



(12)

CERERE DE BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: **a 2017 00881**

(22) Data de depozit: **27/10/2017**

(41) Data publicării cererii:
27/04/2018 BOPI nr. **4/2018**

(71) Solicitant:
• UNIVERSITATEA TRANSILVANIA DIN
BRAȘOV, B-DUL EROILOR NR. 29,
BRAȘOV, BV, RO

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

(54) METODĂ DE COMPENSARE A ARMONICILOR DE CURENT CU SARCINĂ ACTIVĂ

(57) Rezumat:

Invenția se referă la o metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă, pentru îmbunătățirea calității energiei electrice prin reducerea distorsiunilor armonice de curent la consumatorii alimentați de la rețele clasice sau de la micrețele autonome bazate pe generatoare cu surse de energie regenerabilă. Metoda conform invenției este destinată sarcinilor active compuse dintr-un convertor (1) electronic de putere care interfațează sarcina (2) propriu-zisă cu o rețea (3) de curent alternativ, în care generarea armonicilor de curent se realizează prin adăugarea la valoarea factorului de umplere constant, $D_{R(1)}$, utilizat pentru comanda convertorului sarcinii active prin pulsuri modulate în lățime (PWM), a unei componente alternative, $D_{R(h)}$, care conține armonici de ordin par, generate cu ajutorul unui bloc de calcul (14), pe baza componentelor curenților armonici, I_h , δ_h , produse de un bloc (15) care are două funcții: una de regulator de curent armonic ce amplifică eroarea de curent obținută prin scăderea cu ajutorul unui bloc sumator (16) a valorii instantanee a curentului, i_R , măsurat la intrare, dintr-o valoare de referință, i_{Rh}^* , care, în acest caz, este egală cu zero, și una prin care descompune curenții

armonici în componentele amplitudine, I_h , și fază, δ_h ; factorul de umplere variabil, $D_{R(h)}$ astfel obținut este adunat într-un sumator (17) cu factorul de umplere constant, $D_{R(1)}$, obținându-se factorul de umplere final, D_R , care este transmis unui generator PWM (18) pentru a produce semnalul de comandă a convertorului sarcinii active.

Revendicări: 4
Figuri: 5

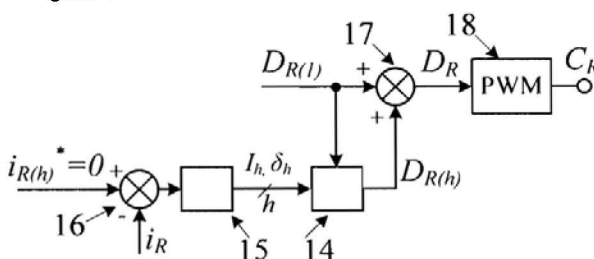


Fig. 3



**METODĂ DE COMPENSARE A ARMONICILOR DE CURENT CU SARCINĂ
ACTIVĂ**

Invenția se referă la o metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă, destinată îmbunătățirii calității energiei electrice prin reducerea distorsiunilor armonice de curent la consumatori alimentați din rețele clasice sau din microrețele autonome bazate pe generatoare cu surse de energie regenerabilă. Invenția se încadrează în domeniul sistemelor de control destinate reducerii nivelului de armonici din rețelele de alimentare de curent alternativ (Clas. IPC: H02M1/00 ; H02M1/12; H02J3/01)

Este cunoscut un dispozitiv și o metodă de reglare cu sarcină activă (denumită și sarcină de balast) care permite reglarea frecvenței și compensarea nesimetriilor (în varianta trifazată) în sisteme electrice cu generatoare autonome cu surse de energie regenerabilă, structura sarcinii asigurând un conținut redus de armonici de curent, un factor de putere ridicat pe o gamă largă de puteri la bornele sarcinii și un răspuns rapid la variațiile de sarcină: I. Serban, C. Marinescu, „Dispozitiv de reglare cu sarcină de balast trifazată pentru generatoare autonome cu surse de energie regenerabile”, RO126355. Varianta trifazată a sarcinii conține trei ramuri separate, fiecare alcătuită dintr-un convertor electronic cu o structură minimalistă (un filtru inductiv-capacitiv, o punte redresoare monofazată necomandată, un tranzistor și o diodă de nul) și un rezistor de putere care reprezintă sarcina propriu-zisă. Datorită structurii convertorului, care se comportă cvasi-liniar, curentul absorbit de sarcină urmărește îndeaproape forma tensiunii de intrare. Așadar, atâta timp cât tensiunea de intrare este sinusoidală, curentul va avea un conținut armonic redus. De aici reiese principalul dezavantaj al soluției constând în faptul că, în condițiile în care tensiunea de intrare este distorsionată (situație des întâlnită mai ales în sisteme autonome cu impedanțe ridicate ale liniilor și conținut ridicat de sarcini neliniare), curentul absorbit de sarcina activă va conține un spectru armonic ridicat. În plus, atunci când sarcina activă este situată în vecinătatea unei sarcini neliniare (ex. în cadrul aceluiași consumator), curentul total absorbit poate fi puternic distorsionat, iar controlul sarcinii active, conform invenției menționate, nu va permite reducerea distorsiunilor armonice, ceea ce reprezintă un alt dezavantaj al soluției.

În brevetul B. Upton, E. Johannessen, „Method and apparatus for correcting for power harmonics”, US20170210471A1 se propune o metodă și un aparat pentru corecția armonicilor de curent ale unui circuit de iluminare cu LED. Din cauza formei de undă

dreptunghiulară a curentului absorbit de şirul de LED-uri, curentul de la reţea va avea un conţinut ridicat de armonici. În vederea reducerii distorsiunilor armonice, în paralel cu şirul LED, ce reprezintă sarcina propriu-zisă, se adaugă un circuit de disipare cu o rezistenţă de balast. Curentul prin sarcina de balast este controlat prin intermediul unui tranzistor de putere, al cărui circuit de comandă urmăreşte compensarea componentei neliniare a curentului absorbit de la reţea prin modificarea formei de undă a curentului prin rezistenţa de balast. Deşi invenţia asigură reducerea semnificativă a conţinutului de armonici de curent, adăugarea în paralel cu şirul LED a circuitului de balast creşte complexitatea sistemului şi înrăutăţeşte randamentul total al sistemului, ceea ce reprezintă principalele dezavantaje ale acestei invenţii.

Într-o alta invenţie D. Faria, H. Zhang, P. Grudzinski, E. Akbari, „Power supply apparatus with selective rectifier harmonic input current suppression and methods of operation thereof”, US6295216B1, în vederea reducerii conţinutului de armonici de curent de la intrarea unui redresor trifazat cu diode ce alimentează o sarcina, pe linia de curent continuu se adaugă un circuit suplimentar în serie cu sarcina care injectează un curent de armonică şase. Prin modificarea amplitudinii şi fazei componentei de ordin şase, invenţia permite reducerea armoniciei de ordin şapte şi superior de la reţeaua de alimentare. Necesitatea utilizării unui convertor suplimentar în serie cu sarcină, dimensionat să suporte curentul nominal al sarcinii, conduce la creşterea complexităţii sistemului, ceea ce reprezintă un dezavantaj al invenţiei.

O alta soluţie de combatere a armonicilor produse de sarcinile neliniare se propune în M.I. Levin, A.H. Hoevenaars, I.V. Volkov, V.G. Kuznetsov, „Universal harmonic mitigating system”, US6127743. Soluţia inventată constă în adăugarea unui filtru pasiv bazat pe inductanţe cuplate magnetic şi condensatoare electrice într-o anumită configuraţie, plasat între sursa de alimentare de curent alternativ şi sarcina neliniară. Pentru a reduce o gamă largă de armonici, filtrul pasiv necesită un număr ridicat de componente (bobine şi condensatoare electrice), aspect ce conduce la un gabarit mărit şi un cost ridicat al sistemului, ceea ce reprezintă principalul dezavantaj al invenţiei.

În gama sarcinilor controlabile intră şi sistemele cunoscute sub denumirea de resort electric. Acestea permit modificarea consumului unei sarcini non-critice, în general de tip rezistiv, în vederea asigurării unor funcţii auxiliare de suport în reţea sau microreţea, după cum se prezintă în lucrările Shu Yuen Hui, Chi Kwan Lee, F.F. Wu, "Electric Springs—A

New Smart Grid Technology" IEEE Trans. Smart Grid, vol.3, no.3, pp.1552-1561, Sept. 2012; X. Chen, Y. Hou, S.C. Tan, C.K. Lee, S.Y.R. Hui, "Mitigating Voltage and Frequency Fluctuation în Microgrids Using Electric Springs", IEEE Trans. Smart Grid, vol. 6, no. 2, pp. 508-515, March 2015. Pe lângă funcțiile de reglare a frecvenței și tensiunii, sau a factorului de putere, s-au dezvoltat și soluții de control a acestor sarcini pentru compensarea de armonici, după cum se descrie în Q. Wang, M. Cheng, Y. Jiang, "Harmonics Suppression for Critical Loads Using Electric Springs With Current-Source Inverters", IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron., vol. 4, no. 4, pp. 1362-1369, Dec. 2016; S. Yan, S. C. Tan, C. K. Lee, B. Chaudhuri, S. Y. R. Hui, "Use of Smart Loads for Power Quality Improvement", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics în Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 504-512, March 2017. Pentru asigurarea tuturor acestor funcționalități, resortul electric necesită un sistem format dintr-un convertor punte comandat PWM conectat în serie cu sarcina propriu-zisă, acest aranjament conducând la o structură complexă, ceea ce reprezintă un dezavantaj al acestei soluții.

Scopul invenției este de dezvoltare a unei metode de control a armonicilor destinată sarcinilor active (denumite și sarcini de balast) pentru a reduce distorsiunile armonice de curent cauzate de sarcinile neliniare din sistemele electrice, în special în cele autonome (microrețele) bazate pe surse de energie regenerabilă.

Problema tehnică pe care o rezolvă invenția constă în asigurarea controlului armonicilor de curent absorbite de sarcina activă prin introducerea unei bucle de reglare suplimentare fără modificarea structurii sarcinii active deja cunoscută, ceea ce reprezintă principalul **avantaj al invenției** propuse. **Un alt avantaj al invenției** constă în faptul că introducerea sistemului de compensare a armonicilor nu afectează funcția de bază a sarcinii active. Complexitatea relativ redusă a buclei de control adăugate pentru compensarea armonicilor reprezintă **un alt avantaj al invenției**.

Se dă în continuare **un exemplu de realizare a invenției** în legătură și cu figurile 1-5, care prezintă:

- Fig. 1: Structura unei sarcinii active, în variantă monofază, pentru care se poate aplica metoda inventată;
- Fig. 2: Schema de utilizare a sarcinii active în apropierea unei sarcini neliniare;
- Fig. 3: Schema bloc de control a sarcinii active cu evidențierea buclei de control a armonicilor de curent;

- Fig. 4: Schema logica a metodei de calcul a factorului de umplere variabil $D_{R(h)}$;
- Fig. 5: Rezultate experimentale: a) fără metoda inventată; b) cu metoda inventată.

Fig. 1 prezintă o structură a sarcinii active pentru care se poate aplica metoda inventată de control a armonicilor. De menționat că, în cadrul acestei descrieri se va utiliza schema monofazată a sarcinii active, varianta trifazată obținându-se prin duplicarea structurii din Fig. 1 pe cele trei faze. În cadrul acestei sarcini se utilizează un convertor electronic de putere **1** pentru controlul fluxului de putere către sarcina propriu-zisă **2** de la o rețea de curent alternativ **3**. Convertorul este format dintr-un tranzistor **4** de tip IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), care este comandat prin intermediul unui semnal C_R modulată în lățime (PWM – Pulse Width Modulation). Tensiunea alternativă de la intrare u_R este redresată prin intermediul unei punți necomandate **5**, iar, pentru asigurarea unei căi de închidere a curentului prin sarcina de ieșire pe perioada blocării tranzistorului **4**, se utilizează o diodă de nul **6**. Pentru atenuarea armonicilor superioare de curent produse de comutația tranzistorului, la intrare se utilizează un filtru format dintr-o bobină **7** și un condensator **8**, iar la ieșire, opțional, se poate adăuga un filtru format dintr-o bobină **9** și un condensator **10**.

Fig. 2 prezintă un exemplu în care se evidențiază modul în care metoda inventată poate reduce distorsiunile armonice de curent absorbite de la o rețea **11** monofazată de către un consumator ce conține o sarcină neliniară **12** plasată în apropierea sarcinii active **13** ce este comandată după metoda inventată.

O posibilă schema bloc de control a sarcinii active este prezentată în Fig. 3, în care se evidențiază sistemul de compensare a armonicilor, conform metodei inventate. Generarea armonicilor de curent se realizează prin adăugarea la valoarea factorului de umplere constant $D_{R(1)}$ utilizat pentru comanda convertorului sarcinii active prin pulsuri modulate în lățime (PWM) a unei componente alternative $D_{R(h)}$ ce conține armonici de ordin par, generate cu ajutorul unui bloc de calcul **14** pe baza componentelor de curenți armonici I_h , δ_h produse de un bloc **15** având două funcții. Prima funcție este de regulator de curent armonic în care eroarea de curent, obținută prin scăderea cu blocul sumator **16** a valorii instantanee a curentului măsurat la intrare i_R din valoarea de referință i_{Rh}^* (care în acest caz este egală cu zero), este amplificată și descompusă în principalele componente armonice ce se doresc a fi compensate, în acest caz urmărind eliminarea armonicilor cu cel mai mare impact în rețelele electrice de distribuție și anume cele de ordin 3, 5, 7 și 9. Cea de a doua funcție a blocului **15** constă în descompunerea curenților armonici în componentele de amplitudine I_h și fază δ_h ,

proces ce se realizează cu ajutorul unor transformări Fourier. Factorul de umplere variabil $D_{R(h)}$ astfel obținut este adunat în sumatorul **17** cu factorul de umplere constant $D_{R(l)}$ obținând factorul de umplere final D_R ce este aplicat apoi unui generator PWM **18**, care produce semnalul de comanda C_R transmis tranzistorului **4** din cadrul sarcinii active prezentate în Fig. 1.

În cadrul blocului **14**, generarea factorului de umplere variabil $D_{R(h)}$ se realizează pe baza următoarelor relații:

$$D_{R(h)}(t) = \sum_{h=h_{min} \dots h_{max}} D_{h-1} \sin[(h-1)\omega t + \varphi_{h-1}] \quad (1)$$

$$D_{h-1} = \sqrt{D_{h+1}^2 + \frac{4R_L^2}{U_R^2} I_h^2 + \frac{4R_L}{U_R} I_h D_{h+1} \sin(\varphi_{h+1} - \delta_h)} \quad (2)$$

$$\varphi_{h-1} = \text{atg} \left[\frac{U_R D_{h+1} \cos \varphi_{h+1} - 2R_L I_h \sin \delta_h}{-U_R D_{h+1} \sin \varphi_{h+1} - 2R_L I_h \cos \delta_h} \right] - \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

în care: $D_{h\pm 1}$, $\varphi_{h\pm 1}$ reprezintă amplitudinea, respectiv faza, componentei alternative a factorului de umplere de ordin $h\pm 1$; I_h , δ_h reprezintă amplitudinea, respectiv faza, componentei armonice de curent de ordin h furnizate de regulatorul de curent **13**; U_R este valoarea efectivă a tensiunii de intrare.

Curentul absorbit de la rețea de sarcina activă va fi egal cu:

$$i_{sa}(t) = \frac{V_R}{2R_L} \sum_{h=h_{min} \dots h_{max}} [D_{h+1} \cos(h\omega t + \varphi_{h+1}) - D_{h-1} \cos(h\omega t + \varphi_{h-1})] \quad (4)$$

După cum se poate observa în relația (4), generarea unei armonici de curent de ordin h implică modificarea componentelor de ordin $h\pm 1$ a factorului de umplere. Așadar, pentru armonicile impare de ordin $h=3,5,7,9$ se vor genera componente ale factorului de umplere de ordin par intermediar (adică 2,4,6,8). De asemenea, conform (1)-(3), calculul componentei de ordin $h-1$ a factorului de umplere implică cunoașterea valorii componentei de ordin superior $h+1$. Acest cuplaj între două componente vecine implică o complexitate mai ridicată a programului de calcul a factorului de umplere, însă limitând ordinul armonicii la o valoare rezonabilă (în exemplu prezentat $h_{max}=9$), se poate calcula componenta alternativă a factorului

de umplere de ordin maxim înlocuind $D_{h+1}=0$ și $\varphi_{h+1}=0$ în relațiile (2) și (3) pentru $h=h_{max}$, astfel rezultând:

$$D_{h-1} = 2R_L I_h / U_R; \varphi_{h-1} = \delta_h - \frac{\pi}{2}, \text{ pentru } h=h_{max} \quad (5)$$

Pentru componenta armonică de ordin minim (în exemplul prezentat $h_{min}=3$), din relațiile anterioare reiese că, pe lângă generarea componentei de ordin 4 ($h_{min}+1$), va rezulta și o componenta de ordin 2, care conform (4), conduce la apariția unei componente de ordin unitar (componentă fundamentală) a curentului. Acest lucru va conduce la modificarea valorii fundamentale a curentului, ce este controlată prin intermediul factorului de umplere constant $D_{R(1)}$. În vederea anularii efectului buclei de compensare a armonicilor asupra valorii fundamentale a curentului, astfel încât să existe o decuplare între cele două sisteme de reglare a componentei fundamentale și a celei armonice a curentului, se aplică o corecție a componentei fundamentale, după cum urmează:

$$D'_{R(1)} = D_{R(1)} + \frac{D_2}{2} \sin(\varphi_2) \quad (6)$$

în care: D_2 , φ_2 reprezintă amplitudinea, respectiv faza, componentei de ordin doi a factorului de umplere variabil (rezultate din relațiile (2) și (3) pentru $h=3$).

Pe lângă calcularea componentei alternative a factorului de umplere, conform descrierii anterioare, în cadrul blocului 14 se realizează și o limitare a valorii lui $D_{R(h)}$, astfel încât acesta să nu depășească limitele admise, adică între 0 și 1.

Implementarea ecuațiilor (1)-(6) în cadrul sistemului de control se realizează în blocul 14 pe baza schemei logice prezentate în Fig. 4. Inițializarea algoritmului de calcul se face prin definirea domeniului de armonici $h=[h_{min}, \dots, h_{max}]$ (ex. $h=[3,5,7,9]$) și a valorii rezistenței de sarcină R_L . La următorul pas sunt preluate valorile de intrare, respectiv: curenții armonici I_h , δ_h produși de blocul 15; valoarea efectivă a tensiunii rețelei U_R ; valoarea factorului de umplere constant $D_{R(1)}$. În funcție de mărimile de intrare, în etapa următoare se calculează componentele D_{h-1} și φ_{h-1} ale factorului de umplere variabil pentru armonica de ordin maxim $h=h_{max}$ cu ajutorul relației (5). Pentru calculul armonicilor ramase se intră într-o buclă de ciclare în care inițial se decrementează ordinul armonicii și se testează dacă s-a ajuns la valoarea minimă h_{min} . Dacă $h > h_{min}$ (ramura „NU”) se calculează componentele factorului de umplere variabil pentru armonica de ordin h , utilizând ecuațiile (2), (3). Dacă condiția $h=h_{min}$ este îndeplinită (ramura „DA”), se calculează factorul de umplere variabil $D_{R(h)}$ cu ajutorul

relației (1) și se calculează corecția factorului de umplere $D_{R(l)}$ în funcție de componenta de ordinul doi a factorului de umplere variabil, conform relației (6). La final se transmite valoarea factorului de umplere variabil $D_{R(h)}$ pentru a fi însumat în blocul 17 din Fig. 3, după care ciclul de calcul se reia.

În vederea testării pe cale experimentală a metodei inventate, s-a utilizat un stand de laborator conținând o sarcină activă cu puterea instalată de 3kW cu structura prezentată în Fig. 1, conectată în paralel cu o sarcina neliniară cu puterea de 0.5kW conform schemei din Fig. 2. Circuitul astfel format este alimentat de la rețea la o tensiune de 230V și frecvență de 50Hz. Frecvența de comutație a semnalului de comandă PWM a tranzistorului sarcinii active este de 15kHz. Fig. 5 prezintă rezultate experimentale relevante pentru a demonstra funcționalitatea sarcinii active cu metoda inventată de control a armonicilor de curent.

Conform cu notațiile din Fig. 2, Fig. 5 prezintă patru forme de undă: tensiunea rețelei (u_R), curentul rețelei (i_R), curentul sarcinii neliniare (i_{sn}), curentul sarcinii active (i_{sa}) și factorul de umplere (D_R). Fig. 5(a) prezintă oscilogramele rezultate în urma funcționării sarcinii active fără metoda inventată, iar Fig. 5(b) prezintă aceleași oscilogramme în cazul activării buclei de compensare a armonicilor. Rezultatele relevă faptul că, fără metoda inventată de compensare a armonicilor, curentul absorbit de la rețea prezintă un factor de distorsiuni total de aproximativ 22%, iar după activarea regulatorului de compensare a armonicilor, conform metodei inventate, distorsiunile armonice ale curentului de la rețea se reduc sub 3%. După cum se observă, în Fig. 5(a) factorul de umplere D_R rămâne constant (adică $D_R = D_{R(l)}$), în timp ce activarea buclei de compensare a armonicilor produce în Fig. 5(b) un factor de umplere variabil ce facilitează generarea unui curent armonic la bornele sarcinii active de semn opus celui absorbit de sarcina neliniară, permițând astfel compensarea armonicilor curentului de la rețea.

Bibliografie:

1. I. Serban, C. Marinescu, „Dispozitiv de reglare cu sarcină de balast trifazată pentru generatoare autonome cu surse de energie regenerabile”, RO126355.
2. B. Upton, E. Johannessen, „Method and apparatus for correcting for power harmonics”, US20170210471A1.
3. D. Faria, H. Zhang, P. Grudzinski, E. Akbari, „Power supply apparatus with selective rectifier harmonic input current suppression and methods of operation thereof”, US6295216B1.
4. M.I. Levin, A.H. Hoevenaars, I.V. Volkov, V.G. Kuznetsov, „Universal harmonic mitigating system”, US6127743.
5. Shu Yuen Hui, Chi Kwan Lee, F.F. Wu, "Electric Springs—A New Smart Grid Technology" IEEE Trans. Smart Grid, vol.3, no.3, pp.1552-1561, Sept. 2012.
6. X. Chen, Y. Hou, S.C. Tan, C.K. Lee, S.Y.R. Hui, “Mitigating Voltage and Frequency Fluctuation in Microgrids Using Electric Springs”, IEEE Trans. Smart Grid, vol. 6, no. 2, pp. 508-515, March 2015.
7. Q. Wang, M. Cheng, Y. Jiang, “Harmonics Suppression for Critical Loads Using Electric Springs With Current-Source Inverters”, IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron., vol. 4, no. 4, pp. 1362-1369, Dec. 2016.
8. S. Yan, S. C. Tan, C. K. Lee, B. Chaudhuri, S. Y. R. Hui, "Use of Smart Loads for Power Quality Improvement", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 504-512, March 2017.

REVENDICĂRI

1. Metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă, **caracterizată prin aceea că** este destinată sarcinilor active compuse dintr-un convertor electronic de putere (1) ce interfațează sarcina propriu-zisă (2) cu rețeaua (3), iar într-o variantă constructivă, convertorul este format dintr-un tranzistor (4) comandat prin intermediul unui semnal C_R modulat în lățime (PWM), tensiunea alternativă u_R de la intrare este redresată prin intermediul unei punți necomandate (5), iar pentru asigurarea unei căi de închidere a curentului prin sarcina de ieșire pe perioada blocării tranzistorului (4) se utilizează o diodă de nul (6), pentru atenuarea armonicilor superioare de curent produse de comutația tranzistorului (4) la intrare se utilizează un filtru format dintr-o bobină (7) și un condensator (8), iar, opțional, la ieșire poate fi utilizat un filtru format dintr-o bobină (9) și un condensator (10).

2. Metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă, **conform revendicării 1, caracterizată prin aceea că** poate fi utilizată pentru reducerea distorsiunilor armonice de curent absorbite de la rețea (11) de un consumator ce conține o sarcină neliniară (12) plasată în apropierea sarcinii active (13) comandate după metoda inventată.

3. Metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă **conform revendicării 1, caracterizată prin aceea că** generarea armonicilor de curent se realizează prin adăugarea la valoarea factorului de umplere constant $D_{R(1)}$ utilizat pentru comanda convertorul sarcinii active prin pulsuri modulate în lățime (PWM), a unei componente alternative $D_{R(h)}$ ce conține armonici de ordin par, generate cu ajutorul unui bloc de calcul (14) pe baza componentelor de curenți armonici I_h, δ_h produse de un bloc (15) care are două funcții, una de regulator de curent armonic ce amplifică eroarea de curent obținută prin scăderea cu blocul sumator (16) a valorii instantanee a curentului i_R măsurat la intrare din valoarea de referință i_{Rh}^* , care în acest caz este egală cu zero, iar altă funcție a blocului (15) este de a descompune curenții armonici în componentele amplitudine I_h și faza δ_h ; factorul de umplere variabil $D_{R(h)}$ astfel obținut este adunat în sumatorul (17) cu factorul de umplere constant $D_{R(1)}$ și se obține factorul de umplere final D_R care este transmis unui generator PWM (18) pentru a produce semnalul de comanda C_R a tranzistorului (4).

4. Metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă **conform revendicării 3, caracterizată prin aceea că** pentru calculul componentei alternative a factorului de umplere $D_{R(h)}$ în cadrul blocului (14) se realizează cu un algoritm care, după inițializarea algoritmului de calcul prin definirea domeniului de armonici și a valorii rezistenței de sarcină, preia de la intrare valorile aferente curenților armonici I_h, δ_h produși de

blocul (15), valoarea efectivă a tensiunii rețelei U_R și valoarea factorului de umplere constant $D_{R(l)}$, iar în etapa următoare calculează componentele D_{h-l} și φ_{h-l} ale factorului de umplere variabil pentru armonica de ordin maxim $h=h_{max}$; pentru calculul armonicilor rămase se intră într-o buclă de ciclare în care inițial se decrementează ordinul armonicii și se testează dacă s-a ajuns la armonica de ordin minim, iar dacă nu, se calculează succesiv componentele factorului de umplere variabil pentru toate armonicile, iar dacă s-a ajuns la armonica de ordin minim se calculează factorul de umplere final $D_{R(h)}$ și corecția factorului de umplere constant $D_{R(l)}$ în funcție de componenta de ordinul doi a factorului de umplere variabil; la final se transmite valoarea factorului de umplere variabil $D_{R(h)}$ pentru a fi însumat în blocul (17), după care ciclul de calcul se reia.

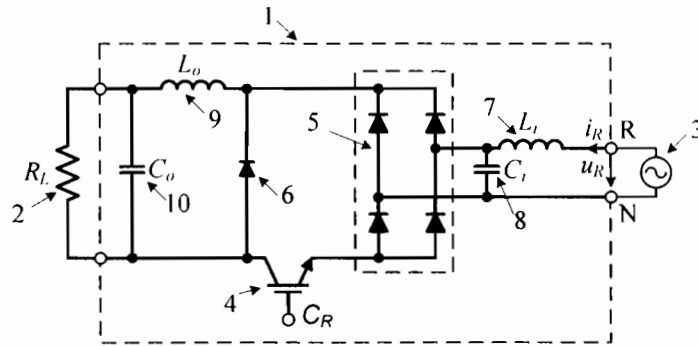


Fig. 1.

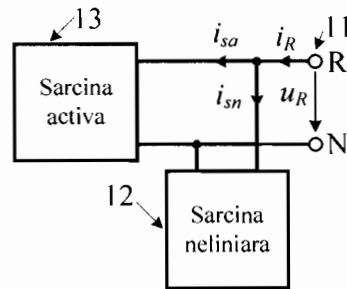


Fig. 2.

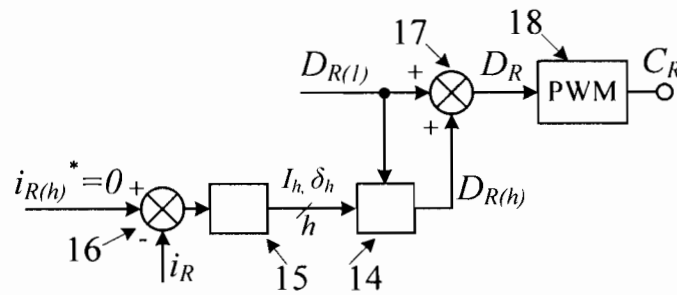


Fig. 3.

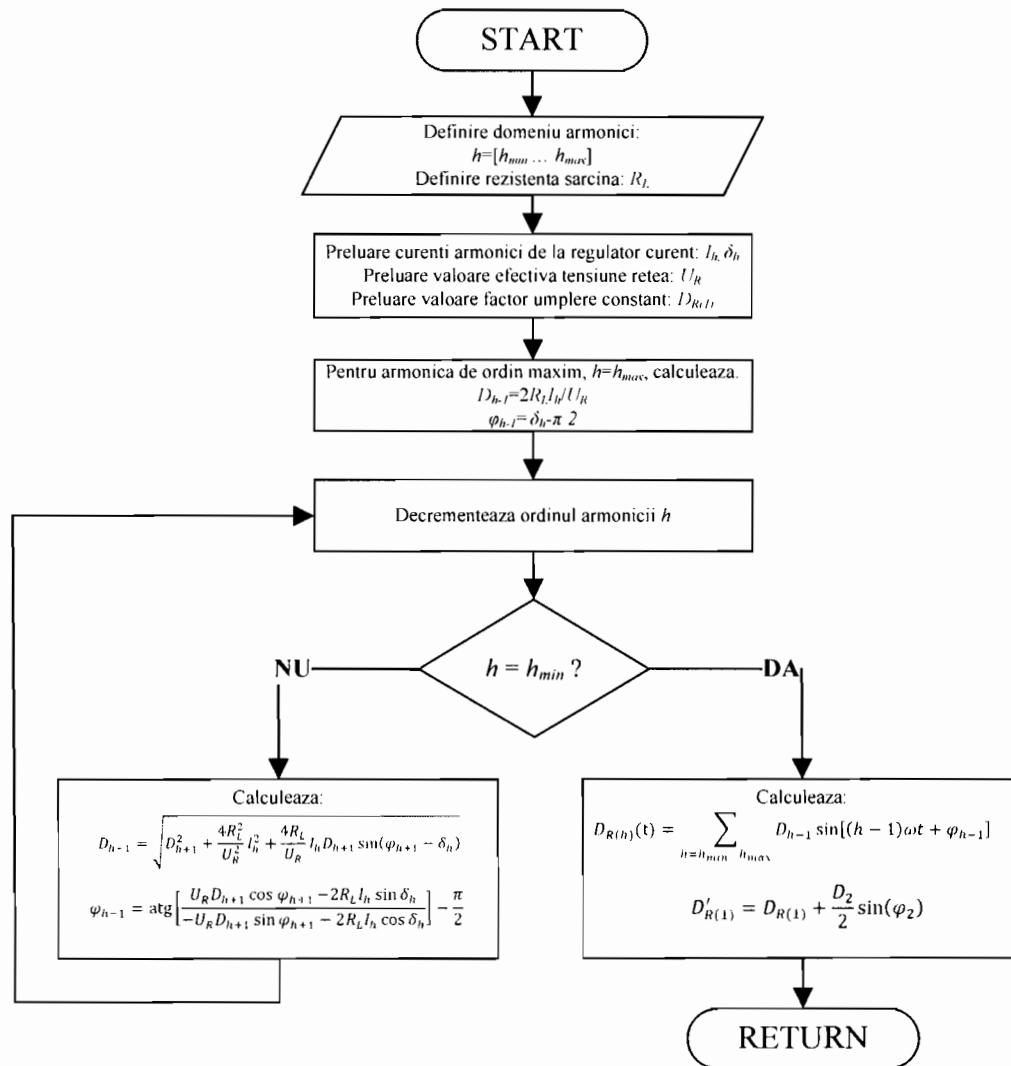


Fig. 4.

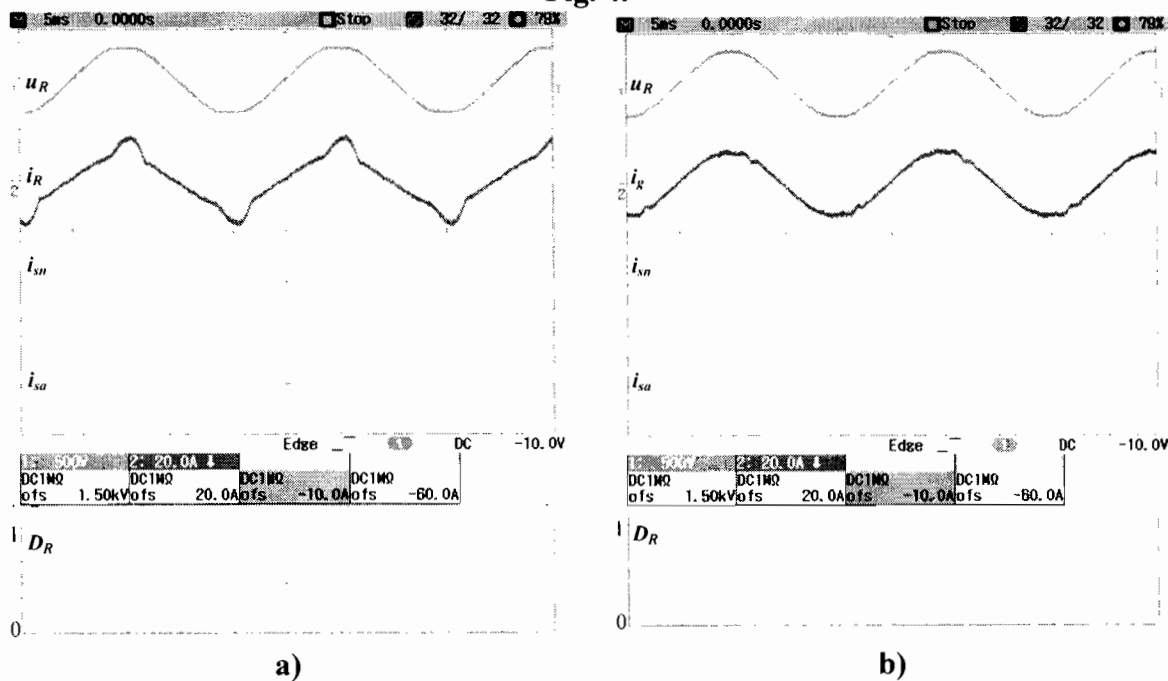


Fig. 5.