# **RAPORT ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC**

PENTRU ETAPA 3 – 2014 A PROIECTULUI PCCA NR. 29 / 2012 'Innovative wind energy conversion micro-system with direct-driven electric generator for residential uses' ('Microsistem inovativ de conversie a energiei eoliene pentru aplicații rezidențiale utilizând generator electric cu acționare directă – INNOWECS)

Coordonator CO – Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca (UTC-N) Partener P1 – SC BMEnergy SRL

> Prof.dr.ing. Mircea M. RĂDULESCU Director de proiect, CO – UTC-N

> > Dr.ing. Ştefan BREBAN Resp. proiect P1 – BMEnergy

- Noiembrie 2014 -

#### RAPORT ŞTIINŢIFIC ŞI TEHNIC PENTRU ETAPA 3 – 2014 A PROIECTULUI PCCA NR. 29 / 2012

În conformitate cu obiectivele şi activitățile de cercetare corespunzătoare etapei 3 – 2014 a proiectului PCCA 'INNOWECS', echipa de cercetare a coordonatorului CO – UTC-N și a partenerului P1 – BMEnergy la proiect a realizat (i) optimizarea componentelor esențiale ale unei microcentrale eoliene, reprezentate de : microturbina de vânt, microaerogeneratorul electric cuplat direct la arborele turbinei și convertoarele electronice de putere, de maşină, respectiv de rețea; (ii) executarea prototipului ansamblului format din microturbină eoliană cu structura de pale și accesoriile acesteia și din microaerogenerator cu magneți permanenți și flux axial cu acționare directă; (iii) dezvoltarea standului de încercare și realizarea de teste experimentale pentru prototipul optimizat de microcentrală eoliană de uz rezidențial cu componentele aferente.

Microcentrala eoliană urbană de uz rezidențial definește o centrală eoliană de mică putere, în general, sub 10 kW, destinată a alimenta cu energie electrică o locuință sau un bloc de locuințe. Întregul echipament al microcentralei eoliene poate fi montat pe piloni, în proximitatea locuinței sau pe acoperişul acesteia [1], [2].

În baza studiilor numerice efectuate, s-a optat pentru o microturbină eoliană cu trei pale și ax orizontal, de 3 kW, pentru viteze ale vântului de 2 - 10 m/s, care permite obținerea unor parametri aerodinamici ridicați, coeficientul de putere rezultat în urma simulărilor ajungând la valorea 0,43, pentru viteze ale vântului de 10 m/s.

Subansamblul principal alcătuirea eoliene din microcentralei este microaerogeneratorul electric. Acesta s-a adoptat din clasa generatoarelor sincrone cu magneti permanenți, flux axial și acționare directă (Fig.1). Carcasa microaerogeneratorului constă din două semicarcase 1 și 10, realizate din aliaj de aluminiu, în construcție sudată, și asamblate împreună prin intermediul șuruburilor și piulițelor 2. Pentru realizarea arborelui 14, organ intens solicitat, atât static, cât și dinamic, la funcționarea microturbinei eoliene, s-a optat pentru oțel laminat la cald. Cele două rotoare-disc 13 ale microaerogeneratorului sunt fixate pe arbore cu ajutorul penelor 5, 6 și asigurate axial cu bucșa 9 și piulița și șaiba 12. Bucșa 8 se utilizează pentru delimitarea întrefierului dintre statorul 7 și cele două rotoare.



Fig. 1. Prototipul de microaerogenerator sincron cu magneți permanenți și flux axial (vedere explozivă).

Ansamblul mobil al microaerogeneratorului se susține pe rulmenții radiali-axiali cu role conice 11 și 15.

## Optimizarea și realizarea ansamblului microturbină eoliană – microaerogenerator electric

Pentru realizarea subansamblului rotor-poli, s-a ales tehnologia prin turnare bimetal, ținându-se cont de rolul funcțional al acestui subansamblu, de caracteristicile de funcționare necesare, dar și de reducerea costurilor de execuție. Procedeul constă în realizarea prealabilă și prelucrarea polilor din oțel (OLC15) (Fig.2), poziționarea acestora în forma de turnare (pe șablon) și turnarea rotorului din aliaj de aluminiu (AlSi10Mg).

Conexiunea mecanică între poli și butucul rotor se realizează printr-un sistem tip "coadă de rândunică" pe o adâncime de cca 15 mm. În acest caz, în zona de interfață dintre butucul rotor din aluminiu și polii de oțel, aderența, difuzia, tensiunile generate de diferența între coeficienții de dilatare termică și reacția dintre cele două straturi trebuie riguros analizate.



Fig. 2. Realizarea prin turnare bimetal a subansamblului poli din oțel – rotor din aliaj de aluminiu.



Fig. 3. Vedere subansamblu poli din oțel – rotor din aliaj de aluminiu.



Fig. 4. Secțiuni subansamblu poli din oțel – rotor din aliaj de aluminiu.

În Fig. 3 si 4, este reprezentat subansamblul poli din oțel- rotor din aliaj de aluminiu, in vedere și sectiuni. Polii din oțel sunt așezați cu ajutorul unui șablon în forma de turnare. Suprafețele laterale ale polilor (în contact cu magneții permanenți), dar și cavitatea în formă de "V", au fost curățate (să nu conțină pe suprafață rugină și ulei) și prelucrate la cotă. Baza (polii din otel) a fost încălzită la 250-300°C înaintea turnării manuale a butucului din aluminiu. Pentru realizarea prototipului s-a prevazut un set de modele din lemn (pentru toate piesele prevăzute a fi obtinute prin turnare) și turnarea în formă din nisip. Modelele din lemn rezistă la 100 de formări manuale.

În vederea studierii comportamentului ansamblului rotor-poli, la solicitările date, s-a realizat o analiză statică, utilizând metoda elementelor finite. Caracteristicile materialelor prevăzute pentru subansamblul prototipului, sunt apropiate de cele utilizate în analiza numerică și listate în Tabelul 1.

Tabel 1. Caracteristicile materialelor utilizate în analiza numerică prin metoda elementelor finite

Proprietăți	U.m.	Aluminiu 7075	Oțel
Elastic Modulus	N/m <sup>2</sup>	7.2e+010	1.9e+011
Density	kg/m <sup>3</sup>	2810	7300
Tensile Strength	N/m <sup>2</sup>	57000000	448082500
Yield Strength	N/m <sup>2</sup>	505000000	241275200

În Fig.5 este prezentat sistemul simplificat al incărcărilor la care este supus subansamblul butuc rotor-poli.



Fig. 5. Solicitările mecanice ale subansamblului butuc rotor-poli.

Pentru discretizarea ansamblului s-a folosit o rețea de elemente finite tetraedrice, respectiv s-au utilizat 32024 elemente și 57423 noduri. Analiza statică a urmărit distribuția stării de tensiuni și deformații în subansamblu, dar si studiul deplasărilor pe direcția Ox (axa arborelui), pentru două situații-limită de încărcare. Valoarea forței normale (rezultate din calculele analitice), care poate sa apară pe poli este între 625 si 750 N. În Tabelul 2, sunt prezentate valorile maxime ale mărimilor studiate.

Rezultate	u.m.	Valoarea incărcării pe pol		Observații
		750N	625N	
Deplasarea în direcția Ox	mm	0,387	0,229	
Deformația echivalentă maximă		1,0258*10 <sup>-3</sup>	6,9*10 <sup>-4</sup>	în zona
Tensiunea (max von Mises stress).	N/m <sup>2</sup>	95,8*10 <sup>6</sup>	66,3*10 <sup>6</sup>	butuc ax
Factor de siguranță (max von Mises stress)		<1	<1	

Tabel 2. Rezultatele analizei statice prin metoda elementelor finite

În Fig.6, sunt prezentate comparativ hărțile de distribuție a valorilor mărimilor studiate, obținute pentru două forțe normale (minimă și maximă), posibil sa apară în subansamblu.

Datorită fluxului magnetic de dispersie relativ important între extremitățile îmbinării tip "coadă de rândunică" (Fig.4) dintre polii adiacenți, a fost necesară modificarea configurației subansamblului rotor-poli, conform Fig.7. Practic, polii din oțel (OT500) au fost realizați prin turnare și tratați termic (omogenizare + ameliorare). S-a realizat un șablon din lemn, pentru a facilita poziționarea polilor în forma de turnare, dar și pe rotor.

Pentru realizarea subansamblului semicarcasei prototipului, prezentată în Fig.8, s-a adoptat tehnologia turnării manuale în amestec din nisip. În acest scop, a fost prevazuta realizarea unui model din lemn. Materialul din care s-a turnat carcasa este un aliaj de aluminiu de tip AlSi10. După turnare, carcasa a fost prelucrată mecanic, în conformitate cu desenul de execuție piesă finită. Atât desenul de piesă, cât și desenul de piesă finită au fost puse la dispoziția executantului. În Fig.8(*b*), este prezentat în secțiune ansamblul carcasa anterioară (1), respectiv posterioară (3), montat pe arbore, iar cu (2) este notat ansamblul stator-generator. În Fig. 8(*c*), sunt prezentate cele două semicarcarcase suprapuse. Ele sunt prezentate în stare brută turnată, înainte de a fi prelucrate mecanic pentru aducere la cotă



Fig. 6. Distribuția stării de tensiuni și deformații în subansamblul butuc rotor-poli, pentru două forțe normale considerate (minimă și maximă).



Fig. 7. Modificarea configurației subansamblului rotor-poli pentru reducerea fluxului magnetic de dispersie dintre poli.



(a)





Fig. 8. Corp semicarcasă în vedere și secțiune.

(c)

Cele șase pale pentru cele două prototipuri de microturbină eoliană au fost realizate din materiale compozite incluzând fibră de sticlă și fibră de carbon. Forma optimizată a palei, rezultată din analiza numerică utlizând metoda elementelor finite, a fost preluată în SolidWorks (Fig.9), unde a fost generat modelul geometric al semimatrițelor. Cele două semi-matrițe, necesare pentru execuția palelor turbinei s-au realizat din plăci poliuretanice NECURON 690 (material cu o rezistență deosebită la îndoire, la compresiune și la abraziune).



Fig. 9. Profil pală turbină eoliană (a) și model geometric de semi-matriță pale (b).



Fig. 10. Semi-matrițe finisate din NECURON 690.

În Tabelul 3, sunt prezentate caracteristicile fizice și mecanice ale materialului NECURON 690.

Culoare	gri
Duritatea Shore D	aprox. 62
Coeficientul de dilatare termică	aprox. 19,44 x 10 <sup>-6</sup> F <sup>-1</sup>
Temperatura la care rezistă	105°C
Rezistența la compresiune	0,03399 N/mm <sup>2</sup>

Rezistența la îndoire

Densitatea

0,02499 N/mm<sup>2</sup>

 $0.70 \text{ g/cm}^3$ 

Tabel 3. Caracteristicile fizice și mecanice ale materialului NECURON 690

Discul stator, prezentat în Fig.12, a fost realizat prin prelucrare mecanică din tablă de aluminiu cu grosimea de 6 mm.



Fig. 11. Disc-stator din tablă de aluminiu.

Prototipul de microaerogenerator electric cu magneți permanenți și flux axial a fost realizat în două exemplare, după finalizarea optimizării sale dimensionale. Unul din generatoare a fost realizat cu polii magnetici ai rotoarelor din oțel, iar celălalt cu polii magnetici din fontă specială de tip FGN, cu bune proprietăți magnetice și cu costuri mai reduse de fabricație decât polii din oțel.

Statorul trifazat a fost realizat din 18 bobine din cupru cu 120 spire fiecare. Bobinele au fost fixate cu rășină poliuretanică de un inel de aluminiu, la exteriorul statorului (Fig.12).



Fig. 12. Stator cu înfășuare trifazată al prototipului de microaerogenerator electric cu magneți permanenți și flux axial.

Rotoarele prototipului de microaerogenerator electric optimizat și construit includ pe lângă polii magnetici din oțel sau fontă, magneți permanenți din ferită și un suport neferomagnetic din aluminiu (turnat) pe care sunt fixați prin lipire (magneții) și prin turnare (polii magnetici). Suportul din aluminiu are și rolul de a permite fixarea rotorului pe arborele microaerogeneratorului (Fig.13).



Fig. 13. Rotor cu magneți permanenți de ferită, magnetizați circumferențial, al prototipului de microaerogenerator electric.

Carcasa microaerogeneratorului electric este realizată din aluminiu turnat, iar axul rotoric din oțel. În Fig.14, este prezentat unul din cele două microaerogeneratoare, în faza de asamblare. În figură, se observă doar unul din cele două rotoare, celălalt fiind de partea opusă a statorului.

Fig.15 redă imaginea standului de încercări din Laboratorul de cercetare SEMLET al Universității Tehnice din Cluj-Napoca, care a fost dezvoltat pentru testarea componentelor esențiale ale prototipului de microcentrală eoliană de uz rezidențial, reprezentate de : microturbina de vânt, microaerogeneratorul electric cuplat direct la arborele turbinei şi convertoarele electronice de putere, de generator, respectiv de rețea.



Fig. 14. Prototipul realizat de microaerogenerator electric cu magneți permanenți și flux axial.



Fig. 15. Standul experimental de laborator dezvoltat pentru testarea componentelor esențiale ale prototipului de microcentrală eoliană.

Pentru ca eficiența conversiei energiei să fie cât mai ridicată, microcentrala eoliană trebuie să fie dotată și cu un fuzelaj aerodinamic. Până la finalu lunii noiembrie 2014, s-a reușit realizarea pozitivelor calotei frontale și a trunchiului de con (Fig.16), urmând ca în perioada următoare să fie realizat și pozitivul cozii turbinei eoliene.



Fig. 16. Pozitivele calotei frontale și ale trunchiului de con dintre palele microturbinei eoliene și microaerogeneratorul electric cu magneți permanenți și flux axial.

Pentru protejarea fizică a microturbinei eoliene la apariția unor vijelii sau rafale de vânt, a fost dezvoltat un dispozitiv electromecanic, ce permite scoaterea palelor de pe direcția vântului, limitând astfel presiunea la care acestea ar fi supuse și viteza lor de rotație. Până la depunerea unei aplicații pentru obținerea unui brevet de invenție, nu se pot da detalii cu privire la acest dispozitiv.

La începutul anului 2015, se vor realiza și ultimele repere necesare pentru testarea completă a prototipului microcentralei eoliene în tunel aerodinamic sau/și pe acoperișul unei clădiri.

### Optimizarea și testarea convertoarelor electronice de putere, de maşină, respectiv de rețea ale microcentralei eoliene

Studiile recente în domeniul surselor de energie regenerabile demonstrează un potențial excelent al sistemelor hibride ca surse suplimentare de energie. Pentru a

satisface cererile sarcinii în condiții meteorologice variabile, aceste sisteme integrează elemente de conversie curent continuu - curent continuu (CC–CC) și control al puterii extrase.

Prin combinarea surselor de energie cu eficiență maximă obținută în condiții meteorologice contrare (solar și eolian), sistemul rezultat este caracterizat de o îmbunătățire atât din punct de vedere al eficienței, cât și al ciclului de viață. În Fig. 17, este ilustrat conceptul sistemului hibrid propus pentru extragerea energiei solare și eoliene.



Fig. 17. Schema-bloc a sistemului hibrid propus.

Sistemul propus din Fig. 17 evidențiază modularitatea microrețelei. Este folosit un singur invertor de putere mare (3,5 kW) la care se adaugă diferite surse de energii regenerabile (solară și eoliană). Se propune implementarea unui convertor c.c. – c.c. de cost redus pentru extragerea energiei maxime de la microturbina eoliană.

Un sistem ce implementează controlul factorului de putere (PFC) este foarte asemănător unui sistem folosit pentru extragerea energiei din surse regenerabile, deoarece amândouă controlează curentul de intrare al sistemului. Un sistem de căutare a punctului maxim de putere (MPPT) modifică referința curentului de intrare, astfel încât punctul de operare de pe caracteristica putere-tensiune să producă putere maximă.

Partea inovativă a sistemului propus este folosirea unui regulator de PFC (UC3854) pentru controlul MPPT. Cu acest regulator se implementează un sistem analogic, robust cu performanțe ridicate la un preț redus.

Controlerul UC3854, dezvoltat de Texas Instruments, realizează controlul curentului mediu (Average Current Mode Control) [3]. Controlul activ al curentului prin inductor se realizează prin blocul de multiplicare și amplificatorul de eroare. UC3854 este prevăzut cu circuite de protecție la supratensiune, subtensiune și soft start. Modul de conectare al circuitului integrat UC3854 pentru a realiza un circuit cu PFC este ilustrat în Fig.18.



Fig. 18. Implementarea unui circuit cu PFC folosind UC3854.

Bucla de tensiune reglează tensiunea citită prin pinul VSENSE. Aceasta este obținută prin divizarea rezistivă a tensiunii de ieșire a etajului ridicător. Semnalul este comparat cu referință internă de 7,5 V. leșirea amplificatorului de eroare reprezintă una din intrările multiplicatorului. Bucla de tensiune este folosită în aplicația cu MPPT pentru a controla tensiunea magistralei de c.c. la o valoare constantă, în momentul când invertorul nu este conectat. Bucla de curent este folosită pentru implementarea algoritmului de MPPT. Prin variația referinței VMPPT (controlat cu un algoritm de MPPT), punctul de operare al sistemului se schimbă, ajungând în final pe caracteristica

de putere-tensiune a microturbinei eoliene, în punctul de putere maximă. Cele două bucle de control realizează împreună secvența necesară inițializării invertorului.

Structura proiectată a fost simulată în mediul PSIM 9.0, dezvoltat de compania Powersim Inc., cu scopul verificării funcționării sistemului în cadrul parametrilor impuși în procesul de proiectare. În Fig.19, este reprezentată schema electrică completă a convertorului c.c. – c.c. ridicător de tensiune, cu control MPPT. Regulatorul UC3854 are două bucle de control: buclă de tensiune și buclă de curent.



Fig. 19. Schema electrică completă a convertorului survoltor realizată îm PSIM 9.0.

Sistemul este proiectat pentru a menține magistrala de c.c. la o tensiune egală cu 400 V, în absența invertorului. Pentru funcționarea corectă, invertorul StecaGrid 3600 pretinde ca tensiunea minimă de intrare să fie egală cu 350V. Tensiunea magistralei va fi stabilită prin intermediul buclei de tensiune. La conectarea invertorului, bucla de tensiune a convertorului c.c. – c.c. se saturează și sistemul extrage o putere minimă (P<sub>out-min</sub>) impusă. Această limită inferioară este stabilită pentru a detecta dacă este suficientă putere pentru a intra în modul MPPT. După procesul de inițializare, invertorul își va menține tensiunea pe magistrala DC la o valoare fixă, egală cu 360V. Controlul curentului mediu prin inductorul  $L_{boost}$  este realizat de bucla de curent.

În cadrul schemei de control pentru corecția factorului de putere, terminalul VRMS reprezină intrarea tensiunii *feedforward* a multiplicatorului analogic. Pentru implementarea funcției de MPPT, terminalul va fi setat la o valoare fixă a tensiunii. Prin deconectarea buclei de feedforward, variația tensiunii de intrarea nu va influența curentul de ieșire al multiplicatorului. Ajustarea curentului extras de la sursa de energie regenerabilă se va realiza prin modificarea curentului I<sub>AC</sub> (indirect prin modificarea tensiunii VMPPT).

Convertorul electronic c.c. – c.c. este proiectat pentru a furniza puterea de ieșire (P<sub>out</sub>) egală cu 2000 W. La conectarea invertorului, sistemul va porni comanda MPPT doar dacă puterea de ieșire a sistemului este de cel puțin 400 W (P<sub>out\_min</sub>). Dacă invertorul este deconectat tensiunea magistralei DC (V<sub>bus</sub>) va fi menținută constant la 400V. Riplul maxim admis al tensiunii magistralei DC ( $\Delta V_{bus}$ ) este 16V. Tensinea acceptată la intrarea circuitului varizază în domeniul 100V (V<sub>in\_min</sub>) și 300V (V<sub>in\_max</sub>). Frecvența de comutație a etajului ridicător (f<sub>sw</sub>) va fi setată la 135KHz. Eficiența sistemului ( $\eta_{eff}$ ) este de 96%. Regiunea de funcționare sigură a convertorului este prezentată în Fig. 21, iar specificațiile de proiectare sunt listate în Tabelul 4.



Fig. 20. Regiunea de funcționare sigură a convertorului c.c. – c.c.

Tabel 4. Specificții de proiectare

$P_{out}$	$P_{out\_min}$	f <sub>sw</sub>	$V_{\text{bus}}$	$\eta_{\text{eff}}$	$V_{\text{in}\_\text{min}}$	$V_{\text{in\_max}}$	Vin_min_derating	$\Delta V_{\text{bus}}$
2000W	200W	135KHz	360V	0.96	100V	300V	200V	16

Terminalul SS controlează tensiunea de referință a buclei de tensiune la inițializarea sistemului. Timpul de programare al proceduri *soft-start* se stabilește prin conectarea unui condensator între terminalul SS și masa circuitului. Condensatorul va fi încărcat prin curentul generat de sursa internă a controlerului UC3854, egal cu 14 µA. Procedura *soft-start* este programată pe durata a 500 ms. Valoarea condensatorului conectat la terminalul SS este dată de ecuația:

$$C_{SS} = \frac{14\mu A \cdot T_{SS}}{V_{REF}} = 933.33nF \quad , \tag{1}$$

unde  $C_{SS}$  reprezintă valoarea condensatorului,  $T_{SS}$  este timpul de soft start (0.5s) și  $V_{REF}$  (7.5V) reprezintă tensiunea de referință a controlerului UC3854. Valoarea condensatorului este rotunjită la 1µF.

Pentru a permite conectarea invertorului, sistemul trebuie să extragă o valoarea minimă a puterii. Limita inferioară a curentului mediu prin inductor este dată de ecuația:

$$I_{in\_avg\_min} = \frac{P_{in\_min}}{V_{in\_max}} = \frac{P_{out\_min}}{V_{in\_max} \cdot \eta_{eff}} = 0.71A$$
(2)

Limita superioară a curentului prin inductor este dedusă din regiunea de funcționare sigură a convertorului, Fig. :

$$I_{in\_avg\_max} = \frac{P_{in\_max}}{V_{in\_min\_derating}} = \frac{P_{out\_max}}{V_{in\_min\_derating} \cdot \eta_{eff}} = 10.63A$$
(3)

unde  $I_{in\_avg\_min}$  și  $I_{in\_avg\_max}$  reprezintă valoarea minimă și maximă a curentului mediu prin inductor;  $P_{in\_min}$  și  $P_{in\_max}$  reprezintă puterea minimă, respectiv maximă extrasă de sistem;  $P_{out\_min}$  și  $P_{out\_max}$  semnifică puterea minimă și puterea maximă generată la ieșirea sistemului;  $V_{in\_min}$  și  $V_{in\_max}$  reprezintă tensiunea minimă, respectiv maximă acceptată la intrarea convertorului,  $\eta_{eff}$  este eficiența sistemului și Vin\_min\_derating este tensiunea minimă la care sistemul poate să extragă 2 kW.

Riplul maxim al curentului prin inductor acceptat este egal cu 20% din valoarea maximă a curentului mediu. În consecință, curentul maxim suportat de inductorul etajului ridicător va fi compus din curentul mediu maxim și riplul maxim al curentului prin inductor. Riplului curentului prin inductor și valoarea maximă a curentului mediu sunt date de relațiile:

$$\Delta I_L = 20\% \cdot I_{in\_avg\_max} = 2.13A \tag{4}$$

$$I_{L_{max}} = I_{in_{avg_{max}}} + \frac{\Delta I_{L}}{2} = 11.69A$$
(5)

unde  $\Delta I_L$  este riplul curentului prin inductor iar  $I_{L_max}$  reprezintă valoarea maximă a curentului suportat de inductorul etajului ridicător. Factorul de umplere al convertorului c.c. – c.c. este dat de relația:

$$\delta_{boost} = 1 - \frac{V_{in\_min\_derating}}{V_{bus}} = 0,44$$
(6)

unde  $\delta_{boost}$  reprezintă factorul de umplere al semnalului de comandă pentru comutatorul etajului ridicător, iar  $V_{bus}$  este tensiunea magistralei de c.c. Timpul de conducție al tranzistorului convertorului ridicător va fi:

$$T_{ON} = \frac{\delta_{boost}}{f_{sw}} = 3.29 \,\mu s \tag{7}$$

unde  $T_{ON}$  este perioada de timp în care tranzistorul din structura convertorului c.c. – c.c. ridicător este în starea de conducție și  $f_{sw}$  reprezintă frecvența de comutație a acestuia. Valoarea inductorului etajului ridicător rezultă din ecuația:

$$L_{boost} = \frac{V_{in\_min\_derating} \cdot T_{ON}}{\Delta I_L} = 309 \mu H$$
(8)

unde  $L_{boost}$  reprezintă valoarea teoretică a inductorului,  $T_{ON}$  este timpul de conducție al tranzistorului etajului ridicător,  $V_{in\_min}$  reprezintă valoarea minimă a tensiunii de intrare și  $\Delta I_L$  este riplul curentului prin inductor.

Filtrarea tensiunii de ieșire a convertorului c.c. – c.c. se va realiza printr-un condensator. Valoarea condensatorului de filtraj este dată de:

$$C_{bus} = \frac{P_{out\_max}}{4 \cdot \pi \cdot f_{grid} \cdot V_{bus} \cdot \Delta V_{bus}} = 553 \mu F$$
<sup>(9)</sup>

unde  $C_{bus}$  reprezintă valoarea condensatorului de filtraj,  $P_{out\_max}$  este puterea maximă furnizată la ieșirea sistemului,  $f_{grid}$  semnifică frecvența rețelei electrice,  $V_{bus}$  este tensiunea continuă a magistralei de c.c. și  $\Delta V_{bus}$  reprezintă riplul tensiunii. Au fost folosite trei condensatoare electrolitice în paralel, fiecare de câte 220µF.

Pentru a asigura funcționarea convertorului c.c. – c.c. în regiunea de funcționare sigură, parametrii elementelor active ale convertorului c.c. – c.c. survoltor trebuie să fie peste valorile extreme ale circuitului.

Selectarea elementelor active are în vedere reducerea pierderilor prin comutație. S-a decis utilizarea unei combinații alcătuite din tranzistor realizat în tehnologia CoolMOS și diodă cu carbură de siliciu (SiC). Principalul avantaj al tranzistoarelor realizate în tehnologie CoolMOS este reducerea semnificativă a rezistenței drenă – sursă în conducție. Comutația diodei cu SiC din starea de blocare în starea de conducție presupune evacuarea unei sarcini stocate de valoare constantă, independentă de di/dt. În acest fel, pierderile datorate comutației se reduc semnificativ. Tensiunea maximă inversă pe cele două componente semiconductoare trebuie sa fie mai mare decât tensiunea magistralei de c.c. (400V). Tabelul 5 prezintă caracteristicile fundamentale ale tranzistoarelor CoolMOS compatibile cu sistemul propus, iar Tabelul 6 prezintă caracteristicile fundamentale ale diodelor cu SiC, compatibile cu sistemul propus. Au fost alese următoarele componente de putere: IPW65R065C7 și IDH10SG60C.

Model tranzistor	Curentul maxim suportat	Temperatura de referință	Tensiune a maximă suportată	Rezistența drenă – sursă în conducțe	Sarcina totală în grilă	Prețul
IPX60R099C6	24 A	100 °C	650 V	99 mΩ	119 nC	11.57 USD
IPB65R045C7	29 A	100 °C	700 V	110 mΩ	93 nC	11.21 USD
IPW65R045C7	29 A	100 °C	700 V	45 mΩ	93 nC	12.14 USD
IPP60R074C6	32 A	100 °C	650 V	74 mΩ	138 nC	11.44 USD
IPW60R070C6	34 A	100 °C	650 V	70 mΩ	170 nC	12.22 USD
IPW60R041C6	49 A	100 °C	650 V	41 mΩ	290 nC	15.11 USD
IPW65R099C6	24 A	100 °C	700 V	99 mΩ	127 nC	11.57 USD

Tabel 5. Tranzistoarele CoolMOS

|--|

Model diodă	Curentul	Temperatura	Tensiunea	Sarcina	Prețul
	maxim	de referință	maximă	capacitivă	
	suportat		suportată	totală	
IDH10S60C	10 A	140 °C	600 V	24 nC	5.14 USD
IDH12S60C	12 A	140 °C	600 V	30 nC	6.05 USD
IDH16S60C	16 A	140 °C	600 V	38 nC	7.70 USD
IDH12SG60C	12 A	130 °C	600 V	19 nC	4.90 USD
IDW10G65C5	10 A	130 °C	650 V	15 nC	4.77 USD
IDW12G65C5	12 A	125 °C	650 V	18 nC	5.84 USD
IDW16G65C5	16 A	120 °C	650 V	23 nC	7.63 USD
IDW20G65C5	20 A	120 °C	650 V	29 nC	9.10 USD
IDW30G65C5	30 A	115 °C	650 V	42 nC	13.4 USD

Pentru a menține costul redus al sistemului propus, măsurarea curentului prin inductor se va realiza prin intermediul unui rezistor de măsură. Pentru a minimiza puterea disipată în circuit, se impune ca tensiunea ce cade pe rezistorul de măsură când acesta este parcurs de curentul mediu prin inductor să nu depăşească 0.2V. Valoarea rezistorului este dată de:

$$R_{S} = \frac{V_{sense}}{I_{in\_avg\_max}} = 20 \ m\Omega \tag{10}$$

unde  $R_S$  reprezintă valoarea ohmică a rezistorului utilizat la măsurarea curentului mediu prin inductor,  $V_{sense}$  este căderea de tensiune pe rezistorul de măsură și  $I_{in\_avg\_max}$ reprezintă valoarea maximă a curentului mediu prin inductor.

Protecția la supracurent a controlerului UC3854 limitează curentul maxim prin tranzistor. Comanda este activată când căderea de tensiune prezentă la pinul PKLMT atinge 0V. Protecția la supracurent se implementează prin conectarea unui divizor rezistiv între tensiunea de referință a controlerului UC3854 și rezistorul de măsură al curentului prin inductor. Divizorul de tensiune va fi compus din rezistorii  $R_{pk1}$  și  $R_{pk2}$ . Rezistorul  $R_{pk2}$  rezulta din ecuația:

$$R_{pk2} = R_{pk1} \cdot \frac{V_{sense}}{V_{REF}} = 1030 \,\Omega \tag{11}$$

unde  $V_{sense}$  este valoarea căderii maxime de tensiune pe rezistorul  $R_S$ ,  $V_{REF}$  reprezintă tensiunea de referință a controlerului UC3854, iar valoarea  $R_{pk1}$  a fost stabilită la 33K $\Omega$ . Rezistența  $R_{pk2}$  este formată din două rezistențe conectate în serie (1K $\Omega$  și 30 $\Omega$ ).

Componenta centrală a buclei de control a curentului mediu prin inductor este multiplicatorul analogic. leșirea în curent a multiplicator programează valoarea curentului prin inductorul etajului ridicător. Curentul de ieșire al multiplicatorului se calculează conform ecuației:

$$I_{REF} = \frac{K_M \cdot I_{AC}(V_{AO} - 1)}{V_{RMS}^2}$$
(12)

unde  $I_{AC}$  reprezintă intrarea 'B' a multiplicatorului,  $V_{AO}$  este tensiunea de ieșire a amplificatorului de eroare și tot odata intrarea 'A' a multiplicatorului ,  $V_{RMS}$  este intrarea 'C' a multiplicatorului.

Valoarea maximă a curentului de ieșire al multiplicatorului va fi stabilită în funcție de valoarea maximă a curentului mediu prin inductor. Curentul de ieșire al multiplicatorului ( $I_M$ ) va fi limitat la 200µA prin conectarea unui rezistor între ieșirea multiplicatorului și rezistorul  $R_S$ . Pentru a asigura un control corect al curentului prin

inductor, căderea de tensiune asupra rezistorului parcurs de curentul  $I_M$  va fi egală cu  $V_{sense}$ . Rezistența care setează curentul prin multiplicator este:

$$R_{MO} = \frac{V_{sense}}{I_M} = 1k\Omega \tag{13}$$

Controlerul UC3854 permite limitarea curentului generat de multiplicator. Rezistorul va fi ales pentru a impune limitarea superioară a curentului de ieșire al multiplicatorului ( $I_{M_max}$ ) la valoarea 250  $\mu$ A:

$$R_{SET} = \frac{3.75V}{I_{M_{-max}}} = 15k\Omega$$
(14)

Curentul generat de multiplicator este influențat de curentul  $I_{AC}$ , valoarea efectivă a tensiunii de intrare aplicată terminalului VRMS și ieșirea amplificatorului de eroare al buclei de control pentru tensiunea magistralei DC. Pentru implementarea funcției de urmărire a punctului de putere maximă, terminalul VRMS va fi setat la o valoare fixă a tensiunii. Tensiunea impusă în pinul VRMS setează raportul între curentul  $I_{AC}_{max}(500 \ \mu A)$  și  $I_{M}(200 \ \mu A)$ :

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{(V_{AO}_{max} - 1V) \cdot I_{AC}_{max} \cdot 1V}{I_M}} = 3.464V$$
(15)

unde  $V_{RMS}$  reprezintă valoarea tensiunii impusă la terminalul VRMS al regulatorului UC3854 și  $V_{AO\_max}$  este tensiunea maximă de ieșire a amplificatorului de eroare (5,8 V).

Tensiunea continuă  $V_{RMS}$  va fi impusă prin intermediul unui divizor de tensiune realizat cu rezistorii  $R_{rms1}$  și  $R_{rms2}$  conectat între alimentarea de 15 V a controleului UC3854 și masa circuitului. Se va alege un rezistor cu valoarea de 47 k $\Omega$  pentru componenta  $R_{rms2}$ . Valoarea rezistorului  $R_{rms1}$  este dată de ecuața:

$$R_{rms1} = R_{rms2} \cdot \frac{V_{RMS}}{15V - V_{RMS}} = 13.78K\Omega$$
(16)

unde  $R_{rms1}$  este compus din trei rezistențe în paralel: o rezistență de 47k $\Omega$  și două rezistențe de 39 k $\Omega$ .

Când invertorul nu este conectat tensiunea magistralei de c.c. este menținută la 400 V. Valoarea tensiunii va fi stabilită prin intermediul unui divizor rezistiv, realizat cu rezistorii  $R_{bus1}$  și  $R_{bus2}$ . Semnalul rezultat prin divizarea rezistivă a tensiunii magistralei este aplicat terminalului VSENSE. Acesta este conectat intern la intrarea inversoarea a amplificatorului de eroare. Referința buclei de tensiune este de 7,5 V. Pentru componenta  $R_{bus1}$  este stabilită valoarea de 940K $\Omega$ . Valoarea rezistorului  $R_{bus2}$  rezultă din următoarea relație, considerând referința de tensiune egală cu 7,5 V și limita inferioară a magistralei de c.c. 400 V:

$$R_{bus1} = R_{bus2} \cdot \frac{V_{REF}}{V_{bus} - V_{REF}} = 17.96 K\Omega$$
<sup>(17)</sup>

unde  $R_{bus1}$  este format din trei rezistențe în paralel: 22K $\Omega$ , 100K $\Omega$  și 470K $\Omega$ .

Setarea frecvenței de comutație se realizează prin conectarea unui condensator între terminalul CT și masa circuitului. Valoarea condensatorului se stabilește conform relației prezentate în foaia de catalog a regulatorului:

$$C_T = \frac{1.25}{f_{SW} \cdot R_{SET}} = 617 pF$$
(18)

unde condensatorului  $C_T$  va fi obținută din doi condensatori în paralel: 560pF și 56pF.

Curentul de intrare al multiplicatorului, I<sub>AC</sub>, este obținut prin conectarea unei rezistențe între tensiunea de comanda MPPT și terminalul IAC al regulatorului UC3854. Terminalul IAC al regulatorului este menținut intern la o tensiune constantă egală cu 6V.

Curentul  $I_{AC}/I_M$  rezultat va fi compus din două componente distincte: 1) componenta continuă ( $I_{AC_DC}$ ,  $I_{M_DC}$ ) care impune o putere minimă ce poate fi extrasă; 2) Componenta MPPT ( $I_{AC_MPPT}$ ,  $I_{M_MPPT}$ ) care "parcurge" caracteristica sursei de energie regenerabilă pentru a identifica punctul de putere maximă.

Raportul între curentul maxim mediu și curentul minim mediu prin iductor este:

$$raport_{crt} = \frac{I_{in\_avg\_min}}{I_{in\_avg\_max}} = 0.0667$$
(19)

unde *raport<sub>crt</sub>* arată cât la sută din curentul  $I_M$  este reprezentat de  $I_{DC}$ :

$$I_{M_DC} = I_M \cdot raport_{crt} = 13.33\mu A \tag{20}$$

Componenta  $I_{M_DC}$  a semnalului de comandă al algoritmului MPPT,  $I_{DC}$  va fi stabilită prin intermediul unui rezistor conectat între tensiunea de referință a controlerului UC3854 și terminalul IAC:

$$R_{dc} = \frac{(V_{AO\_max} - 1V) \cdot (V_{REF} - 6V)}{V_{RMS}^2 \cdot I_{M\_DC}} = 45K\Omega$$
(21)

Sistemul propus utilizează algoritmul "Perturbă și Observă" pentru a identifica punctul de putere maximă. Controlul MPPT presupune perturbarea punctului de funcționare pe caracteristica sursei de energie regenerabilă până la identificarea unui punct de putere maximă. Perturbarea punctului de operare se face prin modificarea componente I<sub>M\_MPPT</sub>. Limita superioară teoretică a componentei variabile a curentului I<sub>M</sub> este:

$$I_{M\_MPPT} = I_M \cdot (1 - raport_{crt}) = 186.66\mu A \tag{22}$$

Pasul de incrementare, respectiv decrementare al curentului variabil va fi stabilit prin conectarea unui rezistor între terminalul IAC al regulatorului și comanda MPPT:

$$R_{mppt} = \frac{(V_{AO\_max} - 1V) \cdot (V_{MPPT\_max} - 6V)}{V_{RMS\_real}^2 \cdot I_{M\_MPPT}} = 8.89K\Omega , \qquad (23)$$

unde  $R_{mppt}$  este ales 9.1K $\Omega$ .

Sistemul modular realizat este compus din sursă de energie regenerabilă, convertor c.c. – c.c. survoltor și invertor conectat la rețeaua electrică. În această secțiune, este prezentat montajul practic al sistemului, precum și formele de undă prelevate în procesul de testare. În Fig.21, este prezentată schema-bloc completă a montajului utilizat.



Fig. 21. Schema-bloc completă a montajului utilizat pentru testarea convertorului c.c.- c.c.

În primă fază, pentru a testa convertorul c.c. – c.c., sursa de energie regenerabilă este simulată. Tensiunea rețelei este luată dintr-o priză cu izolare galvanic și apoi redresată și filtrată, astfel se obține o sursa de tensiune continuă. Între redresor și priză, se folosește un autotransformator pentru a varia valoare tensiunii de intrare a convertorului c.c. – c.c. în domeniul 100V-300V. În această configurație, sursa de intrare este izolată galvanic de rețeaua electrică.

Controlul urmăririi punctului de putere maximă este realizată de convertorul c.c. – c.c. survoltor. La ieșirea convertorului c.c. – c.c. este conectată o sarcină, R<sub>L</sub>, de 4K $\Omega$  pentru a nu lăsa ieșirea convertorului în gol. În aceste condiții, tensiunea magistralei va fi menținută la 400V. Pentru produsul final, sarcina R<sub>L</sub> va fi mărită pentru a disipa o putere foarte mică pe ea. Conectarea inverorului la magistrala DC se realizează manual, utilizând comutatorul S<sub>1</sub>. Puterea furnizată la ieșirea invertorului va fi injectată în rețeaua electrică prin intermediul unei siguranțe automate care s-a folosit din motive de protecție în partea de testare.

Pentru protejarea echipamentelor de măsură (osciloscop, sondă de curent), alimentarea acestora de la rețeaua electrică a fost realizată prin intermediul transformatorului cu izolare galvanică. Monitorizarea tensiunii de intrare și ieșire a convertorului c.c. – c.c. ridicător a fost realizată utilizând două multimetre digitale. Vizualizarea variației curenului prin inductor a necesitat utilizare sondei de curent, conectare la osciloscopul digital.

La conectarea invertorului pe magistrala DC, sistemul va extrage puterea minimă necesară funcționării corecte a sistemului. Tensiunea magistralei DC se va menține la 360V. Dacă invertorul va fi deconectat de la sistem, tensiunea magistralei DC va fi menținută la 400V.

În Fig.22, este prezentată variația curentului prin inductor, respectiv a tensiunea magistralei DC când invertorul este conectat, respectiv deconectat.

Stabilizarea tensiunii existente la ieșirea convertorului CC – CC ridicător în cazul variației semnalului de comandă MPPT este prezentată în Fig.23. Variația semnalului de comandă pentru algoritmul de urmărire a punctului de putere maximă este proporțională cu curentul prin inductor,  $I_L$ . Tensiunea magistralei DC este stabilizată inclusiv sub variația bruscă a curentului de comandă MPPT.

Sistemul modular hibrid a fost proiectat pentru a furniza putere rețelei electrice. Utilizarea structurii realizate în aceast proiect presupune menținerea unui factor de putere apropiat de unitate. Formele de undă ale curentului injectat de sistem în rețeaua electrică și tensiunea rețelei sunt prezentate în Fig.24.

Formele de undă ilustrate arată o valoare redusă a defazajului, ceea ce indică un factor de putere aproape unitar. Montajul fizic utilizat pentru implementarea și testarea sistemului modular hibrid este ilustrat în Fig.25.



a)

Fig. 24. Curentul injectat de sistem și tensiunea rețelei electrice: a) simulare, b) experimental.



Fig. 25. Montajul utilizat pentru implementarea și verificarea sistemului hibrid propus.

Pentru a facilita identificarea dispozitivelor utilizate în implementarea și testarea montajului, acestea au fost marcate și numerotate după cum urmează: 1) Priză bipolară cu transformator de separație; 2) Autotransformator; 3) Redresor; 4) Convertor c.c. – c.c. ridicător cu control MPPT; 5) Sarcină rezistivă; 6) Invertor solar StecaGrid 3600; 7) Priză bipolară cu contact de protecție; 8) Multimetru digital; 9) Sondă de curent; 10) Transformator cu separație galvanică; 11) Osciloscop digital.

Spre deosebire de soluțiile existente, topologia propusă dispune de modularitate; capacitatea de a fi adaptată în funcție de aplicație. Structura descrisă în cadrul acestei lucrări se bazează pe topologia de convertor c.c. – c.c. survoltor. Circuitul este proiectat pentru a accepta la intrare tensiune continuă cuprinsă în domeniul 100 – 300 V. Pentru a se verifica dacă există suficientă energie la intrarea sistemului, se impune o limită inferioară a puterii extrase, egală cu 400 W. Puterea maximă furnizată de sistem este egală cu 2000 W. Dacă invertorul nu este conectat la ieșirea convertorului c.c. – c.c., tensiunea magistralei de c.c. este menținută la 400 V. Conectarea invertorului determină stabilizarea tensiunii magistralei de c.c. la 360 V și activarea controlului MPPT.

Datorită similarității tehnicii de corecție a factorului de putere cu cea de urmărire a punctului de putere maximă, în ceea ce privește controlul curentului prin inductor, pentru aplicația propusă a fost utilizat regulatorul de PFC, UC3854. Controlul MPPT a fost implementat prin modificarea intrărilor multiplicatorului analogic din structura regulatorului UC3854.

#### Bibilografia lucrărilor publicate în 2014

[1] M. Chirca, S. Breban, C.A. Oprea, M.M. Radulescu, Analysis of innovative design variations for double-sided coreless-stator axial-flux permanent-magnet generators in micro-wind power applications, *Proc. 21st IEEE International Conference on Electrical Machines – ICEM 2014*, Berlin, Germany, pp. 385-389 (*included in IEEE Xplore database*).

[2] M. Chirca, S. Breban, C. Oprea, M.M. Radulescu, Design analysis of a novel double-sided axial-flux permanent-magnet generator for micro-wind power applications, *Proc. 14th IEEE International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment – OPTIM 2014*, Braşov, Romania, pp. 472-476 (*included in IEEE Xplore database*).

[3] S. Daraban, D. Petreus, C. Orian, Control topology for high-efficiency small-scale wind energy conversion systems", *Proc. 14th IEEE International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment – OPTIM 2014*, Braşov, Romania, pp. 1070-1077 (*included in IEEE Xplore database*).