

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: EconBus

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 0**

Coordonator: **Academia Română** - Filiala **Timișoara**

Partener 1: Universitatea **Politehnica Timișoara**

Perioada de derulare: Aug. – Dec. 2020

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

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

Echipa proiectului în etapa 2020

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 2020

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 supecondensatoare și convertoare statice de curent continuu dedicate, conectate la o magistrală comună de curent continuu.

În perioada august – decembrie 2020 a fost prevăzută Etapa 1 a proiectului: “Modelare-simulare”, având următoarele activități:

Activități
1. Dezvoltarea unor modele de simulare pentru componentele sistemului și integrarea acestora într-un pachet unic de simulare. Dezvoltarea modelelor de simulare pentru componentele subsistemului de acționare electrică a vehiculului (CO). Dezvoltarea modelelor de simulare pentru subsistemul de conversie și stocare a energiei (P1).
2. Integrarea subsistemelor într-un pachet unic de simulare. Testare, rezultate extensive de simulare (CO)

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

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

1.1. Dezvoltarea modelelor de simulare pentru componentele subsistemului de acționare electrică a vehiculului (CO)

1.1.1. Motor sincron cu magneți permanenți de tip NdFeB, destinat acționării unui microbuz electric (scara 1:1)

Date de proiectare ale motorului de acționare

$T=400\text{Nm}$ la 2400 rpm, randament $\eta>0.93$, factor de putere $\cos\phi>0.7$, $T=200\text{ Nm}$ la 4800rpm

Diametrul exterior al statorului: $OSD\leq 300\text{ mm}$

Întrefier: $g=1.5\text{ mm}$

Lungimea pachetului: $l_s<200\text{ mm}$

Soluția propusă și proiectarea preliminară

S-a propus ca element de acționare un motor cu magneți permanenți de tip NdFeB, cu dispunere radială în rotor. Configurația rotorică transversală este prezentată în Fig. 1.

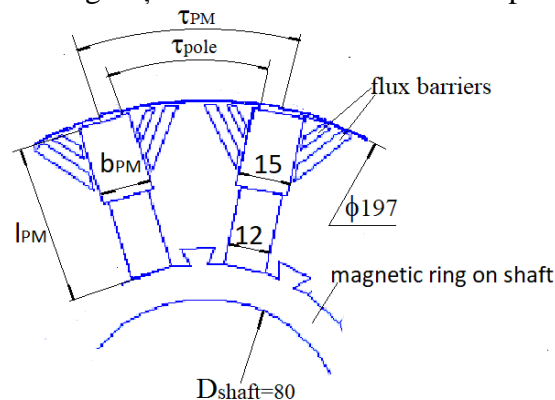


Fig. 1. Secțiune rotorică transversală

Crestătura statorică este prezentată în Fig. 2.

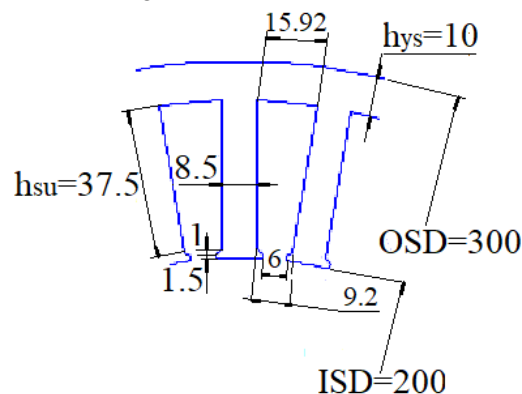


Fig. 2. Crestătura statorică

Rezultatele simulărilor utilizând FEM

Soluția obținută pe baza proiectării preliminare a fost analizată utilizând FEM-2D. În Fig. 5 se prezintă distribuția inducției magnetice în secțiunea transversală a mașinii, considerând $I=6 \cdot 31A=186 \text{ A(RMS)}$.

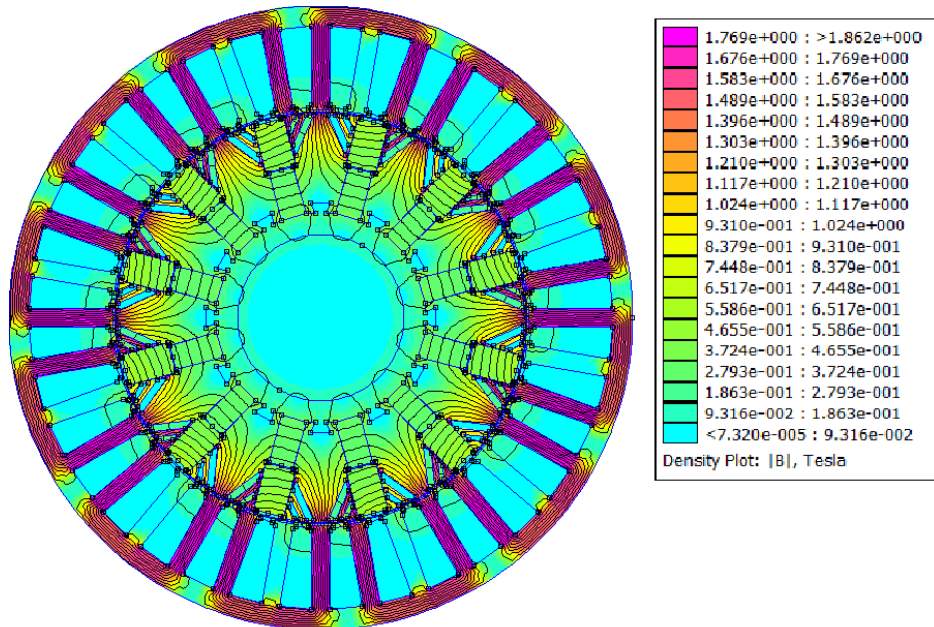


Fig. 3. Distribuția inducției magnetice în secțiunea mașinii ($I=6 \cdot 31A=186 \text{ (RMS)}$)

În Fig. 7 se prezintă cuplul T1, respectiv T2 corespunzător mașinii cu rotor fără înclinare, pentru două valori ale poziției inițiale a rotorului. T_{med} este cuplul mașinii cu rotorul executat din două segmente decalate radial cu 5° geometrice pentru reducerea pulsațiilor. Se evidențiază reducerea la jumătate a pulsațiilor cuplului prin adoptarea soluției de segmentare a rotorului, iar valoarea medie obținută este $T_{em} = 401.7753 \text{ Nm}$.

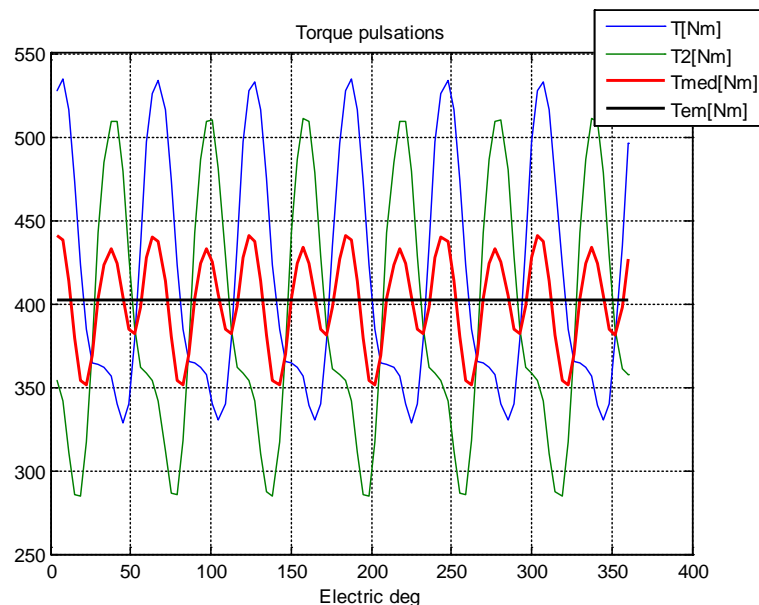


Fig. 4. Variația momentului mașinii în funcție de poziția rotorului (grade electrice) pentru rotor executat din două segmente rotite radial cu 5° (geometrice) respectiv 30° (electrice)

1.1.2. Prototip de laborator (scara 1/20) pentru validarea soluției propuse

$T_{ek}=20$ Nm la 2400 rpm (aprox 5kW), $I_n=9.6$ A(RMS)

$T_{enmax}=8-10$ Nm la 4800 rpm (aprox 4kW); $I_d<0$

$V_{dc}=560$ V

Date de proiectare

Numărul perechilor de poli: $p=6$; Diametrul exterior al statorului: $OSD=160$ mm; Diametrul interior al statorului: $ISD=100$ mm; Întrefierul: $g=0.5$ mm; Lungimea pachetului: $l_s=75$ mm.

Rezultatele proiectării preliminare

Pasul polar: $\tau=26.16$ mm

Numărul perechilor de poli: $p_{PMr}=6$

Pasul de crestătură: $\tau_s \approx 8.72$ mm.

Se adoptă crestătura de formă trapezoidală (Fig. 8), cu dinte de lățime constantă.

Se consideră o înfășurare diametrală (bobine fără scurtare, $y/\tau = 1$) într-un singur strat.

Se adoptă o înfășurare statorică trifazată având $q=1$ crestături/pol/fază, cu o singură cale de înfășurare.

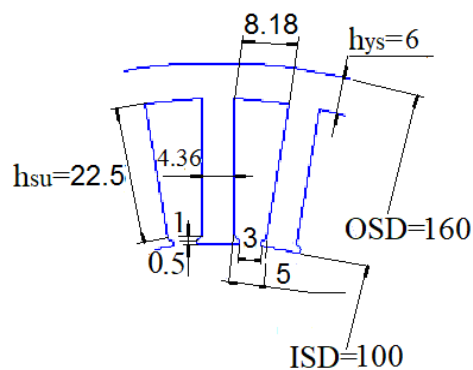


Fig. 5. Crestătura statorică

Aria suprafeței utile a crestăturii este: $A_{slotu} = 148.275$ mm².

Configurația transversală a rotorului este prezentată în Fig. 9.

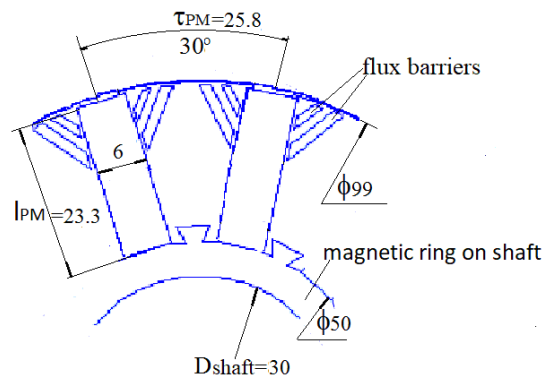


Fig. 6. Secțiune rotorică transversală

Rezultatele simulărilor utilizând FEM

Soluția obținută pe baza proiectării preliminare a fost analizată utilizând FEM-2D. În Fig. 12 se prezintă distribuția inducției magnetice în secțiunea transversală a mașinii, considerând $I=9.6$ A (RMS).

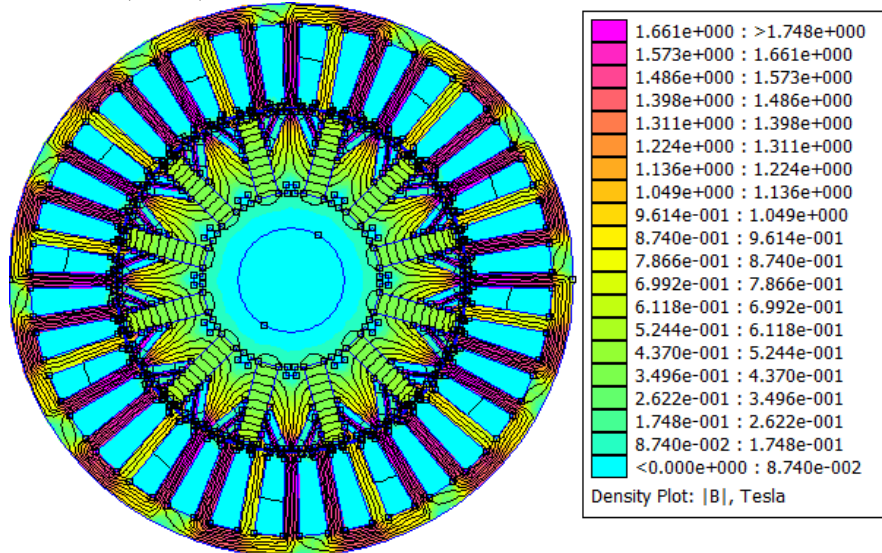


Fig. 7. Distribuția inducției magnetice în secțiunea mașinii ($I=9.6$ A (RMS))

Cuplul mașinii calculat pentru $I_s=9.6$ A(RMS), cu rotorul executat fără înclinare, este $T=20.44$ Nm (valoare medie), dar pulsații inacceptabil de mari.

În Fig. 14 se prezintă cuplul T_1 , respectiv T_2 corespunzător mașinii cu rotor fără înclinare, pentru două valori ale poziției inițiale a rotorului.

T_{med} este cuplul mașinii cu rotorul executat din două segmente decalate radial cu 5° geometrice pentru reducerea pulsațiilor. Se evidențiază reducerea semnificativă (la circa o treime) a pulsațiilor cuplului prin adoptarea soluției de segmentare a rotorului, iar valoarea medie obținută este $T_{em} = 20.7589$ Nm.

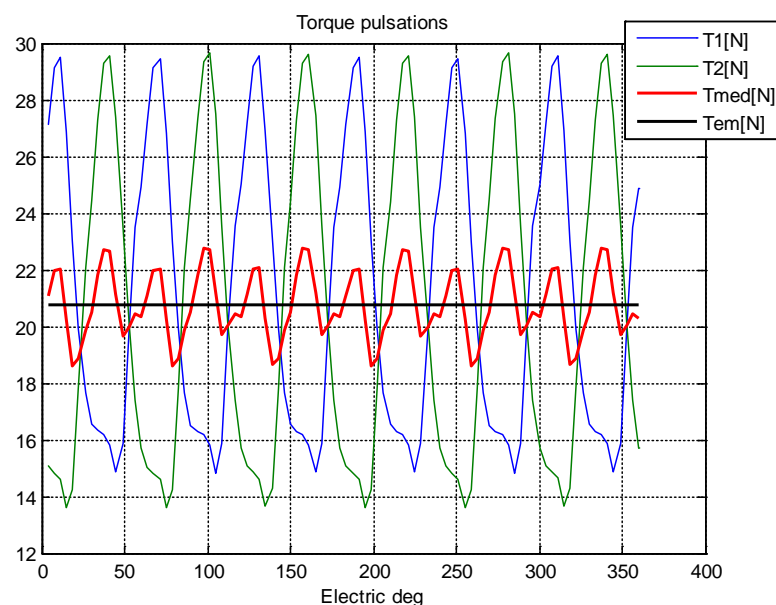


Fig. 8. Variația cuplului masinii în funcție de poziția rotorului (grade electrice) pentru rotor executat din două segmente rotite radial cu 5° (geometrice), respectiv 30° (electrice)

1.1.3. Acționarea mașinii electrice sincrone cu magneți permanenți interpolari cu concentrare de flux magnetic (IPMSM)

A. Ecuațiile mașinii

În cadrul proiectului s-a propus pentru acționarea electrică a microbuzului o mașină electrică sincronă cu magneți permanenți interpolari cu concentrare de flux magnetic (IPMSM). Modelul matematic al mașinii electrice în coordonatele fazelor este descris de următoarele ecuații [3], [4]:

$$\frac{d\psi_a}{dt} = v_a - R_s \cdot i_a \quad (1)$$

$$\frac{d\psi_b}{dt} = v_b - R_s \cdot i_b \quad (2)$$

$$\frac{d\psi_c}{dt} = v_c - R_s \cdot i_c \quad (3)$$

$$\begin{vmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{abc}(\theta) \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{vmatrix} L_{abc}(\theta) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{vmatrix} \quad (5)$$

$$T_{em} = \frac{p_1}{2} \begin{vmatrix} i_a & i_b & i_c \end{vmatrix} \left| \frac{\partial L_{abc}(\theta)}{\partial \theta} \right| \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \quad (6)$$

Semnificația mărimilor folosite în ecuațiile (42) - (47):

ψ_{abc} – fluxul total corespunzător fazelor a, b, c;

v_{abc} – tensiunile corespunzătoare fazelor a, b, c;

i_{abc} – curenții corespunzători fazelor a, b, c;

R_s – rezistența statorică

L_{abc} – inductanțele fazelor a, b, c în funcție de poziția rotorului;

T_{em} – cuplul electromagnetic;

p_1 – numărul de perechi de poli;

θ – poziția rotorului.

B. Diagrama bloc de acționare electrică a microbuzului

Diagrama bloc a acționării electrice a microbuzului este prezentată Fig. 15. Modelul de control este realizat în coordonate sincrone (dq) și se bazează pe determinarea vitezei unghiulare utilizând un encoder incremental pentru măsurarea poziției și măsurarea curenților de alimentare a mașinii electrice. Se prescrie viteza de deplasare a microbuzului în km/h. Aceasta este raportată la viteza de bază a microbuzului și turația unghiulară de bază a motorului electric, astfel rezultând referința de viteză unghiulară pentru mașina electrică. Se compară referința de viteză unghiulară cu viteza unghiulară măsurată de către encoder, iar

eroarea este prelucrată de către un regulator de tip „supertwisting sliding-mode control” [5]–[7]. Ieșirea regulatorului reprezintă referința de current în axa q. Mașina electrică considerată fiind cu magneți permanenți, până la turația de bază referința de current în axa d este zero. Pentru a trece peste turația de bază se utilizează metoda slăbirii de câmp magnetic prin prescrierea unui curent negativ în axa d în funcție de turația unghiulară măsurată. Se compară cele două referințe de current cu valorile curenților mășurați, iar erorile sunt prelucrate de două regulatoare de tip proportional integrator (PI). Ieșirea regulatoarelor reprezintă referințele de tensiune pentru inverter după transformarea din coordonate sincrone (dq) în coordonatele fazelor (abc).

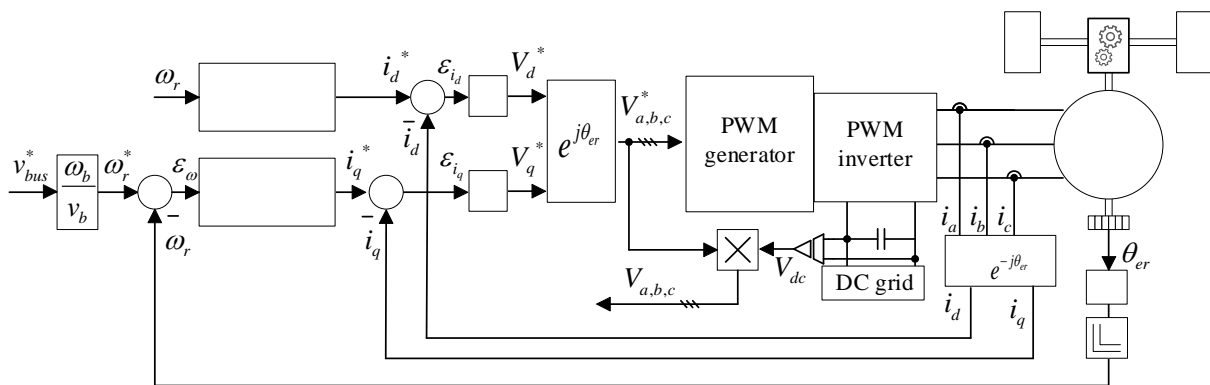


Fig. 9. Diagrama de control

C. Modelul de simulare

Pe baza diagramei bloc prezentată în Fig. 15, s-a elaborat modelul de simulare în Matlab/Simulink (Fig. 16) a subsistemului mașină electrică (IPMSM), subsistemul de control și a cuplului rezistent la înaintare a microbuzului. Modelul a fost dezvoltat astfel încât să faciliteze implementarea ulterioară pe standul experimental.

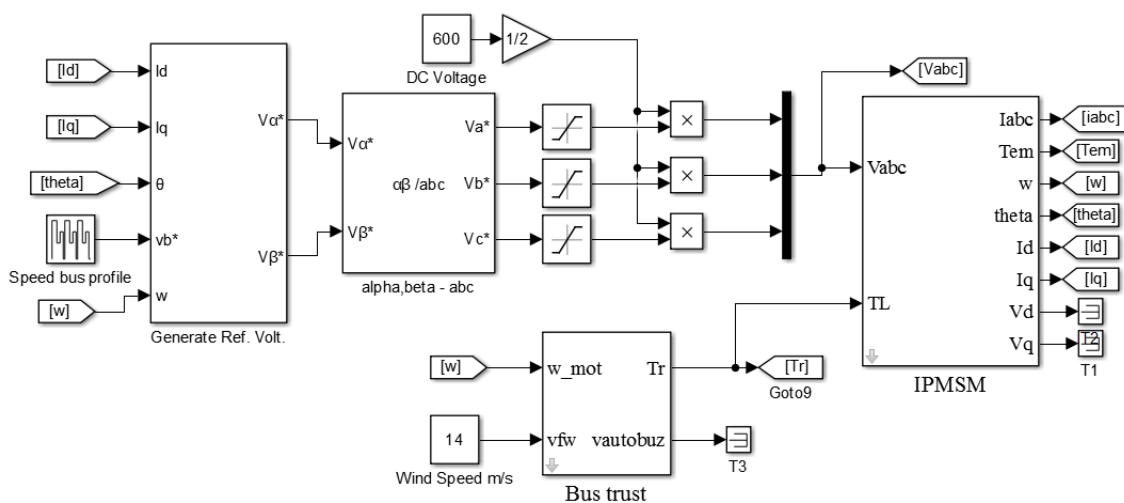


Fig. 10. Modelul de simulare Matlab/Simulink

D. Rezultate de simulare

Simularea componentelor subsistemului de acționare electrică a fost efectuată atât pentru scara 1:1 cât și pentru varianta de implementare pe standul experimental, scara 1:20. În ambele cazuri s-a considerat același profil de viteză de deplasare a microbuzului și aceeași viteză a vântului.

D.I. Rezultate de simulare scara 1:1

Pentru scara 1:1, s-a considerat mașina electrică cu parametrii din Tabelul 3. Profilul de viteză a fost astfel ales încât mașina electrică să conțină zone de funcționare cu și fără slăbire de câmp.

Tabelul 1. Parametrii nominali IPMSM 100kW

Element	Valoare	Unitate	Descriere
P_N	100	kW	Puterea nominală la arborele mașinii
V_N	430	V	Tensiune nominală de alimentare
I_N	162	A	Curentul nominal de alimentare
η	0.96	-	Randamentul
n_b	2400	rpm	Turația de bază
f_b	240	Hz	Frecvența de bază
R_s	18.36	m Ω	Rezistența statorică
L_d	0.216	mH	Inductanța de magnetizare după axa d
L_q	0.339	mH	Inductanța de magnetizare după axa q
Ψ_{PM}	0.1885	Wb	Valoarea fluxului produs de magnetul permanent
p	6	-	Număr de perechi de poli

Simulare pentru viteza vântului de 14 m/s

Rezultatele de simulare pentru viteza vântului de 14 m/s sunt prezentate în Fig. 21. În Fig. 30 este prezentată comparația dintre puterea electrică absorbită de către mașina electrică, puterea mecanică la arbore și puterea rezistentă dată de cuplul rezistent la înaintare.

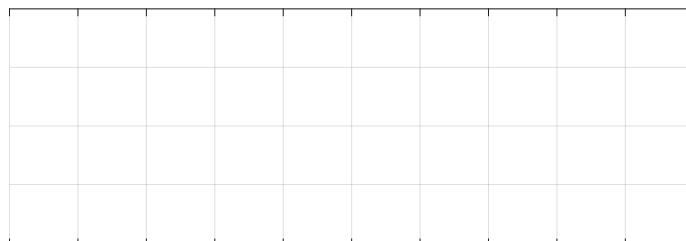


Fig. 11. Referința de viteză a microbuzului versus viteza realizată ($v_{wind} = 14\text{m/s}$)

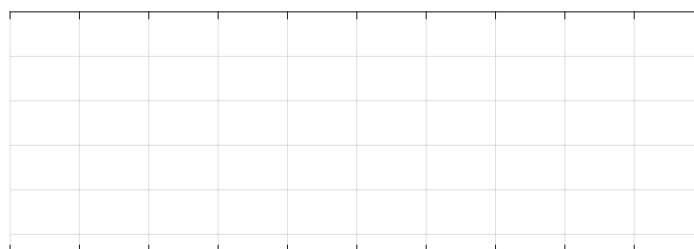


Fig. 12. Puterea electrică absorbită vs puterea mecanică la arborele mașinii electrice versus puterea rezistentă ($v_{wind} = 14\text{m/s}$)

D.II. Rezultate de simulare scara 1:20

Pentru scara 1:20, s-a considerat mașina electrică cu parametrii din Tabelul 3. Pentru validarea prototipului de mașină care va fi implementat pe standul experimental s-au considerat aceleași regimuri de funcționare ca și în cazul precedent (scara 1:1). Pentru echivalarea prototipului de mașină electrică de 5kW necesar pentru standul experimental cu mașina electrică cu modelul real de 100kW, regulatoarele de curent și turație au fost acordate astfel încât să se obțină același răspuns în termeni de accelerație. Se poate observa din rezultatele prezentate mai jos că alura curenților, tensiunilor, cuplurilor și puterilor este aceeași cu scara 1:1, rezultate care validează echivalarea.

Tabelul 2. Parametrii nominali IPMSM 5 kW

Element	Valoare	Unitate	Descriere
P_N	5	kW	Puterea nominală la arborele mașinii
V_N	400	V	Tensiune nominală de alimentare
I_N	8	A	Curentul nominal de alimentare
η	0.94	-	Randamentul
n_b	2400	rpm	Turația de bază
f_b	240	Hz	Frecvența de bază
R_s	0.5	Ω	Rezistența statorică
L_d	3.7	mH	Inductanța de magnetizare după axa d
L_q	5.9	mH	Inductanța de magnetizare după axa q
Ψ_{PM}	0.1759	Wb	Valoarea fluxului produs de magnetul permanent
p	6	-	Număr de perechi de poli

Simulare pentru viteza vântului de 14 m/s

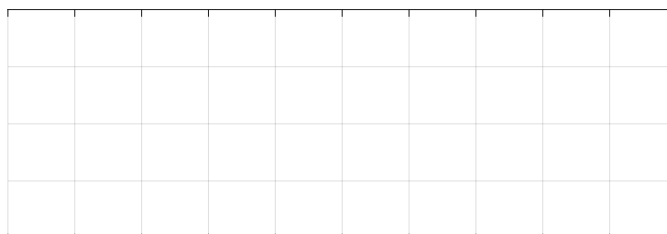


Fig. 13. Referința de viteză a microbuzului versus viteza realizată ($v_{wind} = 14\text{m/s}$)

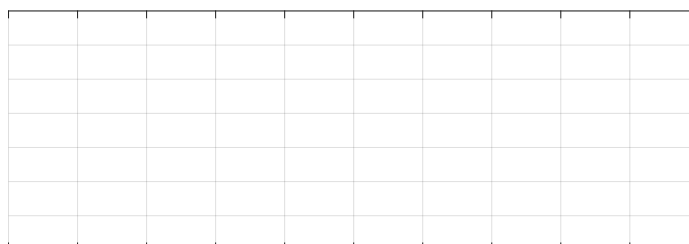


Fig. 14. Puterea electrică absorbită vs puterea mecanică la arborele mașinii electrice versus puterea rezistentă ($v_{wind} = 14\text{m/s}$)

1.2. Dezvoltarea modelelor de simulare pentru subsistemul de conversie și stocare a energiei (P1)

Pentru convertorul utilizat la încărcarea supercondensatoarelor și pentru controlul nivelului de tensiune pe magistrala de 400 - 600V, conform schemei bloc din propunerea de proiect, prezentată în figura următoare, s-a făcut evaluarea a două topologii de convertoare de curent continuu (CSU) hibride. Convertorul cu inductivități comutate și cel cu capacități comutate sunt prezentate în secțiunile A și B.

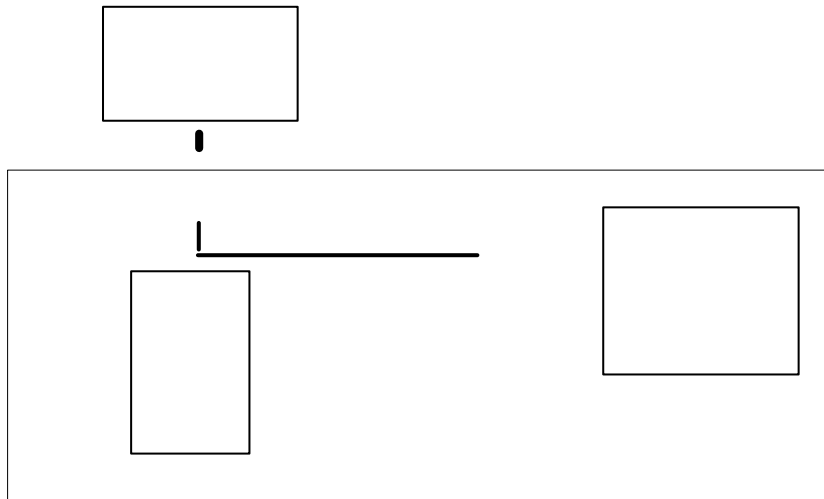


Fig. 15. Schema bloc a sistemului de conversie a energiei

A. Convertorul Bidirecțional Hibrid cu Inductivități Comutate (BHIC)

A.I. Analiza convertorului și elemente de proiectare

Convertorul bidirecțional hibrid cu inductivități comutate (BHIC) [8], prezentat în Fig. 62, este dezvoltat din convertorul hibrid cu inductivități comutate prezentat în [9], acesta din urmă fiind o combinație între convertoarele unidirecționale corespunzătoare celor două sensuri de funcționare: în regim coborâtor de tensiune [10], [11], respective în regim crescător de tensiune [12]. Spre deosebire de aceste topologii înrudite, convertorul BHIC nu prezintă aceeași problemă, și anume apariția oscilațiilor de tensiune pe inductoarele comutate, oscilații datorate capacităților parazite ale elementelor de comutație din celulă. În plus, deoarece utilizează două semipunți de tranzistoare, $SH_1 - SL_1$ respectiv $SH_2 - SL_2$, realizarea practică a convertorului este mult mai simplă datorită disponibilității acestora în comerț, și a existenței multiplelor cercetări disponibile pe aceste structuri [13]–[15].

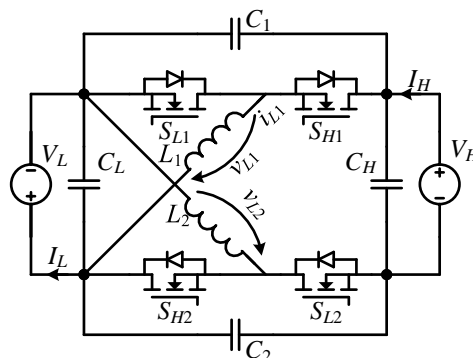


Fig. 16. Schema teoretică a convertorului BHIC [8]

Datorită caracterului hibrid al convertorului, acesta prezintă câteva avantaje față de convertorul „buck/boost” bidirecțional convențional: raport static de conversie al tensiunilor mult mărit, o solicitare mai mică a dispozitivelor semiconductoare și componente pasive mai mici.

Din schema prezentată în Fig. 62, condensatoarele C_1 și C_2 , au rol de eliminare a oscilațiilor inductoarelor, și de a elimina inductanțele parazite din traseul de alimentare al ramurii tranzistoarelor, astfel că acestea au o valoare redusă. Deoarece valorile acestora pot fi crescute pentru a elimina riplul curenților de la ieșiri, I_H , respectiv I_L , se pot folosi ca și condensatoare principale, astfel că C_H și C_L pot fi eliminate complet conform schemei din Fig. 63.

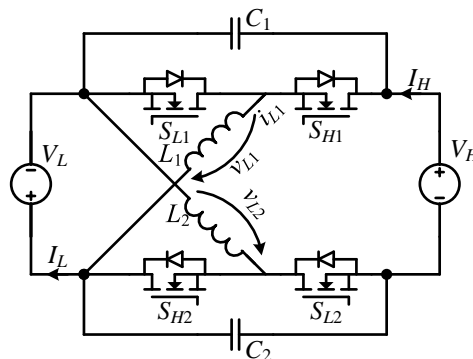


Fig. 17. Schema de implementare practică a convertorului BHIC

Pentru a reduce volumul elementelor auxiliare din inductoare, acestea pot fi cuplate magnetic, după cum este prezentat în Fig. 67. Această nouă schemă poate fi utilizată și cu comandă defazată pe cele două ramuri de tranzistoare.

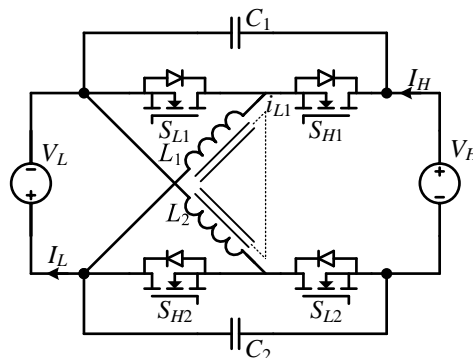


Fig. 18. Convertorul BHIC cu structură îmbunătățită.

A.II. Simularea convertorului BHIC

Scara 1:1

Formele de de undă ale tensiunilor pe magistralele de tensiune, la încărcarea și descărcarea SC, și curentului absorbit de sistemul de acționare din magistrala V_H la putere maximă, sunt prezentate în Fig. 72. În acest scenariu, tensiunea V_H variază între limitele 530V și 550V. În Fig. 73 se prezintă un alt scenariu de descărcare a SC, în care curentul cerut de sistemul de acționare corespunde puterii medii (50% din puterea maximă) iar tensiunea V_H este menținută constantă. La putere medie, descărcarea SC se realizează în 480ms. La încărcarea SC, tensiunea pe magistrala V_H este redusă sub tensiunea asigurată de stația de

încărcare (400V) iar dioda din Fig. 61 intră în conducție și asigură conectarea la stația de încărcare.

Trecerea din regimul de încărcare în cel de descărcare se face într-un timp foarte scurt. Energia transferată de la SC prin intermediul convertului BHIC determină creșterea tensiunii pe magistrala VH, până la valoarea 550V, la care intră în funcțiune sistemul de acționare electrică, așa cum arată Fig. 73.

Creșterea tensiunii SC de la 80V la 160V (tensiunea nominală), care corespunde majorării energiei stocate de la 25% la 100%, se realizează în 60ms la modelul de simulare. Capacitatea SC este de 2.4F. La implementarea practică aceasta se realizează în 60s (scara 1:1000), cât timp microbuzul este oprit în stație, deci este necesară o capacitate de 2400F.

Formele de undă ale curenților la cele două intrări, precum și forma de undă a curentului prin inductivitatea L_1 din convertorul BHIC, sunt prezentate în Fig. 74.

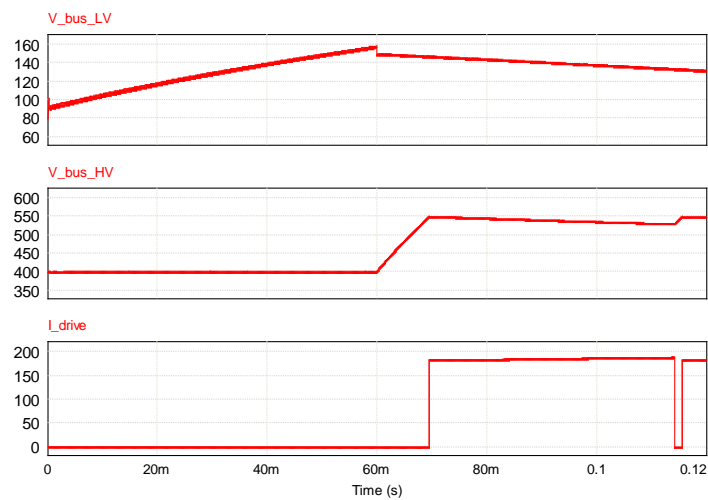


Fig. 19. Formele de de undă ale tensiunilor pe magistralele de tensiune și curentului cerut de sistemul de acționare din magistrala V_H la putere maximă

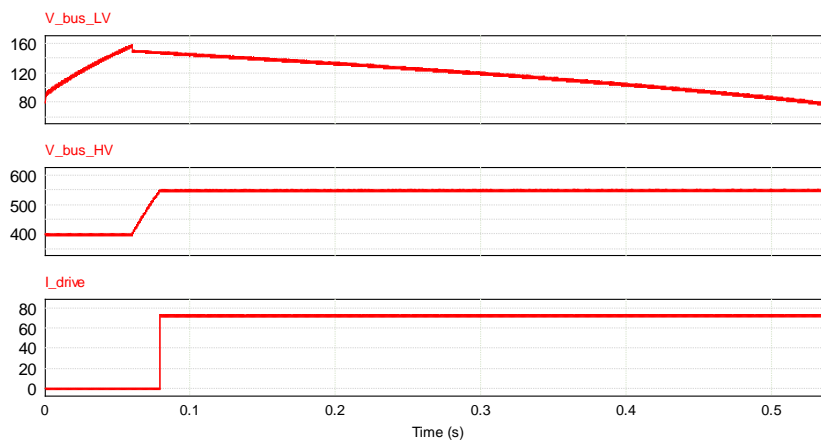


Fig. 20. Formele de undă din Fig. 72 în alt scenariu de descărcare a SC

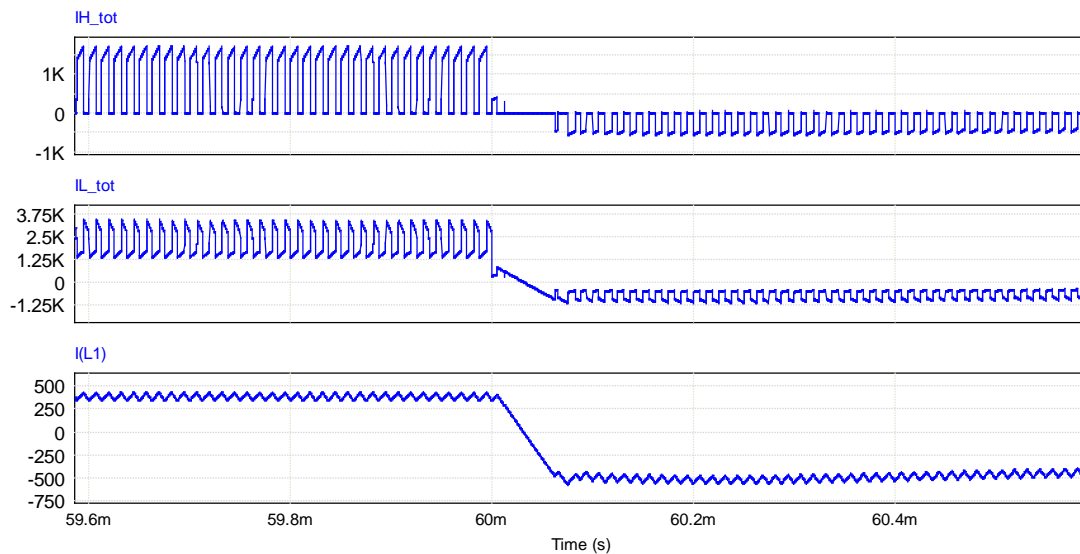


Fig. 21. Formele de undă ale curenților la cele două intrări și curentului prin L_1

Se poate observa trecerea de la regimul de încărcare a SC la cel de descărcare (alimentare a sistemului de acționare electrică), care nu prezintă fenomene perturbatoare. Curentul la încărcare este de patru ori mai mare.

Scara 1:20

Pentru implementarea la scară redusă a modelului experimental demonstrativ, în propunerea de proiect a fost specificat un domeniu de puteri, 2kW...10kW, considerat potrivit pentru verificarea în laborator a conceptului de sistem de stocare a energiei propus. La o putere nominală a sistemului de acționare real de 100kW, modelul la scara 1:20 are putere maximă a acționării electrice de 5kW. Datele de proiectare pentru convertorul BHIC la scară sunt prezentate în Tabelul 8.

Formele de de undă ale tensiunilor pe magistralele de tensiune de intrare și de ieșire, la încărcarea și descărcarea SC, și curentului absorbit de sistemul de acționare din magistrala V_H la putere maximă, sunt prezentate în Fig. 75. Fig. 76 prezintă aceleași forme de undă în alt scenariu de putere pentru acționarea electrică. La scara 1:20 nivelurile tensiunilor pe magistrale sunt aceleași ca la scara 1:1. Capacitatea supercondensatorului SC, pentru creșterea tensiunii de la 80V la 160V în 60ms, este de 0.12F. La testarea modelului experimental demonstrativ construit la scara 1:20, este necesară o capacitate totală de 120F pentru creșterea tensiunii de la 80V la 160V în 60s.

Valorile acestea pot fi ajustate în etapa de implementare a modelului experimental demonstrativ, în funcție de posibilitățile de achiziționare a supercondensatoarelor. Dacă achiziția supercondensatoarelor cu tensiune nominală de 160V nu va fi posibilă, vor fi utilizate două supercondensatoare de 63F, cu tensiunea nominală de 125V. În acest caz energia totală stocată va fi redusă la jumătate. Prin urmare, pentru creșterea tensiunii de la 60V la 120V în 60s puterea de încărcare va trebui să fie de 10kW. Puterea maximă a sistemului de acționare va fi de 2.5kW. Ca variantă alternativă pentru utilizarea supercondensatoarelor de 63F/125V, se va reduce timpul de încărcare la 30s, menținându-se puterea la încărcare la 20kW și puterea maximă a acționării la 5kW.

Formele de undă ale curenților la cele două intrări și forma de undă a curentului prin inductivitatea L_1 dintr-un convertor BHIC, la funcționare la putere maximă a sistemului de acționare, sunt prezentate în Fig. 77.

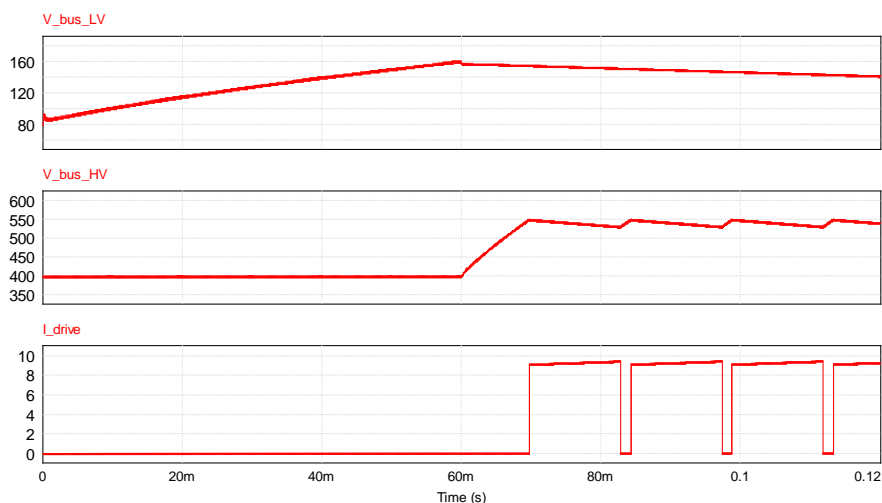


Fig. 22. Formele de de undă ale tensiunilor pe magistralele de tensiune și curentului absorbit de sistemul de acționare din magistrala V_H la putere maximă

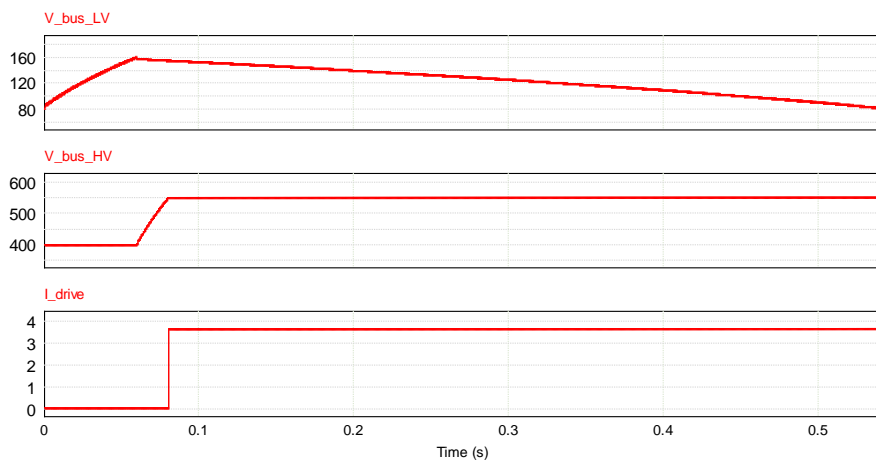


Fig. 23. Formele de undă din Fig. 75 în alt scenariu de descărcare a SC

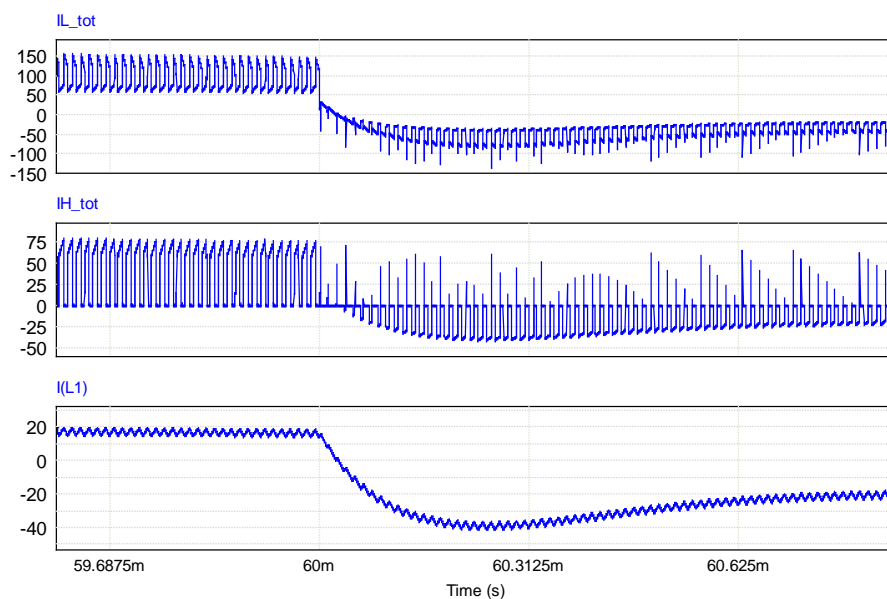


Fig. 24. Curenții la cele două intrări și curentul prin L_1 dintr-un convertor BHIC

B. Convertorul Bidirecțional Hibrid cu Condensatoare Comutate (BHCC)

B.I. Analiza convertorului și elemente de proiectare

Convertorul bidirecțional hibrid cu condensatoare comutate (BHCC) [16]–[19], prezentat în Fig. 78, este dezvoltat din convertorul hibrid cu condensatoare comutate, unidirecțional, propus inițial în mai multe lucrări [10], [16], [20], [21], ca și convertor ridicător de tensiune. Acest convertor se aseamănă cu un convertor ridicător de tensiune convențional, cu o celulă de comutație capacitivă, conectată la ieșire. În regim unidirecțional, condensatoarele sunt încărcate în paralel și descărcate în serie obținând un efect de dublare al tensiunii la ieșire. Pentru convertorul BHCC acest efect este similar pentru regimul coborât de tensiune, obținând o înjumătățire suplimentară a tensiunii.

Convertorul BHCC a fost propus inițial în [16] și a fost testat în regim staționar de funcționare fără regulator în [17], cu un regulator simplu „valley current mode control” în [18], sau din perspectiva stabilității, în [19].

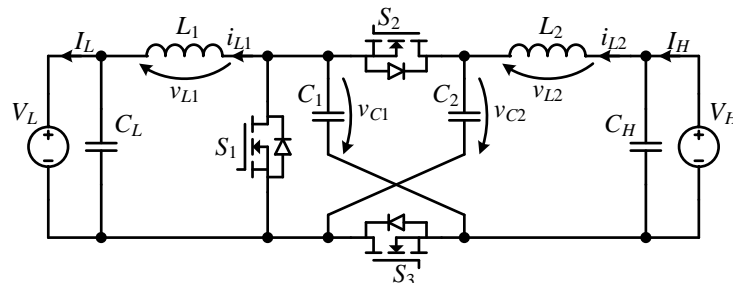


Fig. 25. Schema convertorului BHCC [16]–[19]

După cum se poate observa în Fig. 78, acest convertor folosește trei tranzistoare, și necesită un singur semnal de comandă care se aplică direct tranzistoarelor S_2 și S_3 , și se inversează pentru S_1 . Modul de funcționare al acestuia se poate observa în Fig. 79 și în Fig. 80 pentru cele două intervale de comutație, t_{on} respectiv t_{off} . Cele două scheme se folosesc pentru analiza matematică a convertorului, considerând componente ideale și un regim staționar de funcționare. După cum se observă în cele două scheme echivalente, în intervalul t_{on} cele două condensatoare din celula de comutație se conectează în paralel între cele două surse, prin inductoare, iar în intervalul t_{off} cele două condensatoare se conectează în serie cu tensiunea V_H prin inductorul L_2 . Formele de undă teoretice rezultate din regimul staționar de funcționare sunt prezentate în Fig. 81.

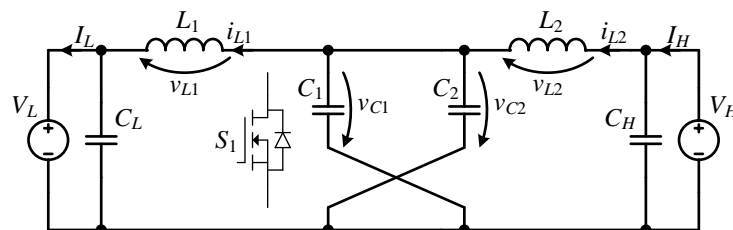


Fig. 26. Schema echivalenta a BHCC în intervalul t_{on} (S_2, S_3 – ON)

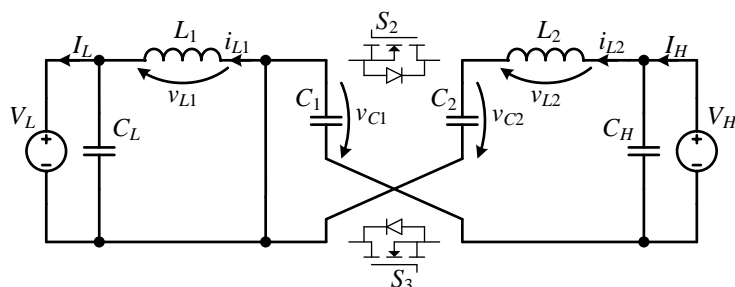


Fig. 27. Schema echivalentă a BHCC în intervalul t_{off} ($S_1 - ON$)

Pentru a elimina tensiunile de frecvențe mari dintre cele două intrări, fiecare inductor de la cele două intrări poate fi divizat, unul fiind poziționat pe ramura inferioară a circuitului. Aceste două inductoare pot fi inductoare separate dacă se dorește utilizarea inductoarelor disponibile în comerț, sau pot fi cuplate magnetic, dacă se dorește un ansamblu mai compact. Această nouă schemă a BHCC este prezentată în Fig. 82.

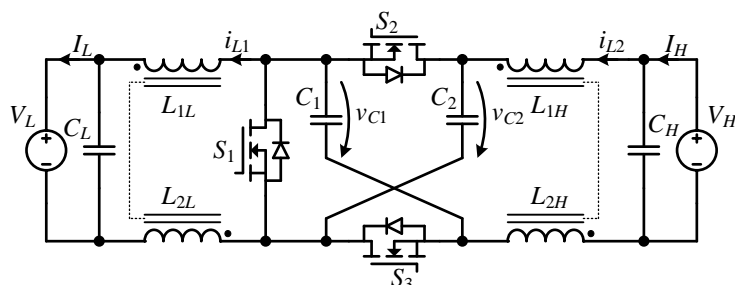


Fig. 28. Convertorul BHCC cu structură îmbunătățită

Valorile calculate ale componentelor pasive ale convertorului BHCC, utilizând relațiile (86) - (95), sunt listate pentru puterea de 25kW în Tabelul 9, pentru 50kW în Tabelul 10 și pentru 100kW în Tabelul 11.

Tabelul 3. Rezultate de dimensionare ale convertorului BHCC la puterea de 25kW

Element	Valoare	Unitate	Descriere
V_H	400	V	Tensiune nominală a intrării de valoare mare
V_L	160	V	Tensiune nominală a intrării de valoare mică
P	25	kW	Putere de intrare
f	80	kHz	Frecvență de comutație
r_i	0.2	-	Riplu procentual al curentului prin inductoare
r_v	0.01	-	Riplu procentual al tensiunii pe condensatoare
C_H	4.9	μF	Capacitate la intrarea de tensiune mare
C_L	30.5	μF	Capacitate la intrarea de tensiune mică
C_1, C_2	120	μF	Capacitațiile din celula de comutație
V_1, V_2	280	V	Tensiunea nominală a condensatoarelor C_1, C_2
L_1	27.5	μH	Inductanța de la intrarea de tensiune mică
I_{L1}	156.25	A	Curentul nominal prin inductorul L_1

B.II. Simularea convertorului BHCC

Scara 1:1

În Fig. 87 sunt prezentate formele de undă ale tensiunilor pe magistralele de tensiune și forma de undă a curentului absorbit de sistemul de acționare din magistrala V_H , la putere maximă. Tensiunea pe magistrala V_H este menținută la valoarea 550V, prin asigurarea energiei consumate de sistemul de acționare, preluată de la SC prin convertorul BHCC. La trecerea din regimul de încărcare a SC, tensiunea V_H este controlată prin curentul injectat de BHCC. Când tensiunea atinge valoarea 550V este alimentat sistemul de acționare. În mod evident, la modelul experimental demonstrativ strategia de gestionare a energiei și circulației de putere va fi aceeași, indiferent de tipul convertorului utilizat pentru încărcarea/descărcarea SC.

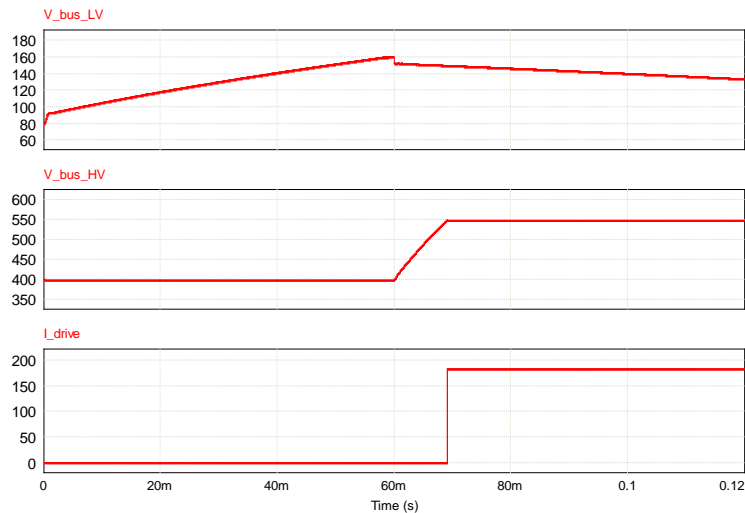


Fig. 29. Formele de undă ale tensiunilor pe magistralele de tensiune și curentului absorbit de sistemul de acționare din magistrala V_H la putere maximă

Formele de undă ale curenților la cele două intrări și forma de undă a curentului prin inductivitatea L_2 dintr-un convertor BHCC, la funcționare la putere maximă a sistemului de acționare, sunt prezentate în Fig. 88.

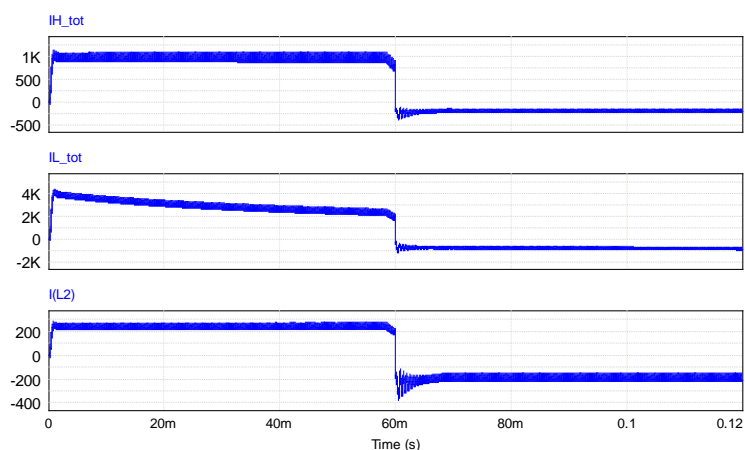


Fig. 30. Formele de undă ale curenților la cele două intrări și forma de undă a curentului controlat (curentul prin L_2)

Din Fig. 89 și Fig. 90, în care sunt prezentate doar formele de undă ale curenților prin inductivitățile L_1 și L_2 , se observă că există oscilații la trecerea din regimul de încărcare în cel de descărcare a SC. La 100kW acestea se amortizează în 5ms. Existența oscilațiilor poate să

fie un dezavantaj în comparație cu convertorul BHIC, la care trecerea în regimul de descărcare a SC se realizează fără niciun fenomen perturbator, așa cum arată Fig. 74. Pe de altă parte, convertorul BHCC are avantajul legat de existența unei inductivități la fiecare intrare, ceea ce duce la eliminarea derivatelor mari de curent, care sunt inevitabile la BHIC.

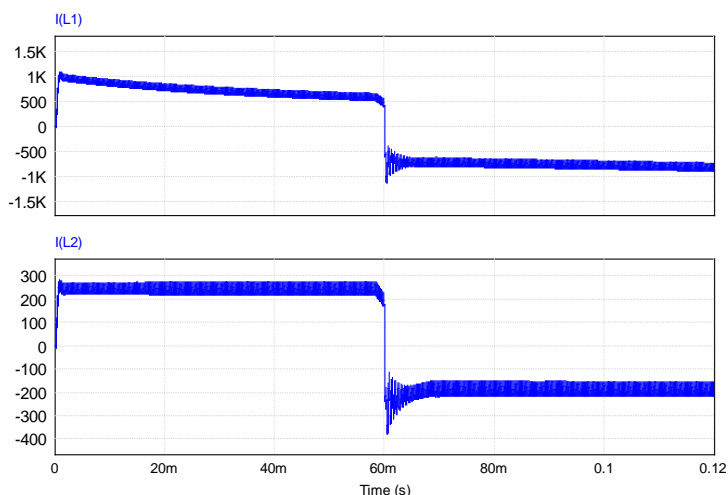


Fig. 31. Curentul prin L_2 (curentul controlat) și curentul prin inductivitatea L_1

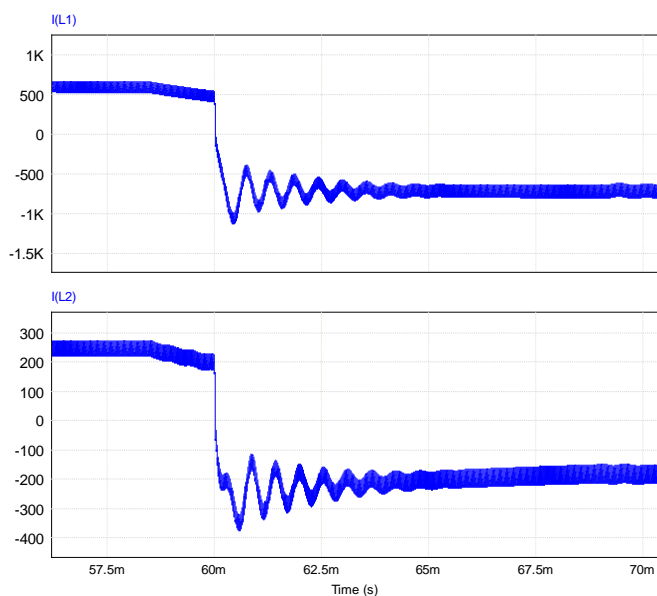


Fig. 32. Detaliu al Fig. 89

Scara 1:20

Tensiunea pe supercondensator la încărcarea și descărcarea SC, tensiunea pe magistrala de tensiune care alimentează sistemul de acționare electrică și curentul absorbit de sistemul de acționare din magistrala V_H la puterea maximă a modelului la scara 1:20, sunt prezentate în Fig. 91. Aceleași forme de undă, în alt regim regim de descărcare (la 40% din puterea maximă), sunt prezentate în Fig. 92.

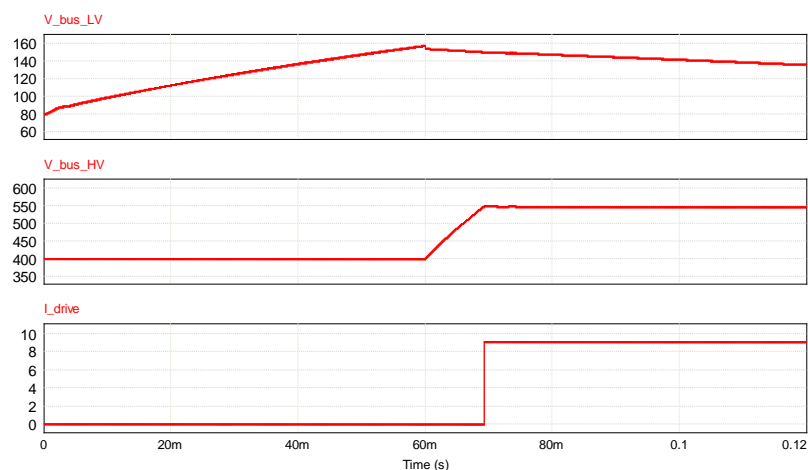


Fig. 33. Tensiunea pe supercondensator, tensiunea pe magistrala care alimentează sistemul de acționare electrică și curentul absorbit de acționarea electrică la putere maximă de 5kW (scara 1:20)

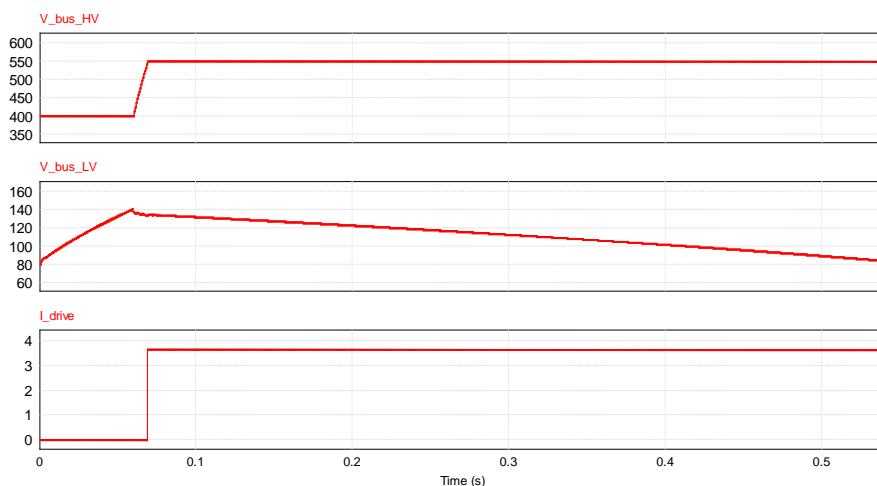


Fig. 34. Formele de undă din Fig. 91 la funcționare a sistemului de acționare la 40% din puterea maximă

Formele de undă ale curenților la cele două intrări și forma de undă a curentului prin inductivitatea L_2 dintr-un convertor BHCC, la funcționare la putere maximă a sistemului de acționare, sunt prezentate în Fig. 93.

Trecerea de la regimul de încărcare la cel de descărcare a SC, la puterea maximă a modelului la scară redusă, este prezentată în Fig. 94. Se observă că pentru amortizarea oscilațiilor este nevoie de mai mult de 20ms, spre deosebire de modelul de simulare pentru 100kW, la care amortizarea se face în 5ms. Chiar dacă intervalul acesta de timp este considerat acceptabil pentru sistemul de conversie a energiei pentru un autobuz/microbuz, la implementarea și testarea modelului demonstrativ experimental se va încerca îmbunătățirea comportării convertorului la trecerea dintr-un regim în altul prin ajustarea metodei de control și a regulatorului.

Celelalte considerente, legate de scalarea SC pentru modelul de simulare, de ajustarea valorii SC sau a timpului de încărcare/descărcare în funcție de posibilitățile de achiziționare a supercondensatoarelor etc., prezentate la convertorul BHIC de 5kW rămân valabile și pentru BHCC.

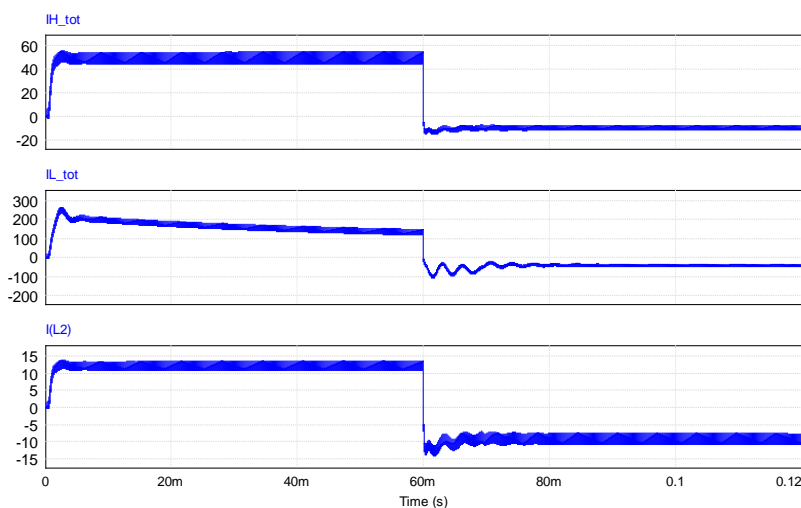


Fig. 35. Formele de undă ale curenților la cele două intrări, I_H și I_L , și forma de undă a curentului dintr-un convertor, prin L_2 (curentul controlat)

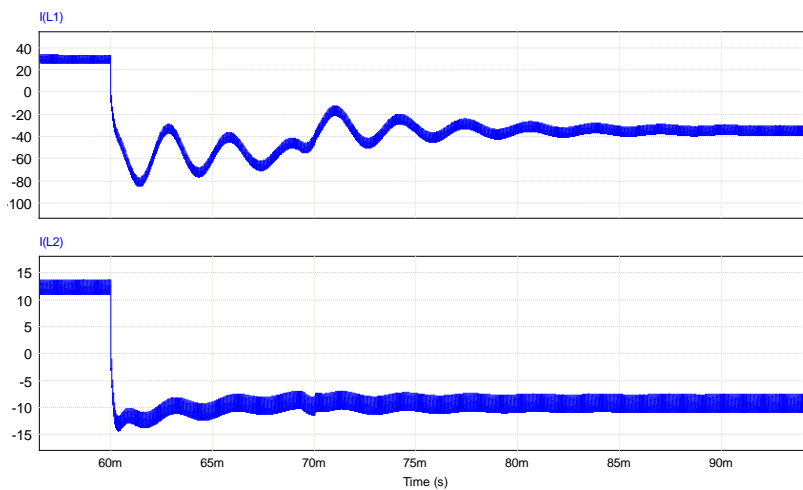


Fig. 36. Trecerea din regimul de încărcare în cel de descărcare a SC

2. INTEGRAREA SUBSISTEMELOR ÎNTR-UN PACHET UNIC DE SIMULARE. TESTARE, REZULTATE EXTENSIVE DE SIMULARE (CO)

În vederea determinării puterii maxime necesare cât și a energiei electrice consumate pentru diferite rute de transport, s-a avut în vedere realizarea unei interfețe grafice parametrizabilă Fig. 95. Estimarea cât mai corectă a profilului de consum, reprezintă un element cheie în proiectarea prototipului. Principalul scop al acestui soft este de a facilita simularea ansamblului în funcție de anumite profile de viteză reale cât și în funcție de anumite date de intrare variabile. Operarea softului se realizează în două etape: 1. Setarea profilului de viteză (distanțe, viteze, înclinație, vânt); 2. Setarea parametrilor de proiectare (coeficienți, randamente, date tehnice microbuz, etc).

Profilul de viteză se poate seta într-un regim discret, fiind compus din 25 de puncte disticte. Aceste puncte sunt perechi de viteză-distanță, care pot fi introduse manual. În prima etapă, setarea profilului de viteză inițial se realizează prin apăsarea butonului “Initial speed profile”. Acesta este un profil de viteză real cu 4 opriri, ce se poate regăsi în zona metropolitană a orașului Timișoara, ce se întinde pe o distanță de 5000m, care cuprinde 3 trepte de viteză (36km/h, 50km/h cât și 70km/h). Vizualizarea grafică a profilului de viteză în urma setării valorilor inițiale sau a unor valori introduse manual se realizează prin apăsarea butonului “Plot speed profile” [22], [23] Identificarea rapidă a fiecărui segment rezultat se realizează prin numărul asociat fiecărui tronson.

Etapa a doua de utilizare a softului prezentat presupune alegerea valorilor inițiale pentru datele de calcul. Cu ajutorul butonului “Set initial values” se setează valorile inițiale utilizate pentru calcule. La fel ca și în cazul profilului de viteză, se poate realiza modificare oricărui parametru din această etapă, fiind posibilă testarea oricărei situații reale. Afișarea datelor de ieșire se realizează cu ajutorul butonului “Calculate”. Valorile inițiale de proiectare au fost setate conform manualelor de specialitate [24]. Plecând de la datele de proiectare, principalele mărimi setate inițial sunt:

- Aria frontală: Rezultată ca produs dintre ecartamentul și înălțimea microbuzului: $E \cdot H$. Pentru microbuze/autobuze 3,5...7, aleasă inițial $4m^2$.
- Coeficientul de frecare cu aerul: Pentru microbuze 0,7...0,8, ales inițial 0.8.
- Coeficientul de rezistență la rulare: Pentru căi din asfalt sau beton cu presiuni în pneuri $> 4bar$ 0.008...0.015, ales inițial 0.01 .
- Lungimea maximă a pantei: Aceasta este lungimea pantei pe care o parcurge autovehiculul indiferent de profilul de viteză selectat: ales inițial: 200m .

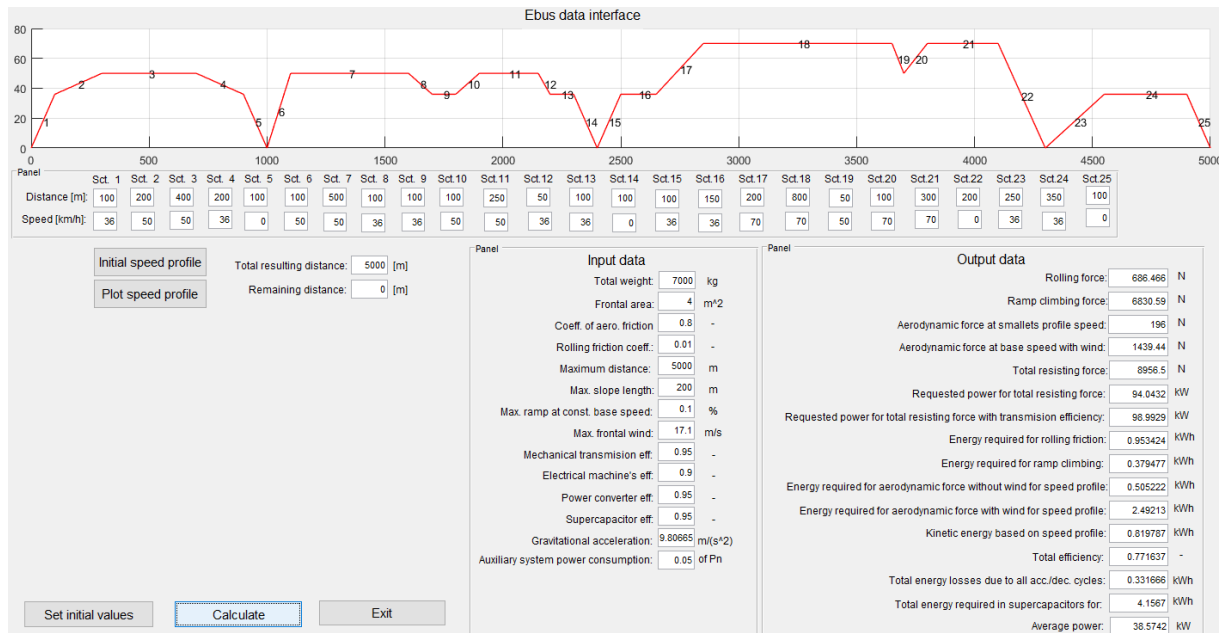


Fig. 37. Interfață parametrizabilă - determinare putere maximă și energii consumate în funcție de profilul de viteză setat

- Înclinația pantei: Aceasta este înclinația pantei pe care o parcurge autovehiculul indiferent de profilul de viteză selectat: ales inițial: 0.12% , ceea ce reprezintă o unghi al pantei de $\arctan(0.12) = 6,84^{\circ}$.
- Viteză maximă a vântului frontal: În cea mai defavorabilă situație, vântul bate frontal pe toată distanța profilului de viteză setat: 0...12 pe scara Beaufort. Ales 7, reprezentând un vânt puternic de 17.1m/s.
- Randamentul transmisiei mecanice: ales 0,95.
- Randamentul mașinii electrice: ales 0,9.
- Randamentul convertorului de putere: ales 0,95.
- Randamentul ciclurilor de încărcare/descărcare a supercondensatoarelor: ales 0,95.
- Consumul de putere auxiliar: ales 5% din puterea mașinii electrice.

Datele de ieșire calculate pe baza profilului de viteză și a datelor inițiale setate sunt:

- Rezistența la rulare: $F_r = mt \cdot g \cdot c_r$, unde mt reprezintă masa microbuzului, g reprezintă accelerația gravitațională, c_r reprezintă coeficientul de rezistență la rulare;
- Rezistența la pantă: $F_p = mt \cdot g \cdot \sin(\arctan(\text{pantă}[\%]))$;
- Rezistența aerodinamică pentru cea mai mică viteză din profilul prescris: $F_a = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot c_{fa} \cdot A_f \cdot v_{\min}^2$, unde $\rho = 1.225 \left[\frac{kg}{m^3} \right]$ reprezentând densitatea aerului, c_{fa} reprezintă coeficientul de frecare cu aerul, A_f reprezintă aria frontală, v_{\min} reprezintă viteza minimă a profilului setat.
- Rezistența aerodinamică pentru cea mai mică viteză din profilul prescris în condiții de vânt frontal: $F_{a+v_{\text{vânt}}} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot c_{fa} \cdot A_f \cdot (v_{\min} + v_{\text{vânt}})^2$, unde $v_{\text{vânt}}$ reprezintă viteza vântului frontal.

Rațiunea alegerii celei mai mici viteze din profilul de viteză setat pentru calculul forței aerodinamice, a avut la bază cea mai defavorabilă situație posibilă și anume vânt frontal pe

toată durata călătoriei. În cazul unui vânt frontal puternic, microbuzul se va deplasa cu cea mai mică viteză din profilul de viteză setat, reprezentând cea mai defavorabilă condiție de înaintare.

- Rezistența totală la înaintare: $F_{total} = F_r + F_p + F_{a+v_{\text{vânt}}}$.
- Puterea necesară pentru forța totală la înaintare: $P_{total} = F_{total} \cdot v_{\text{min}} \cdot (1 + P_{aux})$, unde P_{aux} reprezintă în procente pierderile auxiliare din microbuz.
- Puterea necesară pentru forța totală la înaintare cu randamentul transmisiei mecanice: $P_{total\text{et}} = P_{total} \cdot \eta_m$, unde η_m reprezintă randamentul transmisiei mecanice.
- Energia necesară pentru forța de frecare pe distanța totală a profilului de viteză:
- $E_r = F_r \cdot d_{\text{max}}$, unde d_{max} reprezintă distanța totală a profilului de viteză.
- Energia necesară pentru parcurgerea pantei: $E_p = F_p \cdot d_{h\text{max}}$, unde $d_{h\text{max}}$ reprezintă lungimea totală a pantei.
- Energia necesară pentru forța de frecare cu aerul fără vânt frontal: $E_a = F_a \cdot d_{tr_i}$, unde d_{tr_i} reprezintă lungimea fiecărui tronson din profilul de viteză.
- Energia necesară pentru forța de frecare cu aerul cu vânt frontal: $E_{a+v_{\text{vânt}}} = F_{a+v_{\text{vânt}}} \cdot d_{tr_i}$.
- Energia cinetică pentru fiecare tronson: $E_c = \frac{m \cdot (v_{\text{init}} - v_{\text{final}})^2}{2}$, unde v_{init} și v_{final} reprezintă vitezele de la care până la care se accelerează.
- Randamentul total: $\eta_{total} = \eta_{tr_mec} + \eta_{me} + \eta_{cp} + \eta_{sc}$, unde η_{tr_mec} reprezintă randamentul transmisiei mecanice, η_{me} reprezintă randamentul mașinii electrice, η_{cp} reprezintă randamentul convertorului de putere iar η_{sc} reprezintă randamentul supercondensatoarelor.
- Energia necesară tuturor accelerărilor și decelerărilor de pe întreg profilul de viteză:

$$E_{acc/dec} = (1 - \eta_{tot}^2) \cdot E_c + \frac{E_{c_ultima_acc}}{\eta_{tot}}$$
, unde $E_{c_ultima_acc}$ reprezintă energia cinetică pentru ultima accelerare din profilul de viteză. Pentru dimensionarea capacității elementelor de stocare, în cazul ultimului ciclu de accelerare-decelerare din profilul de viteză, nu se ține cont de energia care se recuperează la frânare.
- Energia totală necesară în superconductoare pentru profilul de viteză setat:

$$E_{total} = E_r + E_p + E_{a+v_{\text{vânt}}} + E_{acc/dec}$$
.

Factorii esențiali ce modifică substanțial consumul de energie sunt reprezentați în mod direct atât de tipul microbuzului (greutate, formă, consum auxiliar, etc), cât și de profilul de viteză (distanță, viteză, număr de opriri, înclinația drumului, tipul drumului, viteza vântului, etc). În Fig. 96 se poate observa modificarea puterii totale a motorului electric (P_{max}) și consumul de energie (E_{total}) funcție de profilul de viteză prescris: a) profil de viteză inițial în condiții de vânt, pantă de 200m, înclinație de 0.12% , b) profil de viteză cu limite mai mici de viteză în condiții de vânt, pantă de 200m, înclinație de 0.12% , c) profil de viteză inițial fără vânt, fără pantă.

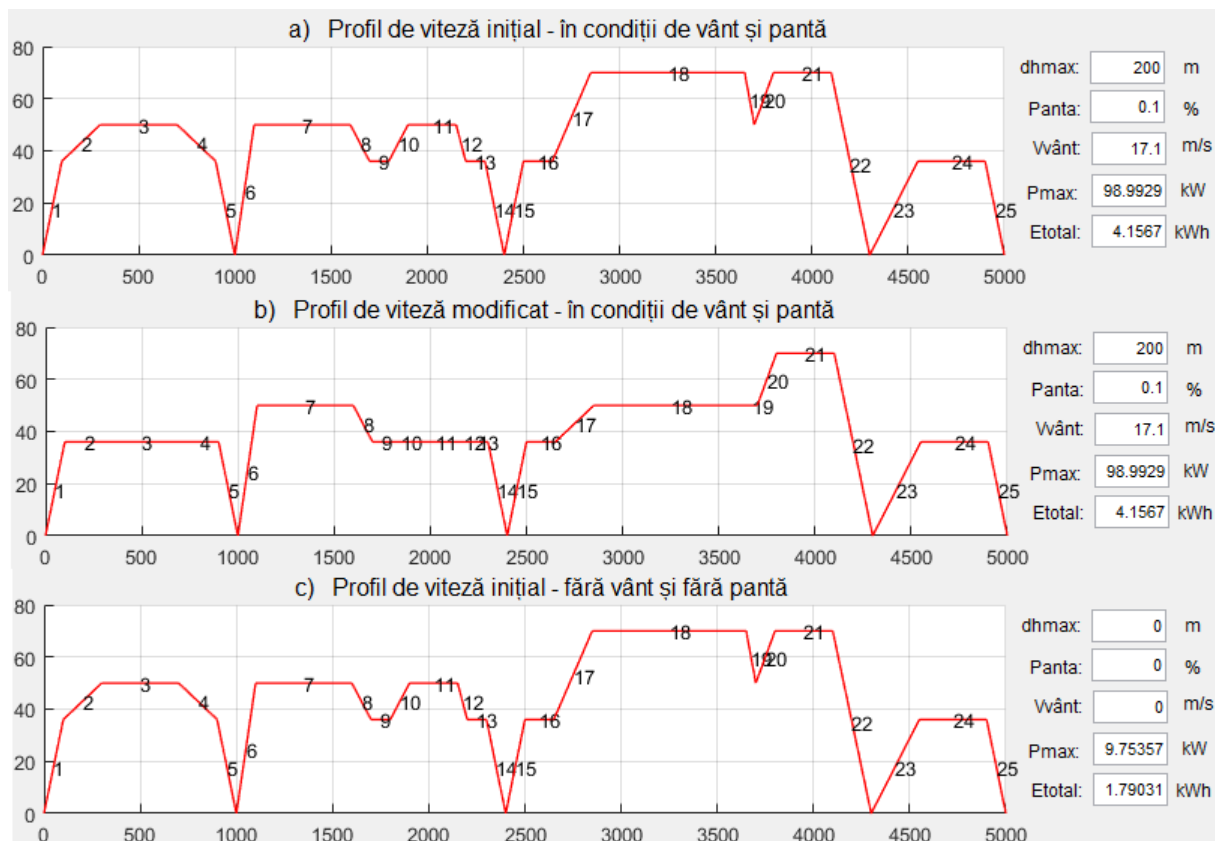


Fig. 38. Puterea totală necesară și energia consumată pe diferite profile de viteză în condiții externe diferite

Determinarea inițială a cerințelor de proiectare implică cunoașterea detaliată a scenariilor de operare a microbuzului electric. Acest soft permite evaluarea corectă a datelor de proiectare inițiale ale sistemului de acționare, în funcție de o gamă largă de profile de viteză.

Dezvoltările ulterioare ale softului presupun introducerea profilului de putere/energie pe baza profilului de viteză setat, cât și a posibilității de reglare a pantei pe fiecare tronson în parte.

CONCLUZII

În raportul tehnico-științific al etapei I/2020 au fost prezentate modelele individuale de simulare, pentru sistemul de acționare electrică și pentru convertorul pentru încărcarea/descărcarea supercondensatoarelor, precum și un model pentru determinarea datelor globale, de putere și energie, pentru sistemul de conversie și stocare.

Modelul pentru sistemul de acționare electrică este bazat pe datele de proiectare pentru motorul electric ales pentru aplicație și pe o strategie de control cu moduri alunecătoare (sliding mode control). Au fost prezentate atât rezultatele de simulare pentru scara 1:1 (100kW) cât și pentru scara 1:20, care va fi folosită la implementarea modelului experimental demonstrativ. Toate rezultatele de simulare au evidențiat faptul că motorul prezentat este adecvat pentru sistemul de acționare inclus în sistemul de conversie și stocare de energie pentru un autobuz/microbuz electric.

Pentru convertorul utilizat la încărcarea/descărcarea SC și la controlul tensiunii pe magistrala care alimentează sistemul de acționare au fost evaluate două topologii. Au fost prezentate datele de proiectare pentru mai multe niveluri de putere: corespunzătoare scării 1:1 (100kW), pentru două niveluri intermediare (25kW și 50kW, care pot fi luate în considerare la

înlocuirea unui convertor de 100kW cu mai multe convertoare conectate în paralel) și pentru scara 1:20 (5kW). Rezultatele de simulare au fost prezentate pentru scările 1:1 și 1:20. Ambele tipuri de convertoare pot fi utilizate pentru aplicație; o comparație a acestor topologii se găsește în capitolul 1.2.

Toate elementele necesare pentru determinarea necesarului de putere, a energiei consumate etc. au fost incluse într-un program Matlab, la care a fost adăugată și o interfață grafică configurabilă. Cu ajutorul acesteia se pot defini diferite profiluri de viteză, cu accelerație controlată la trecerea de la o viteză la alta, cu sectoare de deplasare configurabile. Traseul pe o distanță de câțiva kilometri poate să fie configurat în așa fel încât să fie apropiat de traseele reale dintr-un mediu urban. Structura programului și detaliile legate de implementare și de configurare au fost descrise detaliat în capitolul 2.

În concluzie, echipa de cercetare și-a îndeplinit obiectivele asumate în planul de realizare pentru etapa I/2020.

Pe baza rezultatelor obținute în această etapă, se vor proiecta și realiza modelul experimental demonstrativ și standul de testare (în etapa 2021) și se vor efectua teste extensive în laborator (în etapa 2022).

BIBLIOGRAFIE

- [1] I. Boldea and L. Tutelea, *Electric Machines: Steady State, Transients, and Design with MATLAB*. CRC Press, 2009.
- [2] MAGFINE, “MAGFINE® TECHNICAL DATASHEET.” Aichi Steel Corporation, [Online]. Available: https://www.aichi-steel.co.jp/ENGLISH/products/pdf/magFine_catalog.pdf.
- [3] I. Boldea and S. A. Nasar, *Electric Drives, Third Edition*. CRC Press, 2016.
- [4] I. Boldea and L. Tutelea, *Reluctance Electric Machines: Design and Control*. CRC Press, 2018.
- [5] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “Super-twisting sliding mode control of torque and flux in permanent magnet synchronous machine drives,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2013, pp. 3171–3176, doi: 10.1109/IECON.2013.6699635.
- [6] C. Lascu and G.- Andreescu, “Sliding-mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 785–794, Jun. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.874275.
- [7] C. Lascu, A. Argeseanu, and F. Blaabjerg, “Supertwisting Sliding-Mode Direct Torque and Flux Control of Induction Machine Drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 5057–5065, May 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2944124.
- [8] D. Hulea, M. Gireada, D. Vitan, O. Cornea, and N. Muntean, “An Improved Bidirectional Hybrid Switched Inductor Converter,” in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, Sep. 2020, p. P.1-P.8, doi: 10.23919/EPE20ECCEEurope43536.2020.9215914.
- [9] D. Hulea, B. Fahimi, N. Muntean, and O. Cornea, “High Ratio Bidirectional Hybrid Switched Inductor Converter Using Wide Bandgap Transistors,” in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, p. P.1-P.10.

- [10] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 2, pp. 687–696, Mar. 2008, doi: 10.1109/TCSI.2008.916403.
- [11] O. Cornea, D. Hulea, N. Muntean, and G.-D. Andreescu, "Step-Down Switched-Inductor Hybrid DC-DC Converter for Small Power Wind Energy Conversion Systems With Hybrid Storage," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 136092–136107, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3012029.
- [12] L. Yang, T. Liang, and J. Chen, "Transformerless DC–DC Converters With High Step-Up Voltage Gain," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3144–3152, Aug. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2022512.
- [13] J. K. Jorgensen *et al.*, "Loss Prediction of Medium Voltage Power Modules: Trade-offs between Accuracy and Complexity," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2019, pp. 4102–4108, doi: 10.1109/ECCE.2019.8913066.
- [14] A. B. Jørgensen, T.-H. Cheng, D. Hopkins, S. Beczkowski, C. Uhrenfeldt, and S. Munk-Nielsen, "Thermal Characteristics and Simulation of an Integrated GaN eHEMT Power Module," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, p. P.1-P.7, doi: 10.23919/EPE.2019.8915012.
- [15] N. Fichtenbaum, M. Giandalia, S. Sharma, and J. Zhang, "Half-Bridge GaN Power ICs: Performance and Application," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 4, no. 3, pp. 33–40, Sep. 2017, doi: 10.1109/MPEL.2017.2719220.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-capacitor (SC)/switched inductor (SL) structures for getting hybrid step-down Cuk/Sepic/Zeta converters," in *2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 2006, p. 4 pp.-, doi: 10.1109/ISCAS.2006.1693770.
- [21] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Transformerless DC-DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio," in *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03.*, May 2003, vol. 3, p. III–III, doi: 10.1109/ISCAS.2003.1205049.

- [22] N. A. El-Taweel, A. Zidan, and H. E. Z. Farag, “Novel Electric Bus Energy Consumption Model Based on Probabilistic Synthetic Speed Profile Integrated With HVAC,” *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, pp. 1–15, 2020.
- [23] A. Lajunen, “Lifecycle costs and charging requirements of electric buses with different charging methods,” *Journal of Cleaner Production*, vol. 172, pp. 56–67, Jan. 2018.
- [24] S. Tabacu, I. Tabacu, T. Macarie, and E. Neagu, “Dinamica Autovehiculelor Îndrumător de proiectare.” Editura Universității, Pitești, 2004.