

Inverter for Installations with Intermittent Electricity Production

Ermuraki Iu., Berzan V.

Institute of Power Engineering of the Academy of Sciences of Moldova
Chisinau, Republic of Moldova

Abstract. A new architecture of the inverter used in the conversion of electric energy generated by renewable energy sources is studied in this paper. The distinctive features of this inverter is the special block which compensates pulsing of the current with double frequency, characteristic for these inverters. The switching of electronic keys is realized using the method TCM In this block, like in the inverter, which assures the switching at the voltages near to zero (ZVC). The proposed algorithm of controlling the electronic keys permits to increase the work frequency up to hundreds of kHz. Electronic keys operate at variable frequency, which changes during the work cycle both slowly and by jump. The assurance of admissible heat regime is performed using forced cooling air flux and by convection. The increase of releasing process of the heat is assured by original construction of radiators which forms the turbulent mode of cooling air flux. These changes of the architecture of the inverter have allowed the minimization of mass, sizes and price indicators. It has been manufactured a functional laboratory sample with output power of 2kW the voltage of direct current of 450V or 48 V and output alternating voltage of 230V, with sizes 175mmX35mmX30mm.

Keywords: energy source, intermittent, converter, half bridge, high power density, inverter, triangular current mode (TCM), zero voltage switch (ZVS).

Convertor pentru instalații cu caracter intermitent de producere a energiei electrice

Ermurachi Iu., Berzan V.

Institutul de Energetică al Academiei de Științe a Moldovei
Chișinău, Republica Moldova

Rezumat. În acest articol se examinează o nouă arhitectură a invertoarelor utilizat pentru conversia energiei electrice produse din surse de energie regenerabilă. Particularitatea acestui invertoare este determinată de faptul, că compensarea curentului cu frecvența dublă, caracteristic pentru aceste invertoare, este realizată de un bloc special. În acest bloc, precum și în invertoare, comutația cheilor electronice se efectuează cu utilizarea metodei TCM, care asigură comutația lor la tensiuni aproape de zero (ZVS). Algoritmul propus de dirijare cu cheile electronice permite ridicarea frecvenței lor de lucru până la sute de kHz. Cheile electronice funcționează la frecvență variabilă, care se schimbă atât lent, cât și prin salt în ciclul de lucru. Asigurarea regimului termic admisibil se face prin utilizarea răcirii forțate în flux de aer și răcire prin convecție. Sporirea cedării căldurii degajate se asigură de o construcție originală a radiatoarelor, care formează regimul de turbulență al fluxului aerului de răcire. Aceste modificări ale arhitecturii invertoarelor au permis diminuarea indicatorilor de masă, volum și preț. S-a confecționat o mostră funcțională de laborator cu puterea de 2 kW cu tensiunea de curent continuu 450V și 48 V cu tensiunea alternativă de ieșire 230V, cu gabaritul (175mm x35mm x30mm).

Cuvinte-cheie: sursă de energie, caracter intermitent, convertor, semi-punte, densitate de putere ridicată, curbă curentului triunghiular, cheie electronice, comutație la tensiunea zero.

Инвертор для электроэнергетических установок при флуктуации мощности

Ермураки Ю.В., Берзан В.П

Институт энергетики Академии наук Молдовы
Кишинэу, Республика Молдова

Аннотация. В данной статье рассматривается новая архитектура преобразователя, используемого для преобразования электроэнергии из возобновляемых источников энергии. Особенностью данного инвертора определяется тем, что компенсация пульсаций с удвоенной частотой входного тока источника этих преобразователей осуществляется с помощью специального функционального блока. В этом блоке, и в инверторе, переключение электронных ключей осуществляется с использованием метода тока треугольной формы (МТФ), который обеспечивает их переключение при напряжении, близком к нулю (переключение при пересечении нулевого значения). Предлагаемый алгоритм управления электронными ключами позволяет увеличить скорость их работы до сотен кГц. Электронный ключ работает при переменной частоте переключения, которая изменяется как монотонно, так и скачкообразно в течение одного рабочего цикла. Для обеспечения допустимого температурного режима используется естественное и принудительное воздушное охлаждение. Увеличение отдачи тепла достигается за счет применения оригинальной конструкции охлаждающих радиаторов при котором формируется

турбулентный режим охлаждающего воздуха. Эти изменения в архитектуре преобразователя позволили снизить массогабаритные показатели преобразователя, а также и его стоимость при изготовлении. Были изготовлены лабораторные образцы преобразователей постоянного тока в переменный ток со стабилизацией выходного переменного напряжения мощностью 2 кВт питающиеся от источников напряжения 450В и 48В при выходном стабилизированном напряжении переменного тока синусоидальной формы. Размер преобразователя с входным напряжением 450В постоянного тока равен (175мм х35мм х30мм).

Ключевые слова: источник энергии, флуктуация мощности, преобразователь, полумостовая схема, высокая плотности мощности, ток треугольной формы, электронные ключи, коммутация при нулевом напряжении.

Introducere

Valorificarea surselor de energie regenerabilă prezintă o prioritate pe plan internațional. Avantajele producerii energiei o constituie: accesibilitatea și impactul nesemnificativ asupra mediului ale acestor tehnologii. Dezavantajele: caracterul intermitent al puterii surselor primare, densitatea de putere joasă, dificultățile privind racordarea directă la rețelele electrice centralizate ale instalațiilor de producere a energiei electrice din surse regenerabile. Pentru a asigura injecția puterii în rețelele electrice aceste instalații trebuie obligatoriu dotate cu convertoare de energie electrică care asigură compatibilitatea cu rețelele electrice fie de curent alternativ, fie de curent continuu. Ca componente obligatorii, convertoarele de curent continuu în curent alternativ (DC/AC) sau de curent continuu în curent continuu (DC/DC) includ ansambluri din elemente active și elemente pasive.

Caracterul intermitent al procesului conversiei energiei surselor regenerabile (SER) în energie electrică fie de către modulele fotovoltaice (instalații PV) sau instalațiile eoliene, influențează nu numai asupra volumului de energie produsă din aceste surse, dar și asupra calității energiei electrice produse și injectate în rețeaua, la care sunt conectate. Acestea condiționează și unele cerințe specifice către invertoarele utilizate în aceste instalații, inclusiv ce se referă la eficiența energetică.

Sporirea eficienței producerii energiei electrice este caracteristică pentru sistemele de tip hibrid, care includ concomitent instalații PV și eoliene [1,2]. Eficiența instalațiilor PV depinde de invertorul, care trebuie să asigure funcționarea modulelor fotovoltaice în punctul maxim de putere (PMP), prin ce se asigură sporirea producerii energiei electrice.

Analiza soluțiilor de realizare ale invertoarelor de tensiune arată, că în schemele funcționale se includ multe elemente pasive, care au volume destul de mari, iar ca urmare aceasta

conduce la un consum ridicat de consumabile și materiale active la confecționarea acestor invertoare, deci la dificultăți privind confecționarea sistemelor de racordare de tipul "low cost".

Micșorarea costului invertorului și sporirea indicatorilor de masă și volum se poate atinge prin utilizarea frecvenței de comutație ridicată ale cheilor electronice, cumularea funcțiilor îndeplinite de diferite componente unitare într-un singur element constructiv, de exemplu inductiv, care are înfășurări destinate pentru realizarea diferitor funcții amplasate pe un singur miez feromagnetic.

În topologia tradițională a invertoarelor de tensiune cu comutație dură, majorarea frecvenței de comutație are ca urmare creșterea pierderilor de comutație și creșterea costului sistemului de răcire al invertorului, diminuarea indicilor de masă și gabarit [3].

Comutarea cheilor electronice se poate face în regim de dură și moale comutație, iar pentru micșorarea emisiilor electromagnetice (EMI) se utilizează filtre speciale. În invertoarele cu topologie tradițională filtrul EMI ocupa până la o treime din volumul invertorului [4].

Analiza soluțiilor de realizare ale invertoarelor cu topologia „transformatorless” [5] indică, că cu scopul micșorării pierderilor în circuitele de forță se folosește un număr minimal de chei electronice, care au rezistența internă minimală. În caz că circuitele de forță includ diode, aceste diode se scurtcircuitează de chei electronice cu valori minimale ale rezistenței interne în regim deschis. Un dezavantaj al convertorului [5] cu topologia „transformatorless” îl constituie coeficientul ridicat de distorsiune al curentului, ce necesită dotarea invertorului cu filtru EMI. Ca urmare acestora, se majorează masa și volumul, precum și pierderile în filtru cu diminuarea randamentului invertorului [6,7].

În [8] este prezentată o variantă modificată a topologiei invertorului de tip transformatorless.

rezultat îmbunătățirea indicilor de masă și gabarit a filtrului. Schema BS este prezentată în fig.2.

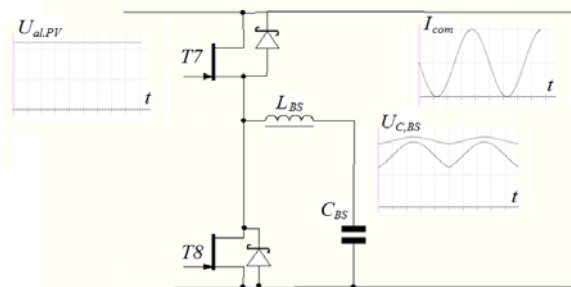


Fig. 2. Schema echivalentă a blocului special BS de compensare a curentului cu frecvența dublă.

Elementul BS (fig.1) este conectat în paralel cu inverterul de curent continuu în curent alternativ și cu sursa de alimentare PV. Arhitectură și particularitățile de funcționare ale elementului BS sunt prezentate în fig.2. Elementul BS include cheile electronice T7 și T8 de frecvență înaltă (în convertorul dat cheile comutatoare sunt de tip SiC, care se șuntează de diode de tip SiC), inductanța L_{BS} și condensatorul C_{BS} . Condensatorul C_{BS} poate fi de orice tip, care se selectează după criteriul respectiv, de exemplu preț minimal. Acestui criteriu a corespuns condensatorul de tip electrolitic. Condensatoarele ceramice au caracteristici nelineare, și ca urmare sunt necesare investigații suplimentare privind determinarea algoritmului de comandă ale cheilor electronice în condiții $C=var$ în funcție de tensiunea condensatorului.

Vom analiza principiul de formare al curentului de compensare, care se schimbă după legea funcției sinusoidale. Curentul de compensare se schimbă proporțional cu curentul în sarcina inverterului I_S și poate oscila în bandă de $(0-0,5)I_S$ în regim de putere activă a inverterului. În elementul BS propus se folosește metoda TCM de comutație a cheilor T7 și T8 la valorile tensiunilor pe aceste chei aproape de zero (ZVS). Ca elementul BS să formeze curent sinusoidal, tensiunea fluctuațiilor pe condensatorul C_{BS} trebuie să se schimbe după legea unui polinom de gradul doi. Raportul dintre durata impulsului aplicat la cheia electronică și pauză se determină de formula

$$(U_{C.BS} / U_{al.PV}) = (t_{imp.} / T_{com}), \quad (1)$$

în care

$U_{C.BS}$ - valoarea instantanee a tensiunii pulsației condensatorului; $U_{al.PV}$ - tensiunea sursei PV; $t_{imp.}$ - durata impulsului de comandă a cheii electronice;

T_{com} - perioada impulsului de comandă.

Durata impulsului $t_{imp.}=const.$ este determinată din condiția, ca miezul feromagnetic al inductanței L_{BS} să nu intre în starea de saturație magnetică. La îndeplinirea acestei condiții în inductanța L_{BS} se scurge un curent de formă triunghiulară. Valoarea curentului prin inductanța L_{BS} determină timpul de încărcare a capacității interioare a cheii electronice, deci el determină în așa mod durata pauzei dintre impulsurile de comandă, care asigură excluderea regimului de scurtcircuit în celulă (a curentului cheie-cheie). Durata acestei pauze este determinată de timpul necesar pentru asigurarea procesului garantat de închidere a cheilor.

O altă condiție o constituie cerința, ca curentul I_L în inductanța L_{BS} în timpul comutației trebuie să depășească o oarecare valoare minimală I_{min} .

Conform fig. 3 reiese, că în caz că curentul de compensare $I_{comp.}$ este mic, frecvența de comutație a cheilor electronice T7 și T8 este de asemenea joasă. Cu creșterea curentului de compensare $I_{comp.}$ crește și frecvența de comutație.

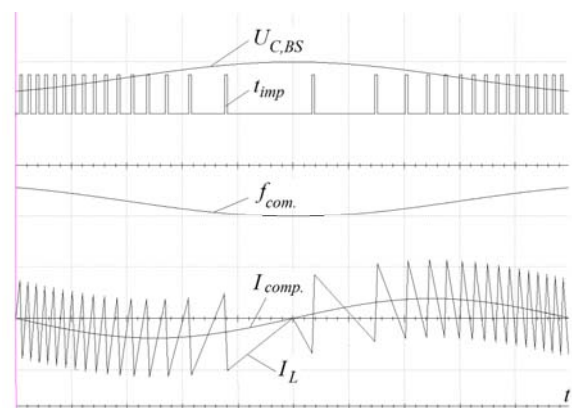


Fig. 3. Diagramele evoluției în timp a tensiunii condensatorului C_{BS} , frecvenței $f_{com.}$ de comutație a cheilor, curentului $I_{comp.}$ de compensație, curentul I_L în inductanța L_{BS} .

La micșorarea curentului prin inductanța L_{BS} sub valoarea I_{min} , frecvenței $f_{com.}$ de comutație a cheilor electronice ale BS i se atribuie prin salt o valoare mai mare, întru excluderea în procesul funcționării convertorului a regimului de trecere a curentului inductanței I_L prin zero (fig.4).

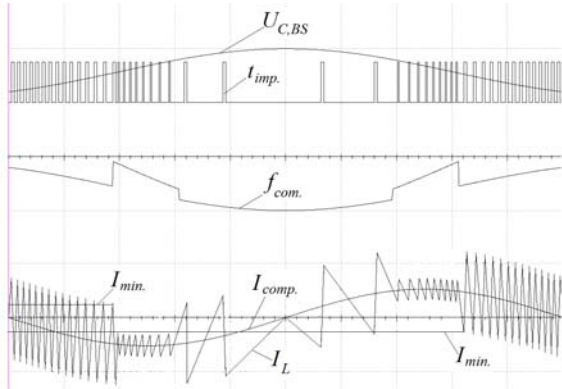


Fig. 4. Diagramele evoluției în timp a tensiunii condensatorului C_{BS} , frecvenței $f_{com.}$ de comutație a cheilor, curentului $I_{comp.}$ de compensație, curentul I_L în inductanța L_{BS} pentru condiția $I_L < |I_{min}|$.

Concomitent, pentru acest curent se îndeplinește condiția $I_L > I_{min}$. Această arhitectura și modul de comutație a cheilor electronice permite majorarea frecvenței de comutație $f_{com.}$ până la câteva sute de kHz. Deoarece frecvența de comutație $f_{com.} = var.$ este variabilă, aceasta conduce la diminuarea pierderilor de comutație în cheile electronice.

Utilizarea algoritmului nou de dirijare cu cheile electronice și arhitecturii modificate a elementului BS a asigurat micșorarea capacității necesare a condensatorului C_{BS} de la mii la sute de μF . Bateria de condensatoare a elementului BS este prezentată în fig. 5.



Fig. 5. Vedere a bateriei de condensatoare BS.

În soluția propusă inverterul are volumul de $41,7 \text{ cm}^3$. Inductanța L_{BS} asigură procesul de comutație și de limitare a curentului în cheile T7 și T8, având valoarea de unități de μH .

II. REGIMUL DE FUNCȚIONARE A CONVERTORULUI DC/AC

Arhitectură convertorului de tip DC/AC (fig.6) include doua brațe. Primul braț include un convertor de tip semi-punte (half-bridge) formată din doua chei electronice T1 și T2 cu tranzistori de tip Si MOSFET. Al doilea braț conține doua celule identice. Prima celula este formata din cheile electronice T3 și T4, iar a doua celula este formata din cheile electronice T5 și T6. În acest braț se folosesc tranzistori de tip SiC MOSFET, care corespund cerințelor sporite privind nivelul de pierderi la varierea valorilor frecvenței înalte.

Tipul tranzistorilor din primul braț s-a selectat după criteriul prețului mic și rezistenței ohmice interne minimale. Tranzistorii T1 și T2 funcționează la frecvența de 50 Hz.

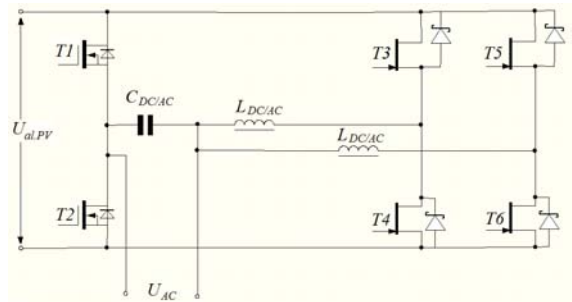


Fig. 6. Schema echivalentă a convertorului DC/AC

În fig. 7 se prezintă diagramele evoluției în timp a tensiunii condensatorului $C_{DC/AC}$, frecvenței $f_{com.}$ de comutație a cheilor, curentului I_L în inductanța $L_{DC/AC}$.

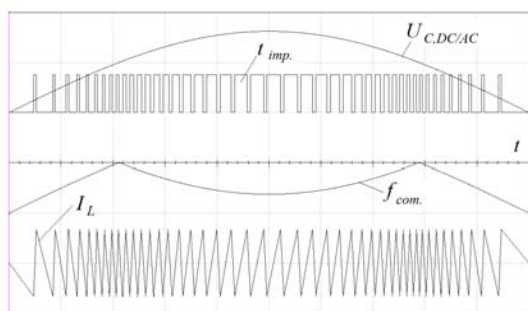


Fig. 7. Diagrammele evoluției în timp a tensiunii condensatorului $C_{DC/AC}$, frecvenței $f_{com.}$ de comutație a cheilor, curentului I_L în inductanța $L_{DC/AC}$.

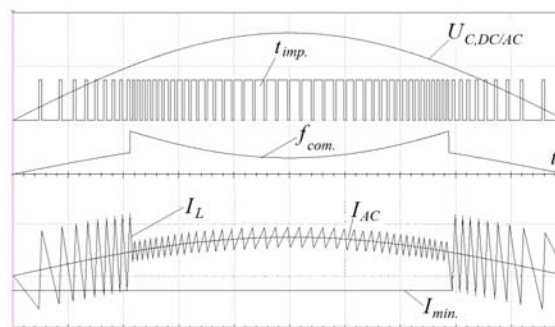


Fig. 8. Diagrammele evoluției în timp a tensiunii condensatorului $C_{DC/AC}$, frecvenței $f_{com.}$ de comutație a cheilor, curentului I_L în inductanța

$L_{DC/AC}$ pentru condiția $I_L < |I_{min}|$.

S-a utilizat următoarea notare a mărimilor:

$U_{C,DC/AC}$ - valoarea instantanee a tensiunii pulsației condensatorului $C_{DC/AC}$;

$U_{al.PV}$ - tensiunea sursei PV;

$t_{imp.}$ - durata impulsului de comandă a cheii electronice;

T_{com} - perioada impulsului de comandă.

Durata impulsului $t_{imp.} = const.$, este determinată din condiția, ca miezul feromagnetic al inductanței $L_{DC/AC}$ să nu intre în starea de saturație. La îndeplinirea acestei condiții în inductanța $L_{DC/AC}$ se scurge un curent de formă triunghiulară. Valoarea curentului prin inductanța $L_{DC/AC}$ determină timpul de încărcare a capacității interioare a cheii electronice, deci el determină în așa mod durata pauzei dintre impulsurile de comandă, care asigură excluderea regimului de scurtcircuit în celulă (curentul cheie-cheie). Durata acestei pauze este determinată de timpul necesar pentru asigurarea procesului garantat de închidere al cheilor.

O altă condiție o constituie cerința, ca curentul I_L în inductanța $L_{DC/AC}$ în timpul comutației trebuie să depășească o oarecare valoare minimală I_{min} . Conform fig. 7 reiese, că în caz că curentul în sarcină este mic, atunci și frecvența de comutație a cheilor electronice T3-T6 este mică, iar cu creșterea tensiunii sarcinii crește și frecvența de comutație. Această creștere se produce până când tensiunea sarcinii atinge valoarea $U_{al.PV} / 2$, iar după atingerea valori $U_{al.PV} / 2$ frecvența de comutație se micșorează (fig. 7).

La micșorarea curentului prin inductanța $L_{DC/AC}$ sub valoarea minimală I_{min} , frecvenței de comutație a cheilor electronice ale convertorului DC/AC i se atribuie prin salt o valoare mai mare, după care această frecvență descrește până la atingerea de către tensiunea instantanee a sarcinii a valorii amplitudinii (fig. 8). Concomitent, pentru acest curent se îndeplinește condiția $I_L > I_{min}$.

Regimul de funcționare al celulelor brațului al doilea format de cheile T3-T6, care lucrează cu un decalaj de fază de la 0 până la 90 grade, permite micșorarea curentului sumar de comutație a brațului a doilea, asigurând micșorarea emisiilor EMI [6,7]. Această arhitectură și modul de comutație TCM permite majorarea frecvenței de comutație până la sute de kHz a tranzistorilor T3, T4 și T5, T6. Concomitent, varierea frecvenței de comutație $f_{com.}$ permite micșorarea pierderilor de energie în procesul de comutație. Inductanța $L_{DC/AC}$ utilizată pentru comutație și limitarea curentului în cheile electronice T3-T6 are valoarea de unități μH , condensatorul $C_{DC/AC}$ de filtrare ale armonicilor generate în procesul de comutație de către cheile T3-T6 are valoarea de unități de μF . Curentul I_{AC} în sarcină prezintă o sinusoidă cu un ansamblu foarte redus de armonici superioare.

A. Dirijarea cu convertorul

Sistemul de dirijare cu convertorul este realizat în baza microprocesorului ATMEGA-48. Algoritmii de comandă permite asigurarea regimului de funcționare a instalației PV în punctul maxim de putere (PMP) la varierea fluxului radiației solare. Determinarea poziției

PMP se face în baza aproximării caracteristicii de putere a modulelor PV cu utilizarea polinoamelor de gradul trei (splain cubic). În algoritmul propus pentru determinarea PMP este necesar de avut prima și a doua derivată a funcției evoluției PMP în dependență de fluxul de radiație solară. În calitate de informație primară la determinarea punctului PMP se utilizează valorile măsurate ale curentului și tensiunii modulelor PV.

B. Minimizarea componentelor pasive ale convertorului DC/AC și DC/DC

Pentru minimizarea dimensiunilor elementelor pasive utilizate în inverterul propus, a condensatoarelor și inductivităților s-au folosit diferite soluții:

1. Folosirea unei noi arhitecturi și mod de comutație TCM întru majorarea frecvenței de comutație a cheilor electronice până la sute de kHz. Aceasta asigură micșorarea dimensiunilor componentelor pasive în elementul BS, în convertorul DC/AC și în filtrul EMI. La aceasta a contribuit și folosirea în inverter a noilor tipuri de tranzistori SiC C3M0065090J cu diode SiC, conectate în paralel și în contra sens cu cheile electronice T3-T8.
2. Micșorarea elementelor pasive inductive ne permite și utilizarea soluției de amplasare a tuturor inductivităților inverterului într-un singur element constructiv cu trei înfășurări amplasate pe același miez feromagnetic și conectate astfel ca să nu conducă la saturarea miezului feromagnetic. De asemenea la micșorarea dimensiunilor inductorului și condensatorului $C_{DC/AC}$ a convertorului DC/AC contribuie comutarea celulelor brațului al doilea cu decalaj de fază de 90° , prin ce se asigură micșorarea amplitudinii fluctuației tensiunii pe filtru cca. de 2 ori.
3. Folosirea unui nou tip de radiator individual pentru fiecare cheie electronică cu un volum redus al consumabilelor utilizate pentru confecționarea radiatorului, care se caracterizează și de turbulența fluxului de răcire. Ca urmare a răsucirii sârmelor și confecționarea radiatoarelor individuale din sârme răsucite s-a asigurat un raport mai ridicat ale suprafeței de convecție și volumului elementelor de cedare a căldurii.
4. Amplasare unor înfășurări suplimentare cu număr de spire redus pe miezul

feromagnetic al inductorului, destinate pentru alimentarea circuitelor de comandă și măsurare ale inverterului.

III. EFICIENTIZAREA CEDĂRII CĂLDURII

Întru intensificarea procesului de cedare a căldurii eliminată în convertor s-a optimizat geometria șasiului (cuvei) acestui convertor. Pereții cuvei sunt suprafețele ce cedează căldura în mediul înconjurător prin convecție. Optimizarea a constat în determinarea dimensiunii minime ale uneia din laturile cuvei după criteriul asigurării raportului maximal dintre suprafața exterioară de răcire și volumul inverterului. În inverter se folosește și o răcire forțată cu aer a componentelor interioare ale convertorului.

Vom analiza răcirea fiecărui element aparte al convertorului.

Cedarea căldurii condensatorului C_{BS} de stocare a energiei de curent continuu a elementului BS din cauza pierderile din acest condensator se face atât prin pereții cuvei, cât și de fluxul forțat de aer. Condensatorul C_{BS} este format din 12 condensatoare elementare montate în două nivele care sunt conectate în paralel. Între condensatoarele elementare sunt montate foi de aluminiu (fig.5), cea ce permite majorarea suprafeței de contact a elementului răcit cu fluxul de aer. Condensatorul este amplasat în cuvă la intrarea fluxului aerului de răcire și are contact termic cu pereții cuvei inverterului. Condensatoarele elementare și foliile de aluminiu sunt orientate în direcția fluxului de aer.

Cedarea căldurii de inductorul convertorului care cumulează funcțiile exercitate de inductanța L_{BS} a elementului BS și a doua inductanțe $L_{DC/AC}$ a convertorului DC/AC și care sunt amplasate pe miezul acestui inductor în calitate de componente ale surselor axilare de alimentare a circuitelor de comandă. Cedarea căldurii eliminată în inductor se face pe două căi - prin pereții cuvei și prin răcirea forțată cu aer. Inductorul, care are forma paralelipipedului este de asemenea orientat cu latura ce mai mare paralel cu direcția fluxului aerului de răcire.

Cedarea căldurii de cheile electronice se face cu ajutorul radiatoarelor individuale pentru fiecare cheie. Radiatorul este format din elemente termoconductoare din cupru, care sunt confecționate din două sârme răsucite (fig.10).

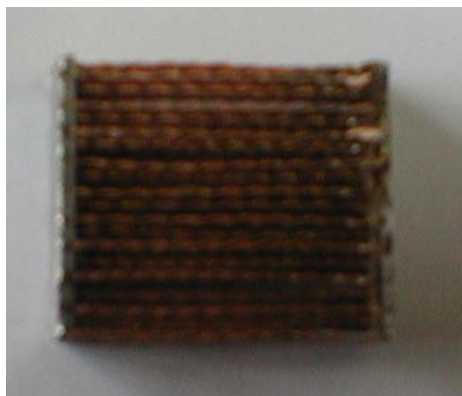


Fig. 10. Vedere a radiatorului pe vare sunt montate cheile electronice.

Capetele sârmelor răsucite sunt lipite cu staniu și formează o suprafață de contact pe care se montează cheile electronice. Invertorul are două ansambluri de radiatoare formate de câte 4 radiatoare separate electric. Pe primul ansamblu sunt montate cheile electronice T1, T2, T7, T8. Acest ansamblu este montat între condensatorul C_{BS} și inductor, care este răcit de fluxul de aer. Cheile T3-T6 sunt amplasate pe al doilea ansamblu de radiatoare, care este plasat între inductor și ventilator. Sârmele răsucite sunt plasate perpendicular în fluxul aerului răcitor.

IV. COMPATIBILITATEA ELECTROMAGNETICĂ

Soluția propusă de filtrare și compensare a zgomotului de comutație este prezentată în fig. 1 și după destinație și realizare corespunde filtrului de tip EMI, dar cu un volum redus. Comenzile de dirijare a cheilor electronice ale celor două brațe a convertorului DC/AC au unghiul de defazaj egal cu 180° , ceea ce asigură practic excluderea tensiunii de curent continuu la bornele de ieșire ale invertorului. Arhitectura propusă prevede două filtre EMI, unul de intrare și unul de ieșire. Primul filtru este realizat cu o singură treaptă, iar al doilea cu trei trepte de filtrare. Filtrele în cascadă au coeficientul de atenuare al zgomotului de comutație mai mare, în comparație cu filtrul de aceeași putere, dar realizat într-o singură cascadă. Elementele inductive ale filtrului EMI de ieșire cu trei trepte în cascadă sunt confecționate pe aceleași miez feromagnetic comun (fig.11). Prin aceasta se asigură micșorarea dimensiunilor și a masei filtrului.



Fig. 11. Vedere a elementului inductiv format din inductanțele L_{BS} și $L_{DC/AC}$.

V. TESTĂRI EXPERIMENTALE ALE MOSTREI FUNCȚIONALE A CONVERTORULUI DC/AC

Cu scopul verificării performanței soluției tehnice de realizare a convertorului și a metodei de comutație a cheilor electronice s-a confecționat mostra funcțională cu puterea 2 kW. Date tehnice mai extinse, care caracterizează acest convertor sunt prezentate în tabelul 1.

TABELUL I. DATE INTRARE UTILIZATE LA PROIECTAREA ȘI CONFECȚIONAREA MOSTREI INVERTORULUI MONOFAZAT CU PUTEREA DE 2kW [12]

Denumirea parametrului	Valorile preconizate de caietul de sarcină	Comentarii
Valoarea sarcinii	2 kVA	2 kVA la alimentarea convertorului de la rețeaua cu 240V și frecvența 60 Hz
Densitatea de putere	< 40 in ³	Forma cuvei dreptunghiulare cu dimensiunea sub 20 inc și minimal 0,5 inc..
Tensiunea de alimentare	450 V DC, 10 Ω, Resistor	
Tensiune de ieșire	240 +/-12V, AC	Monofazat
Frecvența curentului alternativ	60 +/-0.3Hz	Monofazat
Factorul de putere a sarcinii	0.7+1	
Coeficientul de distorsiune a tensiunii de ieșire THD+N	< 5%	Valoarea sumară a armonicilor superioare + zgomotul
Coeficientul de distorsiune a curentului de ieșire alternativ THD+N	< 5%	Valoarea sumară a armonicilor superioare + zgomotul
Randamentul	> 95 %	Măsurat ca valoarea medie ponderată pentru diferite sarcini cu metoda CEC,
Pulsăția	< 20 %	Măsurarea mărimilor

curentului de intrare (cu frecvența 120 Hz)		Ipeakpeak /Iaverage la tensiunea 450 V la alimentarea printr-un rezistor de 10Ω
Pulsația tensiunii de intrare (120 Hz)	< 3%	Măsurarea mărimilor Vpeakpeak /Vaverage la tensiunea de 450 V și rezistorul în serie de 10Ω
Valoarea maximă a temperaturii în regim staționar a invertorului	< 60 °C	Testarea la temperatura mediului ambient 15 °C 30°C . Temperatura maximal sub < 60 °C
Compatibilitatea electromagnetice	FCC Part 15 B	
Valoarea maximă a curentului de scurgere în sol	< 5 mA	Măsurată în mod direct, sau ca diferență curentă între conductoarele sub potențial și cel neutru a circuitelor AC

În fig. 12 și fig. 13 se prezintă mostre de laborator ale convertorului realizate după soluția propusă. Componenta funcțională C_{BS} din schema elementului BS a fost confecționată din 6 condensatoare cu capacitatea fiecăruia egală cu $2,2 \mu\text{F}$ cu tensiunea nominală de 1000V., care s-au conectat în paralel în baterie.



Fig. 12. Moștra convertorului cu puterea 2 kWcu alimentarea de la sursa de curent continuu cu tensiunea de 450V.



Fig. 13. Moștra convertorului cu puterea 2 kW cu alimentarea de la sursa de curent continuu cu tensiunea de 48V.

În fig. 14 și 15 sunt prezentate curbele tensiunii și curentului în sarcina activă $R_s=28 \text{ Ohm}$ (de ieșire), iar în fig. 16 și 17 curbele tensiunii și curentului la intrarea în convertorul prezentat în fig. 12.

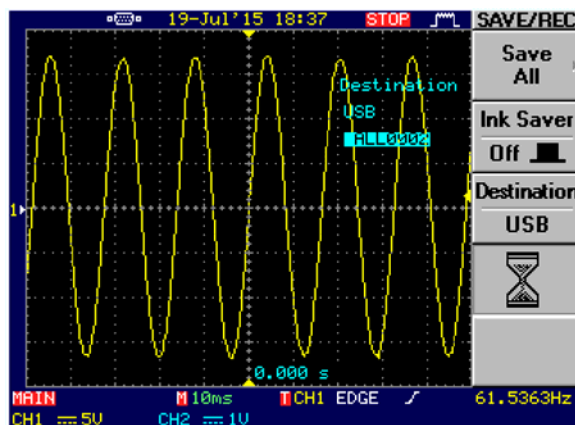


Fig. 14. Tensiunea de ieșire a convertorului $U=230 \text{ V}$, $f= 61,5 \text{ Hz}$ și sarcina activă $R_s=28 \text{ Ohm}$.

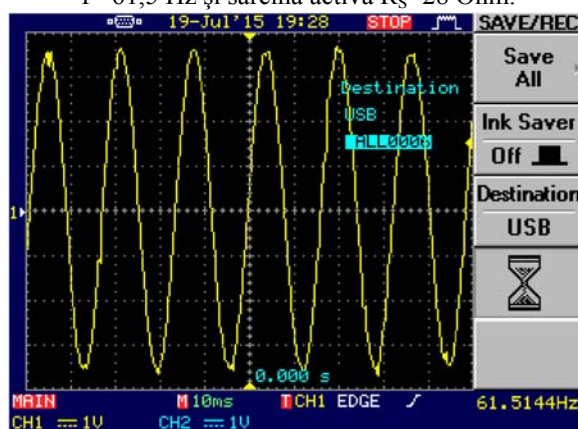


Fig. 15. Curentul în sarcină pentru cazul puterii de 2kW și frecvența $f=61,5 \text{ Hz}$.

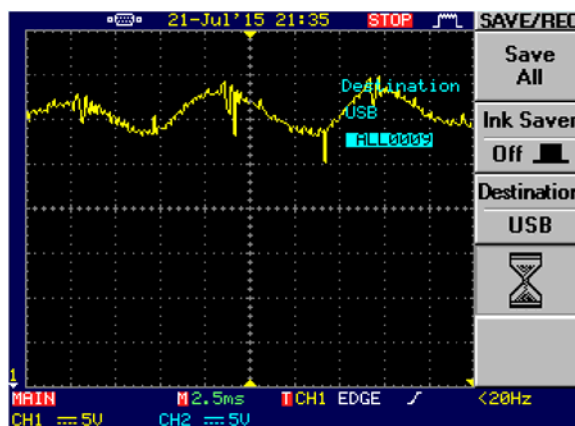


Fig. 16. Evoluția valorii tensiunii de intrare a convertorului la alimentare de la o sursă de curent continuu cu tensiunea 450V cu puterea limitată.

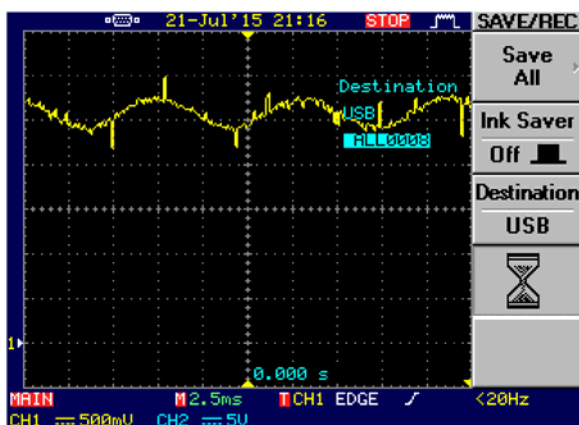


Fig. 17. Evoluția valorii curentului intrare a convertorului la alimentare de la o sursă de curent continuu cu tensiunea 450V cu puterea limitată.

Cu scopul determinării regimului termic și a valorilor parametrilor de eficiență, inclusiv stabilitatea termică la funcționarea pe parcursul a trei ore, deci la atingerea garantată a regimului termic staționar, varianta convertorului (a vedea fig. 12) a fost testat sub sarcină până la atingerea regimului termic staționar cu măsurarea valorii temperaturii suprafețelor componetelor active și pasive. Încărcarea convertorului s-a făcut la puterea de 2 kW, care prezenta o sarcină pur activă, deci cu factorul de putere $\cos \varphi_s = 1$. Rezultatele acestor testări sunt prezentate în tabelul II.

TABELUL II. REZULTATE ALE TESTĂRII MOSTREI CONVERTOTULUI ÎN REGIM DE SARCINĂ ACTIVĂ DE 2 kW.

Denumirea parametrului	Valoarea parametrului
Potențialul față de sol	240 V
Valoarea maximal a sarcinii la testare	1999 W/28 Ω
Volumul mostrei convertorului cu formă dreptunghiulară	11,2 inc ³
Dimensiunea cuvei cu forma dreptunghiului	6,89 inc x 1,38 inc x 1,18 inc (175mm x35mm x30mm)
Densitatea de putere pentru mostra de 2 kW	178 W/inc ³
U_{DC} valoarea efectivă a tensiunii de intrare	400 V
I_{DC} valoarea efectivă a curentului intrare	5,06 A
U_{AC} valoarea efectivă a tensiunii alternative de ieșire	239,8 V
I_{AC} valoarea efectivă a curentului alternativ de ieșire	8,34 A
Randamentul convertorului DC/AC	>98%
Coefficientul de distorsiune sumar al tensiunii (armonicile superioare +zgomotul)	< 5%

Coefficientul de distorsiune sumar al curentului (armonicile superioare +zgomotul)	< 5%
Pulsația curentului de intrare	15,5%
Devierea tensiunii alternative de ieșire	2,7%
Valoarea maximală a temperaturii pe suprafața cuvei	62°C
Temperatura mediului înconjurător la realizarea testului	33°C

Concluzii

1. Soluția propusă de realizare a convertorului de tip DC/AC și metoda de comutație a cheilor electronice permite de a majora esențial (până la sute de kHz) frecvența de comutație a cheilor, deci și capacitatea de transfer de energie din circuitul DC în circuitul AC. Rezultatul sesizabil constă în micșorarea masei și volumului componentelor pasive, iar integral și a indicilor de masă și volum al convertorului de acest tip.
2. Pentru a avea forma sinusoidală a curentului de ieșire al inverterului, tensiunea fluctuațiilor pe condensatorul blocului de compensare a pulsațiilor curentului sursei de alimentare trebuie să se schimbe după legea unui polinom de gradul doi.
3. Pentru aproximarea funcției de putere a modulelor PV s-a utilizat polinomul de gradul trei, ceea ce a permis determinarea prin calcul a punctului maxim de putere a modulelor PV prin măsurarea valorilor curentului și tensiunii curente la varierea intensității radiației solare, utilizând prima și derivata a doua.
4. S-a propus o soluție eficientă de asigurare a intensificării procesului de cedare a căldurii de la cheile electronice prin utilizarea radiatoarelor confecționate din două sârme răsucite.
5. Realizarea ca un element constructiv integrat ale elementelor inductive de asemenea asigură îmbunătățirea indicilor de masă și gabarit a convertorului DC/AC per unitate de putere.
6. Testările experimentale au confirmat corectitudinea și eficiența soluției propuse de realizare a convertorului, ce se confirmă prin atingerea pentru puterea de 2 kW a randamentului în regim de sarcină nominală activă a valorii ce depășește 98% și a densității de putere la nivel de 178 W/inc³.

Bibliografie

- [1] Implementarea convertorului de putere folosit pentru extragerea energiei maxime din turbina eoliană. <http://innowecs.utcluj.ro/rapoarte/decembrie2013/RaportPetreusDec2014.pdf>
- [2] Pragya 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] U.Badstuebner, J. Biela, D. Christen, and J. W. Kolar, "Optimization of a 5-kW telecom phase-shift DC-DC converter with magnetically integrated current doubler," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4736–4745, Oct. 2011.
- [4] J. W. Kolar, J. Biela, and J. Miniboeck, "Exploring the pareto front of multi-objective single-phase PFC rectifier design optimization—99.2% efficiency versus 7kW/dm³ power density," in *Proc. IEEE 6th Int. PowerElectron. Motion Control Conf.*, 2009, pp. 1–21.
- [5] F.Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Evaluation and efficiency comparison of front end AC-DC plug-in hybrid charger topologies," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 413–421, Mar. 2012.
- [6] Differential and Common Mode Noise - Murata. <http://www.murata.com/~media/webrenewal/products/emc/emifil/knowhow/26to30.ashx>.
- [7] EMI and Layout Fundamentals for Switched-Mode Circuits. http://ecee.colorado.edu/~ecen5797/course_material/layout.pdf.
- [8] <http://www.vincotech.com/fileadmin/downloads/power/ApplicationNotes/AN200912DesignconceptsinglesphaseTL.pdf>.
- [9] L.Huber, B. T. Irving, and M. M. Jovanovic, "Effect of valley switching and switching-frequency limitation on line-current distortions of DCM/CCM boundary boost PFC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 339–347, Feb. 2009.
- [10] C. Marxgut, J. Biela, and J. W. Kolar, "Interleaved triangular current mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density," in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, 2010, pp. 1725–1732.
- [11] B.Su, J. Zhang, and Z. Lu, "Totem-Pole boost bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 427–435, Feb. 2011.
- [12] <https://www.littleboxchallenge.com>

Despre autori.



Ermurachi Iurie - cercetător științific al Institutului de Energetică al AEM. Domeniile de interes științific: eficiența echipamentelor electrotehnice și energetice (elaborarea și implementare echipamentelor de compensare și reglare a puterii reactive în rețelele electrice), sporirea eficienței utilizării energiei electrice, elaborarea convertoarelor de energie electrică. Autor și co-autor a 45 de publicații științifice, a 22 brevete de invenție, ale mostrelor de echipamente cu indici sporți de eficiență energetică. E-mail: ermurachi.iurie@ie.asm.md



Berzan Vladimir – doctor habilitat în tehnică, director adjunct pe probleme de știință al Institutului de Energetică al AEM. Domeniile de interes științific: diagnostica utilajului energetic, procese tranzitorii în rețele electrice neomogene, modelarea matematică, transportul energiei electrice la distanțe mari, surse de energie renovabile., sisteme de conversie a energiei electrice. Autor a peste 230 de publicări științifice, inclusiv 39 patente, 11 monografii și 3 manuale. E-mail: berzan@ie.asm.md