

(19) OFICIUL DE STAT
PENTRU INVENȚII ȘI MĂRCI
București

ROMÂNIA



(11) **RO 130090 B1**

(51) **Int.Cl.**
H02M 1/12 (2006.01);
H02M 7/44 (2006.01)

(12)

BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: **a 2014 00611**

(22) Data de depozit: **11/08/2014**

(45) Data publicării mențiunii acordării brevetului: **30/12/2020** BOPI nr. **12/2020**

(41) Data publicării cererii:
27/02/2015 BOPI nr. **2/2015**

(73) Titular:
• **UNIVERSITATEA "TRANSILVANIA" DIN
BRAȘOV, BD. EROILOR NR.29, BRAȘOV,
BV, RO**

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

(56) Documente din stadiul tehnicii:
**CN203014663U; US8773873B2;
US8325499B2**

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

Examinator: ing. ANCA POPESCU



Orice persoană are dreptul să formuleze în scris și motivat, la OSIM, o cerere de revocare a brevetului de invenție, în termen de 6 luni de la publicarea mențiunii hotărârii de acordare a acesteia

RO 130090 B1

RO 130090 B1

1 Invenția se referă la o metodă de decuplare a puterii oscilante pentru invertoare mono-
fazate, în vederea atenuării componentei alternative a curentului de la intrarea inverterului și
3 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
5 c.a.-c.c., precum și controlul asociat acestora.

7 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,
9 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
11 condensatorului electrolitic ce afectează fiabilitatea întregului sistem după cum se descrie și în
lucrarea "Reliability of Candidate Photovoltaic Module-Integrated-Inverter (PV-MII) Topologies-A
13 Usage Model Approach", S. Harb, R. S. Balog, IEEE Transactions on Power Electronics,
vol. 28, no.6, 2013, pp.3019-3027.

15 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
17 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
19 de viață ridicate, astfel eliminându-se problema menționată anterior referitoare la condensa-
toarele electrolitice. Cu toate acestea, soluțiile active existente necesită componente supli-
21 mentare, 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
23 metode de decuplare existente, în principal cele destinate micro-invertoarelor pentru panouri
fotovoltaiice (PV), se prezintă în lucrarea "A Review of Power Decoupling Techniques for
25 Micro-inverters with Three Different Decoupling Capacitor Locations în PV systems", H. Hu,
S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28,
27 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
29 continuare, se vor discuta invenții existente la nivel mondial, relevând principalele dezavantaje
ale acestora față de invenția propusă.

31 O soluție generală de minimizare a componentei alternative a puterii în convertoare
monofazate este prezentată în brevetul **US 8325499 B2**, "Methods for minimizing double-
33 frequency ripple power in single-phase power conditioners", Philip T. Krein, Robert S. Balog,
2012. Aceasta constă în adăugarea unui sistem de stocare a energiei și a unei interfețe de
35 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
37 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
39 utilizarea unui convertor bidirecțional suplimentar pentru elementul de stocare, ceea ce
reprezintă un dezavantaj al invenției respective.

41 În brevetul **US 2011261593A1** "Power converter for a power generator", Shangzhi Pan,
Sayed Ali Khajehodoin, Praveen K. Jain, Alireza Bakhshai, 2011, se propune un convertor
43 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
45 intrare un etaj c.c.-c.c., respectiv un inverter 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 inverterului
47 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 că 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, **US 2012257429A1**, "Two-stage single phase bi-directional PWM power converter with DC link capacitor reduction", Dong Dong, Dushan Boroyevich, Ruxi Wang, Fred Wang, 2012, poate asigura reducerea substanțială a condensatorului de filtrare de c.c., putând fi adaptată și pentru aplicații cu transfer bidirecțional al puterii, și constă în adăugarea unui braț cu două tranzistoare serie cu rol de filtru activ pe linia de c.c. a invertorului. 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 **US 8670249 B2**, "Inverter for a distributed power generator", Sayed Ali Khajehoddin, Praveen Jain, Alireza Bakhshai, 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 invertorului 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.

Invenția urmărește dezvoltarea 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.

Acestă problemă tehnică se rezolvă doar prin controlul invertorului și prin 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..

Metoda de decuplare a puterii oscilante pentru invertoare monofazate, care asigură decuplarea componentei oscilante a puterii instantanee se aplică unui circuit alcătuit dintr-un inverter în punte H, comandat cu pulsuri modulate în lățime (PWM), ce este alimentat printr-o linie de curent continuu, punctele mediane ale celor două brațe ale punții invertorului fiind conectate la două bobine de filtrare, iar la bornele de ieșire ale bobinelor fiind conectate două condensatoare nepolarizate de c.a. destinate decuplării componentei oscilante a puterii instantanee de ieșire, celelalte două terminale ale condensatoarelor fiind conectate împreună la una din bornele de c.c., DC+ sau DC- ale invertorului, iar ieșirea diferențială a invertorului poate alimenta o sarcină, iar metoda constă în:

- generarea a două tensiuni u_{AB} și u_{comp} de către o structură de reglare formată din două subsisteme principale, un subsistem care furnizează valoarea de referință a tensiunii diferențiale de ieșire u_{AB} și alt subsistem care furnizează o tensiune de compensare u_{comp} calculată în funcție

RO 130090 B1

1 de puterea aparentă S a sarcinii de la ieșirea inverterului, pulsația tensiunii de ieșire ω , unghiul
de defazaj φ dintre tensiunea și curentul de sarcină și capacitatea condensatoarelor de
3 decuplare C_d ,

- înmulțirea semnalului u_{AB} cu un factor $1/2$ într-un bloc de amplificare, semnalul rezultat
5 se adună prin intermediul unui sumator cu semnalul u_{comp} , rezultând o tensiune de comandă u_A ,
care împărțită prin intermediul unui bloc de divizare la tensiunea de pe linia de c.c. U_{DC} ,
7 furnizează un semnal cu factorul de umplere D_A pentru primul braț al inverterului,

- scăderea semnalului u_{AB} înmulțit cu un factor $1/2$ în blocul de amplificare, din tensiunea
9 u_{comp} în sumator, rezultând o tensiune de comandă u_B , care împărțită prin intermediul unui bloc
de divizare la tensiunea de pe linia de c.c. U_{DC} , furnizează un semnal cu factorul de umplere D_B
11 pentru cel de-al doilea braț al inverterului,

- comanda cu cele două semnale D_A și D_B a tranzistoarelor T_1 - T_4 din cadrul punții H a
13 inverterului prin intermediul unui generator de pulsuri PWM, asigurându-se, astfel decuplarea
componentei oscilatorii a puterii instantanee a inverterului.

15 Principalul avantaj al invenției propuse este acela că se asigură funcția de decuplare în
condiții similare față de soluțiile prezentate anterior, dar fără utilizarea de elemente semi-
17 conductoare suplimentare.

Un alt avantaj al invenției constă în faptul că poate fi utilizată în diferite aplicații ce
19 necesită un inverter monofazat, ce poate funcționa unidirecțional (ex. interfațarea surselor de
energie regenerabilă la rețea, sau alimentarea unei sarcini monofazate), sau bidirecțional (ex.
21 sisteme de stocare a energiei). Datorită numărului mic de componente necesare, complexitatea
sistemului prin metoda aplicată este redusă, ceea ce reprezintă un alt avantaj al invenției.

23 Se dă în continuare un exemplu de realizare a invenției în legătură și cu figurile 1 ...3,
care prezintă:

25 - fig. 1, schema inverterului monofazat cu metoda de decuplare propusă;

27 - fig. 2, principalele forme de undă caracteristice inverterului monofazat cu metoda de
decuplare conform invenției;

- fig. 3, rezultate experimentale:

29 a) i_{dc} cu și fără decuplare;

b) U_{dc} cu și fără decuplare;

31 c) analiza armonică a curentului i_{dc} cu și fără decuplare;

d) tensiunea (u_{Cd1}) și curentul (i_{Cd1}) unui condensator de decuplare;

33 e) tensiunea (u_o) și curentul (i_o) pe sarcină, curentul prin primul braț al
inverterului (i_A).

35 Fig. 1 prezintă schema inverterului monofazat cu un circuit de decuplare a componentei
alternative a puterii și structura de control care asigură funcția de decuplare propusă. Sistemul
37 este alcătuit dintr-un inverter de tensiune **1** în punte H cu patru tranzistoare T1-T4, care este
alimentat printr-o linie **2** de curent continuu cu tensiunea U_{dc} . Tranzistoarele T1-T4 sunt
39 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 .
41 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
43 una din bornele de c.c. ale inverterului **5**, DC+ sau DC-. În funcție de aplicația în care se utili-
zează, ieșirea inverterului **6** în c.a. (cu tensiunea u_o) poate fi conectată la o rețea monofazată,
45 generator monofazat, sau la o sarcină locală. Conform acestei figuri, se indică faptul că prin
metoda de control aferentă se asigură transferul componentei oscilante a puterii (\tilde{P}) către cele
47 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
49 funcția primară a inverterului, astfel încât mărimile de ieșire u_o și i_o nu vor fi afectate.

RO 130090 B1

Principiul metodei de control a invertorului 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 invertorului, 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 frecvență egală cu dublul frecvenței de ieșire;

Conform metodei se impune ca cele două condensatoare cu valori egale, 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:

$$u_o = u_{Cd1} - u_{Cd2} = \sqrt{2} U_0 \sin(\omega t) \quad (3)$$

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

$$u_{Cd1,2}(t) = \pm \frac{u_o}{2} + \frac{1}{2} \underbrace{\sqrt{\frac{2S}{\omega C_d} \sin(2\omega t - \varphi) - 2U_o^2 \sin^2(\omega t) + 4U_{c0}^2 + \frac{2S}{\omega C_d} \sin(\varphi)}}_{u_{comp}} \quad (4)$$

în care: $S=U_o I_o$ - puterea aparentă de ieșire; U_o, I_o - valoarea efectivă a tensiunii, respectiv curentului 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, conform relației (6) exprimată în unități raportate.

În ecuația (4) se evidențiază următoarele componente de tensiune pe cele două condensatoare:

- o componentă diferențială $\pm u_o/2$, care se regăsește la ieșirea filtrului și formează tensiunea de sarcină u_o ;

- o componență de compensare u_{comp} generată cu scopul de a realiza funcția de decuplare propusă și care are un caracter de mod comun (se anulează pe terminalele de ieșire).

Pentru generalizare, relația (4) poate fi scrisă în unități raportate (u.r.) astfel:

$$u'_{Cd1,2}(t) = \pm \frac{u'_o}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2S'}{C'_d} \sin(2\omega t - \varphi) - 2 \sin^2(\omega t) + 4U_{c0}'^2 + \frac{2S'}{C'_d} \sin(\varphi)} \quad (5)$$

RO 130090 B1

1 în care pentru mărimile raportate (notate cu indicele ') s-au luat ca mărimi de bază:
3 $U_b = U_o \cdot S_b = S_n \cdot C_b = \frac{S_n}{\omega_n V_b^2}$, cu S_n - puterea aparentă nominală, iar ω_n - pulsația
nominală.

5 Tensiunea U'_{c0} se poate determina numeric utilizând următoarea relație:

$$7 \quad U'_{c0} = \sqrt{\max_{0 \leq \omega t \leq 2\pi} \left\{ \sin^2(\omega t) - \frac{S'}{2C'_d} [\sin(2\omega t - \varphi) + \sin(\varphi)] \right\}} \quad (6)$$

9 De menționat că, în cadrul acestei analize, căderea de tensiune pe filtrul L_f de la ieșirea
11 inverterului este neglijată la frecvențe mult mai mici decât frecvența de comutație PWM, astfel
că tensiunea de pe cele două condensatoare de decuplare este considerată aproximativ egală
13 cu tensiunea de pe cele două brațe ale inverterului ($u_{Cd1,2} \cong u_{AB}$). Conform aceluiași
raționament, următoarea aproximație este de asemenea valabilă: $u_o \cong u_{AB}$.

15 Plecând de la ecuația (5), fig. 2 prezintă principalele forme de undă caracteristice inver-
torului cu metoda de decuplare conform invenției. Tensiunile de pe cele două condensatoare
17 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
19 doar componenta medie (I_{dc}). Ca urmare a metodei de control conform invenției, tensiunile de
pe cele două condensatoare din circuitul de decuplare vor conține armonici de ordin par, princi-
21 pala 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
23 fig. 2c. În fig. 2d s-au reprezentat pe o perioadă a tensiunii alternative valorile instantanee ale
principalelor puteri din circuit. Se observă că $\tilde{P} = P_{Cd1} + P_{Cd2}$ astfel încât $P_{dc} = P$.
25 Așadar, funcția de decuplare este îndeplinită, după cum este revendicată, fără utilizarea unor
elemente semiconductoare suplimentare.

27 Metoda constă, așa cum se prezintă și în schema bloc din fig. 1, dintr-o structură de
reglare formată din două subsisteme, un subsistem **7** care furnizează valoarea de referință a
29 tensiunii diferențiale de ieșire (u_{AB}), și alt subsistem **8** care generează componenta de
compensare u_{comp} necesară funcției de decuplare. Generarea celor două tensiuni se poate
31 face fie prin calcul direct conform relațiilor (4) sau (5), fie prin utilizarea unor regulatoare auto-
mate. Semnalul u_{AB} înmulțit cu 1/2 prin blocul de amplificare **9**, este adunat prin intermediul
33 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
35 umplere D_A pentru primul braț al inverterului. Similiar, tensiunea u_{AB} , înmulțită cu 1/2 prin
blocul de amplificare **9**, este scăzută din tensiunea u_{comp} prin sumatorul **12** și rezultă tensiunea
37 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.
39 În continuare, factorii de umplere rezultați D_A și D_B sunt transmiși unui generator **14** de pulsuri
PWM, care furnizează 4 pulsuri de comandă pentru tranzistoarele $T_1 - T_4$ din cadrul punții
41 inverterului.

Fig. 3 prezintă rezultate experimentale relevante pentru a demonstra funcționalitatea
43 inverterului monofazat cu circuitul de decuplare și a metodei inventate.

RO 130090 B1

S-a utilizat un stand de laborator cu un invertor 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. 1
3

Condensatoarele de decuplare au capacitatea $C_d = 60\mu\text{F}$ fiecare. Evidențierea reducerii componentei alternative a curentului i_{dc} s-a realizat prin compararea rezultatelor obținute cu metoda de decuplare inventată, față de cazul clasic al unui invertor în punte H fără decuplare. Astfel, fig. 3a și fig. 3b ilustrează curentul i_{dc} și tensiunea u_{dc} în cele două cazuri. Se observă o micșorare semnificativă a componentei oscilante. De asemenea, analiza armonică a curentului i_{dc} , din fig. 3c arată o atenuare substanțială a componentei alternative principale de 100Hz. Fig. 3d și fig. 3e prezintă tensiunile pe un condensator de decuplare și pe sarcină, respectiv curenții prin condensator, filtru și sarcină. Forma de undă 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 u_o nu suferă distorsiuni armonice vizibile, factorul de distorsiune total al tensiunii fiind de aproximativ 2%, așadar alimentarea sarcinii nu este afectată de circuitu I și metoda de decuplare. 5
7
9
11
13
15

17

RO 130090 B1

Revendicare

1
3 1. Metodă de decuplare a puterii oscilante pentru invertoare monofazate, care asigură
4 decuplarea componentei oscilatorii a puterii instantanee a unui inverter (1) în punte H,
5 comandat cu pulsuri modulate în lăţime (PWM), ce este alimentat printr-o linie (2) de curent
6 continuu, punctele mediane ale celor două braţe ale punţii inverterului fiind conectate la două
7 bobine (3) de filtrare, iar la bornele de ieşire ale bobinelor fiind conectate două condensatoare
8 (4) nepolarizate de c.a. destinate decuplării componentei oscilante a puterii instantanee de
9 ieşire, celelalte două terminale ale condensatoarelor fiind conectate împreună la una din bornele
10 (5) de c.c., DC+ sau DC- ale inverterului, iar ieşirea (6) diferenţială a inverterului putând
11 alimenta o sarcină, şi este **caracterizată prin aceea că**, constă în următoarele etape:

12 - se generează două tensiuni u_{AB} şi u_{comp} de către o structură de reglare formată din
13 două subsisteme principale, un subsistem (7) care furnizează valoarea de referinţă a tensiunii
14 diferenţiale de ieşire u_{AB} şi alt subsistem (8) care furnizează o tensiune de compensare u_{comp}
15 calculată în funcţie de puterea aparentă S a sarcinii de la ieşirea inverterului, pulsaţia tensiunii
16 de ieşire ω , unghiul de defazaj ϕ dintre tensiunea şi curentul de sarcină şi capacitatea
17 condensatoarelor de decuplare C_d ,

18 - se înmulţeşte semnalul u_{AB} cu un factor 1/2 într-un bloc de amplificare (9), semnalul
19 rezultat se adună prin intermediul unui sumator (10) cu semnalul u_{comp} , rezultând o tensiune
20 de comandă u_A , care împărţită prin intermediul unui bloc de divizare (11) la tensiunea de pe
21 linia de c.c. U_{dc} , furnizează un semnal cu factorul de umplere D_A pentru primul braţ al
inverterului,

22 - se scade semnalul u_{AB} înmulţit cu un factor 1/2 în blocul de amplificare (9), din
23 tensiunea u_{comp} într-un sumator (12), rezultând o tensiune de comandă u_B , care împărţită
24 prin intermediul unui bloc de divizare (13) la tensiunea de pe linia de c.c. U_{dc} , furnizează un
25 semnal cu factorul de umplere D_B pentru cel de-al doilea braţ al inverterului,

26 - se comandă cu cele două semnale D_A şi D_B tranzistoarele T_1 - T_4 din cadrul punţii H a
27 inverterului (1) prin intermediul unui generator (14) de pulsuri PWM, asigurându-se astfel
28 decuplarea componentei oscilatorii a puterii instantanee a inverterului (1).
29

(51) Int.Cl.

H02M 1/12 (2006.01),

H02M 7/44 (2006.01)

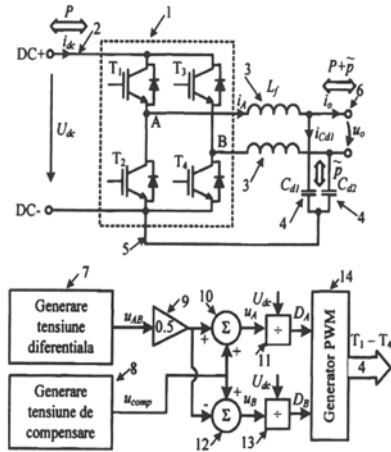


Fig. 1

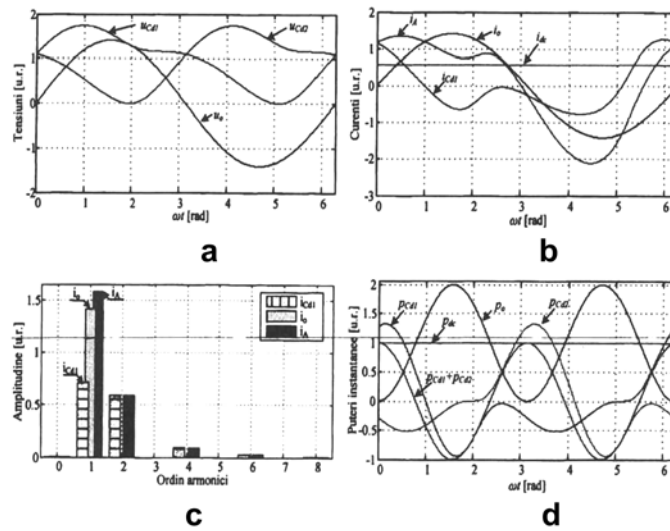


Fig. 2

(51) Int.Cl.

H02M 1/12 (2006.01),

H02M 7/44 (2006.01)

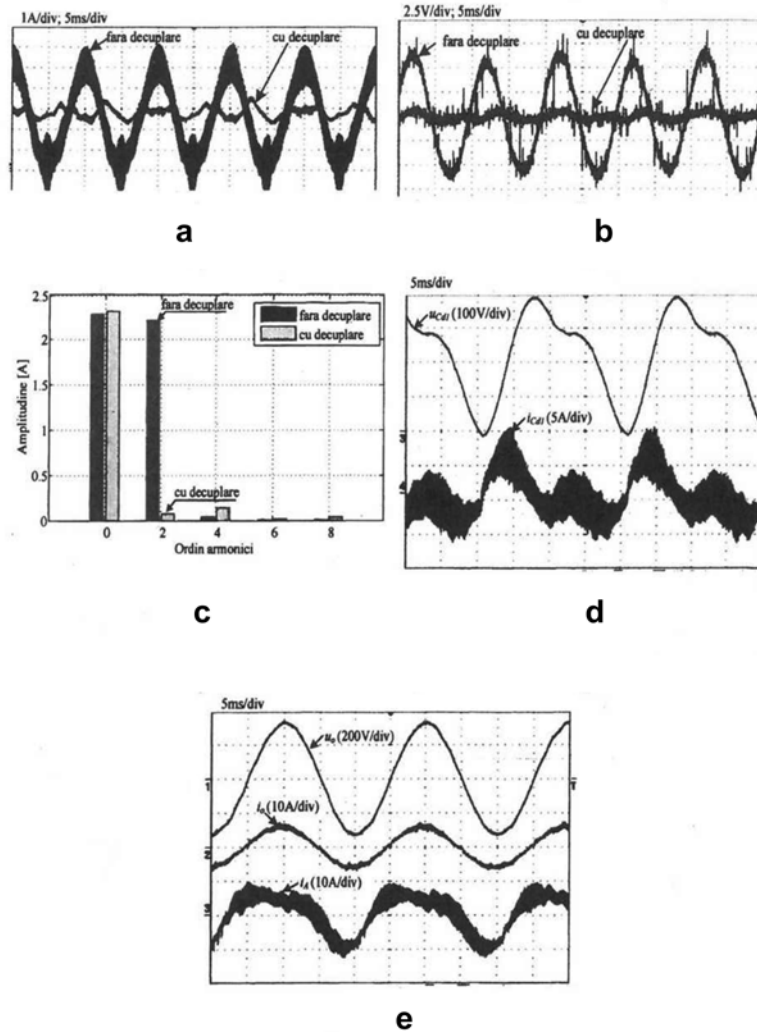


Fig. 3



Editare și tehnoredactare computerizată - OSIM
 Tipărit la Oficiul de Stat pentru Invenții și Mărci
 sub comanda nr. 518/2020