

Implementarea convertorului de putere folosit pentru extragerea energiei maxime din turbina eoliană

Printre cele mai promițătoare aplicații ale energiilor regenerabile se numără implementarea sistemelor hibride în zonele izolate, unde extinderea rețelei electrice este costisitoare și costul combustibililor fosili crește drastic datorită plasamentului[1]. Studiile recente în domeniul surselor de energie regenerabile demonstrează un potențial excelent al sistemelor hibride ca surse suplimentare de energie[2]. 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.

1. Sistemul hibrid propus

Sursele de energie regenerabilă, precum panourile fotovoltaice sau turbinele eoliene reprezintă o alternativă realistă a generatoarelor electrice pe bază de combustibili fosili. 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. 1 este ilustrat conceptul sistemului hibrid propus pentru extragerea energiei solare și eoliene.

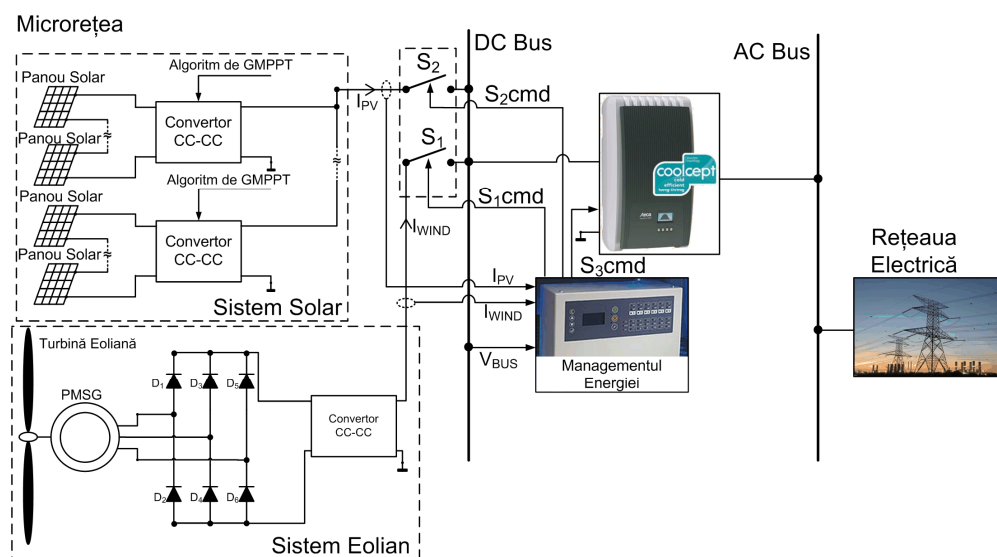


Fig. 1 Schema bloc a sistemului hibrid propus.

Prin ceea ce se evidențiază sistemul propus din Fig. 1 este modularitatea microrețelei. Este folosit un singur inverter de putere mare (3.5KW) la care se adaugă diferite surse de energii regenerabile (solară și eoliană). În acest raport se propune implementare unui convertor CC-CC “low cost” pentru extragerea energiei maxime de la o turbina eoliană. Același convertor se va folosi și pentru aplicații fotovoltaice. Deoarece este o microrețea modulară se pot adăuga în timp și alte convertoare CC-CC pentru a integra elemente de stocare a energiei (baterii și supercondensatoare).

2. Implementarea soluției adoptate

Pentru a obține un sistem de tip “low cost” se folosesc structuri clasice și robuste. Un sistem ce implementează controlul factorului de putere (PFC) este foarte asemănător unui sistem folosit pentru extragerea energiei din resurse 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 este folosirea unui regulator de PFC (UC3854) pentru controlul unui sistem cu MPPT. Cu acest regulator se implementează un sistem analitic, 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. 2

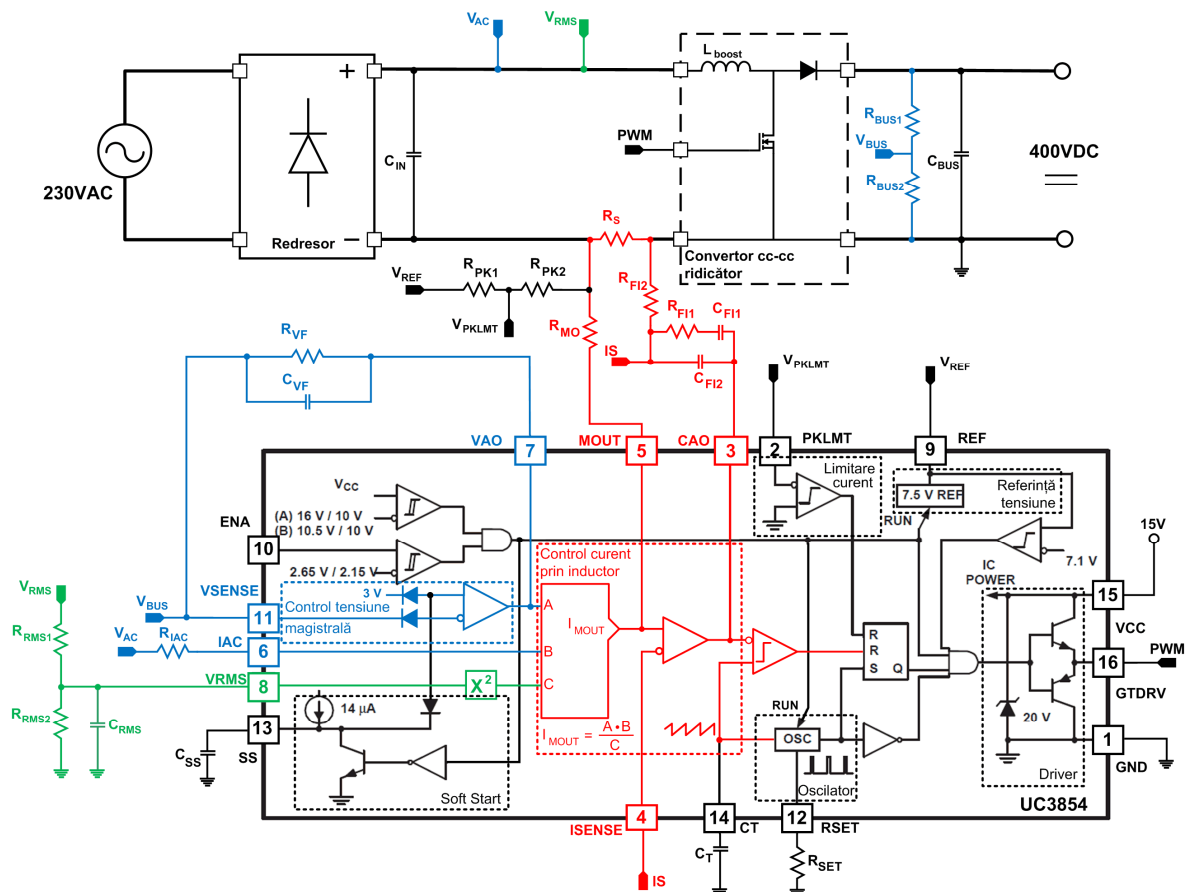


Fig. 2 Implementarea unui circuit cu PFC folosind UC3854.

Bucula de tensiune utilizează rețeauă 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 7.5V. Ieșirea amplificatorului de eroare reprezintă una din intrările multiplicatorului.

Bucă de tensiune este folosită în aplicația cu MPPT pentru a controla tensiunea magistralei DC la o valoare constantă în momentul când inverterul nu este conectat. Bucă 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 turbinei eoliene (panoului solar) în punctul de putere maximă. Cele două bucle de control realizează împreună secvența necesară inițializării inverterului [4].

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. 3 este reprezentată schema electrică completă a convertorului CC – CC ridicător cu control MPPT. Regulatorul UC3854 are două bucle de control: buclă de tensiune și buclă de curent.

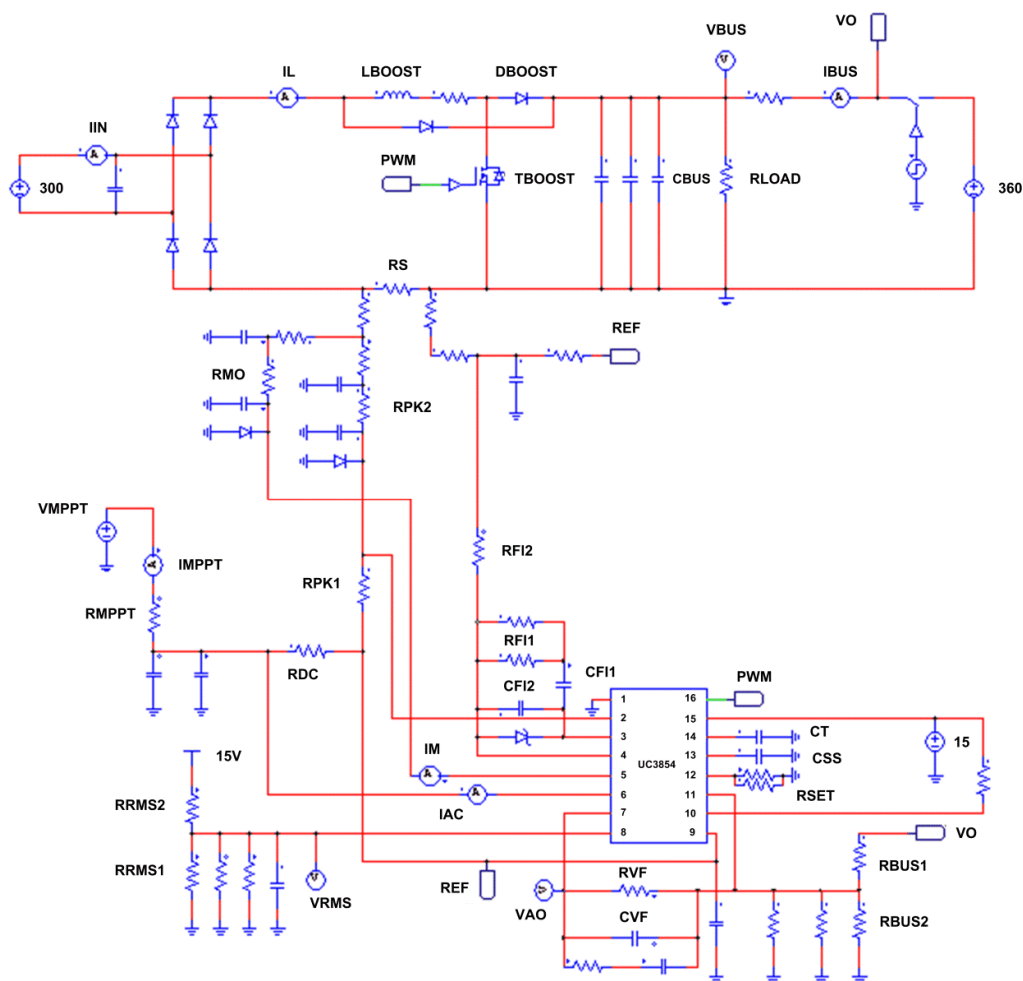


Fig. 3 Schema electrică completă a convertorului ridicător realizată în PSIM 9.0.

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

În cadrul schemei de control pentru corecția factorului de putere, terminalul VRMS reprezintă 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 intrare nu va influența curentul de ieșire al multiplicatorului. Ajustarea curentului extras de la sursa de energie regenerabilă se va realiza prin modificarea curentului I_{AC} (indirect prin modificarea tensiunii VMPPT).

3. Proiectarea convertorului CC-CC

Sistemul va fi proiectat pentru a furniza puterea de ieșire (P_{out}) egală cu 2000W. La conectarea inverterului, sistemul va porni comanda MPPT doar dacă puterea de ieșire a sistemului este de cel puțin 400W (P_{out_min}). Dacă inverterul este deconectat tensiunea magistralei DC (V_{bus}) va fi menținută constant la 400V. Riplul maxim admis al tensiunii magistralei DC (ΔV_{bus}) este 16V. Tensiunea acceptată la intrarea circuitului variază în domeniul 100V (V_{in_min}) și 300V (V_{in_max}). Frecvența de comutație a etajului ridicător (f_{sw}) va fi setată la 135KHz. Eficiența sistemului (η_{eff}) este de 96%. Regiunea de funcționare sigură a convertorului este prezentată în Fig. 4 iar specificațiile de proiectare sunt listate în Tabel 1.

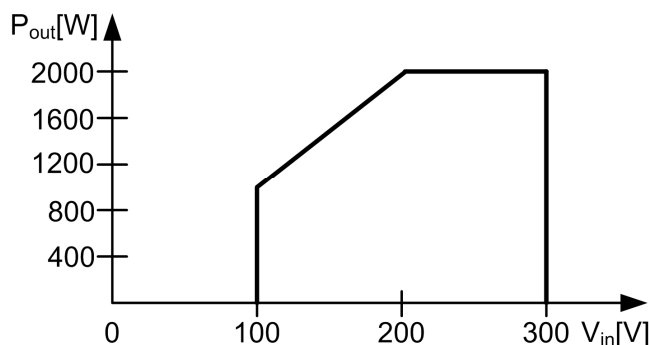


Fig. 4 Regiunea de funcționare sigură a convertorului CC-CC.

Tabel 1 Specificații de proiectare

P_{out}	P_{out_min}	f_{sw}	V_{bus}	η_{eff}	V_{in_min}	V_{in_max}	$V_{in_min_derating}$	ΔV_{bus}
2000W	200W	135KHz	360V	0.96	100V	300V	200V	16

3.1. Condensatorul desoft start

Terminalul SS controlează tensiunea de referință a buclei de tensiune la inițializarea sistemului. Timpul de programare al procedurii soft start va fi stabilit 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 14μA. Procedura soft start va fi programată pe durata a 500ms. Valoarea condensatorului conectat la terminalul SS este dată de ecuația:

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

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

3.2. Inductorul etajului ridicător

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

$$I_{in_avg_min} = \frac{P_{in_min}}{V_{in_max}} = \frac{P_{out_min}}{V_{in_max} \cdot \eta_{eff}} = 0.71A \quad (2)$$

Limita superioară a curentului prin inductor este dedusă din regiunea de funcționare sigură a convertorului, Fig. 4:

$$I_{in_avg_max} = \frac{P_{in_max}}{V_{in_min_derating}} = \frac{P_{out_max}}{V_{in_min_derating} \cdot \eta_{eff}} = 10.63A \quad (3)$$

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, η_{eff} este eficiența sistemului și $V_{in_min_derating}$ este tensiunea minimă la care sistemul poate să extragă 2KW.

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:

$$\Delta I_L = 20\% \cdot I_{in_avg_max} = 2.13A \quad (4)$$

$$I_{L_max} = I_{in_avg_max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 11.69A \quad (5)$$

unde ΔI_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 CC – CC este dat de relația:

$$\delta_{boost} = 1 - \frac{V_{in_min_derating}}{V_{bus}} = 0.44 \quad (6)$$

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

$$T_{ON} = \frac{\delta_{boost}}{f_{sw}} = 3.29 \mu s \quad (7)$$

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

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

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 ΔI_L este riplul curentului prin inductor.

3.3. Condensatorul de filtrare

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

$$C_{bus} = \frac{P_{out_max}}{4 \cdot \pi \cdot f_{grid} \cdot V_{bus} \cdot \Delta V_{bus}} = 553 \mu F \quad (9)$$

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 DC și ΔV_{bus} reprezintă riplul tensiunii. Au fost folosite trei condensatoare electrolitice în paralel, fiecare de câte 220μF.

3.4. Tranzistorul și dioda

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

Selectarea elementelor active va avea în vedere reducerea pierderilor prin comutație. Pe baza rezultatelor obținute în [5] asupra pierderilor de comutație pentru diferite combinații de tranzistor și diodă 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[6].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[7].

Tensiunea maximă inversă pe cele două componente semiconductoare trebuie sa fie mai mare decât tensiunea magistralei DC (400V). Tabel 2 prezintă caracteristicile fundamentale ale tranzistoarelor CoolMOS compatibile cu sistemul propus.Tabel 3 prezintă caracteristicile fundamentale ale diodelor cu SiC, compatibile cu sistemul propus. Utilizând foile de calcul prezentate în [8], [9] and [10]au fost alese următoarele componente de putere: IPW65R065C7 și IDH10SG60C.

Tabel 2Tranzistoarele CoolMOS

Model tranzistor	Curentul maxim suportat	Temperatura de referință	Tensiunea maximă suportată	Rezistența drenă – sursă în conducție	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 3Diode cu carbură de siliciu

Model diodă	Curentul maxim suportat	Temperatura de referință	Tensiunea maximă suportată	Sarcina capacitivă totală	Prețul
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

3.5.Rezistorul de măsură al curentului prin inductor

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 depășească 0.2V. Valoarea rezistorului este dată de:

$$R_S = \frac{V_{sense}}{I_{in_avg_max}} = 20m\Omega \quad (10)$$

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.

3.6.Limitarea curentului maxim

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:

$$R_{pk2} = R_{pk1} \cdot \frac{V_{sense}}{V_{REF}} = 1030\Omega \quad (11)$$

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 Ω . Rezistența R_{pk2} este formată din două rezistențe conectate în serie (1K Ω și 30 Ω).

3.7. Configurarea multiplicatorului

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

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

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 200 μ A 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:

$$R_{MO} = \frac{V_{sense}}{I_M} = 1K\Omega \quad (13)$$

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 μ A:

$$R_{SET} = \frac{3.75V}{I_{M_max}} = 15K\Omega \quad (14)$$

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 μ A) și I_M (200 μ A):

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{(V_{AO_max} - 1V) \cdot I_{AC_max} \cdot 1V}{I_M}} = 3.464V \quad (15)$$

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 (5.8V).

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 15V a controlerului UC3854 și masa circuitului. Se va alege un rezistor cu valoarea de 47K Ω pentru componenta R_{rms2} . Valoarea rezistorului R_{rms1} este dată de ecuația:

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

unde R_{rms1} este compus din trei rezistențe în paralel: o rezistență de 47K Ω și două rezistențe de 39K Ω .

3.8. Controlul tensiunii magistralei DC

Când invertorul nu este conectat tensiunea magistralei DC va fi menținută la 400V. 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 inversoare a amplificatorului de eroare. Referința buclei de tensiune este de 7.5V. Pentru componenta R_{bus1} este stabilită valoarea de

940K Ω . Valoarea rezistorului R_{bus2} rezultă din următoarea relație, considerând referința de tensiune egală cu 7.5V și limita inferioară a magistralei DC 400V:

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

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

3.9. Stabilirea frecvenței de comutație

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:

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

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

3.10. Implementarea controlului MPPT

Curentul de intrare al multiplicatorului, I_{AC} , 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 inductor este:

$$raport_{crt} = \frac{I_{in_avg_min}}{I_{in_avg_max}} = 0.0667 \quad (19)$$

unde $raport_{crt}$ arată cât la sută din curentul I_M este reprezentat de I_{DC} :

$$I_{M_DC} = I_M \cdot raport_{crt} = 13.33\mu A \quad (20)$$

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:

$$R_{dc} = \frac{(V_{AO_max} - 1V) \cdot (V_{REF} - 6V)}{V_{RMS}^2 \cdot I_{M_DC}} = 45K\Omega \quad (21)$$

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_{M_MPPT} . Limita superioară teoretică a componente variabile acurentului I_M este:

$$I_{M_MPPT} = I_M \cdot (1 - raport_{crt}) = 186.66\mu A \quad (22)$$

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

$$R_{mppt} = \frac{(V_{AO_max} - 1V) \cdot (V_{MPPT_max} - 6V)}{V_{RMS_real}^2 \cdot I_{M_MPPT}} = 8.89K\Omega \quad (23)$$

unde R_{mppt} este ales 9.1K Ω .

4. Rezultate experimentale

Sistemul modular realizat este compus din sursă de energie regenerabilă, convertor CC – CC ridicător și inverter 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. 5 este prezentată schema bloc completă a montajului utilizat.

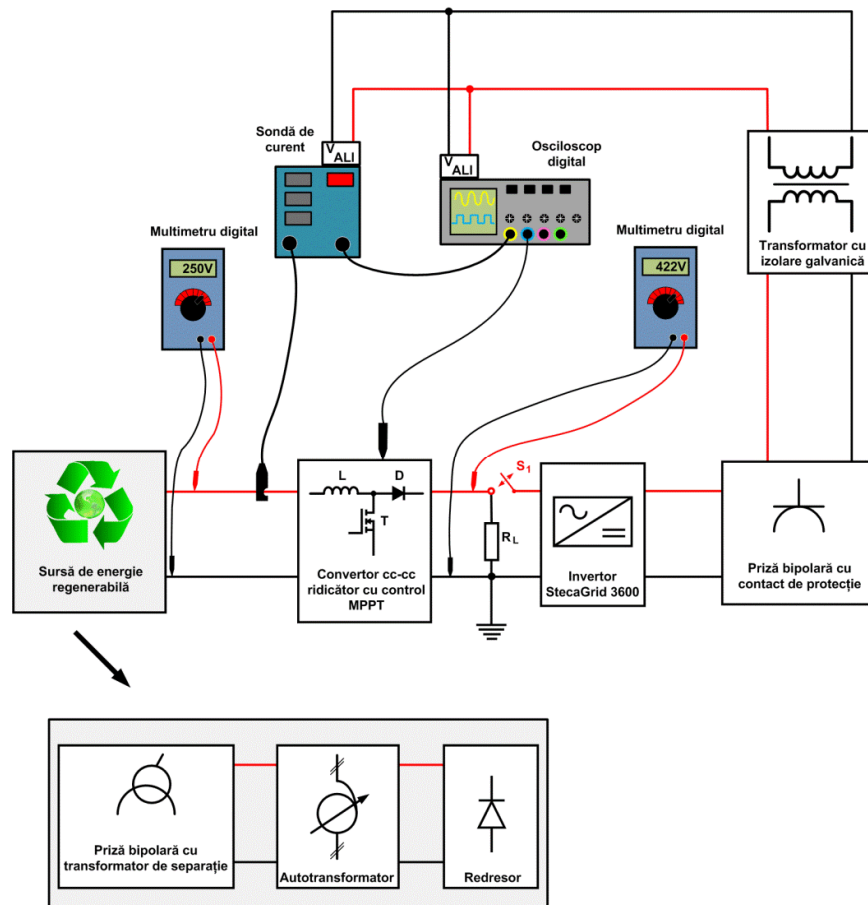


Fig. 5 Schema bloc completă a montajului utilizat pentru testarea convertorului cc-cc.

În primă fază pentru a testa convertorul CC-CC 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 sursă de tensiune continuă. Între redresor și priză se folosește un autotransformator pentru a varia valoarea tensiunii de intrare a convertorului CC-CC 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 CC – CC ridicător. La ieșirea convertorului CC-CC este conectată o sarcină, R_L , 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_L va fi mărită pentru a disipa o putere foarte mică pe ea. Conectarea inverorului la magistrala DC se realizează manual, utilizând comutatorul S_1 . Puterea furnizată la ieșirea inverorului 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 CC – CC ridicător a fost realizată utilizând două multimetre digitale. Vizualizarea variației curentului prin inductor a necesitat utilizare sondei de curent, conectare la osciloscopul digital.

La conectarea inverorului pe magistrala DC, sistemul va extrage puterea minimă necesară funcționării corecte a sistemului. Tensiunea magistralei DC se va menține la 360V. Dacă inverorul va fi deconectat de la sistem, tensiunea magistralei DC va fi menținută la 400V. În Fig. 6 este prezentată variația curentului prin inductor, respectiv a tensiunea magistralei DC când inverorul este conectat, respectiv deconectat. Tensiunea magistralei DC este ilustrată prin culoarea albastră, respectiv curentul prin inductor cu culoarea roșie.

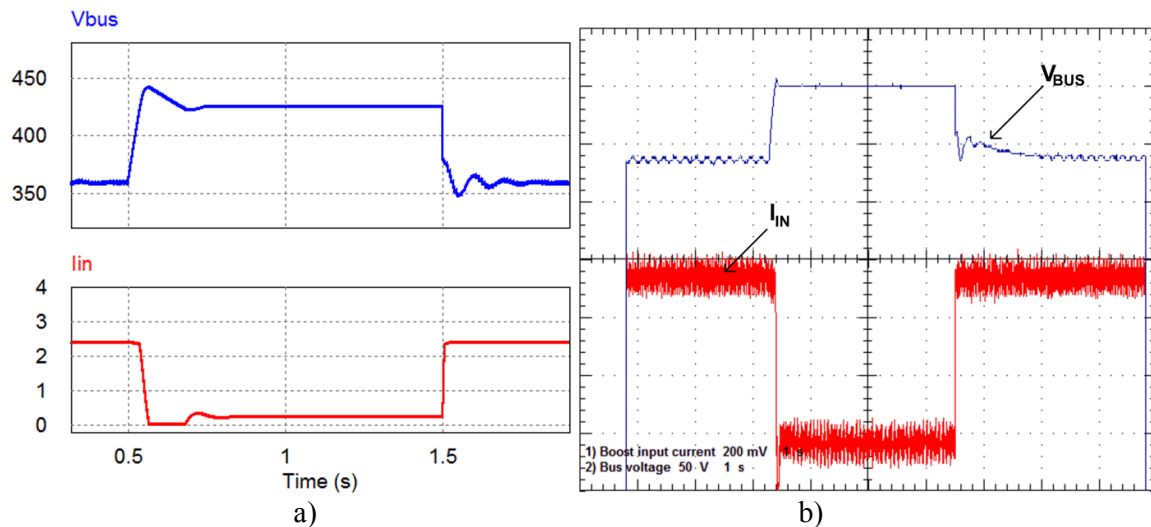


Fig. 6 Conectarea și deconectarea invertorului la magistrala DC: a) simulare, b) experimental.

Stabilizarea tensiunii existente la ieșirea convertorului CC – CC ridicător în cazul variației semnalului de comandă MPPT este prezentată în Fig. 7. Variația semnalului de comandă pentru algoritmul de urmărirea 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.

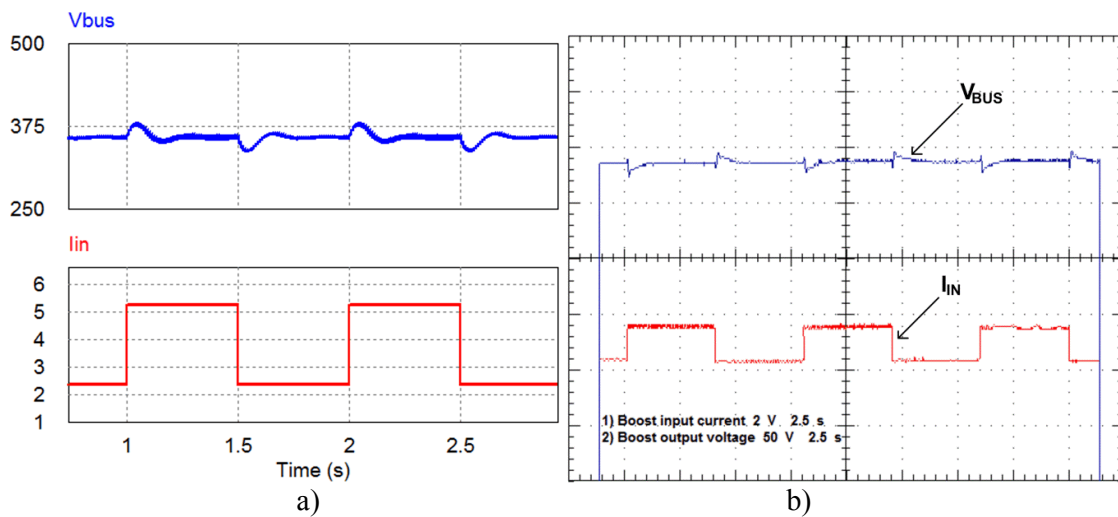


Fig. 7 Reglarea tensiunii magistralei DC: a) simulare, b) experimental.

În Fig. 8 este prezentată variația curentului injectat în rețea cu variația semnalului de comanda MPPT. În momentul cand comanda de MPPT crește, puterea sistemului crește și atunci invertorul pentru a putea menține tensiunea magistralei DC constantă, va crește amplitudinea curentului injectat în rețea. Cu roșu este ilustrat curentul de ieșire al invertorului iar cu albastru este ilustrat semnalul de comanda MPPT.

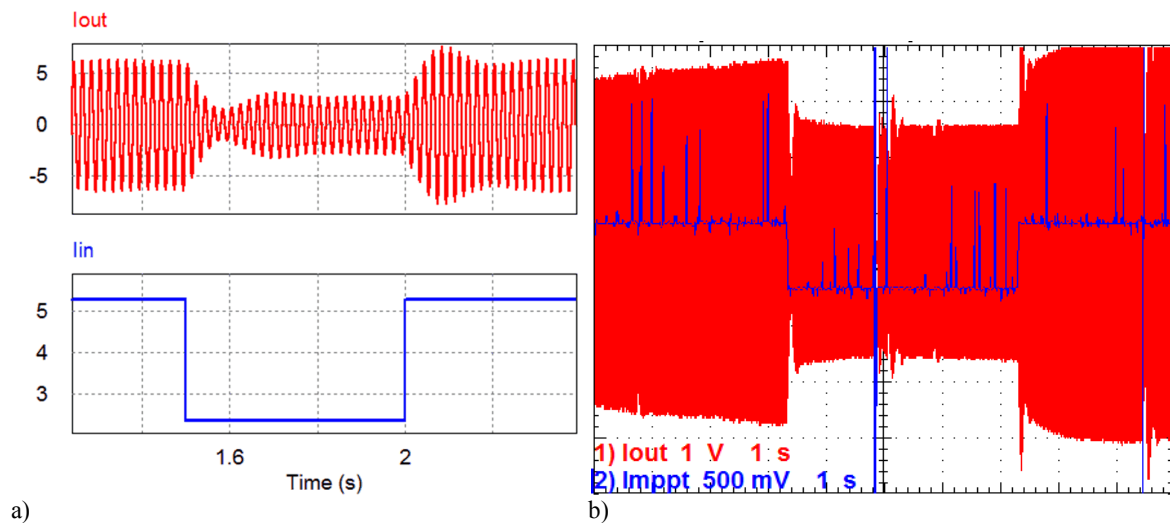


Fig. 8 Controlul curentului injectat în rețeaua electrică: a) simulare, b) experimental.

Sistemul modular hibrid a fost proiectat pentru a furniza putere rețelei electrice. Utilizarea structurii realizate în această 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. 9.

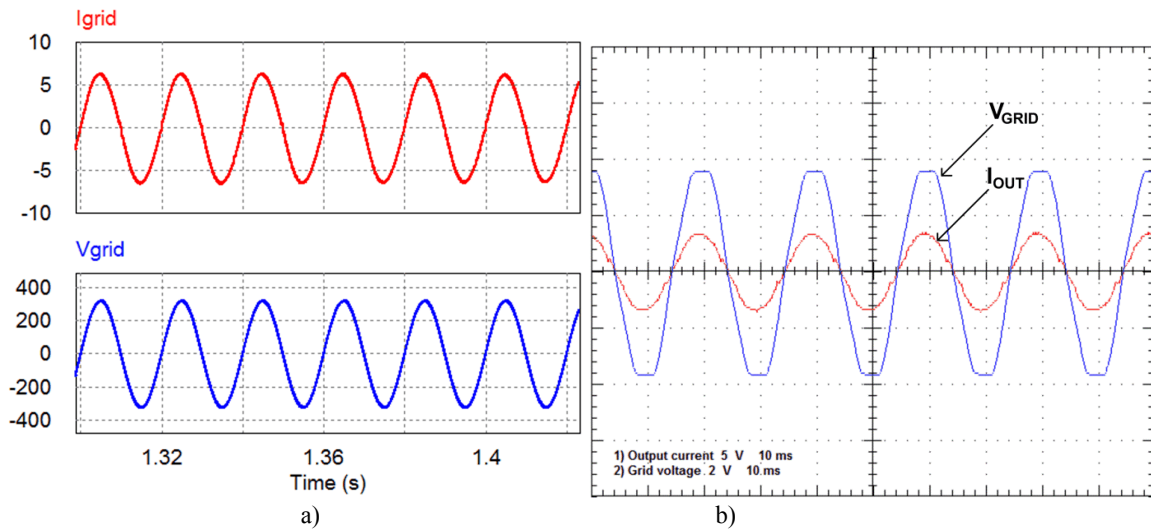


Fig. 9 Curentul injectat de sistem și tensiunea rețelei electrice: a) simulare, b) experimental.

Curentul furnizat de sistemul realizat este reprezentat cu roșu. Tensiunea rețelei electrice este ilustrată prin culoarea albastră. 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. 10.

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 cc – cc 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.

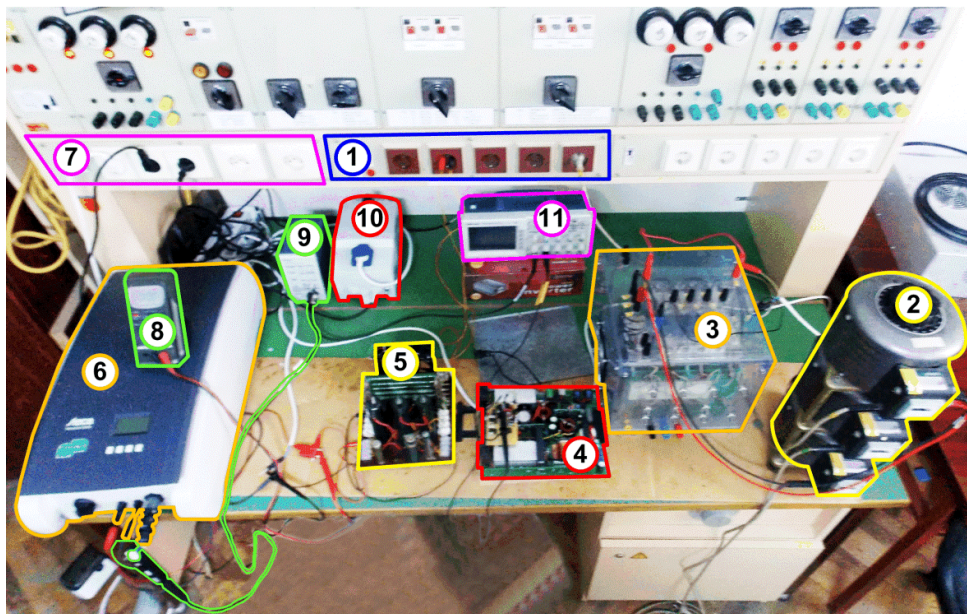


Fig. 10 Montajul utilizat pentru implementarea și verificarea sistemului

5. Concluzii

Proiectul descris în această parte implementează un sistem hibrid de extragere a energiei regenerabile. Epuizarea inevitabilă a resurselor de combustibili fosili a determinat o creștere semnificativă a energiei extrase din surse alternative pe parcursul ultimului deceniu. Date fiind condițiile meteorologice contrare în care cele două surse regenerabile (eoliană și solară) pot fi exploatate optim, sistemele hibride de extragere a energiei regenerabile reprezintă soluția ideală pentru compensarea deficitului de combustibili fosili.

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 cc – cc ridicător. Circuitul este proiectat pentru a accepta la intrare tensiune continuă cuprinsă în domeniul 100 – 300V. Pentru a se verifica dacă există suficientă energie la intrarea sistemului, se impune o limită inferioară a puterii extrase, egală cu 400W. Puterea maximă furnizată de sistem este egală cu 2000W. Dacă inverterul nu este conectat la ieșirea convertorului CC – CC, tensiunea magistralei DC va fi menținută la 400V. Conectarea inverterului determină stabilizarea tensiunii magistralei DC la 360V 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.

Bibliografie

- [1] Gao Yulei, Xiao Zhang, “Green Drive for Chinese Sustainable Development”, *Green Vision*, pp. 6-8, February 2006.
- [2] Pragma Nema, R.K. Nema, Saroj Rangnekar, “A current and future state of the art development of hybrid energy system using wind and PV – solar: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, pp. 2096 – 2103, 2009.

- [3] "UC3854 data sheet", Texas Instruments Incorporated, Dallas, Texas, U.S.A.
- [4] S. Daraban, D. Petreus, C. Orian, "Control topology for high efficiency small scale wind energy conversion systems", *International Conference on Optimisaziton of Electrical and Electronic Equipment*, pp. 1070-1077, Bran, Romania, 22-24 May, 2014.
- [5] Wei Dong, Bing Lu, Qun Zhao, Fred C. Lee, "Performance Evaluation of CoolMOSTM and SiC Diode for PFC Applications".
- [6] L. Lorenz, I. Zverev, J. Hancock, "Second Generation CoolMOS Improves on Previous Generation's Characteristics", *Power Electronics Technology*, pp. 9 – 13, november 2010.
- [7] Sam Ben – Yaakov, Ilya Zeltser, "Benefits of Silicon Carbide Schottky Diodes in Boost APFC Operating in CCM".
- [8] D. Graovac, M. Purschel and A. Kiep, "MOSFET power losses calculation using the datasheet parameters," *Infineon*, 2006.
- [9] NXP Semiconductors, "Understanding power MOSFET datasheet parameters", AN11158, 2014.
- [10] I. Zverev, H. Kapels, R. Rupp and M. Herfurth, "Silicon Carbide Schottky: Novel device require novel design rules", *Infineon*, 2002.
- [11] [3] Gao Yulei, Xiao Zhang, "Green Drive for Chinese Sustainable Development", *Green Vision*, pp. 6-8, February 2006.