

# Raport Științific Etapa III – 2020 Proiect PCCDI Nr.30/2018

## Proiect 3: Managementul conversiei și stocării energiei folosind tehnologii de tip "smart grid"

Activitatea 3.5 Implementarea și testarea unui model experimental de microrețea cu distribuție a energiei în curent continuu



Echipă implementare UPT:

- 1. Acad. Prof. Dr. Ing. Ion Boldea
- 2. Prof. Dr. Ing. Nicolae Muntean
- 3. Prof. Dr. Ing. Lucian Tutelea
- 4. Conf. Dr. Ing. Ciprian Şorândaru
- 5. Conf. Dr. Ing. Octavian Cornea
- 6. Dr. Ing. Dan Hulea
- 7. Drd. Ing. Dănuț Vitan
- 8. Drd. Ing. Gireadă Mihăiță

Echipă implementare UTC-N:

- 1. Conf. Dr. Ing. Teodosescu Petre
- 2. S.l. Dr. Ing. Bojan Mircea
- 3. Drd .Ing. Iuoras Adrian

Echipă implementare INCDIE ICPE-CA:

- 1. Dr. Ing. Rareș-Andrei Chihaia
- 2. Dr. Ing. Gabriela Cîrciumaru
- 3. Drd. Ing. Constantin Dumitru
- 4. Tehn. Marius Miu



## 1. Modelare Micro-rețea DC Bipolară

#### 1.1. Introducere

Această etapă de cercetare cuprinde modelarea și simularea unei micro-rețele de curent continuu cu două nivele de tensiune conectată la rețeaua alternativă de medie tensiune (10kV) prin intermediul unui transformator trifazat cu două secundare și a două convertoare bidirecționale trifazate de tip AC/DC. Convertoarele electronice de putere trebuie să asigure cele două nivele de tensiune (+350V și -350V) și totodată trebuie să realizeze corectarea factorului de putere printr-o strategie de control adecvată. Controlul puterii active/reactive și a tensiunii continue s-a realizat pe baza transformărilor DQ. Strategia de control va permite funcționarea convertorului AC-DC atât în regim de redresor cât și în regim de invertor, permițând totodată controlarea energiei reactive absorbită de la rețeaua electrică.

#### 1.2. Topologia micro-rețelei

Topologia micro-rețele de curent continuu este prezentată în Fig. 1, unde sunt delimitate cele două zone prin intermediul convertoarelor bidirecționale. Zona A este porțiunea care cuprinde conectarea la rețeaua alternativă de distribuție, transformatorul trifazat și filtrele pasive LCL al căror ieșiri vor fi conectate la convertoarele AC/DC. Zona B este formată din filtrul capacitiv, modelarea surselor regenerabile/stocare cu ieșire în curent continuu și consumatorii DC.

Convertorul AC/DC trifazat în punte este format din tranzistoare IGBT cu diode în antiparalel, fiind capabil să convertească energia electrică în ambele direcții prin utilizarea unui control adecvat. Convertoarele pot funcționa independent în regim de redresor sau în regim de invertor în funcție de posibilitatea debitării energiei în rețeaua alternativă de distribuție a fiecărei surse de curent continuu. De exemplu dacă primul convertor nu primește energie de la sursa de curent continuu va funcționa în regim de redresor, iar al doilea convertor va primi energie de la sursa de curent continuu care va funcționa în regim de invertor debitând energie în rețeaua electrică. Totodată ambele convertoare pot funcționa fie în regim de redresor, fie în regim de invertor în funcție de bilanțul energetic din zona de curent continuu.

Modelarea rețelei alternative de distribuție s-a realizat prin intermediul unei surse trifazate cu tensiunea de  $V_{rețea}=10[kV]$  și frecvența de 50[Hz]. Consumatorii rețelei sunt emulați printr-o sarcină cu puterea de 100[kW].





Fig. 1 Topologia micro-rețelei de curent continuu



#### 1.3. Strategia de control a convertoarelor bidirecționale

Strategia de control este identică pentru ambele convertoare și este prezentată în următoarea figură unde mărimile de intrare sunt: tensiunea trifazată de la intrarea in convertor ( $V_{conv1}$ ,  $V_{conv2}$ ), curentul absorbit sau cedat rețelei electrice ( $I_{conv1}$ ,  $I_{conv2}$ ) și tensiunea continuă ( $V_{dc}$ ). Mărimile de referință vor fi: tensiunea de la ieșire ( $V_{dc.ref}$ ), puterea activă ( $P_{ref}$ ), care este proporțională cu tensiunea continuă, puterea reactivă ( $Q_{ref}$ ) impusă de managementul energiei rețelei electrice și de condițiile de funcționare ale micro-rețelei.

Aplicând transformarea Park (1.1) se vor obține componentele continue  $V_d, V_q$  respectiv  $I_d, I_q$  după axele rotative DQ. O buclă de reacție controlează tensiunea  $V_{dc}$  de la ieșirea redresorului comparândo cu mărimea impusă ( $V_{dc,ref}$ ), eroarea va fi introdusă într-un controller PI la ieșirea căruia va fi o mărime de curent continuu corelată cu valoarea tensiunii de referință. Blocul de calculare a puterilor va reda la ieșire, mărimea de referință pentru curenții  $I_{d_ref}$  și  $I_{q_ref}$  pe baza relațiilor , aceștia vor fi reglați prin intermediul a două bucle de reacție a căror ieșire vor fi tensiunile  $V_{dm}$  și  $V_{qm}$ .

Aplicând transformata Park inversă (1.2) se vor obține tensiunile de referință (V<sub>dm</sub>, V<sub>qm</sub>) pentru modularea sinusoidală PWM. Pulsurile obținute vor reprezenta comanda tranzistoarelor din componența redresorului. Principiul de funcționare al întregului sistem se bazează pe controlarea puterilor instantanee, reglând mărimile care intervin în relațiile de calcul (1.3), ale celor două puteri. V<sub>d</sub>,V<sub>q</sub>, I<sub>d</sub>, I<sub>q</sub> reprezintă tensiunile și curenții în sistemul de referință rotativ DQ. Sincronizarea cu rețeaua alternativă se realizează prin intermediul blocului PLL(phase locked loop).

În structura strategiei de control prezentată mai jos se observă curentul măsurat ( $I_{conv}$ ) și undele modulatoare ( $V_m$ -compusă din trei unde, câte una pentru fiecare braț de tranzistoare) care sunt înmulțite cu constanta +1 când convertorul funcționează în *regim de redresor* și cu constanta -1 când convertorul electronic funcționează în *regim de invertor*. Semnalul de referință ( $V_m$ ) de la ieșire este modulat cu ajutorul blocului "SPWM" la frecvența de 20 [kHz], folosind modularea asincronă în lățime a impulsurilor.



$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ -\sin(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -\sin(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

$$(1.1)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) & -\sin(\omega \cdot t) & 1 \\ \cos(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -\sin(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -\sin(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$
(1.2)

$$\begin{cases} P = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \\ Q = V_d \cdot I_d - V_q \cdot I_q \end{cases}$$
(1.3)





Fig. 2 Strategia de control

#### 1.4. Implementarea modelului de simulare

Micro-rețeaua hibridă este simulată în Matlab/Simulink unde s-a implementat topologia rețelei din Fig. 1și strategia de control a convertoarelor din Fig. 2. Blocurile "Conv1 și Conv2" conțin filtrul de tip LCL, convertorul AC/DC bidirecțional, strategia de control și filtrul capacitiv.

Toate cele trei înfășurări ale transformatorul trifazat cu secundar dublu sunt alese în configurație "Delta", având un raport de transformare egal cu 10000:240. Puterea nominală a transformatorului este de 700 [kW].

Pentru a crește performanțele filtrului LCL se recurge la o metodă pasivă simplificată de amortizare a efectelor nedorite produse de filtru, în sistemul micro-rețelei. Aceasta metodă constă în introducerea unei rezistențe de filtrare în serie, cu condensatorul de filtrare prin care se diminuează curentul de încărcare a condensatorului.





Fig. 3 Modelul de simulare a micro-rețelei de curent continuu



#### 1.5. Rezultate obținute

S-a studiat funcționarea sistemului energetic modelat în Matlab/Simulink pentru cazurile in care convertoarele AC/DC funcționează ambele în regim de redresor și în regim de invertor. Modul de funcționare a fiecărui convertor și a curenților debitați de sursele DC sunt stabiliți prin intermediul blocului "Regim funcțional".

#### Funcționarea în regim de redresor

Fig. 4 și Fig. 5, va permite energiei electrice să circule de la sursa AC spre micro-rețeaua continuă, alimentând sarcina DC cu o putere de 5 [kW] la tensiunea continuă egala cu 350 [V]. În

Fig. 4 se observă tensiunile continue a celor două convertoare și tensiunea însumată. Fig. 5 reprezintă tensiunea și curentul de pe o fază de la intrarea în primul convertor, celelalte fiind identice.

*Funcționarea în regim de invertor* permite surselor DC să asigure energia electrică necesară pentru sarcinile DC și totodată se realizează debitarea energiei în rețeaua electrică. Cantitatea de energie debitată în rețeaua electrică alternativă este dependentă de curentul asigurat de sursele de curent continuu. Pentru acest studiu s-a stabilit un curent de 20 [A] generat pentru fiecare sursă DC din care 11,5 [A] sunt absorbiți de sarcinile DC iar aproximativ 8,5 [A] sunt debitați în rețeaua electrică. Fig. 6 reprezintă tensiunile alternative și curentul alternativ de pe o fază la intrarea în convertor.



Fig. 4 Tensiunile continue în regim de redresor





Fig. 5 Tensiune și curentul de la intrarea în primul convertor în regim de redresor  $V_{abc}$ 



Fig. 6 Tensiunea și curentul de la intrarea în părimul convertor în regim de invertor



### 2. Testarea generatorului electric al microturbinei eoliene care va fi integrată în sistemul de tip "Smart grid"

#### 2.1. Considerații generale

Pentru conversia energiei eoliene în energie electrică furnizată rețelei smart-grid de curent continuu s-a optat pentru utilizarea unui generator sincron cu excitație electromagnetică cuplat la o turbină cu ax vertical. Ținând cont de faptul că turbina eoliană considerată pentru cuplarea generatorului este cu ax vertical și funcționează la turații cuprinse între 60-200 rpm, este necesară utilizarea unui multiplicator de turație cu raport de amplificare de 1/10 care să permită funcționarea generatorului într-o gamă superioară de turații de până la 2000 rpm.

Excitația electromagnetică va fi alimentată printr-un controler inteligent care o să varieze curentul de excitație pentru a păstra nivelul maxim de putere extras chiar dacă generatorul va fi antrenat cu turații diferite.

Pentru a simplifica procedura de fabricație, s-a adoptat soluția modificării unui motor asincron trifazat aflat în producția curentă a Electroprecizia Săcele SA.

Cu anumite modificări ale înfășurărilor și prin adăugarea unui sistem de perii și inele colectoare pentru înfășurarea de excitație, s-a realizat în cadrul etapei precedente, un generator electric pornind de la structura unui motor asincron trifazat.

S-a optat pentru varianta de motor MA-AL 90S, 1.1kW la 1410rpm, 3x400V cu 28 de cresături rotorice și deschiderea acestora de 1 mm. Componentele motorului sunt prezentate în Fig. 7.





Fig. 7 Componentele utilizate pentru realizarea generatorului sincron cu excitație electromagnetică



Fig. 8 Schema de înfășurare pentru rotorul generatorului



Datorită suprafeței reduse a crestăturilor, s-a optat pentru utilizarea unui conductor de cupru cu diametrul de 0,45mm și un număr de 100 de conductoare în crestătură în vederea obținerii unui factor de umplere ridicat. De asemenea, volumul destinat capetelor frontale fiind limitat, s-au realizat bobine concentrice în schema de înfășurare, prezentată în Fig. 8. Curentul nominal preconizat prin excitație este  $Iex_n=1$  [A], iar curentul maxim, de scurtă durată, este  $Iex_max=1,3$  [A].

Pentru protecție termică a fost înseriat un termostat bimetalic cu înfășurarea de excitație. Imaginea de ansamblu a rotorului este prezentată în Fig. 9.



Fig. 9 Rotorul executat și sistemul de inele colectoare





Fig. 10 Sistemul de perii colectoare, cu detaliu al inelului alunecător Axul a fost modificat pentru integrarea sistemului de perii și inele colectoare necesar pentru alimentarea înfășurării de excitație. Acest sistem este plasat în exteriorul mașinii electrice, în zona aferentă ventilatorului și este protejat de capacul cu grila de ventilație prevăzut inițial pentru motorul asincron. Rezultă astfel o construcție compactă, care se încadrează în dimensiunile de gabarit ale unui motor standard de tip MA-AL 90S.

#### 2.2. Rezultatele încercărilor efectuate

Pentru realizarea încercărilor necesare s-a utilizat un stand special echipat care antrenează generatorul cu turație variabilă utilizând un motor acționat printr-un convertizor de frecvență. Schema standului de încercări utilizat pentru determinarea mărimilor electro-mecanice specifice mașinilor electrice este prezentată în Fig. 11. Mașina electrică de testat se cuplează mecanic la axul unei mașini electrice antrenoare, astfel încat cele două echipamente să fie centrate axial. Pentru antrenarea generatorului este utilizat un motor asincron hexafazat alimentat în sistem trifazat cu  $P_n=1.5$ kW, 1415 rpm. În continuare vor fi prezentate, separat:

- aparatele de măsură și montajele electrice utilizate;
- încercările efectuate asupra generatorului cu excitație realizat;



- rezultatele obținute, interpretarea acestora, curbele de variație a diverșilor parametri electrici și mecanici.

Aparatele de măsură utilizate:

- Tester pentru măsurarea izolației: HT7051
- Punte trifazată de redresare cu diode
- Analizor de putere: FLUKE 434
- Sursă duală de putere: PeakTech 6145
- Tahometru DT-1236L
- Invertor Mitsubishi FR-A840
- Multimetru Tektronix DMM 4050



Fig. 11 Prezentare schematică a standului de încercări



- $CP-Calculator \ de \ proces; \qquad \qquad n-Traductor \ de \ turație;$
- INV Invertor trifazat; MAS Mașina asincronă;
- SA Sistem de achiziție date;
- AP Analizor de putere; RS Rezistență de sarcină.
- Ie Alimentarea înfășurării de excitație a generatorului;



GS – Generator sincron;

Fig. 12 Pregătirea generatorului pentru testarea pe stand

#### Încercările izolației

În vederea măsurării rezistenței izolației s-a utilizat un tester dedicat. Astfel, valorile obținute sunt:  $R_{ibm} = 668 [G\Omega]$  - rezistența de izolație a bobinajelor față de masa mașinii;



 $R_{iba} = 766 [G\Omega]$  - rezistența de izolație a bobinajelor față de axul mașinii;

 $R_{ibea} = 731 [G\Omega]$  - rezistența de izolație a bobinajului excitației față de axul mașinii;

 $R_{ibs} = 7,58 [G\Omega]$  - rezistența de izolație a bobinajelor statorice între ele.

Valoarea totală a tensiunii de încercare s-a menținut timp de 1 min la valoarea de *1500 V*. În timpul acestei operații nu s-au evidențiat posibile defecte (**conform CEI 60060 - 1**), astfel s-au obținut următoarele valori:

 $R_{ibs} = 5,27 [G\Omega]$  - rezistența de izolație a bobinajelor statorice între ele;

 $R_{ibm} = 197 [G\Omega]$  - rezistența de izolație a bobinajelor față de masa mașinii;

 $R_{ibea} = 610 [G\Omega]$  - rezistența de izolație a bobinajului excitației față de axul mașinii.

Măsurarea rezistențelor înfășurărilor a fost realizată la temperatura mediului ambiant (20°C), motorul aflat în stare rece. Valorile măsurate sunt:

 $R_{faza1_{faza2}} = 8,162 [\Omega];$   $R_{faza_{faza3}} = 8,17 [\Omega];$   $R_{faza3_{faza1}} = 8,163 [\Omega]$  $R_{faza_{mediu}} = 8,165 [\Omega]$   $R_{excitatie} = 32,77 [\Omega]$ 

#### Încercarea la funcționarea în gol

Încercarea la funcționarea în gol s-a efectuat antrenând generatorul pe standul de încercare, între turația de 0 rpm și 2000 rpm. Parametrii de funcționare în gol s-au determinat utilizând schema din figura 5. Valorile tensiunilor în curent alternativ, corespunzătoare gamei de turație se regăsesc în tabelul 1, reprezentate grafic în Fig. 13.

Tabelul 1. Valorile tensiunilor de linie măsurate la funcționarea în gol pentru turații cuprinse între 0 și 2000 rpm, cu excitație constantă, comparativ cu valorile numerice obținute din modelul numeric realizat în etapa de proiectare.





Fig. 13 Curba de variație a tensiunii de linie funcție de turație, la funcționarea în gol și excitație constantă (Iex=1A)



Fig. 14 Caracteristica de mers în gol a generatorului, cu turația și curentul de excitație variabile



Tabelul 1. Valorile tensiunilor de linie măsurate la funcționarea în gol pentru turații cuprinse între 0 și 2000 rpm, cu excitație constantă, comparativ cu valorile numerice obținute din modelul numeric realizat în etapa de proiectare.

	Valori masurate	Valori numerice estimate prin FEM	
n [rpm]	U_L_med [V]	U_L_numeric [V]	err_U [%]
0	0	0	0
1000	209.50	212.59	-1.453
1300	273.33	275.98	-0.961
1500	316.621	318.24	-0.51
1700	356.23	360.49	-1.182
2000	419.50	423.77	-1.009

În **anexa 1** sunt prezentate valorile tensiunilor de linie obținute la funcționarea în gol pentru turații cuprinse între 1000 și 2000 rpm, cu excitație variabilă, reprezentate în Fig. 14.

#### Determinarea mărimilor nominale

**Anexa 2** cuprinde tabelul cu parametrii electrici (în curent alternativ) obtinuți la funcționarea în sarcină pentru turații cuprinse între 1000 și 2000 rpm și excitație constantă (Iex=1A). Tensiunea de excitație este de aproximativ 34V iar rezistența de sarcină este, de asemenea menționată în anexa 2.

Caracteristica externă a generatorului în sarcină rezistivă este prezentată în Fig. 15.





Fig. 15 Caracteristica externă a generatorului în sarcină rezistivă și excitație constantă (Iex=1A)



Fig. 16 Curba puterilor obținute în funcție de turație cu excitație constantă (Iex=1A)





Fig. 17 . Formele de undă ale tensiunilor de linie și spectrul armonic al acestora corespunzătoare turației de 1500rpm



Fig. 18 Formele de undă ale curenților și spectrul armonic al acestora corespunzătoare turației de 1500rpm



#### Observații privind realizarea încercărilor

Pentru demontarea suportului de perii al generatorului se vor îndepărta pe rând:

- opritoarele periilor pentru a depărta cărbunii de suportul de inele; capacul din spate (opus capătului de ax de antrenat) împreună cu suportul de perii (rulmentul rămâne pe ax);

- șuruburile de prindere al suportului cu piulițele de pe fața înterioară a capacului.

Pentru condiții de exploatare normale se recomandă căderea de tensiune de la nominal la sarcină  $\Delta U < 20\%$ . În urma finalizării încercărilor pe generator, s-au definit datele tehnice ale produsului care vor fi specificate și în cartea tehnică care va fi furnizată beneficiarului împreună cu produsul.

Parametrii electrici sunt utilizați pentru dimensionarea turbinei eoliene, alegerea unei soluții tehnice adecvate pentru montarea și conectarea corespunzătoare la rețeaua de curent continuu avută în vedere în cadrul proiectului. În urma finalizării încercărilor, s-au definitivat caracteristicile tehnice ale produsului, prezentate în continuare.

#### Datele tehnice ale produsului:

- tip serviciu : S1 serviciu continuu / S8 serviciu cu modificarea periodică a turației
  putere nominală: 177 W 370 W
- turație nominală: 1000rpm 2000 rpm;
- tensiune nominală: 3 x 170V 3 x 310 V;
- clasa de izolație: F;

Pentru a păstra tensiunea la borne constantă sau într-o gamă restrânsă de valori, curentul de excitație al generatorului va fi ajustat automat printr-un controller inteligent, parte a sistemului de integrare a generatorului în rețeaua de curent continuu.

#### 2.3. Validarea modelului numeri al generatorului electric

Pentru asigurarea specificațiilor impuse prin tema de proiectare a fost realizat un model numeric în cadrul etapei anterioare, pentru a estima parametrii generatorului electric sincron cu excitație



electromagnetică. Cu anumite modificări ale înfășurărilor și prin adăugarea unui sistem de perii și inele colectoare pentru înfășurarea de excitație, s-a realizat un generator electric pornind de la structura unui motor asincron trifazat, MA-AL 90S. Pentru că generatorul electric va fi conectat la rețeaua de curent continuu avută în vedere în cadrul proiectului, s-au realizat încercări și în curent continuu, utilizând o punte redresoare trifazată.

Valorile obținute experimental cât și valorile numerice obținute în modelul numeric au fost evidențiate în graficele următoare.Caracteristica externă a generatorului în sarcină rezistivă este prezentată în Fig. 19. Liniile punctate reprezintă valorile numerice estimate prin modelarea numerică a generatorului.



Fig. 19 Caracteristica externă a generatorului în sarcină rezistivă și excitație constantă (Iex=1A)



Conform graficelor din Fig. 19, respectiv Fig. 13 se poate observa că pentru funcționarea în gol, rezultatele numerice au fost apropiate de cele determinate experimental. Pe măsura creșterii curentului, valorile reale se îndepărtează de cele numerice într-un raport proporțional cuprins între 14% și 25%.

În Fig. 20, este prezentată curba de putere la diferite turații ale generatorului electric încercat. Puterea cea mai mare se obține la o turație de 2000 rpm și este mai mare decât puterea estimată prin modelare numerică. Diferențele sunt în medie de aproximativ 17W, cu o precizie a modelului mai mare în zona de putere maximă extrasă de 350W.





În Fig. 21, este prezentată caracteristica de mers în gol a generatorului, cu turația și curentul de excitație variabile - comparație între rezultatele experimentale și cele determinate numeric marcate cu (N). Cea mai bună concordanță între seturile de date analizate este pentru gama 0,8 - 1,2A, curent de excitație.





Fig. 21 Caracteristica de mers în gol a generatorului, cu turația și curentul de excitație variabile

Principalele surse de erori între măsurătorile efectuate și rezultatele numerice sunt:

1. Abateri de măsură, cauzate și de puntea de diode redresoare care introduce armonici;

2. Pierderi mecanice și vibrații provocate de abateri de prelucrare a rotorului (exemple: presarea pachetului de tole rotoric, alinierea rotorului față de pachetul statoric etc.);

3. Abateri de la caracteristica B-H a materialului real;

4. Abateri de temperatură, măsurătorile au început cu mașina electrică în stare rece, cu creștere graduală a temperaturii, în timp ce modelul numeric a luat în considerare temperatura fixă de 115°C.



Pentru specificațiile impuse prin tema de proiectare a fost realizat un generator electric sincron cu excitație electromagnetică. Acesta va fi cuplat mecanic în cadrul următoarei faze a proiectului, cu turbina eoliană cu ax vertical prin intermediul unui multiplicator de turație. Excitația electromagnetică va fi alimentată printr-un controller inteligent care o să varieze curentul de excitație pentru a păstra nivelul maxim de putere extras chiar dacă generatorul va fi antrenat cu turații diferite. Cu anumite modificări ale înfășurărilor și prin adăugarea unui sistem de perii și inele colectoare pentru înfășurarea de excitație, s-a realizat în etapa precedentă un generator electric pornind de la structura unui motor asincron trifazat, MA-AL 90S.

În cadrul etapei curente, s-a realizat testarea acestuia și analiza comparativă cu valorile obținute în etapa anterioară pe un model numeric. Analiză comparativă s-a efectuat pentru încercări în curent continuu având în vedere că generatorul va fi integrat într-o microrețea de curent continuu ce va fi monitorizată prin intermediul unui laborator modular mobil de cercetare – EXPERIMENTARIUM.

Modelul numeric a avut o bună precizie cu o eroare de aproximativ 5% privind estimarea nivelului de putere în curent continuu la 2000 rpm, iar anumite surse de erori au fost identificate și astfel, anumiți parametri pot fi modificați în modelul de calcul pentru ca modelele altor generatoare electrice să estimeze rezultate foarte apropiate de cele experimentale.

Generatorul electric realizat va fi cuplat cu turbina eoliana cu ax vertical și va putea furniza energie electrică într-o plajă variată de turații, de la 1000 până la 2000 rpm cu un sistem de reglare a excitației acestuia. Astfel de sisteme de generare a energiei electrice din surse regenerabile se pot integra cu succes în microrețele de tip cartier cu distribuție a energiei în curent continuu.



# 3. Proiectarea cablajelor și testarea convertorului de interfațare al rețelelor de curent continuu din rețeaua microgrid

Topologia propusă și analizata matematic în raportul trecut are un număr mai mare de componente pasive decât topologiile convenționale, prin urmare, este un sistem de ordine mai mare, este foarte important a analiza stabilitatea sistemului matematic înainte de a realiza un prototip.

#### 3.1. Analiza de stabilitate prin medierea stărilor

Pentru analiza de stabilitate se utilizează schema din Fig. 22 în care s-au introdus componentele parazite de circuit, rezistențele tranzistoarelor în saturație, rezistențele bobinelor, condensatoarelor și a surselor. Pentru aplicarea metodei "State space averaging" se consideră funcționarea convertorului BHCC în regim stabilizat, într-un punct de funcționare cunoscut, în regim de curent neîntrerupt.



Fig. 22 Convertorul BHCC cu componente de circuit parazite

Pentru a simplifica analiza câteva ipoteze sunt luate în considerare:

- Sursele de tensiune sunt considerate cu tensiune contantă și rezistență internă nenulă
- Dispozitivele semiconductoare funcționează in regim de comutație, și au rezistențe în conducție
- Condensatoarele C<sub>1</sub> și C<sub>2</sub> sunt considerate egale, și au rezistente parazite egale
- Tranzistoarele S<sub>5</sub> și S<sub>3</sub> au rezistențe parazite egale



 Curentul prin bobinele L<sub>2</sub>, L<sub>1</sub> și condensatoarele C<sub>H</sub>,C<sub>L</sub>,C<sub>1</sub>,C<sub>2</sub> sunt considerate mărimile de stare

Transferul de energie se poate realiza prin controlul curentului  $I_{L1}$  sau al curentului  $I_{L2}$ . Considerăm  $x_1=I_{L1}$  ca fiind variabilă de control, deși se poate folosi și  $x_2=I_{L2}$ . S-a ales curentul  $I_{L1}$  ca fiind variabila de control deoarece acesta are o amplitudine mai mare, și orice oscilație pe acesta influențează major funcționarea corectă a convertorului.

Luând în considerare aceste condiții, circuitul echivalent al convertorului pentru perioada de comutație  $t_{on}$  în care tranzistoarele  $S_5, S_3, S_1$  sunt în conducție și tranzistoarele  $S_2$  și  $S_4$  sunt blocate este prezentat în Fig. 23.



Fig. 23 Circuitul echivalent pentru intervalul ton

Având în vedere mărimile de stare "X" și vectorul de intrare "u" din ecuația (3.1), rezultă ecuația de stare (3.2).

$$u = \begin{bmatrix} V_L \\ V_H \end{bmatrix} \qquad x^T = \begin{bmatrix} i_{L_1} & i_{L_2} & v_{C_{sw}} & v_{C_L} & v_{C_H} \end{bmatrix}$$
(3.1)

$$x' = A_1 x + B_1 u \tag{3.2}$$

$$y = x_1 = C_1 \cdot x$$
  $C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  (3.3)



Aplicând teoremele lui Kirchhoff . aflăm: tensiunile pe bobinele  $L_1, L_2$  (3.4),(3.6) și curenții prin condensatoarele  $C_1, C_2, C_L, C_H$  (3.7), (3.9), (3.11).Știind tensiunile pe bobine și curenții prin condensatoare putem afla derivata curentului prin bobine și derivata tensiunii pe condensatoare.

$$V_{L_1} = L_1 \cdot \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{R_{S_3}} + V_{C_2} + V_{R_{C_2}} - V_{R_{S_1}} - V_{R_{L_1}} - V_{C_L} - V_{R_{C_L}} = 0$$
(3.4)

$$i_{L_{1}}'(t) = -\left(\frac{\frac{R_{C_{sw}}}{2} + R_{L_{1}} + R_{S_{1}} + \frac{R_{S_{3}}}{2} + \frac{R_{C_{L}} \cdot R_{L}}{R_{C_{L}} + R_{L}}}{L_{1}}\right) \cdot I_{L_{1}} + \frac{R_{C_{sw}} + R_{S_{3}}}{2 \cdot L_{1}} \cdot I_{L_{2}} + \frac{1}{L_{1}} \cdot V_{C_{sw}}$$

$$+ \frac{-R_{L}}{L_{1} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot V_{C_{L}} - \frac{R_{C_{L}}}{L_{1} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot V_{L}$$

$$(3.5)$$

$$V_{L_2} = L_2 \cdot \frac{di_{L_2}}{dt} = V_{C_H} + V_{R_{C_H}} - V_{R_{L_2}} - V_{R_{C_1}} - V_{C_1} - V_{R_{S_5}} = 0$$
(3.6)

$$I_{C_{H}} = C_{H} \cdot \frac{dV_{C_{H}}}{dt} = I_{H} - I_{L_{2}}$$
(3.7)

$$v_{C_{H}}'(t) = \left(-\frac{R_{H}}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})}\right) \cdot I_{L_{2}} + \left(-\frac{1}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})}\right) \cdot V_{C_{H}} + \frac{1}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \cdot V_{H}$$
(3.8)

$$I_{C_{L}} = C_{L} \cdot \frac{dV_{C_{L}}}{dt} = I_{L_{1}} - I_{L}$$
(3.9)

$$v_{C_{L}}'(t) = \frac{R_{L}}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot I_{L_{1}} + \left(-\frac{1}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})}\right) \cdot V_{C_{L}} + \frac{1}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot V_{L}$$
(3.10)



$$I_{C_{1}} = C_{1} \cdot \frac{dV_{C_{1}}}{dt} = I_{L_{2}} - I_{C_{2}} - I_{L_{1}}$$

$$I_{C_{2}} = C_{2} \cdot \frac{dV_{C_{2}}}{dt} = I_{L_{2}} - I_{C_{1}} - I_{L_{1}}$$

$$\Rightarrow I_{C_{sw}} = C_{sw} \cdot \frac{dV_{C_{sw}}}{dt} = \frac{I_{L_{2}} - I_{L_{1}}}{2}$$

$$I_{C_{2}} = I_{C_{1}} = I_{C_{sw}}$$

$$(3.11)$$

$$v_{C_{sw}}'(t) = -\frac{1}{2 \cdot C_{sw}} \cdot I_{L_1} + \frac{1}{2 \cdot C_{sw}} \cdot I_{L_2}$$
(3.12)

Având derivatele curentului prin bobine (3.5), și derivata tensiunii pe condensatoare (3.8), (3.10), (3.12) se pot scrie matricele  $A_1$  și  $B_1$  în ecuația (3.13) respectiv ecuația (3.14).

$$A_{l} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{C_{w}}}{2} + R_{l_{1}} + R_{S_{l}} + \frac{R_{S_{l}}}{2} + \frac{R_{C_{L}} + R_{L}}{R_{C_{L}} + R_{L}}\right) & \frac{R_{C_{w}} + R_{S_{l}}}{2 \cdot L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} & 0 \\ \\ \frac{R_{C_{w}} + R_{S_{l}}}{2 \cdot L_{2}} & -\left(\frac{\frac{R_{C_{w}}}{2} + R_{L_{2}} + \frac{R_{S_{l}}}{2} + \frac{R_{C_{H}} \cdot R_{H}}{R_{C_{H}} + R_{H}}}{L_{2}}\right) - \frac{1}{L_{2}} & 0 & \frac{R_{H}}{L_{2} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \\ \\ \frac{-\frac{1}{2 \cdot C_{sw}}}{R_{L}} & \frac{1}{2 \cdot C_{sw}} & 0 & 0 & 0 \\ \\ \frac{R_{L}}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} & 0 & 0 & -\left(\frac{1}{C_{L} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})}\right) & 0 & 0 & -\left(\frac{1}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})}\right) \end{bmatrix}$$

(3.13)



$$B_{1} = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_{C_{L}}}{L_{1} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})}\right) & 0\\ 0 & \frac{R_{C_{H}}}{L_{2} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})}\\ 0 & 0\\ \frac{1}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} & 0\\ 0 & \frac{1}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \end{bmatrix}$$
(3.14)

Circuitul echivalent al convertorului în perioada  $t_{off}$ , în care tranzistoarele S<sub>2</sub> și S<sub>4</sub> sunt în conducție și tranzistoarele S<sub>1</sub>, S<sub>3</sub>, S<sub>5</sub> sunt blocate este reprezentat în Fig. 24. Având același vector de stare (3.1) și același vector de intrare (3.1), ecuația de stare este scrisă în (3.15).

$$x' = A_2 x + B_2 u (3.15)$$

$$y = x_1 = C_2 \cdot x$$
  $C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  (3.16)



Fig. 24 Circuitul echivalent pentru intervalul toff



Similar ca pentru perioada de comutație  $t_{on}$  aplicând teoremele lui Kirchhoff. se pot afla tensiunile pe bobinele  $L_1, L_2$  și curenții din condensatoare  $C_1, C_2, C_L, C_H$ . Știind tensiunile pe bobine și curenții prin condensatoare putem afla derivata curentului prin bobine și derivata tensiunii pe condensatoare.

$$V_{L_1} = L_1 \cdot \frac{di_{L_1}}{dt} = -V_{R_{T_2}} - V_{R_{L_1}} - V_{C_L} - V_{R_{C_L}} = 0 \quad (3.17)$$

$$i_{L_{1}}'(t) = -\left(\frac{R_{L_{1}} + R_{S_{2}} + \frac{R_{C_{L}} \cdot R_{L}}{R_{C_{L}} + R_{L}}}{L_{1}}\right) \cdot I_{L_{1}} - \frac{R_{L}}{L_{1} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot V_{C_{L}} - \frac{R_{C_{L}}}{L_{1} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot V_{L}$$
(3.18)

$$V_{L_2} = L_2 \cdot \frac{di_{L_2}}{dt} = V_{C_H} + V_{R_{C_H}} - V_{R_{L_2}} - V_{R_{C_1}} - V_{C_1} - V_{R_{S_4}} - V_{C_2} - V_{R_{C_2}} = 0$$
(3.19)

$$i_{L_{2}}'(t) = -\left(\frac{2 \cdot R_{C_{sw}} + R_{L_{2}} + R_{S_{4}} + \frac{R_{C_{H}} \cdot R_{H}}{R_{C_{H}} + R_{H}}}{L_{2}}\right) \cdot I_{L_{2}} - \frac{2}{L_{2}} \cdot V_{C_{sw}} + \frac{R_{H}}{L_{2} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \cdot V_{C_{H}} + \frac{R_{C_{H}}}{L_{2} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \cdot V_{H}$$

$$(3.20)$$

$$I_{C_{H}} = C_{H} \cdot \frac{dV_{C_{H}}}{dt} = I_{H} - I_{L_{2}}$$
(3.21)

$$v_{C_{H}}'(t) = \frac{-R_{H}}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \cdot I_{L_{2}} - \frac{1}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \cdot V_{C_{H}} + \frac{1}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \cdot V_{H}$$
(3.22)

$$I_{C_{L}} = C_{L} \cdot \frac{dV_{C_{L}}}{dt} = I_{L_{1}} - I_{L}$$
(3.23)



$$v_{C_{L}}'(t) = \frac{R_{L}}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot I_{L_{1}} - \frac{1}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot V_{C_{L}} + \frac{1}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} \cdot V_{L}$$
(3.24)

$$I_{L_2} = I_{C_1} = I_{C_2} = I_{C_{SW}} \implies I_{C_{SW}} = C_{SW} \cdot \frac{dV_{C_{SW}}}{dt} = I_{L_2}$$
 (3.25)

$$v_{C_{sw}}'(t) = \frac{1}{C_{sw}} \cdot I_{L_2}$$
(3.26)

Având derivate curentului prin bobine (3.18), (3.20) și derivata tensiunii pe condensatoare (3.22), (3.24), (3.26) se pot scrie matricele  $A_1$  și  $B_1$  în ecuația (3.27) respectiv ecuația (3.14)

$$A_{2} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{L_{1}} + R_{S_{2}} + \frac{R_{C_{L}} \cdot R_{L}}{R_{C_{L}} + R_{L}}}{L_{1}}\right) & 0 & 0 & \frac{-R_{L}}{L_{1} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{2 \cdot R_{C_{w}} + R_{L_{2}} + R_{S_{4}} + \frac{R_{C_{H}} \cdot R_{H}}{R_{C_{H}} + R_{H}}}{L_{2}}\right) - \frac{2}{L_{2}} & 0 & \frac{R_{H}}{L_{2} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \\ 0 & \frac{1}{C_{L}} \cdot R_{L}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_{L}}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} & 0 & 0 & -\left(\frac{1}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})}\right) & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_{H}}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})}\right) & 0 & 0 & -\left(\frac{1}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})}\right) \end{bmatrix}$$

(3.27)



$$B_{2} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{C_{L}}}{L_{1} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})}\right) & 0\\ 0 & \frac{R_{C_{H}}}{L_{2} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})}\\ 0 & 0\\ \frac{1}{C_{L} \cdot (R_{C_{L}} + R_{L})} & 0\\ 0 & \frac{1}{C_{H} \cdot (R_{C_{H}} + R_{H})} \end{bmatrix}$$
(3.28)

Modelul matematic mediat al convertorului, care poate fi utilizat pentru determinarea stabilității, se obține prin combinarea ecuațiilor (3.1)-(3.14) cu (3.15)-(3.28).

Ecuațiile de stare și ecuația de ieșire ale modelului matematic mediat de semnal mare sunt:

$$\begin{cases} x' = A x + B u \\ y = x_1 = C \cdot x \end{cases}$$
(3.29)

Matricele A,B,C se obțin din  $A_1,B_1,C_1$  și  $A_2,B_2,C_2$ , ponderând toate matricele cu indice 1 cu factorul D și cele cu indicele 2 cu factorul (1-D).

Pentru matricea sistemului A și matricea de intrare B este valabilă relația:

$$A = A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1 - d)$$
  

$$B = B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1 - d)$$
(3.30)

Următoarele mărimi de stare, intrare și factor de umplere se substituiesc astfel:

$$x = X + \hat{x}$$
  

$$u = U$$
  

$$d = D + \hat{d}$$
  
(3.31)



$$\frac{\hat{x}}{X} \ll 1 \implies \hat{x} \cdot \hat{d} = 0$$

$$\frac{dX}{dt} = 0 \implies X' = A \cdot X + B \cdot U = 0$$
(3.32)

În regim stabilizat, observăm din ecuația (3.32) faptul ca în vecinătatea unui punct de funcționare X, derivata punctului respectiv este 0. Sistemul este definit de ecuația de mai jos:

$$0 = A \cdot X + B \cdot U \tag{3.33}$$

Din ecuația (3.33) reiese relația punctului de funcționare:

$$X = -A^{-1}BU \tag{3.34}$$

Din forma canonică (3.29) și substituirile din (3.31) avem sistemul:

$$\begin{cases} (X+\hat{x})' = A \cdot (X+\hat{x}) + B \cdot U \\ Y+\hat{y} = C \cdot (X+\hat{x}) \end{cases}$$
(3.35)

Următorul pas prezentat în (3.36) constă în înlocuirea matricei de intrare și a matricei sistemului cu relațiile din (3.30).

$$\begin{cases} (X+\hat{x})' = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)] \cdot (X+\hat{x}) + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)] \cdot U \\ Y+\hat{y} = [C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1-d)] \cdot (X+\hat{x}) \end{cases}$$
(3.36)

Folosindu-ne de proprietatea factorului de umplere din (3.31), rezultă:

$$\begin{cases} (X+\hat{x})' = \left[ A_1 \cdot \left( D + \hat{d} \right) + A_2 \cdot (1 - D - \hat{d}) \right] \cdot (X+\hat{x}) + \left[ B_1 \cdot \left( D + \hat{d} \right) + B_2 \cdot \left( 1 - D - \hat{d} \right) \right] \cdot U \\ Y + \hat{y} = \left[ C_1 \cdot \left( D + \hat{d} \right) + C_2 \cdot (1 - D - \hat{d}) \right] \cdot (X+\hat{x}) \end{cases}$$
(3.37)

În (3.38) se regăsește forma finală a modelului matematic de semnal mic, după efectuarea calculelor din (3.37).

35 | Page



$$\begin{cases} \hat{x}' = [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot \hat{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \hat{d} \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} \end{cases}$$
(3.38)

S-a realizat simplificarea sistemului prin notarea elementelor din suma ecuației de stare din (3.38)

$$A_e = \begin{bmatrix} A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \end{bmatrix}$$
  

$$B_e = \begin{bmatrix} (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U \end{bmatrix}$$
(3.39)

$$\begin{cases} \hat{x}' = A_e \cdot \hat{x} + B_e \cdot \hat{d} \\ \hat{y} = C \cdot \hat{x} \end{cases}$$
(3.40)

Funcțiile de transfer la semnal mic ale variabilelor de stare se pot obține prin calcul matriceal după mersul de calcul de mai jos. Notația  $\hat{x}$  reprezintă variația variabilelor de stare în jurul punctului de funcționare X, iar  $\hat{d}$  este variația factorului de umplere D în jurul valorii de regim staționar, aceasta din urmă fiind responsabilă de stabilirea punctului de funcționare.

$$s \cdot \hat{x} = A_e \cdot \hat{x} + B_e \cdot \hat{d} \tag{3.41}$$

$$(s \cdot I - A_e) \cdot \hat{x} = B_e \cdot \hat{d} \tag{3.42}$$

$$\hat{x} = (s \cdot I - A_e)^{-1} \cdot B_e \cdot \hat{d}$$
 (3.43)

În ecuația (3.44) s-a introdus ecuația (3.43):

$$\hat{y} = C \cdot \hat{x}$$

$$\hat{y} = C \cdot (s \cdot I - A_e)^{-1} \cdot B_e \cdot \hat{d}$$
(3.44)

Matricea linie C are valoarea [1 0 0 0 0], se obține funcția de transfer din (3.47):

$$H_1(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = (s \cdot I - A_e)^{-1} \cdot B_e$$
(3.45)



$$H_{1}(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{d}(s)} = (s \cdot I - A_{e})^{-1} \cdot (A_{1} - A_{2}) \cdot X \quad (3.46)$$
$$H_{1}(s) = \frac{i_{L_{1}}(s)}{\hat{d}(s)} \tag{3.47}$$

Acest convertor s-a dimensionat conform datelor din Table 1, funcția de transfer din (1.48) se calculează numeric conform acestor date :

		<b></b>
Element	Valoare	Unitate de măsură
Putere	960	W
V <sub>H</sub>	350	V
VL	24	V
fs	100	kHz
C <sub>H</sub>	300	μF
CL	1320	μF
$C_{sw}$	990	μF
L <sub>1</sub>	100	μΗ
L <sub>2</sub>	400	μΗ
R <sub>Csw</sub>	71.6	μΩ
R <sub>CL</sub>	113	μΩ
R <sub>CH</sub>	498	μΩ
R <sub>L1</sub>	10	mΩ
R <sub>L2</sub>	25	mΩ
$R_{S1}=R_{S2}=R_{S3}=R_{S4}=R_{S5}$	30	mΩ

$$H_1(s) = \frac{1.863 \cdot 10^6 \cdot s^4 + 2.444 \cdot 10^{10} \cdot s^3 + 9.556 \cdot 10^{13} \cdot s^2 + 1.526 \cdot 10^{17} \cdot s + 3.434 \cdot 10^{20}}{s^5 + 1.378 \cdot 10^4 \cdot s^4 + 5.978 \cdot 10^7 \cdot s^3 + 1.13 \cdot 10^{11} \cdot s^2 + 2.272 \cdot 10^{14} \cdot s + 1.155 \cdot 10^{17}}$$



Diagrama bode a funcției de transfer a convertorului,  $H_1(s)$ , este prezentată în Fig. 25. Diagrama este folosită pentru proiectarea regulatorului de curent în vederea asigurării stabilității sistemului.



Fig. 25 Diagrama Bode pentru funcția de transfer la semnal mic

Pentru că în aplicația prezentată nu este nevoie ca acest convertor să funcționeze cu valori mici ale curenților, regimul de curent neîntrerupt poate fi evitat. Următorul pas în analiza stabilității este proiectarea regulatorului. Din diagrama bode, se observă că pentru a avea eroare de regim staționar nulă este nevoie de un pol în origine, și pentru a avea rezerva de fază suficient de mare se poate plasa un zero în jurul frecvenței de 10 Hz. Frecvența de tăiere a reculatorului se alege la 20.7Khz.

Astfel rezultă regulatorul, cu structura de regulator PI, din relația (3.49) iar diagrama Bode a acestuia poate fi observată în Fig. 26.



$$H_C(s) = \frac{0.069728 \cdot (s + 7680)}{s} \qquad (3.49)$$



Fig. 26 Diagrama Bode a regulatorului



#### 3.2. Proiectarea schemelor

În acest capitol, este prezentat modul de proiectare a schemelor pentru control și putere, fiind explicate aspectele considerate în proiectarea schemei. De asemenea, designul cablajelor imprimate este realizat pe baza acestora. Capitolul este împărțit în două părți: proiectarea schemelor de forță și proiectarea schelor de comandă

Schemele și cablajele imprimate sunt realizate folosind software-ul Eagle versiunea 9.5.1.



#### 3.2.1. Partea de putere



Condensatoarele de filtraj și cele comutate nu au fost reprezentate în Fig. 27 pentru a simplifica schema. Conectorul X2 este folosit pentru a conecta bus-ul de 350V, iar conectorul X1 este folosit pentru a conecta bus-ul de 24V. Tranzistoarele Q1-Q5 sunt de tip GaN-FET și au o rezistență internă de 30mOhm. Implementarea strategiei de protecție și control necesită achiziționarea următoarelor mărimi:



- Tensiunea de pe intrarea de 350V;
- Tensiunea de pe intrarea de 24V;
- Curentul prin bobina L1;
- Curentul prin bobina L2;
- Tensiune pe condensatoarele comutate.

Tensiunea de pe intrarea de 350V se achiziționează folosind un divizor rezistiv. Acesta este format din rezistentele R1-R4 de 150k $\Omega$  conectate în serie împreună cu o rezistență de 2.67k $\Omega$ , aceasta din urmă aflată pe un alt PCB. Similar au fost proiectate divizoarele pentru măsurarea tensiunilor de pe condensatoarele comutate și de pe intrarea de 24V după cum se vede în Table 2.

Mărime	Putere	Căderea de	Tensiune maximă	Tensiune
	disipată	tensiune pe rezistențe	de intrare	maximă de ieșire
V_HIGH	3*84 mW	115 V	450 V	1.99 V
V_LOW	2*29 mW	55 V	130 V	2 V
V_SW	3*65 mW	99 V	300 V	1.95 V

Table 2

Curentul prin bobinele L1 și L2 se măsoară folosind senzori de tip LEM din seria CKSR. Acești senzori sunt bidirecționali, deci pot măsura curenți pozitivi sau negativi. Acest lucru este necesar deoarece topologia este una bidirecțională. Un alt avantaj senzorilor LEM este că sunt izolați galvanic, deci pot fi folosiți în aplicații care folosesc tensiuni mari.

Curentul prin L1 se citește folosind senzorul CKSR 6-NP. Senzorul are un domeniu de măsurare între -20A și 20A, ieșirea senzorului fiind în tensiune cuprinsă între 0-5 V. Pentru curentul prin L2 se folosește senzorul CKSR 25-NP; acesta are un domeniu de măsură între -85A și 85A.

La ieșirile senzorilor sunt conectate filtre de tip trece jos, acestea au o frecvență de tăiere de 311kHz. Frecvența a fost aleasă ținând cont de lungimea de bandă a senzorului care este de 300kHz.

Conectorii SL3 și SL4 conectează ieșirea senzorilor și alimentarea acestora la circuitul de comandă.





Fig. 28 Conectori LEM

În schema de putere se pot observa patru etichete de tensiune: V\_HIGH+, V\_LOW+, C\_SW1+, C\_SW2+. Între aceste etichete și GND sunt conectate patru grupuri de condensatoare.



Fig. 29 Condensatoare de filtraj și comutate



Condensatoarele de filtraj pentru intrarea de 350 V sunt conectate între V\_HIGH+ și GND. S-au folosit două tipuri de condensatoare: electrolitice de 100uF și ceramice de 100nF. Condensatoarele electrolitice au fost folosite pentru că au o capacitate mare, însă dezavantajul lor este limitarea din punct de vedere a valorii efective a curentului care poate trece prin acestea. În plus, cinci condensatoare ceramice de 100nF s-au adăugat deoarece suportă un curent cu o valoare efectivă mai mare.

Un alt motiv al folosirii capacităților de tip ceramic îl reprezintă dorința de minimizare a inductanței parazite. Analog s-au proiectat și celelalte grupuri de condensatoare.

#### 3.2.2. Partea de comandă

Placa de comandă conține componentele necesare pentru a controla tranzistoarele de putere și de a monitoriza parametrii esențiali funcționării corecte a convertorului. Circuitul conține următoarele module: surse de alimentare de tensiune scăzută, interfața pentru traductoarele de curent și tensiune, protecții la supracurent și supratensiune, interfața cu procesorul de semnal, circuite de comandă pentru pornire și oprire, circuite de comandă pentru tranzistoare.



#### Fig. 30 Diagrama bloc a schemei de comandă



#### Surse de alimentare de tensiune scăzută

Circuitul de alimentare de joasă tensiune este format din două convertoare DC/DC de putere mică. Tensiunea principală de alimentare pentru partea de control este de 24V, fiind preluată de la intrarea de 24V a convertorului, care este conectată în paralel la un grup de baterii.

Primul convertor DC/DC de putere mică preia tensiunea de 24V și o transformă într-o tensiune de 5V, urmând ca tensiunea rezultată să alimenteze o serie de circuite integrate. Schema convertorului poate fi văzută în Fig. 31.



Fig. 31 Convertor DC/DC 24V DC-5V DC

Convertorul a fost realizat utilizând circuitul integrat TPS5450 produs de Texas Instruments. Acest circuit acceptă o tensiune de intrare în intervalul 5.5V - 36 V. Tensiunea de ieșire este determinată de divizorul rezistiv format din rezistențele R60 și R61. Ieșirea divizorului intra în circuitul integrat pe pinul 4 (VSENSE) conectat la un circuit de feedback intern.

Curentul maxim de ieșire a convertorului este de 5A, în timp ce frecvența de comutație este de 500 kHz, iar randamentul poate ajunge la 90%. Pentru proiectarea convertorului s-au folosit ecuațiile și recomandările din foaia de catalog a circuitului integrat, astfel rezultând un condensator de "bootstrap" de 0.1uF, o diodă de fugă BS540, care rezistă la un curent de 5A respectiv o tensiune inversă de 40V și o bobină de 47uH.

Circuitele integrate utilizate necesită de o tensiune de alimentare de 3.3V, așadar s-a realizat un convertor DC/DC, coborând tensiunea de la 5V la 3.3V.



Convertorul cu schema în Fig. 32 folosește circuitul integrat TPS62160. Tensiunea de intrare se află în intervalul 3V-17V, în timp ce tensiunea de ieșire se poate regla între 0.9V și 6V, în acest caz fiind reglată la 3.3 V. Curentul maxim de ieșire este de 1A iar frecvența de comutație este 2.25 Mhz. Convertorul s-a proiectat urmărind recomandările din foaia de catalog.



Fig. 32 Convertor DC/DC 5V - 3.3V

#### Interfață senzori de tensiune și curent

Măsurătorile de tensiune și curent prezentate mai sus au nevoie de circuite adiționale pentru a interpreta semnalele generate de acestea.

Traductoarele de curent LEM din seria CKSR au o ieșire cuprinsă în intervalul 0-5 V, cu un "offset" de 2.5 V. Procesorul de semnal folosit în această aplicație funcționează cu o tensiune de alimentare de 3.3V, implicit convertorul analog-digital intern funcționează la aceeași tensiune. S-a proiectat circuitul din Fig. 33 pentru a translata tensiunea de ieșire a senzorului la o valoare aflată în intervalul 0–3.3V cu un "offset" de 1.65V.

Circuitul din figura Fig. 33 este compus dintr-un amplificator operațional configurat ca amplificator operațional de diferență. Terminalul de minus este conectat cu referința senzorului de curent, sau o referință exterioară, în timp ce terminalul de plus este conectat cu ieșirea senzorului de curent. La ieșirea amplificatorului se află un filtru de tip trece-jos proiectat ținând cont de banda senzorului de curent, cu o frecvență de tăiere de 338kHz.



Intrarea în canalul de conversie analog-digital al procesorului de semnal este protejată de dioda D1. Dacă tensiunea de ieșire a amplificatorului trece de 3.3V, anodul diodei ajunge la un potențial mai pozitiv față cel al catodului, dioda intrând în conducție.



Fig. 33 Circuit de translatare a tensiunii



Fig. 34 Referințe de tensiune



Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional se determină cu formula (3.50), unde G reprezintă amplificarea, în această aplicație fiind 1. Tensiunile VIN+ și VIN- sunt intrările amplificatorului descrise mai sus, iar VREF este o tensiune de referință de 1.65V.

$$V_{OUT} = G \cdot (V_{IN}^{+} - V_{IN}^{-}) + V_{REF} \quad (3.50)$$

Această referință a fost creată cu ajutorul circuitului integrat REF2033 din Fig. 34. Circuitul are două ieșiri: una de 1.65V, respectiv de 3.3V având rol de referință pentru procesorul de semnal.

S-a ales folosirea unei referințe externe pentru procesorul de semnal deoarece aceasta este mai precisă. Erorile ei se corelează cu cele ale referinței de 1.65V, aceste două tensiuni fiind produse de același circuit integrat.

Aplicând formula din (3.50) și luând în considerare datele de catalog ale senzorilor de curent LEM, putem deduce corespondența între tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional și valoarea reală a curentului din convertor. Astfel pentru intrarea de pe busul de 350 V unde se află senzorul de curent LEM CKSR 6-NP, raportul între tensiunea de ieșire a amplificatorului și curentul din convertor este de 74.348 mV/A. Pentru intrarea de 24V avem senzorul de curent LEM CKSR 25-NP raportul fiind de 17.837 mV/A.

Convertorul funcționează la tensiuni înalte, motiv pentru care nu este indicat să folosim ieșirile din divizoarele de tensiune prezentate anterior fără izolare galvanică. Circuitul din Fig. 35 realizează această izolare galvanică între ieșirile de tensiune și intrările în convertoarele analog-digital ale procesorului de semnal.





Fig. 35 Izolare galvanică pentru măsurătorile de tensiune

Izolarea galvanică între cele două domenii s-a realizat folosind circuitul integrat AMC1311 produs de Texas Instruments, acesta realizeazând izolarea capacitiv. Este nevoie de două surse de tensiune pentru a alimenta circuitul integrat, așadar alimentarea pe partea de tensiune joasă se face cu ajutorul convertorului DC/DC 24V-5V prezentat anterior.

Sursa care alimentează circuitul pe partea de tensiune înaltă este prezentată în Fig. 35. Sursa precizată este un convertor de tip "push-pull, realizat cu circuitul SN6501. Circuitul prezentat este un driver pentru transformatoare, având un curent maxim la ieșire de 350mA.





Fig. 36 Amplificator operațional de diferență folosit pentru măsurătoarea de tensiune

Deoarece izolatorul galvanic folosit pentru măsurătoarea de tensiune are o ieșire de tip diferențial, s-a implementat schema din Fig. 36. Similar cu măsurătoarea de curent s-a folosit un amplificator de diferență. Tensiunea este doar pozitivă, prin urmare măsurătoarea nu mai are nevoie de offset, astfel pinul REF al amplificatorului este conectat la GND. La ieșirea amplificatorului este un filtru de tip trece jos cu o frecventă de tăiere de 80 Khz. Nu mai este nevoie de diodă pentru a proteja intrarea în procesorul de semnal, pentru că izolatorul are o tensiune de ieșire aflată în intervalul 0-2 V.

Atât izolatorul galvanic AMC1311, cât și amplificatorul operațional AD8276 au lungimi de bandă mari, rezultând proiectarea unui filtru trece la o frecvență mai joasă deoarece tensiunile tind să varieze mai lent.

#### Circuite de protecție

Partea de protecție are un rol important, deoarece cu ajutorul protecției putem detecta eventualele defecte care pot apărea din varii motive, cum ar fi supracurenții, supratensiunile pe dispozitivele semiconductoare. Detectarea și prevenirea eventualelor probleme nedorite necesită o strategie de protecție corect proiectată si implementată.

Circuitele de protecție au fost implementate cu ajutorul unui CPLD(complex programmable logic device). Folosirea unui astfel de dispozitiv este avantajoasă, deoarece se pot implementa scheme hardware, dar și soft scris in VHLD sau VERILOG. Un alt avantaj il reprezintă faptul că schemele se pot modifica, fiind nevoie doar de semnalele de intrare/ieșire pentru a se implementa diferite versiuni de protecție.



În această lucrare s-a folosit un CPLD produs de XILINX din seria XC9500. Varianta folosită dispune de 48 de pini I/O împărțiți în 4 "function blocks", a câte 18 microcelule fiecare.



#### Fig. 37 Schemă CPLD

Protecția la supracurent este realizată cu ajutorul unui comparator si a unui bistabil de tip D, deoarece avem 2 traductoare de curent în schema de putere avem două grupuri formate dintr-un comparator si un bistabil de tip D. Curentul măsurat este comparat cu valorile maxime care sunt date o sursa precisa de tensiune. Ca surse s-au folosit circuitele integrate produse Texas Instruments: LM4041.



Dacă valoarea măsurată este mai mare decât valoarea maximă admisă, atunci comparatorul da un semnal "0" logic la ieșire. Acest lucru este realizat pentru a avea "0" logic pe pinul de CLEAR a

bistabilului; semnalul este negat, iar când se depășește valoarea maximă admisă pinul de ieșire a bistabilului este egal cu 0, tabelul logic de adevăr pentru blocul FDC este reprezentat în Fig. 38.

Inputs			Outputs
CLR	D	C	Q
1	х	х	0
0	D	Ŷ	D



#### Fig. 38 Tabel logic FDC

Fig. 39 Protecție supracurent







Protecția la supratensiune are o configurație similară protecției la supracurent, schemele se pot observa in Fig. 41.



Fig. 41 Protecție supratensiune



Ieșirile din bistabile sunt grupate împreună într-o poartă logică "ȘI", pentru a primi un semnal "OK", acest semnal având posibilitatea de a dezactiva ieșirea de PWM dacă una din condițiile sale nu este îndeplinită.



Fig. 42 Semnal OK

Semnalul de resetare este furnizat de un buton fizic, sau de o sursă exterioară cu ajutorul unui optocuplor după cum se observă în Fig. 43. Tensiunea nominală de intrare pentru antrenarea optocuplorului este de 24V, iar rezistența serie este utilizată pentru a limita curentul în jurul valorii de 10 mA.





Fig. 43 Semnal reset

Comanda de pornire sau oprire a circuitului este trecută tot prin CPLD, după cum se vede Fig. 45. Astfel avem două butoane pentru acest scop: un buton (ON) pentru pornire și un buton OFF pentru oprire.





Configurația circuitului este una similară cu cea folosită la protecții: dacă se apasă pe butonul de ON pe pinul clock se aplică un semnal tranzitoriu iar când acest semnal trece de pe 0 logic pe 1 logic și pe pinul CLR se aplica 0 ieșirea va fi egala cu D deci 1.

Comanda poate fi primită și din exterior de la optocuploare, similar butonului de reset. Rezistentele conectate au rolul de a limita curentul la aproximativ 10 mA pentru o tensiune de 24 de V.



Fig. 45 Comandă pornire/oprire

#### Comandă tranzistoare

Tranzistoarele de putere folosite in acest design sunt de tip GaN-FET, acestea sunt produse de Transphorm. Pentru aceste tranzistoare s-au folosit drivere produse de Texas Instruments modelul UCC27511, capabile să ofere un curent de până la 4 A la ieșire. S-au folosit cinci drivere, câte un driver pentru fiecare tranzistor.

Schema internă a circuitului integrat se poate observa în figura de mai jos.





Fig. 46 Schemă internă UC27511

Sursa tranzistoarelor nu se află la un potențial bine definit, astfel este nevoie de o comandă specială pentru a asigura o tensiune de +15V peste sursa lor. Convertorul fiind unul de tensiune înaltă, s-a ales crearea unei comenzi izolate galvanic, schema de comandă pentru tranzistoare este regăsită în Fig. 47.



Fig. 47 Schemă comandă tranzistoare



Pentru a alimenta partea schemei izolată necesară comenzii tranzistoarelor, s-a proiectat o sursă de tensiune folosind circuitul integrat SN6501; proiectarea acestei surse este similară cu sursa proiectată pentru citirea de tensiuni.

S-a folosit un izolator galvanic ISO7720, deoarece driverul folosit nu este izolat. La intrarea izolatorului sunt prezente filtre de tip trece jos, deoarece tresele semnalelor de intrare sunt lungi și susceptibile la zgomot.

#### 3.3. Rezultate experimentale

Formele de undă măsurate au fost comparate cu cele de simulare iar diferențele sunt nesemnificative. Pentru primul set de măsurători, s-a sa măsurat curentul prin bobina L1 și căderile de tensiune pe bobinele L1 și L2. Două seturi de măsurători au fost făcute pentru fiecare mod de funcționare (buck Fig. 49, boost Fig. 48).



Fig. 48 Boost Curentul prin bobine și tensiunea pe acestea (stânga măsurat, dreapta simulat)





Fig. 49 Buck Curentul prin bobine și tensiunea pe acestea (stânga măsurat, dreapta simulat)



Fig. 50 Buck-Boost Curentul prin bobine și semnalele de comanda a tranzistoarelor (stânga măsurat, dreapta simulat)

În următoarele figuri, Fig. 50,Fig. 51 sunt prezentate tranzițiile între cele două moduri de operare (Buck-Boost), se poate observa că tranziția din buck în boost durează aproximativ 0.3ms iar invers



durează 0.1 ms. Factorul de umplere este limitat superior la 95% dar nu este limitat inferior, astfel se poate duce pană la 0%. Din acest motiv tranziția din boost in buck este mai rapidă.

Din aceste forme de undă se poate observa și tranziția dintre cele două tranzistoare. De la momentul în care curentul de referință își schimbă semnul, un semnal de comandă este oprit iar celălalt este pornit.



Fig. 51 Boost Buck Curentul prin bobine și semnalele de comanda a tranzistoarelor (stânga măsurat, dreapta simulat)





Fig. 52 Tensiunea comutată pe condensatoare



Fig. 53 Căderea de tensiune pe tranzistoare

În Fig. 52 se poate observa tensiunea comutată pe condensatoare, această tensiune are aceeași formă de undă în ambele moduri de funcționare, se observă ca nu este o diferență mare între rezultatele de simulare și cele experimentale.





Fig. 54 Distribuție curent continuu si curent alternativ



#### 4. Achiziția datelor si managementul distribuției energiei electrice

Distribuția energiei electrice implementată în modelul experimental este reprezentată de o rețea de curent continuu (DC) și este similara cu o rețea de tip "smart nano-grid". În modelul experimental sunt integrate două tipuri de surse regenerabile de energie (solară și eoliană) Fig. 55, elemente de conversie și stocare a energiei electrice Fig. 54, de asemenea mai este integrat și sistemul de control și gestionare a energiei printr-un sistem de tip SCADA Fig. 60,Fig. 61. Deoarece acest model este propus pentru aplicații de tip rezidențial, echipamentele electrice comune folosite în casă sunt adaptate pentru a funcționa în curent continuu Fig. 59.

Arhitectura rețelei prezentată anterior este compusa din două rețele de curent continuu. O rețea de tensiune înaltă (350V DC) și o rețea de tensiune scăzută (24 V DC). De asemenea o rețea clasică de curent alternativ cu tensiunea efectivă de 230 V este prezentă în modelul experimental. Energia solară este convertită în energie electrică folosind douăsprezece panouri fotovoltaice conectate la rețeaua de 24V DC printr-un convertor special proiectat pentru a putea prelua maximul de energie generat de către panouri. Energia este stocată în patru baterii de plumb-acid cu gel, special create pentru aplicații cu sisteme fotovoltaice. În baterii se poate stoca o energie de 10kWh, care, pentru o casă obișnuită este suficientă pentru 2-3 zile de funcționare fără încărcare. Conexiunea între rețeaua de 350V DC și rețeaua de 24V DC se face printr-un convertor bidirecțional cu capacități comutate, acesta fiind prezentat mai sus. Conexiunea la rețeaua de curent alternative se face printr-un convertor hybrid care are ieșirea de tensiune continuă conectată la rețeaua de 24 V DC. Un sistem de tip SCADA supraveghează și controlează întregul flux de energie electrică, și asigură achiziția de date a tuturor parametrilor.

Arhitectura de tip "smart nano grid" implementată folosește un control descentralizat, bazat pe tensiunea celor două rețele de curent continuu, pe puterea vehiculată prin convertorul BHCC și invertorul hibrid. Invertorul hibrid oferă două moduri de funcționare: în rețea (conectat la rețeaua națională de curent alternative) și în afara rețelei (izolat față de rețeaua națională).

În modul on-grid, dacă nu există suficientă energie produsă de către sursele regenerabile și bateriile sunt la un nivel de tensiune scăzut, invertorul hybrid va furniza energie din rețeaua de curent alternative și o va livra către consumatori, încărcând în același timp bateriile. În caz că sursele de energie regenerabilă produc prea multă energie, care nu este consumată local, aceasta este introdusă în rețeaua națională de curent alternativ.



În modul de funcționare de tip off-grid, în cazul în care sursele de energie regenerabilă nu produc suficientă energie, consumatorii sunt alimentați după un anumit grad de prioritate. Pe de altă parte atunci când energia produsă de către aceste surse este mai mare decât energia necesară, fiecare sursă își poate reduce cantitatea de energie livrată în rețea.



Fig. 55 Fațadă sud







Fig. 56 Riplul tensiunii pe condensatoare (stânga), regim de pornire (dreapta)





Fig. 57 Tensiune rețea de curent continuu fără consumatori (stânga), cu consumatori (dreapta)





Fig. 58 Schemă "pre-charge"



Fig. 59 Consumator de curent continuu



Pentru a studia caracteristicile fațadelor în diferite condiții, modulul experimental este echipat cu 53 de senzori de temperatură, 14 senzori de umiditate și 3 senzori de CO2. Pentru achiziționarea datelor de la senzori, se folosește o stație de măsurare, compusă din 12 relee inteligente (Logo 8!). Un releu inteligent poate fi folosit pentru a monitoriza 8 senzori, de asemenea acesta oferă și intrări/ieșiri digitale care pot fi folosite pentru automatizarea unor procese simple. Acest tip de releu inteligent are capacitatea de a stoca datele intern pe un card de tip micro SD. Folosind rețeaua ethernet, serverul web de pe releu poate fi accesat, iar datele de pe cardul micro SD pot fi încărcate pe internet. S-au folosit 12 dispozitive dedicate pentru achiziția datelor din considerente mecanice și de poziționarea distribuită a senzorilor. Interfața SCADA a fost proiectată cu ajutorul platformei de dezvoltare software Logo Web Editor V1.0. În comparație cu alte sisteme SCADA care rulează pe o stație dedicată, cum ar fi un desktop sau un server, SCADA este integrată în acest releu inteligent și poate fi accesată folosind o pagină web. O bază de date a fost creată pe un PC folosind protocolul de comunicare Modbus TCP/IP prin rețeaua ethernet și un server OPC ca interfață. În aceasta bază de date sunt stocate toate informațiile furnizate de către senzori.



Fig. 60 Sistem achiziție (Logo 8!)





Fig. 61 SCADA



Fig. 62 Fațadă Est









Fig. 64 Fațadă Nord





Fig. 65 Fațadă Sud



Fig. 66 Consum rețea de curent continuu (stânga), rețea de curent curent alternativ (dreapta)





#### Fig. 67 Starea de încărcare a bateriei



#### Fig. 68 Energia generată de către sistemul fotovoltaic



#### Fig. 69 Istoric producție vs consum





Fig. 70 Distribuția energiei