

1. Convertoare electronice de putere pentru microcentrale eoliene

1.1. Noțiuni generale legate de invertor

Pentru extragerea energiei maxime dintr-o microcentrala eoliană este nevoie de un sistem de optimizare a vitezei de rotație a paletelor. Tensiunea de ieșire a acestui circuit de putere este continuă. Pentru injectarea energiei în rețea este nevoie de un invertor pentru a convertii tensiunea continuă data de sistemul de MPPT la tensiunea alternativă a rețelei.

Etajul final de putere trebuie să îndeplinească anumite funcții pentru a fii cât mai competitivi cu produsele existenta pe piață iar tensiunea și curentul de ieșire trebuie să se supună standardelor europene sau internaționale pentru a putea implementa un produs final care să fie vândut în Europa sau oriunde în lume.

Majoritatea țărilor au adoptat standardul EN61000-3-2-A [1] care specifică valorile maxime ale armonicilor admise pentru curentul de ieșire a invertorului. Aceste valori sunt precizate în Tabel 1. Alte țări precum Statele Unite și Japonia, au impus reguli mai stricte care cer ca distorsiunile armonice totale (THD) sa fie sub 5% și toate armonicile să fie sub 2% din armonica fundamentală a curentului.

Tabel 1 Standardul EN61000-3-2-A.

Armonici impare		Armonici pare	
Ordin[n]	Valoare[A]	Ordin[n]	Valoare[A]
1	16.00	2	1.08
3	2.30	4	0.43
5	1.14	6	0.30
7	0.77	>8	1.84/n
9	0.40		
11	0.33		
13	0.21		
>13	2.25/n		

Tensiunea de la rețea în Europa este de 230V ±10%. Invertorul trebuie să funcționeze fără nici o problem când armonici ale tensiunii de rețea sunt prezente:

Tabel 2 Armonici permise ale tensiunii de ieșire.

Armonici impare care nu sunt multiplu de 3		Armonici impare multiplu de 3		Armonici pare	
Ordin[n]	Valoare[%]	Ordin[n]	Valoare[%]	Ordin[n]	Valoare[%]
1	100	3	5.0	2	2.0
5	6.0	9	1.5	4	1.0
7	5.0	15	0.3	6	0.5
11	3.5	21	0.2	8	0.5
13	3.0	>21	0.2	10	0.5
17	2.0			12	0.2
19	1.5			>12	0.2
23	1.5				
25	1.5				
>25	0.2+12.5/n				

Factorul de putere (PF) trebuie să fie cât mai aproape de 1 pentru a nu produce sau consuma putere reactivă. Trebuie avut grijă la curentul continuu injectat în rețea, deoarece se pot satura transformatoarele de distribuție. În [2] este specificat că 1% din curentul nominal de la ieșire este valoarea maximă a curentului continuu care poate să fie injectată în rețea pentru un produs din Europa și Japonia.

Un parametru important care poate influența eficiența sistemului este riplul tensiunii de ieșire a sistemului cu MPPT. Dacă căutarea punctului de MPP se face pe tensiunea de ieșire a convertorului, datorită riplului mare de tensiune cauzat de o armonică cu frecvența de 100Hz, punctul optim de putere este găsit cu o eroare, [3]. Pentru a micșora riplul de tensiune și implicit a crește precizia algoritmului de MPPT, se poate mărire bancul de condensatori, care poate atinge valori de ordinul mF. Aceste valori mari ale condensatorilor au următoarele consecințe: cresc dimensiunea fizică a sistemului, cresc prețul sistemului și cresc pierderile convertorului. Trebuie ales un compromis între valoarea condensatorilor și riplul tensiunii de ieșire a sistemului de MPPT. Formele de undă, din care poate fi dedusă valoarea condensatorului de ieșire în funcție de riplul tensiunii, sunt prezentate în Figura 1.

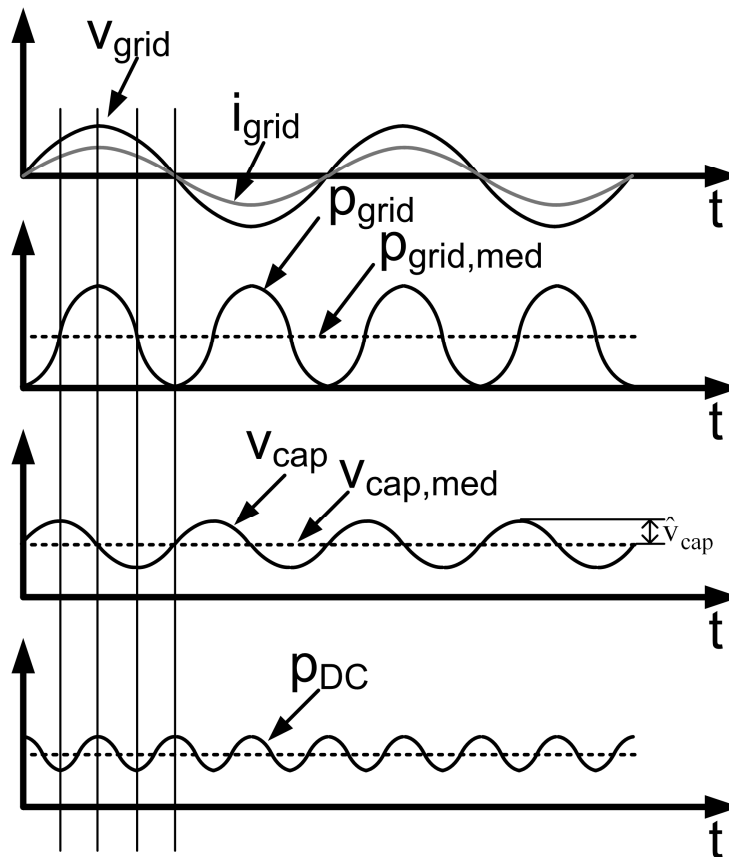


Figura 1 Influența armonicii situată la dublul frecvenței rețelei.

Pentru a determina dependența condensatorului de intrarea a invertorului în funcție de un riplu impus, se pot aplica următorii pași:

$$p_{\text{grid}} = i_{\text{grid}} \cdot v_{\text{grid}} = I_{\text{grid}} \cdot \sin(\omega_{\text{grid}} \cdot t) \cdot V_{\text{grid}} \cdot \sin(\omega_{\text{grid}} \cdot t) = \frac{P_{\text{grid}}}{2} \cdot (1 - \cos(2 \cdot \omega_{\text{grid}} \cdot t)) \quad (1)$$

$$p_{\text{grid, med}} = \frac{\omega_{\text{grid}}}{\pi} \int_0^{\pi/\omega_{\text{grid}}} p_{\text{grid}} dt = \frac{P_{\text{grid}}}{2} \quad (2)$$

Variația instantanee a energiei de la rețea față de valoarea medie a energiei generate este:

$$\Delta E = \int_{\pi/\omega_{\text{grid}}}^{3\pi/\omega_{\text{grid}}} (p_{\text{grid}} - p_{\text{grid, med}}) dt = \frac{P_{\text{grid}}}{2 \cdot \omega_{\text{grid}}} \quad (3)$$

Aceeași energie este înmagazinată în condensator:

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_{\text{cap, max}}^2 - \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_{\text{cap, min}}^2 = \frac{1}{2} \cdot C \cdot [(V_{\text{cap, med}} + \hat{v}_{\text{cap}})^2 + (V_{\text{cap, med}} - \hat{v}_{\text{cap}})^2] = C \cdot V_{\text{cap, med}} \cdot \hat{v}_{\text{cap}} \quad (4)$$

Relația între condensator și riplul impus este:

$$C = \frac{P_{\text{grid}}}{2 \cdot \omega_{\text{grid}} \cdot V_{\text{cap, med}} \cdot \hat{v}_{\text{cap}}} \quad (5)$$

O clasificare a invertoarelor poate fi făcută în funcție de numărul de etaje de putere pe care acesta le încorporează în structura sa. Schema bloc a inverterului cu un etaj de putere este prezentată în Figura 2. Ieșirea controlerului de MPPT este o tensiune continuă care este menținută de blocul DC-AC la o tensiune fixă. La ieșirea blocul DC-AC avem o tensiune și un curent redresat. Cu ajutorul unei punți comandate cu 50Hz se obține o tensiune și un curent sinusoidal care va fi injectat în rețea. Dezavantajul acestei configurații este că nu există topologie să meargă la puteri mari cu o eficiență ridicată. Un alt dezavantaj este că magistrala de tensiune continuă va avea un riplu mare cu frecvența de 100Hz.

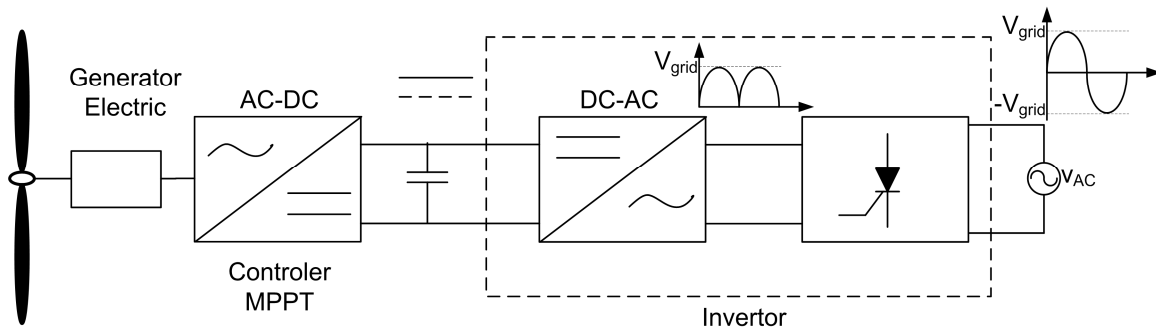


Figura 2 Invertor cu un singur etaj de putere.

Schema bloc a unui inverter cu două nivele de putere este ilustrată în Figura 3. În funcție de schema de control, convertorul DC-DC poate să mențină tensiunea constantă la ieșirea

lui sau să mențină tensiunea constanta la intrarea lui, respectiv la ieșirea controlerului de MPPT . Aceasta configurație are avantajul că merge la puteri mari. Magistrala de tensiune continuă de la ieșirea controlerului de MPPT nu va avea un riplu mare cu frecvența de 100Hz.

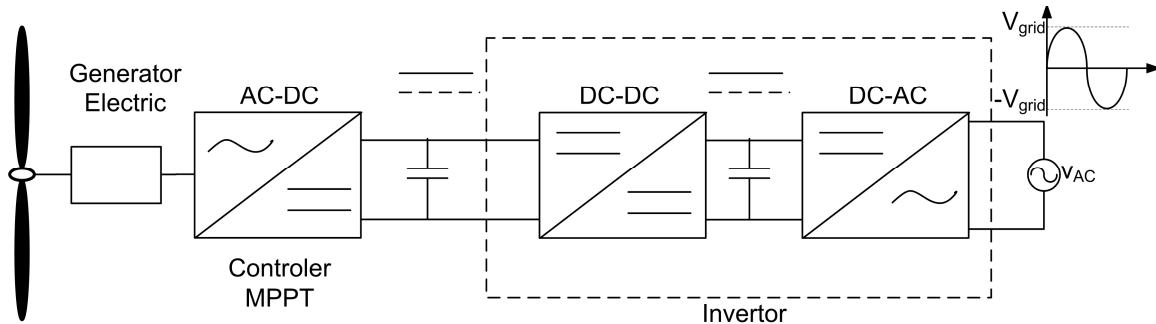


Figura 3 Invertor cu două etaje de putere.

În continuare vor fi prezentate invertoare deja existente pe piață. Se va face o analiză a funcțiilor pe care le integrează un asemenea dispozitiv, pentru ca în final să fie extrase principalele funcții de bază pe care sistemul propus trebuie să le aibă.

1.2. Analiza sistemelor de putere existente pe piață pentru conectarea unei microcentrale eoliene la rețeaua electrică

Piața invertoarelor s-a dezvoltat foarte mult în ultimele două decenii. Multe dintre structurile de invertoare au fost orientate spre aplicații ale surselor de tip UPS (Uninterruptible Power Supply). Aceste invertoare sunt alimentate de la o baterie și sunt compuse din două etaje de putere: un etaj care ridică tensiunea și un etaj care scoate o tensiune sinusoidală. Puterea variază de la câteva sute de wați la câțiva kilowați. Eficiența acestor sisteme poate varia între 90-95%.

În ultimii ani s-au dezvoltat multe invertoare solare care au inclusă funcția de MPPT prin care se caută un punct optim de funcționare care permite extragerea energiei maxime din sursa regenerabilă.

Un invertor de UPS nu poate fi conectat la o turbină eoliană deoarece nu are funcție de MPPT. Un invertor solar nu poate fi conectat la sistemul propus deoarece algoritmul de cautare a punctului maxim de putere pentru sisteme solare diferă față de algoritmul folosit în sisteme eoliene.

Sunt puține sisteme existente pe piață care să fie dedicate unei microcentrale cu o putere sub 5kW. Un sistem care este corespunzător aplicației propuse este Windy Boy 2500, [4]. Acest sistem are prevăzută o protecție de decuplare de la rețea în cazul unui defect în partea rețelei electrice. În acest fel se evită hazardele electrice care pot să apară pentru oamenii care intervin să repare problema. Sistemul este prevăzut cu o metodă de cautare a punctului de putere maximă (MPP). Dispune de o gamă largă de interfețe de comunicare cu lumea exterioară pentru o posibilă diagnosticare în caz de defect, mentenanță și achiziție de date: RS232, RS485 și radio. Câteva din performanțele sistemului sunt date și în foaia de catalog a produsului respectiv: o eficiență maximă de 94%, THD mai mic de 4%, PF de aproximativ 1. Sistemul nu este prevăzut

cu protecție la supra tensiune. Invertorul are nevoie de o tensiune continuă la intrare, din această cauză este conectat un redresor între turbină și inverter.

Un alt sistem, a fost dezvoltat de firma Power One și se numește Aurora Wind UNO 2.5-I-W, [5]. Față de Windy Boy acest convertor are protecție la supratensiune, randamentul a crescut până la maxim 96%, THD-ul a scăzut până la 2%. Acest sistem are două etaje de putere : unul în care se realizează partea de MPPT și ridică tensiunea iar cel de-al doilea etaj de putere care face conversia într-o tensiune sinusoidală. Deși are două etaje de putere, eficiența acestui sistem este mai bună decât eficiența primului sistem prezentat. Și acest sistem dispune de interfețe de comunicare cu exteriorul (RS485 și radio) și de o metodă de detecție a întreruperii rețelei.

Invertorul Windmaster 500, produs de Mastervolt, are o putere maximă de 500W, [6]. Pentru a extrage o putere echivalentă cu invertoarele prezentate anterior, trebuie conectate mai multe invertoare în paralel. În etajul de putere situat între inverter și generatorul electric trebuie implementat un redresor și o protecție la supra tensiuni. Această supra tensiune pot să apară din cauza creșterii numărului de rotații pe care turbina le face la un vânt puternic. Din punct de vedere al performanțelor, acest convertor are o eficiență maximă de 93%, un PF de 0.99, comunicație prin RS232 și protecție la deconectarea rețelei.

1.3. Topologii pentru inverter

În continuare vor fi prezentate topologii de convertoare pentru conectarea unei surse de energii regenerabile (solară, eoliană, etc.) la rețea. Deși topologia de putere este aceeași, modul de funcționare și performanța sistemului diferă odată cu modificarea structurii de control. Structurile de control vor fi și ele prezentate în continuare. În urma acestei analize o topologie de putere și o topologie de control va fi aleasă.

Prima topologie analizată este convertorul flyback care are o înfășurătoare pentru fiecare alternanță. Schema convertorului este ilustrată în Figura 4. Pentru alternanța pozitivă, tranzistorul T_3 este tot timpul deschis iar tranzistorul T_1 și dioda D_1 comută pentru a transfera energie spre ieșire. Pentru alternanța negativă, tranzistorul T_2 conduce tot timpul iar tranzistorul T_1 și dioda D_2 comută pentru a transfera energie spre exterior. Topologia a fost folosită în [7] pentru un micro-inverter solar care este eficient din punct de vedere al costului. Puterea la care este folosit acest convertor nu poate depăși 150W datorită topologiei flyback și pentru că are loc o comutație forțată. Un alt dezavantaj al acestei topologii este riplul foarte mare care se găsește pe condensatorul de intrare. Acest riplu poate influența gasirea punctului de putere maximă a sursei de energie regenerabilă. Se pot utiliza condensatori de valori mari în paralel cu intrarea convertorului dar crește costul produsului, dimensiunile și timpul de răspuns al convertorului. Ieșirea convertorului flyback este o tensiune sinusoidală.

Simulările cu formele de undă ale convertorului sunt prezentate în Figura 5. Convertorul se comportă ca o sursă de curent sinusoidală modificând curentul de ieșire după o referință obținută de la controlerul de management al energiei. Pentru a se obține un THD bun cu această metodă de control, trebuie făcută o sincronizare buna cu rețeaua și tensiunea rețelei nu trebuie să fie foarte distorsionată. Riplul tensiunii de intrare este de 100Hz (de două ori frecvența rețelei) și poate fi vizualizat în Figura 6.

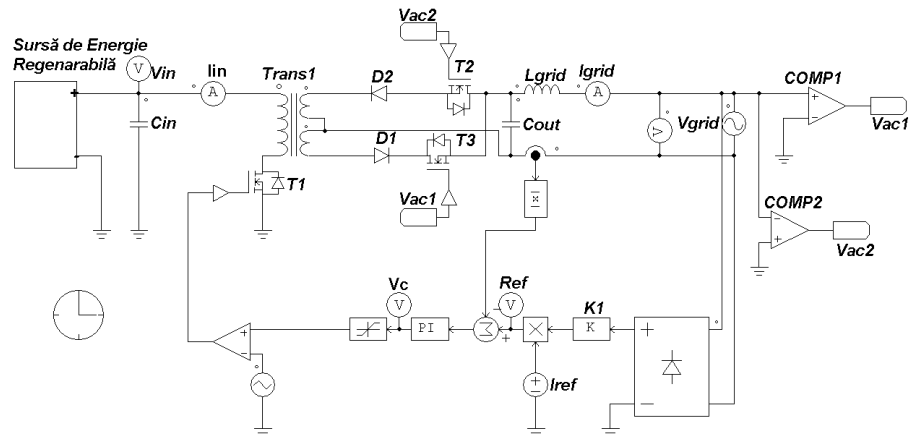


Figura 4 Microinverter cu flyback cu un singur tranzistor.

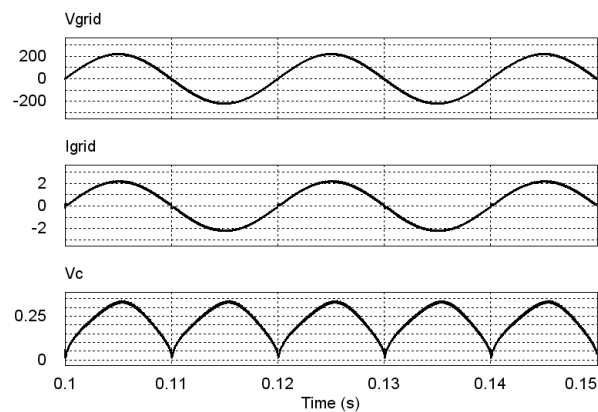


Figura 5 Formele de undă ale convertorului.

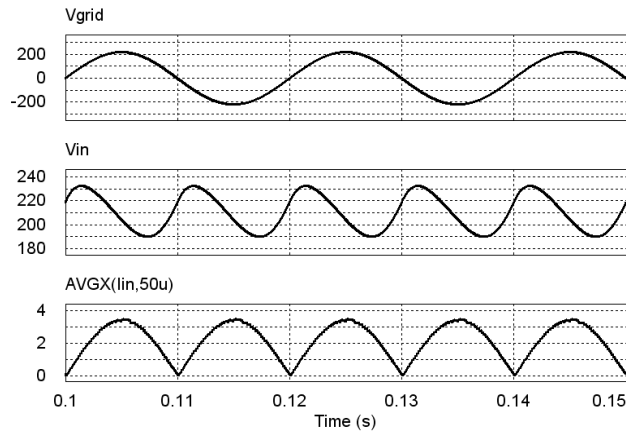


Figura 6 Ripplul tensiunii de intrare.

Un alt inverter care folosește topologia flyback este prezentat în Figura 7. Acest inverter folosește o singură înfășurătoare. Pe alternanța pozitivă, tensiunea de intrare a inverterului este pozitivă și conduce în permanență tranzistorul T_5 . Pe alternanța negativă, tensiunea de intrare a inverterului este negativă și conduce în permanență tranzistorul T_6 . Metoda de control a inverterului este aceeași ca și în cazul anterior. Schema convertorului este prezentată în Figura 7. Topologia a fost prezentată în [8] pentru un microinverter de 160W.

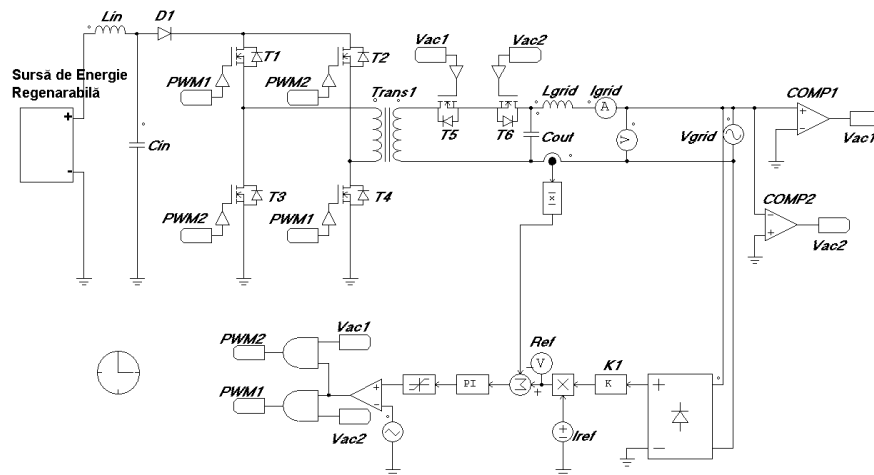


Figura 7 Microinverter cu flyback cu tensiune duală la intrare.

Un inverter flyback îmbunătățit este prezentat în Figura 8. Acest convertor prezintă o eficiență mai ridicată decât convertoarele anterioare deoarece puterea este împărțită între cele două faze. Ieșirea inverterului are forma unei sinusoide redresate. Acesta tensiune este transformată într-o sinusoidă prin puntea formată din tranzistoarele T_3, T_4, T_5 și T_6 . Topologia a fost prezentată în [9] pentru un microinverter de 250W.

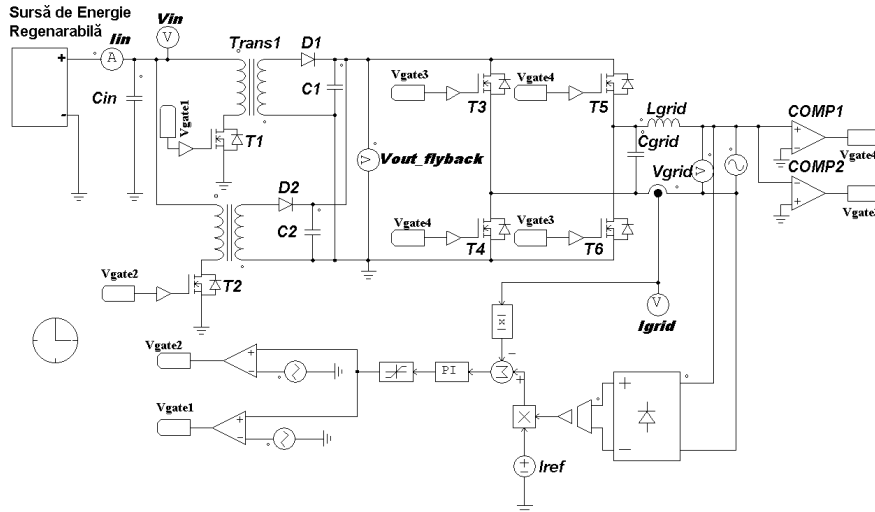


Figura 8 Microinverter flyback întrețesut cu două faze.

O îmbunătățire a invertoarelor anterioare ar fi scăderea riplului de la intrare și micșorarea condensatorilor. Două topologii care îndeplinesc aceste condiții sunt prezentate în Figura 9 și Figura 10. În [10, 11] autorii vorbesc despre compromisurile între a avea un riplu mic at tensiunii de intrare și de asemenea condensatori mici și de a avea pierderi datorate energiei care circulă în circuitul de decuplare a puterii. Condensatorul $C_{decoupling}$ are de asemenea valori de ordinul zeci de μF , însemnând că se pot folosii condensatori ceramici care pot să îmbunătățească durata de viață a produsului, față de condensatorii electrolitici.

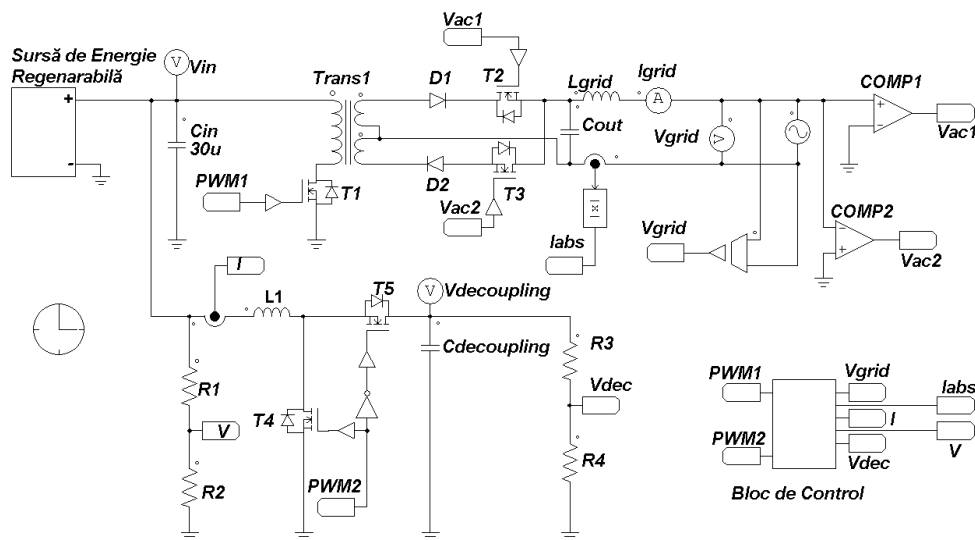


Figura 9 Microinverter cu decuplarea puterii paralel.

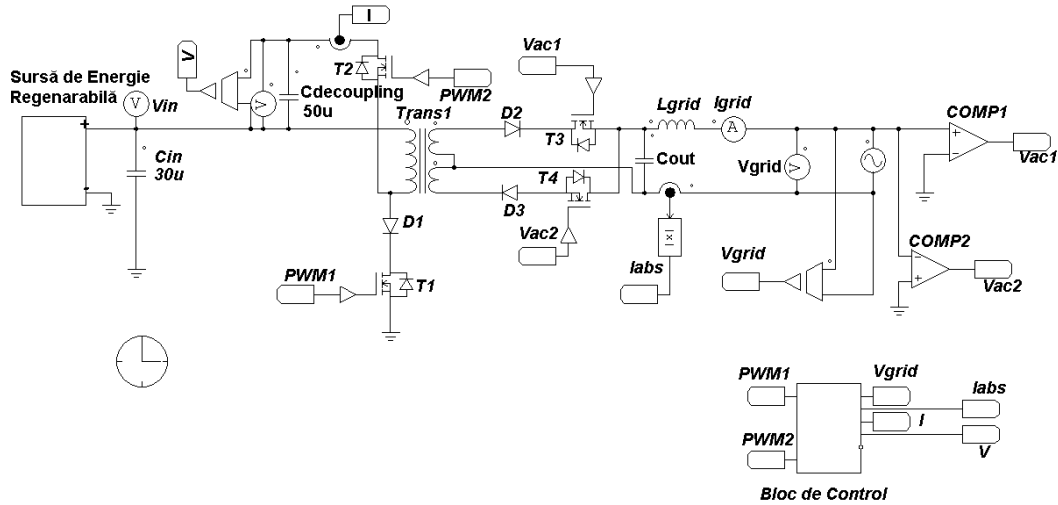


Figura 10 Convertor Shimizu cu decuplarea puterii.

Tensiunea de pe condensatorul de decuplaj este de valoare mult mai mare ca și tensiunea de intrare. Circuitele de decuplaj din Figura 9 (T_4 , L_1 , T_5) și Figura 10 (T_2 , T_1 , D_1 , $Trans_1$) se comportă ca și circuite boost. Formele de undă obținute în urma simulării sunt ilustrate în Figura 11. Se poate observa că riplul de intrare este mai mic de 1V spre deosebire de cazurile anterioare unde riplul era de 30V (Figura 6). Riplul de 100Hz este preluat de circuitul de decuplaj.

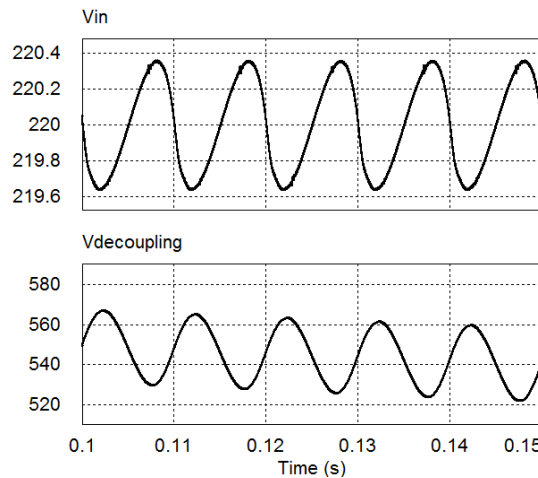


Figura 11 Riplul tensiunii de intrare pentru un convertor cu decuplarea puterii paralel.

Un inverter cu două etaje de putere este prezentat în Figura 12. Primul etaj are rolul de a ridica tensiunea de intrare (venită de la o sursă de energie regenerabilă) la 400V. Primul etaj controlează tensiunea de intrare pentru a găsi punctul de putere maximă a sursei de intrare. Etajul al doilea de putere are rolul de a menține tensiunea standard de 400V prin controlul energiei debitate în rețea. Acest convertor a fost folosit la o putere de 150W, [12].

Pentru a controla inverterul se folosește o buclă pe tensiunea V_{bus} care va da referința unei bucle de curent. Valoarea curentului ce trebuie controlat se obține prin aplicarea transformatei Park curentului ce trebuie injectat în rețea, [13]. Prin transformata Park semnalele

sinusoidale sunt transformate în marimi de curent continuu astfel se pot utiliza regulatoarele clasice. Dacă nu se folosește transformata Park se poate utiliza un regulator de tip proporțional rezonant [14]. Pentru obținerea semnalului de comandă trebuie folosită transformata Park inversă. Simulările cu acest convertor sunt prezentate în Figura 13. Se poate observa forma sinusoidală a curentului de ieșire din inverter și valoarea de curent continuu a semnalelor obținute după aplicarea transformatei Park.

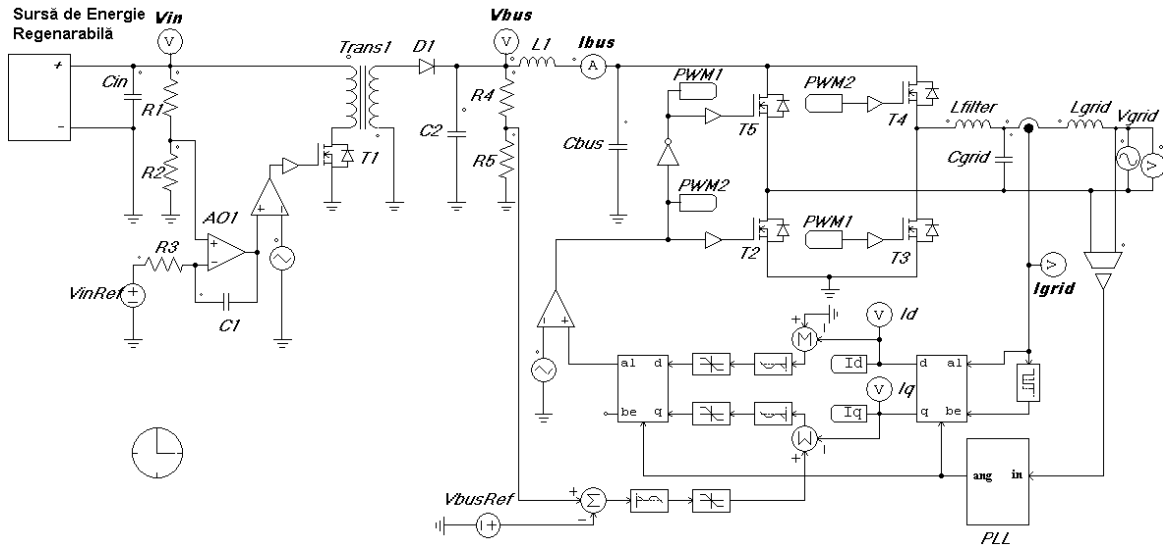


Figura 12 Inverter cu d-q control.

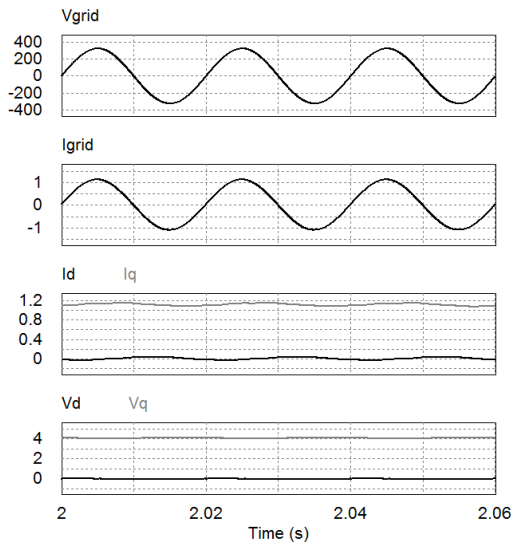


Figura 13 Simulări cu d-q control.

Pentru a construi topologii la putere mai mari, convertorul flyback va fi înlocuit de alte convertoare. Principiile discutate la partea de control vor fi în continuare aplicate la următoarele topologii. În Figura 14 este prezentat un microinverter care are ca etaj de conversie un push-pull. Ieșirea acestui convertor este o sinusoidă redresată care va fi transformată în tensiune sinusoidală

prin puntea formată din T₃, T₄, T₅ și T₆. Acest convertor a fost folosit în Soladin 120, produs de Mastervolt [15].

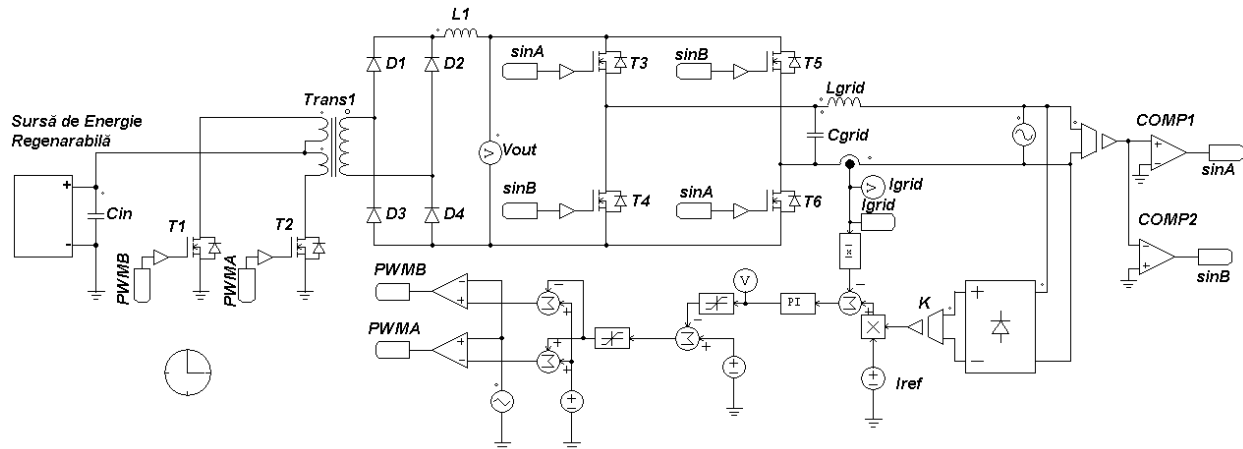


Figura 14 Invertor cu configurație push-pull.

Un microinvertor bazat pe topologia boost întretesută cu dublul de tensiune este prezentat în Figura 15 [16]. Câștigul acestui conver în regimul de conducție continuă este:

$$V_{out} = 2 \cdot \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (6)$$

unde V_{in} este tensiunea de intrare a convertorului, V_{out} este tensiunea de ieșire a convertorului și D este factorul de umplere. Câștigul de doi este datorat dublurului de tensiune din secundar. Transformatorul va egaliza tensiunea pe cei doi condensatori (C_1 , C_2).

Pentru funcționarea corectă a convertorului factorul de umplere trebuie să fie mai mare de 50%. În momentul când T_1 și T_2 conduc, se înmagazinează energie în L_1 și în L_2 , diodele D_1 și D_2 sunt blocate dar sarcina este alimentată de către condensatorul de ieșire. Când T_1 conduce dar T_2 este blocat, D_2 conduce și C_2 este încărcat. Când T_2 conduce dar T_1 este blocat, D_1 conduce și C_1 este încărcat. Structura aceasta nu poate fi folosită la puteri mari deoarece ar circula curenți mari prin condensatorii C_1 și C_2 .

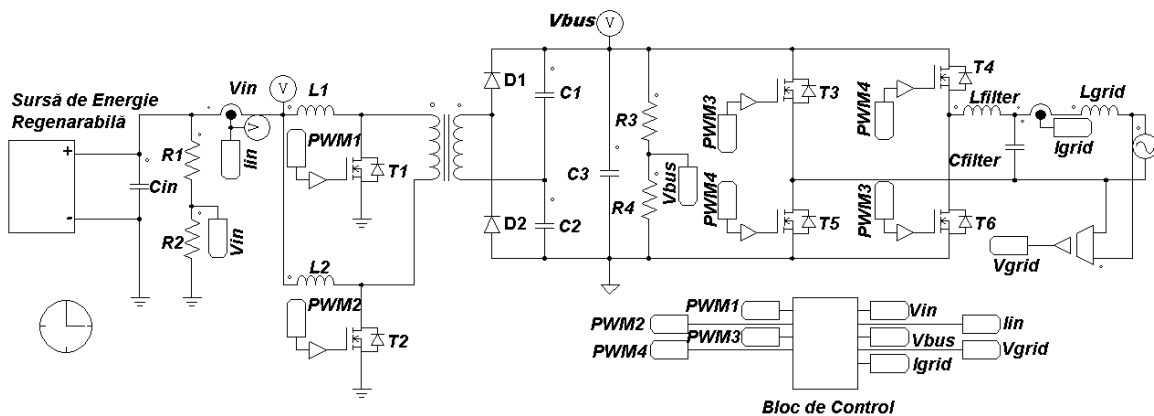


Figura 15 Microinvertor cu configurație boost.

O topologie care permite utilizarea inverterului la puteri mari este prezentată în Figura 16, [17]. Convertorul rezonant serie reușește să obțină comutație la tensiune zero (ZVS) pentru tranzistoarele din primar și comutație la curent zero (ZCS) pentru diodele din secundar. Comutația la tensiune zero este bună pentru tranzistoarele MOSFET și comutația la curent zero este bună pentru diode. Cu aceste două metode se reduc pierderile de comutație și crește eficiența sistemului la sarcină mare. Aceste proprietăți se pierd în momentul când sarcina scade. Un dezavantaj al convertorului rezonant serie este frecvența variabilă de comutație. La sarcini mici frecvența de comutație poate să crească foarte mult și de obicei se folosește un circuit auxiliar pentru a regla convertorul în aceste condiții.

Formele de undă ale convertorului rezonant sunt prezentate în Figura 17. Se poate vedea ZVS în primar, ZCS în secundar și curentul care circulă prin circuitul rezonant. Circuitul rezonant este format din condensatorul C_R și transformator.

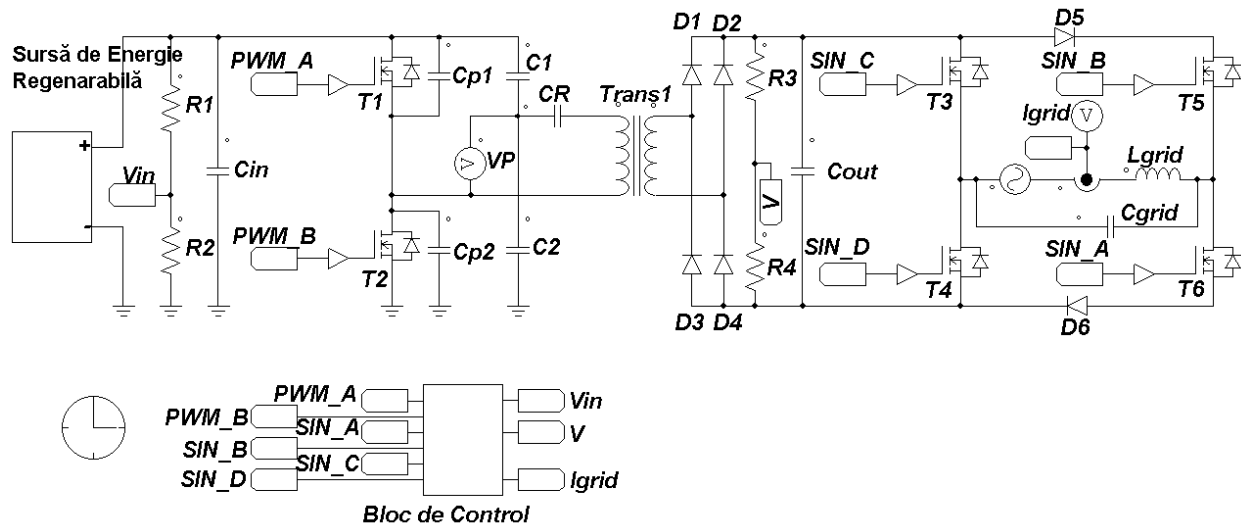


Figura 16 Inverter cu convertor rezonant serie.

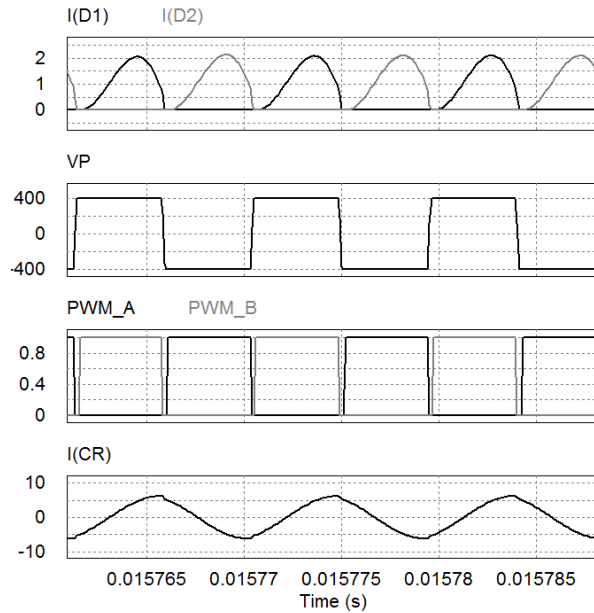


Figura 17 Forme de undă pentru convertorul rezonant.

Topologia de control a invertorului este prezentată în Figura 18. Curentul de la ieșire este controlat prin histerezis. Pentru a reduce pierderile de comutație și mai mult, tranzistoarele din ramura dreaptă sunt comutate cu frecvența rețelei iar tranzistoarele din ramura stângă sunt comutate cu zeci de kHz. Și în acest caz frecvența poate să crească foarte mult în momentul când curentul se apropie de trecerea prin zero a anvelopelor histerezei. Formele de undă care arată curentul injectat în rețea sunt prezentate în Figura 19.

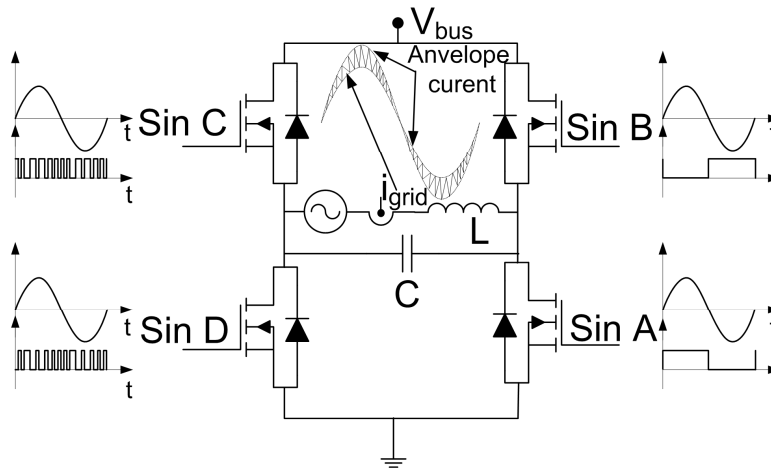


Figura 18 Comandă de inverter cu control prin histerezis.

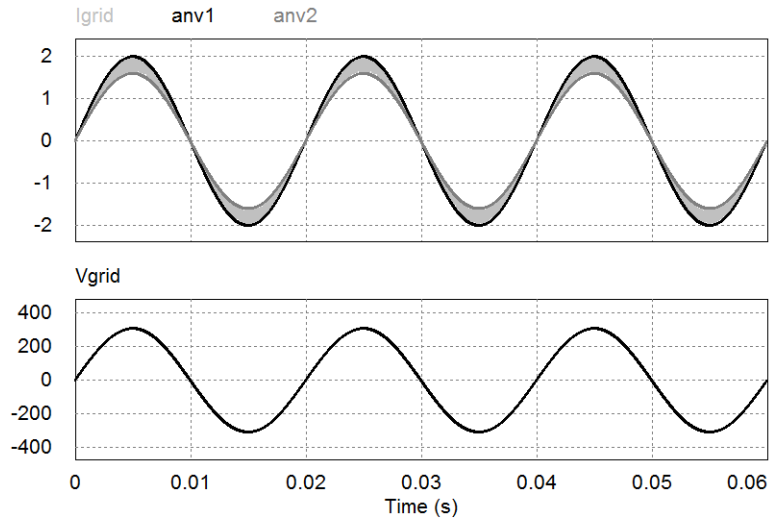


Figura 19 Simulari inverter cu control prin histerezis.

Un alt convertor care prezintă proprietăți de ZVS pentru tranzistoarele din primar și cele din secundar și ZCS pentru diodele din secundar este prezentat în Figura 20, [18]. Convertorul cu deplasare de fază are avantajul că frecvența de comutație este fixă, are câștig supraunitar și prin metoda de control aleasă se poate obține comutația la curent zero și tensiune zero pentru o gamă largă de sarcini. Semnalul de comandă pentru tranzistoarele T_1 și T_4 este complementar cu semnalul care comandă T_2 și T_3 (este introdus și un timp mort între cele două semnale pentru a permite ZVS). Semnalul din grila tranzistorului T_5 (complementar cu T_6) este deplasat cu un unghi Φ față de semnalul din grila tranzistorului T_1 . Factorul de umplere al semnalului din grila tranzistoarelor este fixat la 50%. Convertorul a fost folosit într-un sistem de 3KW cu o eficiență maximă de 97.5%.

Structura de control a sistemului este prezentată în Figura 21. Controlerul de MPPT măsoară curentul și tensiunea de intrare și va modifica faza convertorului pentru a găsi punctul de putere maximă. Inverterul folosește d-q control pentru controlul curentului ce trebuie injectat în rețea. Prin controlul d-q mărimile sinusoidale sunt transformate în mărimi staționare asupra cărora se poate aplica controlul clasic.

Formele de undă care arată comutația la tensiune zero pentru tranzistoarele MOSFET și curentul de magnetizare sunt prezentate în Figura 22. Formele de undă care arată comutația la curent zero a diodelor sunt prezentate în Figura 23. Din forma de undă a curentului prin bobina L_{lk} se poate obține expresia pentru funcția de transfer a puterii convertorului:

$$P = \frac{V_{in} \cdot V_{out} \cdot (\pi - \phi) \cdot \phi \cdot n}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_{lk} \cdot f_{sw}} \quad (7)$$

unde n este raportul de transformare N_p/N_s .

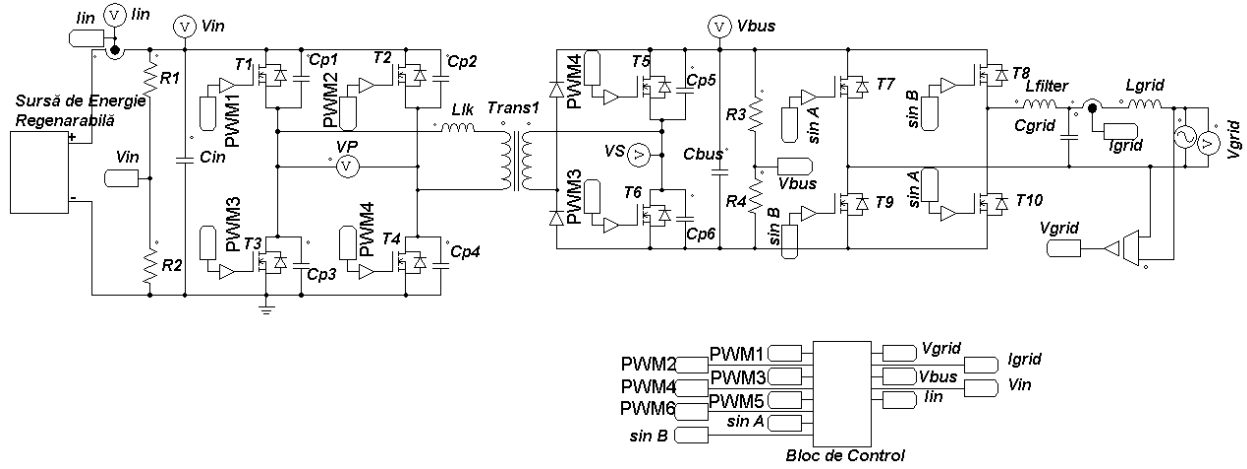


Figura 20 Invertor cu convertor cu deplasare de fază.

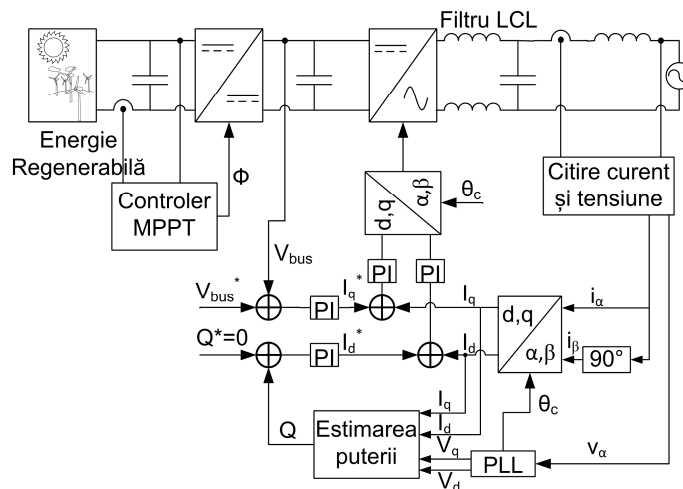


Figura 21 Structura control pentru convertorul cu deplasare de fază.

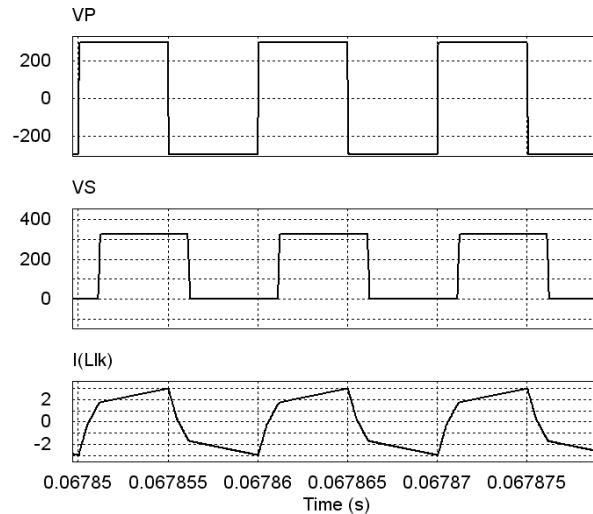


Figura 22 Comutația tranzistoarelor la tensiune zero.

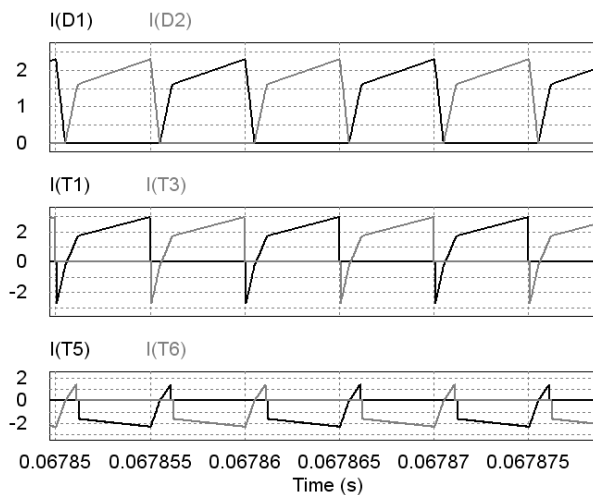


Figura 23 Comutația diodelor la curent zero.

Un invertor special conceput pentru puteri mari este convertorul multi-nivel. Invertoarele multi-nivel au următoarele proprietăți, [19]:

- sunt reduse tensiunile maxime pe elementele de comutație, efectul dv/dt este de asemenea redus, reducându-se astfel interferențele electromagnetice
- filtrele de ieșire sunt de valori mai mici și de dimensiuni mai reduse deoarece tensiunea de ieșire are mai multe nivele nu doar două
- invertoarele multi-nivel au comutatoare care operează atât la frecvența rețelei cât și la frecvențe înalte
- curentul injectat în rețea are distorsiuni foarte mici

Dezavantajul major îl constituie numărul maxim de tranzistoare pe care îl conține un astfel de convertor. Există multe structuri de modulații care influențează performanțele sistemului din punct de vedere al eficienței și al armonicilor introduse în rețea.

Un invertor multi-nivel hibrid în punte este prezentat în Figura 24. Tensiunea de pe condensatorul C_{in1} este dublă față de tensiunea de pe condensatorul C_{in2} . În acest fel, în funcție

de tranzistoarele care sunt comandate se pot obține un număr maxim de 7 nivele: $3V/2$, V , $V/2$, $0V$, $-V/2$, $-V$, $-3V/2$. Tranzistoarele din puntea de jos sunt comutate la frecvența rețelei iar tranzistoarele din puntea de sus sunt comandate cu 20Khz.

Simulările cu convertorul multi-nivel sunt prezentate în Figura 25. Se poate vedea că în urma filtrării a fost obținută o tensiune sinusoidală cu un filtru de valoare mai mică decât în cazurile anterioare prezentate.

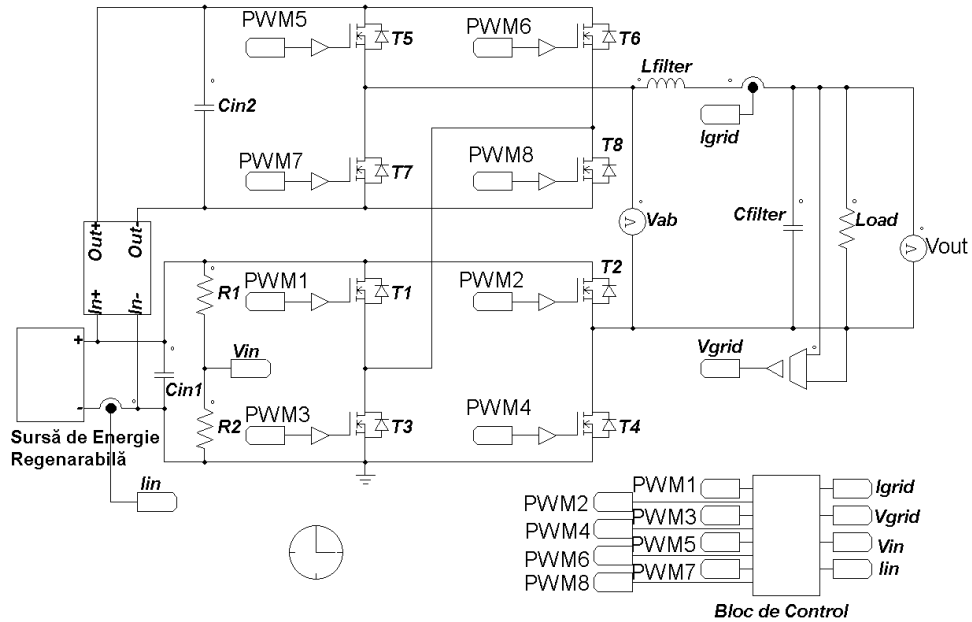


Figura 24 Convertor multilevel.

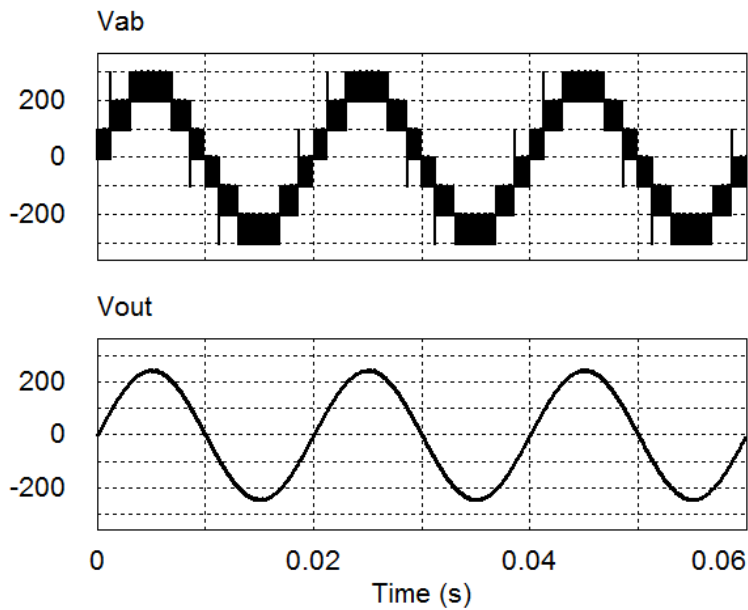


Figura 25 Forme de undă convertor multilevel.

Convertoarele multi-nivel au rolul de a reduce valorile maxime ale tensiuniunilor pe componentelor semiconductoare care comută. Pentru a reduce valorile maxime ale curenților

prin componentele sistemului se folosesc sisteme întrețesute cu mai multe faze. Prin adăugarea unui braț în plus la o punte se obține un invertor trifazat. Acest invertor poate să injecte o putere mare cu o eficiență mai bună decât un invertor monofazat, [20]. Controlul unui astfel de sistem este mai complicat.

Schema unui astfel de sistem este prezentată în Figura 26. Sarcinile monofazate pot fi conectate în mai multe feluri la un sistem trifazat: între oricare două faze ale invertorului, între o fază și nul într-o conexiune de tip stea. Sarcinile monofazate ar trebui distribuite egal pe fiecare fază pentru o mai bună eficiență a sistemului. Structura de control poate acționa asupra două brațe sau a tuturor brațelor din puntea de tranzistoare astfel obținându-se invertorul monofazat sau trifazat. Formele de undă pentru acest sistem sunt prezentate în Figura 27.

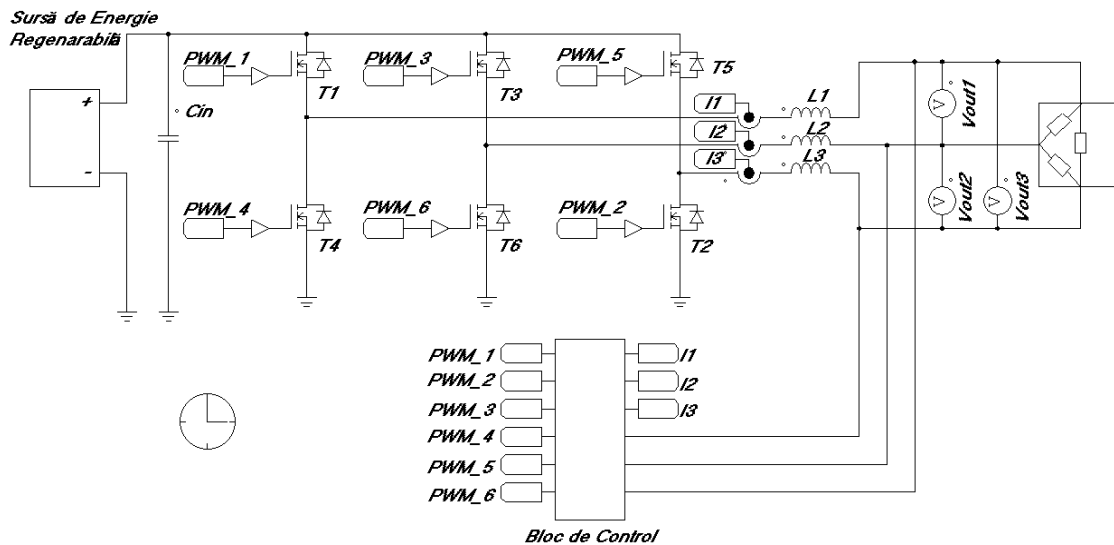


Figura 26 Schema invertor trifazat.

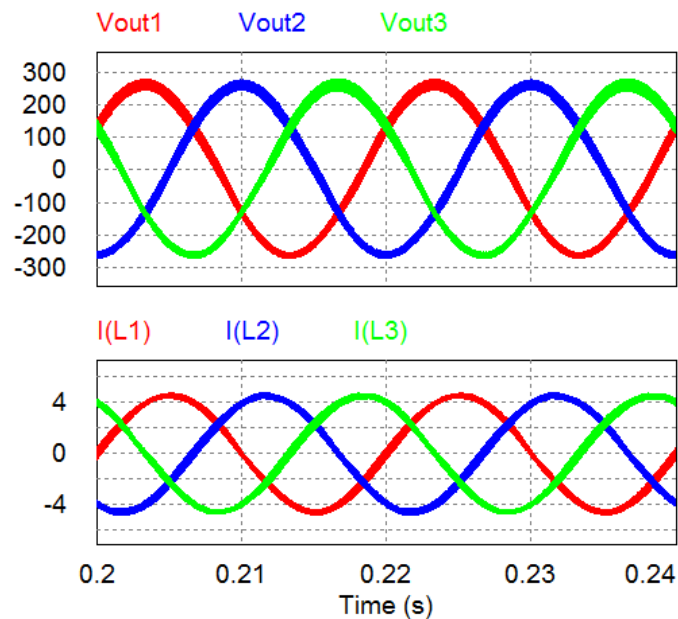


Figura 27 Forme de undă invertor trifazat.

- [1] Utility aspects of grid connected photovoltaic power systems, International energy agency – photovoltaic power systems programme, IEA PVPS T5-01: 1998, 1998, www.iea-pvps.org.
- [2] Electrical interface for domestic cogeneration. Requirements for grid connection for microcogeneration systems for domestic use up to 16 A per phase, CEN Workshop Agreement -CWA for domestic cogeneration, ver. 3.0, CEN, 2001.
- [3] S.B. Kjær, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, September/October, 2005.
- [4] Windy Boy WB 2500/3000 Inverter for Wind Energy Power Plants User Manual, Version 1.2, SMA Technologies AG
- [5] Aurora Wind UNO-2.5-I-W User Manual, Version 2012-03.2-EN, Power One
- [6] Windmaster 500 User's Manual, Version 1.2 March 2012, Mastervolt
- [7] N. P. Papanikolaou, E. C. Tatakis, A. Critsis, and D. Klimis, "Simplified high frequency converter in decentralized grid-connected PV systems: a novel low-cost solution," in Proc. EPE'03, 2003,
- [8] M. Nagao and K. Harada, "Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter," in Proc. PEDS'97, vol. 1, pp. 144–149, 1997
- [9] M. Kamil, "Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design Using a dsPIC® Digital Signal Controller," Microchip Technology Inc., AN1338, 2010
- [10] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, "A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the DC input for an AC photovoltaic module system," in Proc. IEEE PESC'02, vol. 3, pp. 1483–1488, 2002
- [11] F. Schimpf and L. Norum, "Parallel power decoupling for single-phase pv-inverters- making film capacitors applicable"
- [12] D. C. Martins and R. Demonti, "Grid connected PV system using two energy processing stages," in Conf. Rec. 29th IEEE Photovoltaic Specialists Conf, pp. 1649–1652, 2002
- [13] M.K. Syed and B.S. Ram, "Instantaneous power theory based active Power filter: a matlab/ simulink approach," Journal of Theoretical and Applied Information Technology, vol. 4(6), pp. 536-541, 2008
- [14] R. Keil, P. Mutschler, J. van der Weem and K. Nam, "Advanced Control Scheme for a Single-Phase PWM Rectifier in Traction Applications," Industry Applications Conference 38th, vol. 3, pp. 1558-1565, October 2003
- [15] S. B. Kjaer, "Design and control of an inverter for photovoltaic applications," Ph.D. dissertation, Inst. Energy Technol., Aalborg University, Aalborg East, Denmark, 2004/2005.
- [16] 250W microinverter for plug-in PV panels, STEVAL-ISV003V1, STMicroelectronics, Version 022334 Rev 2
- [17] M. Meinhardt, T. O'Donnell, H. Schneider, J. Flannery, C. O. Mathuna, P. Zacharias, and T. Krieger, "Miniaturised 'low profile' module integrated converter for photovoltaic applications with integrated magnetic components," in Proc. IEEE APEC'99, vol. 1, 1999, pp. 305–311.
- [18] 3kW grid-connected PV system, based on the STM32x, STEVAL-ISV002V1, STMicroelectronics, Version 16555 Rev 2
- [19] K. Corzine, Y. Familant, "A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 1, pp. 125-131, 2002
- [20] M.P. Kazmierkowski and Luigi Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, 1998