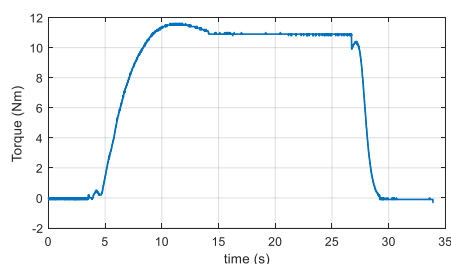


Fig. 56. Cuplul rezistent – n=2400rpm

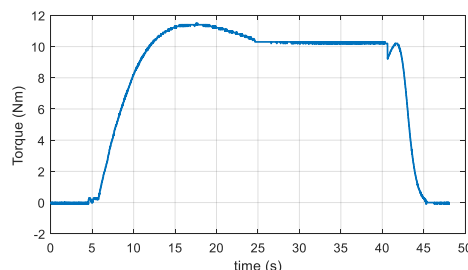


Fig. 57. Cuplul rezistent – n=4800rpm

3.1.10 Rezultate experimentale – Regim de motor

Conducerea mașinii electrice prototip, în regim de motor, s-a realizat pe baza diagramei de control prezentată în Fig. 39, care a fost completată cu ecuațiile de compensare a tensiunii electromotoare induse în stator de magneții permanenți, necesară pentru a reduce efectul de diminuare a variației curenților tranzitorii odată cu creșterea turației [3]. Compensarea a fost efectuată utilizând ecuațiile (12) și (13), în care valorile tensiunilor rezultate în funcție de turația rotorului au fost adăugate la tensiunile de referință pentru unitatea PWM a inverterului. De asemenea s-au introdus protecțiile aferente în curent și tensiune pentru a evita creșterea nivelului de tensiune în circuitul intermediar al inverterului având în vedere faptul că acesta are un modul redresor în interfațarea cu rețeaua electrică.

$$V_d^{**} = V_d^* - V_{d_comp}; \quad V_{d_comp} = -I_q \cdot L_q \cdot \omega_r \quad (12)$$

$$V_q^{**} = V_q^* + V_{q_comp}; \quad V_{q_comp} = (I_d \cdot L_d + \psi_{PM}) \cdot \omega_r \quad (13)$$

În această etapă de testare preliminară, în metodologia de control a prototipului, nu s-a introdus regulatorul de turație, astfel încât, să se faciliteze acordarea reguletoarelor de curent și eliminarea posibilelor probleme de instabilitate a controlului. Inverterul de conducere a prototipului a fost alimentat de la rețeaua electrică trifazată.

Metodologia de control necesită cunoașterea poziției rotorului, furnizată de către encoderul incremental în cuadratură. Encoderul permite setarea numărului de pulsuri pe o revoluție în domeniul 1..10000 (4096). Pentru determinarea poziției, se contorizează numărul de pulsuri și se resetează la valoarea de zero de către semnalul de index, furnizat de encoder. Determinarea turației rotorului, necesită derivarea poziției, care introduce perturbații în valoarea calculată. Perturbațiile au fost eliminate prin introducerea unui filtru, acordat astfel încât să nu introducă o întârziere semnificativă a semnalului.

În continuare sunt prezentate rezultate experimentale obținute pentru o situație tipică a curenților de referință în axele dq. Până la turația de bază nu este necesară referință de curent negativ în axa d. La valori ale turației mai mari decât turația de bază, se prescrie curent negative în axa d, astfel încât să nu se satureze tensiunile de referință (Fig. 58 – Fig. 64).

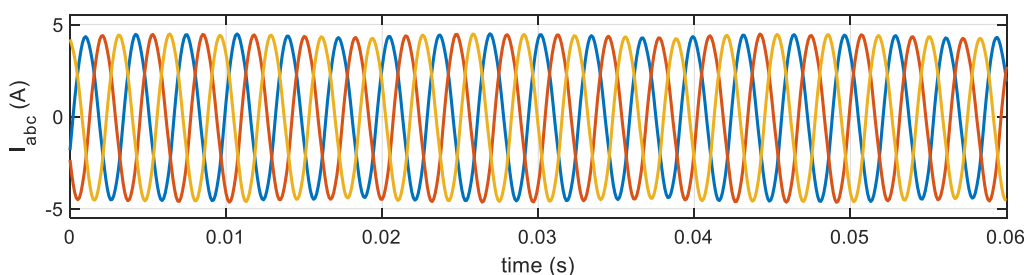


Fig. 58. Curenții de pe fazele a,b,c ($I_d^* = -5$, $I_q^* = 2.2$)

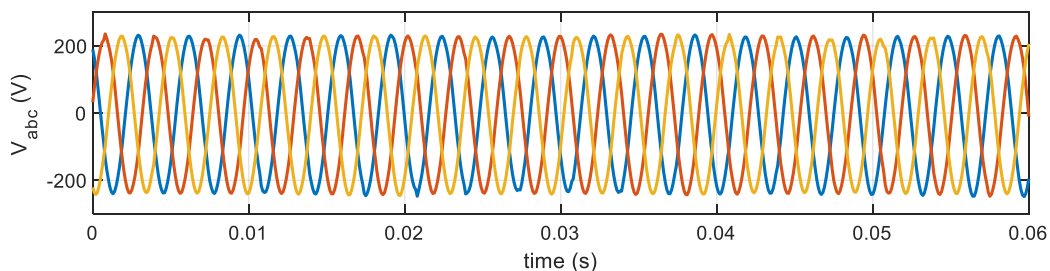


Fig. 59. Tensiunile de pe fazele a,b,c ($I_d^* = -5$, $I_q^* = 2.2$)

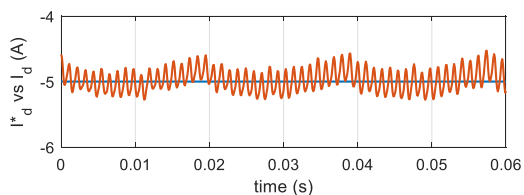


Fig. 60. Referința de curent în axa d versus curentul realizat ($I_d^* = -5, I_q^* = 2.2$)

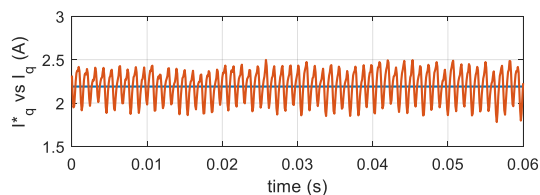


Fig. 61. Referința de curent în axa q versus curentul realizat ($I_d^* = -5, I_q^* = 2.2$)

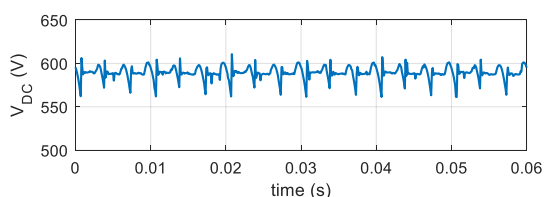


Fig. 62. Tensiunea din circuitul intermediar al invertorului ($I_d^* = -5, I_q^* = 2.2$)

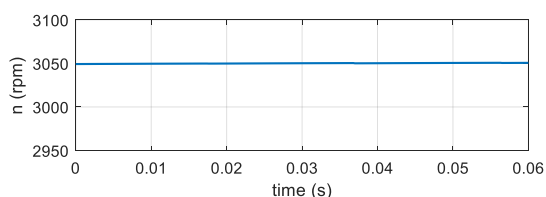


Fig. 63. Turația rotorului ($I_d^* = -5, I_q^* = 2.2$)

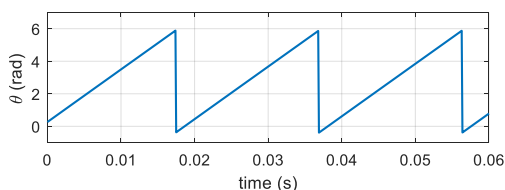


Fig. 64. Poziția mecanică a rotorului ($I_d^* = -5, I_q^* = 2.2$)

3.1.11 CONCLUZII

În prima parte a prezentului raport privind realizarea standului experimentat și testarea sistemelor subcomponente – mașina electrică sincronă cu magneți permanenți interpolari cu concentrare de flux magnetic, s-a testat comportamentul metodei de control pe un profil real de viteză, achiziționat pe o linie de transport public din Timișoara. Rezultatele au arătat că, microbuzul poate parcurge întreaga distanță fără reîncărcarea bateriei de supercondensatoare. Mai mult, se poate reduce dimensiunea unității de stocare, ceea ce permite creșterea numărului de pasageri, la aceeași încărcare a vehiculului. Dimensionată trebuie făcută în funcție de condițiile de funcționare și relieful regiunii în care va opera microbuzul.

Rezultatele experimentale în ceea ce privește determinarea parametrilor mașinii electrice prototip sunt conforme cu valorile parametrilor din proiectarea preliminară. S-a testat metoda de control atât la turația de bază a prototipului cât și la turația maximă a acestuia (4800 rpm). În urma încercărilor experimentale, a fost necesară compensarea tensiunii induse de magneții permanenți, astfel încât regulatoarele să permită o acordare mai puțin rigidă a acestora și astfel să se elimine oscilațiile prezente până la turația de bază. Totuși, peste valoarea turației de bază, apar oscilații în curenții din axele dq, ceea ce conduce la perturbarea curenților de pe fazele motorului. În etapa următoare eforturile se vor concentra pe îmbunătățirea stabilității controlului la valori ale turației mai mari decât cea de bază și se va continua cu implementarea regulatorului de turație și testarea finală a prototipului împreună cu celelalte subsisteme.

3.1.12 BIBLIOGRAFIE

- [1] L.-D. Vitan, A.-D. Martin, L. Tutelea, and I. Boldea, "Supercapacitor City Minibus Propulsion System Simulations, Methodology, and Case Study," in *2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Sep. 2021, pp. 181–190. doi: 10.1109/OPTIM-ACEMP50812.2021.9590081.
- [2] I. Boldea and L. N. Tutelea, *Electric Machines: Steady State, Transients, and Design with MATLAB®*. CRC Press, 2009.
- [3] I. Boldea and S. A. Nasar, *Electric Drives, Third Edition*. CRC Press, 2016.

CONCLUZII GENERALE LA ETAPA A DOUA (ian. – dec. 2021)

În raportul tehnico-științific al etapei II (ian. – dec. 2020) au fost prezentate datele de proiectare pentru motorul electric de tracțiune, date experimentale achiziționate la testarea convertoarelor statice, rezultate de simulare extinse bazate pe date experimentale obținute de pe traseul unui mijloc de deplasare pentru transportul în comun și pe modele de simulare avansate pentru toate componentele sistemului de conversie a energiei, standul experimental pentru integrarea componentelor sistemului de conversie și rezultate experimentale preliminare pentru acesta.

În această etapă, a fost construită mașina electrică prototip (motorul electric de tracțiune) pe baza informațiilor de la sfârșitul etapei anterioare. După determinarea parametrilor principali s-au confirmat, cu abateri ne semnificative, estimările teoretice.

Convertoarele statice din componența sistemului de stocare a energiei în supercondensatoare au fost construite în două topologii utilizând module de tranzistoare, având avantajul unei asamblări mai facile. O topologie a fost aleasă pentru realizarea standului experimental, obținându-se rezultate care confirmă ipotezele teoretice de funcționare.

La subsistemul de acționare electrică, rezultatele experimentale obținute, confirmă datele inițiale de proiectare și simulare. În urma încercărilor experimentale extinse, față de simularea inițială a fost necesară compensarea tensiunii induse de magnetii permanenți, astfel încât regulatoarele să permită o acordare mai puțin rigidă a acestora și astfel să se elimine oscilațiile prezente până la turația de bază.

În fiecare capitol al prezentului raport se pot regăsi concluzii detaliate cu privire la rezultatele obținute în această fază a proiectului.

Rezultatele obținute în această etapă au fost diseminate prin publicarea a unui număr de 7 articole: unul într-o revista ISI și 6 în volumul unei conferințe internaționale indexate ISI, sau în curs de indexare, după prezentarea lor în sesiunile tematice ale conferinței.

Activitățile din etapa 2/2021 au fost derulate conform planului prevăzut. Toate activitățile prevăzute în etapa 2/2021 au fost integral realizate.

În concluzie, echipa de cercetare și-a îndeplinit obiectivele asumate în planul de realizare pentru etapa 2/2021.

Pe baza rezultatelor obținute în această etapă, se va efectua testarea extinsă a modelului experimental demonstrativ, în ultima etapă a derulării proiectului (ian. 2022 – apr. 2022).