



(12)

CERERE DE BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: a 2014 00611

(22) Data de depozit: 11.08.2014

(41) Data publicării cererii:
27.02.2015 BOPI nr. 2/2015

(71) Solicitant:
• UNIVERSITATEA "TRANSILVANIA" DIN
BRAȘOV, BD.EROILOR NR.29, BRAȘOV,
BV, RO

(72) Inventatori:
• ȘERBAN IOAN, SAT CĂRPINIȘ NR.962A,
COMUNA TÂRLUNGENI, BV, RO

(54) CIRCUIT ȘI METODĂ DE DECUPLARE A PUTERII OSCILANTE PENTRU INVERTOARE MONOFAZATE

(57) Rezumat:

Invenția se referă la un circuit și la o metodă de decuplare a puterii oscilante pentru invertoare monofazate, în vederea atenuării componentei alternative a curentului de pe linia de curent continuu a inverterului. Circuitul conform invenției conține un inverter (1) în punte H, alimentat cu o tensiune (2) de curent continuu, puntea având patru tranzistoare comandate cu pulsuri modulate în lățime (PWM), punctele mediane ale celor două brațe ale punții inverterului sunt conectate la două bobine (3) de filtrare, iar la bornele de ieșire ale bobinelor sunt conectate două condensatoare (4) nepolarizate, de curent alternativ, destinate decuplării componentei oscilante a puterii, celelalte două terminale ale condensatoarelor fiind conectate împreună la una dintre bornele (5) de curent continuu ale inverterului. Metoda conform invenției constă într-o comandă a brațelor inverterului în scopul de a genera două tensiuni ce conțin armonici de ordin par, pentru transferul puterii oscilante către circuitul de decuplare, astfel linia de curent continuu a inverterului conține doar componenta medie a puterii, iar tensiunea și curentul la bornele (6) de ieșire nu vor fi afectate.

Revendicări: 3
Figuri: 4

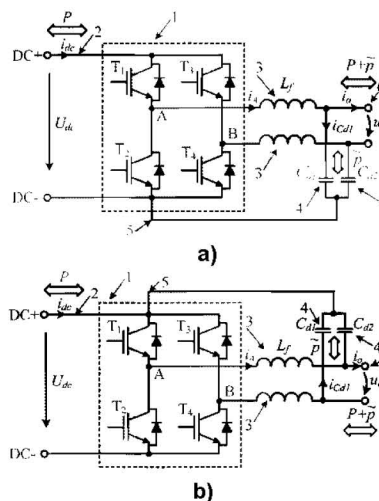
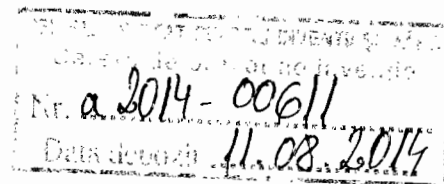


Fig. 1



Nr. 2 ut. B. P. I. : 148/06.08.14



36

CIRCUIT ȘI METODĂ DE DECOUPLARE A PUTERII OSCILANTE PENTRU INVERTOARE MONOFAZATE

Invenția se referă la un circuit și la o metodă de decuplare a puterii oscilante pentru invertoare monofazate, în vederea atenuării componentei alternative a curentului de la intrarea inverterului și reducerii capacității condensatorului necesar pe linia de curent continuu a inverterului. Invenția se încadrează în domeniul convertoarelor electronice de putere pentru conversia c.c.-c.a. și c.a.-c.c., precum și controlul asociat acestora (clasificare IPC: H02M).

Sunt cunoscute mai multe soluții pentru atenuarea componentei alternative a puterii de pe linia de curent continuu a invertoarelor monofazate. La ora actuală, soluția pasivă de filtrare, ce utilizează un condensator electrolitic de mare capacitate pe linia de c.c. a inverterului, predomină în toate aplicațiile datorită simplității acesteia. Cu toate acestea, se caută noi soluții care să elimine principalul dezavantaj al metodei pasive, și anume durata de viață redusă a condensatorului electrolitic ce afectează fiabilitatea întregului sistem după cum se descrie și în lucrarea S. Harb, R.S. Balog, “Reliability of Candidate Photovoltaic Module-Integrated-Inverter (PV-MII) Topologies-A Usage Model Approach”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.28, no.6, 2013, pp.3019-3027.

Metodele active de decuplare existente au la bază circuite suplimentare funcționând ca filtre active de putere care extrag componenta oscilatorie a puterii și o deviază către un element de stocare de scurtă durată ce poate fi un condensator de capacitate mică, sau o bobină. Condensatoarele cu film de polipropilenă de capacitate redusă sunt preferate datorită duratei de viață ridicate, astfel eliminându-se problema menționată anterior referitoare la condensatoarele electrolitice. Cu toate acestea, soluțiile active existente necesită componente suplimentare, ca: tranzistoare, diode, filtre. Așadar, complexitatea convertoarelor va crește, costul lor va fi mai mare iar randamentul global se va diminua. O analiză recentă a principalelor metode de decuplare existente, în principal cele destinate micro-invertoarelor pentru panouri fotovoltaice (PV), se prezintă în lucrarea H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z.J. Shen, “A Review of Power Decoupling Techniques for Micro-inverters with Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, 2013 pp. 2711 – 2726. Se constată că soluțiile analizate din literatura tehnică de specialitate necesită cel puțin un element semiconductor suplimentar și elemente pasive. În continuare, se vor discuta

invenții existente la nivel mondial, relevând principalele dezavantaje ale acestora față de invenția propusă.

O soluție generală de minimizare a componentei alternative a puterii în convertoare monofazate este prezentată în brevetul Philip T. Krein, Robert S. Balog, „METHODS FOR MINIMIZING DOUBLE-FREQUENCY RIPPLE POWER în SINGLE-PHASE POWER CONDITIONERS”, US 8325499 B2, 2012. Aceasta constă în adăugarea unui sistem de stocare a energiei și a unei interfețe de putere care să devieze componenta oscilatorie a puterii, ce se transferă de la o sursă la o sarcină, sau rețea monofazată, către unitatea de stocare a energiei (ex. condensator). În brevetul menționat, se propune o metodă de control, ce are la bază generarea unei tensiuni pe elementul de stocare defazată cu 45° față de tensiunea alternativă de ieșire. Metoda implică utilizarea unui convertor bidirecțional suplimentar pentru elementul de stocare, ceea ce reprezintă un dezavantaj al invenției respective.

În brevetul Shangzhi Pan, Sayed Ali Khajehoddin, Praveen K. Jain, Alireza Bakhshai, „POWER CONVERTER FOR A POWER GENERATOR”, US 2011/0261593 A1, se propune un convertor electronic de putere pentru interfațarea unor generatoare de mică putere (ex. PV, turbine eoliene) cu rețeaua monofazată. Convertorul conține două trepte de conversie a puterii, la intrare un etaj c.c.-c.c., respectiv un invertor la ieșire. Prin controlul celor două etaje se obține eliminarea componentei oscilante de la intrare, care va fi procesată pe linia de c.c. a invertorului unde se utilizează un condensator de capacitate redusă (cu două ordine de mărime mai scăzută decât în cazul metodei pasive de filtrare). Ca urmare, tensiunea de c.c. nu va rămâne constantă (sau cu riplu neglijabil) ca în cazul invertoarelor clasice, ci va conține o componentă alternativă ridicată. Pentru a elimina poluarea armonică a curentului injectat în rețea ca urmare a variației tensiunii de c.c., se aplică o corecție asupra tensiunii de referință aplicate generatorului PWM pentru comanda invertorului. Cu toate că invenția asigură decuplarea componentei alternative a puterii prin utilizarea unui condensator de capacitate redusă, principalul dezavantaj al acesteia constă în faptul ca poate fi aplicată numai prin adăugarea unui etaj de conversie c.c.-c.c. De asemenea, pentru aplicații care necesită transferul bidirecțional de putere între intrare și ieșire (ex. în cazul unui sistem de stocare a energiei), complexitatea convertorului c.c.-c.c. va crește considerabil.

O altă invenție, Dong Dong, Dushan Boroyevich, Ruxi Wang, Fred Wang, „TWO-STAGE SINGLE PHASE BI-DIRECTIONAL PWM POWER CONVERTER WITH DC LINK CAPACITOR REDUCTION”, US 2012/0257429 A1, poate asigura reducerea substanțială a condensatorului de filtrare de c.c., putând fi adaptată și pentru aplicații cu transfer bidirecțional a

puterii, și constă în adăugarea unui braț cu două tranzistoare serie cu rol de filtru activ pe linia de c.c. a inverterului. Se asigură astfel, devierea componentei oscilante a puterii către acest condensator. Se exemplifică o aplicație în care reducerea capacității condensatorului este de aproximativ 30 de ori față de filtrarea pasivă. Principalul dezavantaj al metodei îl constituie adăugarea a două tranzistoare și a unui inductor de filtrare pentru asigurarea funcției de decuplare, crescând complexitatea sistemului ce se va reflecta și într-un cost mai ridicat.

În brevetul Sayed Ali Khajehoddin, Praveen Jain, Alireza Bakhshai, „INVERTER FOR A DISTRIBUTED POWER GENERATOR”, US 8670249 B2, 2014, se propune un inverter de curent pentru conectarea panourilor PV la rețeaua monofazată, în care se utilizează un inductor de c.c. și un convertor c.c.-c.c. cu un tranzistor și o diodă care asigură, pe lângă adaptarea nivelului de tensiune de la intrare, și funcția de decuplare. În acest caz nu se folosesc condensatoare ci bobina din cadrul inverterului de curent este utilizată ca element de stocare pe termen scurt pentru filtrarea componentei oscilante a puterii. Bobina va fi parcursă de curentul continuu de sarcină la care se adaugă o componentă alternativă ridicată, ceea ce poate conduce la saturația circuitului magnetic. Pe lângă acest aspect, decuplarea necesită suplimentar un tranzistor și o diodă, ceea ce reprezintă principalele dezavantaje ale invenției menționate.

Scopul invenției este de dezvoltare a unui circuit și a unei metode de decuplare a componentei oscilante a puterii pentru invertoare monofazate în punte H, fără a utiliza elemente semiconductoare suplimentare.

Problema tehnică pe care o rezolvă invenția constă în asigurarea decuplării componentei oscilante a puterii în cazul invertoarelor monofazate doar prin controlul inverterului și utilizarea unor condensatoare nepolarizate cu film de polipropilenă, conectate pe fiecare braț al punții invertoare între punctul median și una din bornele liniei de c.c.. Ca urmare, se asigură funcția de decuplare în condiții similare față de soluțiile prezentate anterior, dar fără utilizarea de elemente semiconductoare suplimentare, ceea ce reprezintă principalul **avantaj al invenției** propuse. **Un alt avantaj al invenției** constă în faptul că poate fi utilizată în diferite aplicații ce necesită un inverter monofazat, ce poate funcționa unidirecțional (ex. interfațarea surselor de energie regenerabilă la rețea, sau alimentarea unei sarcini monofazate), sau bidirecțional (ex. sisteme de stocare a energiei). Datorită numărului mic de componente necesare, complexitatea sistemului este redusă, ceea ce reprezintă **un alt avantaj al invenției**.

Se dă în continuare **un exemplu de realizare a invenției** în legătură și cu figurile 1...4, care prezintă:

- Fig. 1: Schema inverterului monofazat cu circuit de decuplare, cu punctul comun al condensatoarelor de decuplare conectat în două variante: a) la borna negativă DC-; b) la borna pozitivă DC+;
- Fig. 2: Principalele forme de undă caracteristice inverterului monofazat cu metoda de decuplare inventată;
- Fig. 3: Schema bloc generală a circuitului de control a inverterului monofazat cu metoda și circuitul de decuplare inventate;
- Fig. 4: Rezultate experimentale: a) i_{dc} cu și fără decuplare; b) u_{dc} cu și fără decuplare; c) analiza armonică a curentului i_{dc} cu și fără decuplare; d) tensiunea (u_{cdl}) și curentul (i_{cdl}) unui condensator de decuplare; e) tensiunea (u_o) și curentul (i_o) pe sarcină, curentul prin primul braț al inverterului (i_A).

Fig. 1 prezintă schema inverterului monofazat cu un circuit de decuplare a componentei alternative a puterii. Sistemul este alcătuit dintr-un inverter de tensiune 1 în punte H cu patru tranzistoare T_1 - T_4 , care este alimentat printr-o linie de curent continuu 2 cu tensiunea U_{dc} . Tranzistoarele T_1 - T_4 sunt comandate cu pulsuri modulate în lățime (PWM). Punctele mediane A și B ale celor două brațe ale punții inverterului sunt conectate la două bobine de filtrare 3, fiecare având inductanța L_f . La bornele de ieșire ale bobinelor sunt cuplate două condensatoare nepolarizate 4 de c.a. de capacitate egală C_d , celelalte două terminale ale condensatoarelor fiind conectate împreună la una din bornele de c.c. ale inverterului 5, DC+ (Fig. 1a) sau DC- (Fig. 1b). În funcție de aplicația în care se utilizează, ieșirea inverterului 6 în c.a. (cu tensiunea u_o) poate fi conectată la o rețea monofazăată, generator monofazat, sau la o sarcină locală. Conform acestei figuri, se indică faptul că prin circuitul și metoda de control aferentă se asigură transferul componentei oscilante a puterii ($\tilde{p}$) către cele două condensatoare de decuplare, astfel că linia de c.c. a inverterului va fi parcursă doar de componenta medie a puterii (P). În același timp soluția inventată nu va influența în mod negativ funcția primară a inverterului, astfel încât mărimile de ieșire u_o și i_o nu vor fi afectate.

Principiul metodei de control a inverterului cu circuitul de decuplare constă în modificarea tensiunilor de comandă ale celor două brațe ale punții H, astfel încât componenta alternativă a puterii vehiculate la ieșire să fie transferată condensatoarelor 4. Considerând cazul funcționării cu sarcină liniară la bornele inverterului, puterea instantanee $p(t)$ de ieșire poate fi exprimată astfel:

$$p(t) = \underbrace{S \cos \varphi}_P - \underbrace{S \cos(2\omega t - \varphi)}_{\tilde{p}} \quad (1)$$

în care: P – reprezintă componenta medie a puterii; $\tilde{p}$ - componenta oscilatorie, sau de c.a., cu frecvența egală cu dublul frecvenței de ieșire;

Prin metoda inventată, se impune ca cele două condensatoare ale circuitului de decuplare să preia toată componenta alternativă $\tilde{p} = p_{cd1} + p_{cd2}$, adică:

$$\tilde{p} = C_d u_{cd1} \frac{du_{cd1}}{dt} + C_d u_{cd2} \frac{du_{cd2}}{dt} \quad (2)$$

În același timp, se impune ca tensiunea de ieșire (u_o) să nu fie afectată de circuitul de decuplare, adică:

$$u_o = u_{cd1} - u_{cd2} = \sqrt{2} U_o \sin(\omega t) \quad (3)$$

Rezolvând sistemul de ecuații dat de (2) și (3), rezultă expresia matematică a tensiunilor la bornele celor două condensatoare, conform metodei inventate:

$$u_{cd1,2}(t) = \pm \frac{\sqrt{2} U_o}{2} \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2S}{\omega C_d} \sin(2\omega t - \varphi) - 2U_o^2 \sin^2(\omega t) + 4U_{c0}^2 + \frac{2S}{\omega C_d} \sin(\varphi)} \quad (4)$$

în care: U_o – valoarea efectivă a tensiunii de ieșire; S – puterea aparentă de ieșire; ω – pulsația tensiunii de ieșire; φ – defazajul dintre tensiunea și curentul de ieșire; C_d – capacitatea unui condensator de decuplare; U_{c0} – o tensiune inițială pe condensatoare, ce se determină numeric.

Pentru generalizare, relația de mai sus poate fi scrisă în unități raportate (u.r.) astfel:

$$u'_{cd1,2}(t) = \pm \frac{\sqrt{2}}{2} \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2S'}{C'_d} \sin(2\omega t - \varphi) - 2 \sin^2(\omega t) + 4U_{c0}'^2 + \frac{2S'}{C'_d} \sin(\varphi)} \quad (5)$$

în care s-au luat ca mărimi de bază: $U_b = U_o$, $S_b = S_n$, $C_b = \frac{S_n}{\omega_n V_b^2}$, cu S_n – puterea aparentă nominală, iar ω_n - pulsația nominală.

Plecând de la ecuația (5), Fig. 2 prezintă principalele forme de undă caracteristice inverterului cu metoda de decuplare inventată. Tensiunile de pe cele două condensatoare de decuplare, împreună cu tensiunea de ieșire sunt prezentate în Fig. 2a, iar curenții principali din circuit sunt reprezentați în Fig. 2b. De remarcat faptul că pe linia de c.c. curentul i_{dc} conține doar componenta medie (I_{dc}). Ca urmare a metodei de control inventate, tensiunile de pe cele două condensatoare din circuitul de decuplare vor conține armonici superioare de ordin par, principala fiind cea de ordinul 2, însă nefiind afectată tensiunea de ieșire. De asemenea, curenții prin condensatoare și prin brațele inverterului vor conține armonici superioare, așa cum se arată în

Fig. 2c. În Fig. 2d s-au reprezentat pe o perioadă a tensiunii alternative valorile instantanee ale principalelor puteri din circuit. Se observa ca $\tilde{p} = p_{Cd1} + p_{Cd2}$, astfel încât $p_{dc} = P$. Așadar, funcția de decuplare este îndeplinită, după cum este revendicată, fără utilizarea unor elemente semiconductoare suplimentare.

Fig. 3 prezintă schema bloc generală a sistemului de control pentru inverterul monofazat cu circuit de decuplare, conform metodei inventate. Aceasta include un subsistem 7 cu regulatoare pentru tensiunea de ieșire (u_o) și curentul de ieșire (i_o) care furnizează tensiunea de referință a inverterului u_{cAB} . Implementarea acestor regulatoare se poate face în mai multe moduri în funcție de aplicația în care este utilizat inverterul, dar metoda de decuplare poate fi adăugată indiferent de soluția adoptată. În vederea obținerii decuplării conform metodei inventate, s-a adăugat regulatorul 8, care amplifică componentele armonice pare (2 și 4 în principal) ale curentului i_{dc} în vederea anulării curentului pulsatoriu, furnizând la ieșire tensiunea de compensare u_{comp} . De subliniat faptul că adăugarea regulatorului 8 asigură funcția de decuplare conform metodei inventate. Semnalul u_{cAB} , înmulțit cu 1/2 prin blocul de amplificare 9, este adunat prin intermediul unui sumator 10 cu semnalul u_{comp} , rezultând tensiunea de comandă u_A , care împărțită prin intermediul unui bloc de divizare 11 la tensiunea de pe linia de c.c. U_{dc} furnizează factorul de umplere D_A pentru primul braț al inverterului. Similar, tensiunea u_{cAB} , înmulțită cu 1/2 prin blocul de amplificare 9, este scăzută din tensiunea u_{comp} prin sumatorul 12 și rezultă tensiunea de comandă u_B , care împărțită prin intermediul unui bloc de divizare 13 la tensiunea de pe linia de c.c. U_{dc} furnizează factorul de umplere D_B pentru cel de-al doilea braț al inverterului. În continuare, factorii de umplere rezultați D_A și D_B sunt transmiși unui generator de pulsuri PWM 14, care furnizează 4 pulsuri de comandă pentru tranzistoarele T_1 - T_4 din cadrul punții inverterului.

Fig. 4 prezintă rezultate experimentale relevante pentru a demonstra funcționalitatea inverterului monofazat cu circuitul de decuplare și a metodei inventate. S-a utilizat un stand de laborator cu un inverter monofazat ce alimentează o sarcină liniară de 1kW la o tensiune de 230V și frecvența de 50Hz. Tensiunea de alimentare de c.c. este de 450V, iar frecvența de comutație PWM este de 10kHz. Condensatoarele de decuplare au capacitatea $C_d = 60\mu F$ fiecare. Evidențierea reducerii componentei alternative a curentului i_{dc} s-a realizat prin compararea rezultatelor obținute cu circuitul și metoda de decuplare inventate, față de cazul clasic al unui inverter în punte H fără decuplare. Astfel, Fig. 4a și Fig. 4b ilustrează curentul i_{dc} și tensiunea v_{dc} în cele două cazuri. Se observă o micșorare semnificativă a componentei oscilante. De asemenea, analiza armonică a curentului i_{dc} , din Fig. 4c arată o atenuare substanțială a componentei alternative principale de 100Hz. Fig. 4d și Fig. 4e prezintă tensiunile pe un condensator de

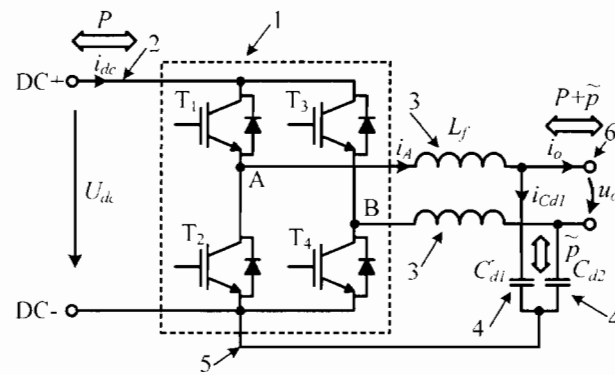
decuplare și pe sarcină, respectiv curenții prin condensator, filtru și sarcină. Forma de unda a tensiunii pe un condensator de decuplare se observă că este similară celei din Fig. 2a, iar curentul prin același condensator conține, pe lângă componentele armonice de frecvență joasă, un riplu produs de comutația tranzistoarelor. De remarcat faptul că tensiunea de ieșire (v_o) nu suferă distorsiuni armonice vizibile, factorul de distorsiune total al tensiunii fiind de aproximativ 2%, așadar alimentarea sarcinii nu este afectată de circuitul și metoda de decuplare inventate.

REVENDICĂRI

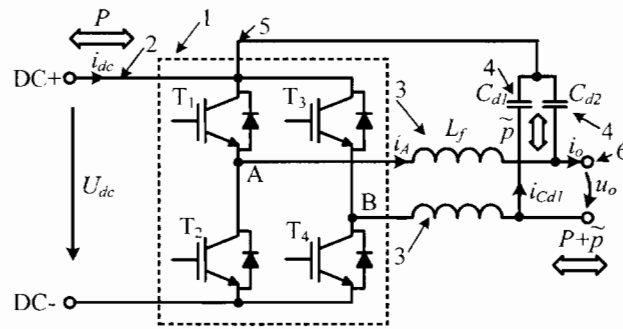
1. Circuit de decuplare a puterii oscilante pentru invertoare monofazate, **caracterizat prin aceea că** inverterul în punte H (1) este alimentat printr-o linie de curent continuu (2) cu tensiunea U_{dc} , cele patru tranzistoare ale punții fiind comandate cu pulsuri modulate în lățime (PWM), punctele mediane ale celor două brațe ale punții inverterului sunt conectate la două bobine de filtrare (3), iar la bornele de ieșire ale bobinelor sunt conectate două condensatoare nepolarizate (4) de c.a. destinate decuplării componentei oscilante ($\tilde{p}$) a puterii instantanee de ieșire (p), celelalte două terminale ale condensatoarelor fiind conectate împreună la una din bornele de c.c. (5) ale inverterului, iar în funcție de aplicație ieșirea în c.a. (6) a inverterului poate fi conectată la o rețea de tensiune monofazată, la un generator, sau la o sarcină.

2. Metodă de decuplare a puterii oscilante pentru invertoare monofazate, **caracterizată prin aceea că** cele două brațe ale inverterului cu circuitul de decuplare conform revendicării 1 sunt comandate să genereze două tensiuni pe condensatoarele de decuplare (4), conform ecuației 4, fiecare tensiune fiind compusă din jumătate din componenta fundamentală de la ieșirea inverterului, în antifază pentru cele două brațe, la care se adăuga o componentă de compensare, conținând armonici de tensiune de ordin par, care asigură transferul puterii oscilante ($\tilde{p}$) către condensatoarele de decuplare, astfel încât pe linia de c.c. a inverterului se va regăsi doar componenta medie (P) a puterii, iar tensiunea (u_o) și curentul (i_o) la bornele de ieșire (6) nu vor fi afectate.

3. Metoda de decuplare a puterii oscilante pentru invertoare monofazate, **conform revendicării 2, caracterizată prin aceea că** sistemul de control al inverterului include într-un bloc (7) reglatoare pentru tensiunea de ieșire (u_o) și curentul de ieșire (i_o), care furnizează tensiunea de referință a inverterului u_{cAB} , iar în vederea obținerii decuplării conform revendicării 2 s-a adăugat regulatorul (8) pentru componenta alternativă a curentului i_{dc} , care amplifică doar componentele armonice pare (doi și patru în principal) ale curentului i_{dc} în vederea anulării curentului pulsatoriu i_{dc} , furnizând la ieșire o tensiune de compensare u_{comp} , iar semnalul u_{cAB} înmulțit cu 1/2 prin blocul de amplificare (9) este adunat prin intermediul unui sumator (10) cu semnalul u_{comp} , rezultând tensiunea de comanda u_A , care împărțită prin intermediul unui bloc de divizare (11) la tensiunea de pe linia de c.c. U_{dc} furnizează factorul de umplere D_A pentru primul braț al inverterului; similar tensiunea u_{cAB} înmulțită cu 1/2 prin blocul de amplificare (9) este scăzută din tensiunea u_{comp} prin sumatorul (12) și rezultă tensiunea de comandă u_B , care împărțită prin intermediul unui bloc de divizare (13) la tensiunea de pe linia de c.c. U_{dc} furnizează factorul de umplere D_B pentru cel de-al doilea braț al inverterului, iar în continuare, factorii de umplere rezultați D_A și D_B sunt transmiși unui generator PWM (14), care furnizează impulsuri de comandă pentru tranzistoarele din cadrul punții inverterului.

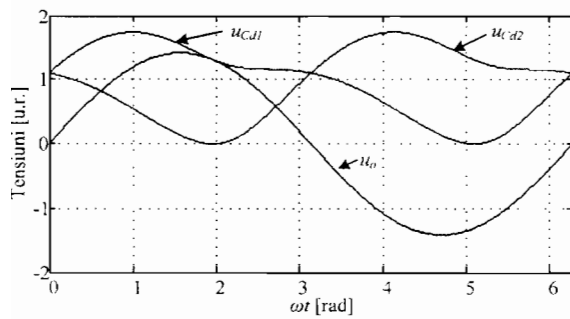


a)

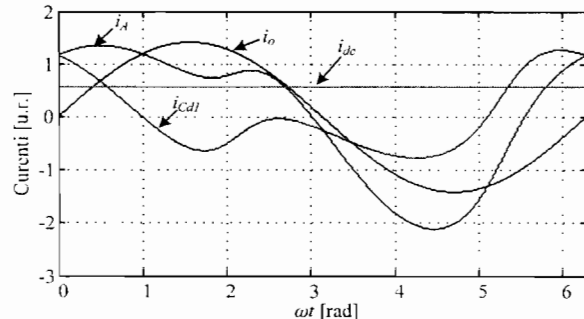


b)

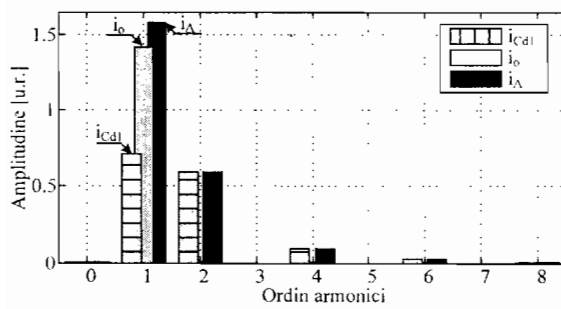
Fig. 1.



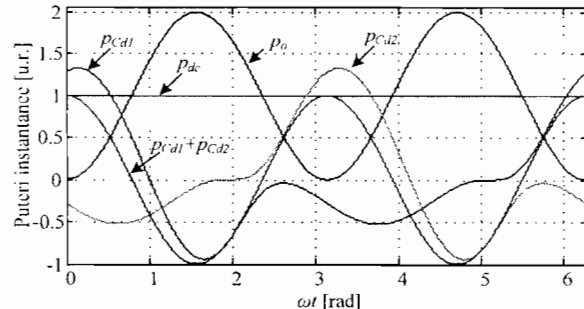
a)



b)



c)



d)

Fig. 2.

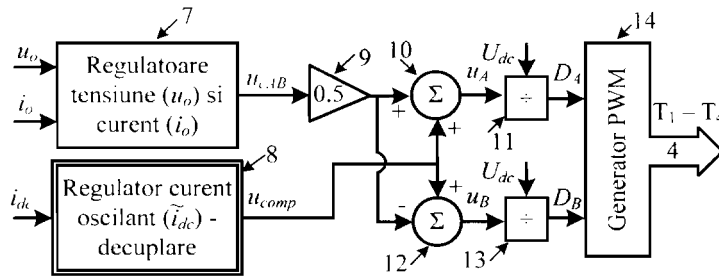


Fig. 3.

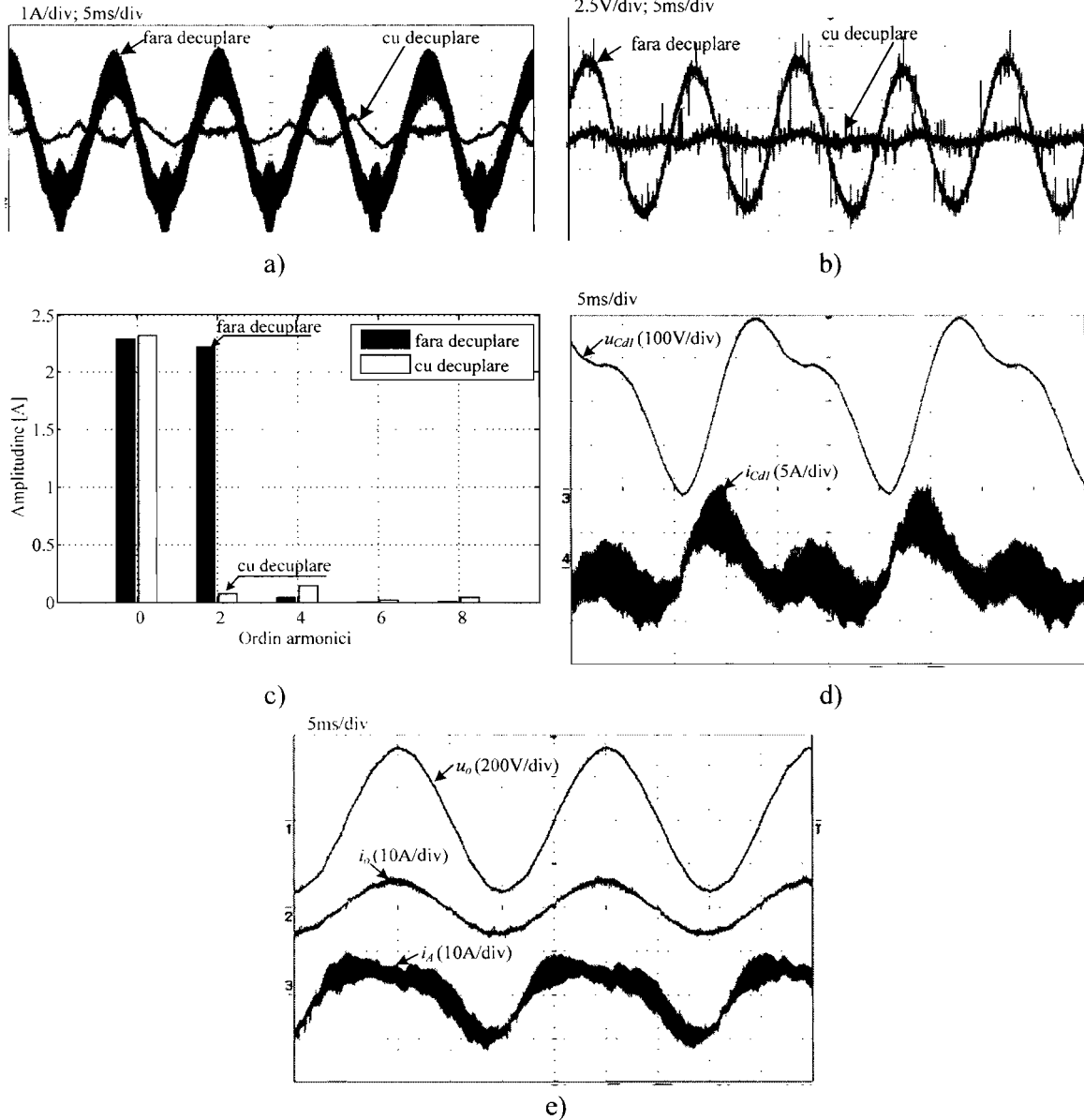


Fig. 4.