



(12)

BREVET DE INVENȚIE

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

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

(45) Data publicării mențiunii acordării brevetului: **29/11/2023** BOPI nr. **11/2023**

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

(73) Titular:
• **UNIVERSITATEA TRANSILVANIA DIN
BRAȘOV, B-DUL EROILOR NR. 29,
BRAȘOV, BV, RO**

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

(56) Documente din stadiul tehnicii:
**RO 126355 B1; US 2017210471 A1;
US 6295216 B1**

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



RO 132508 B1

1 Invenția se referă la o metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină
2 activă, destinată îmbunătățirii calității energiei electrice prin reducerea distorsiunilor armonice
3 de curent la consumatori alimentați din rețele clasice sau din microrețele autonome bazate
4 pe generatoare cu surse de energie regenerabilă. Invenția se încadrează în domeniul
5 sistemelor de control destinate reducerii nivelului de armonici din rețelele de alimentare de
6 curent alternativ.

7 Este cunoscut un dispozitiv și o metodă de reglare cu sarcină activă (denumită și
8 sarcină de balast) care permite reglarea frecvenței și compensarea nesimetriilor (în varianta
9 trifazată) în sisteme electrice cu generatoare autonome cu surse de energie regenerabilă,
10 structura sarcinii asigurând un conținut redus de armonici de curent, un factor de putere
11 ridicat pe o gamă largă de puteri la bornele sarcinii și un răspuns rapid la variațiile de
12 sarcină: **RO 126355 B1, "Dispozitiv de reglare cu sarcină de balast trifazată pentru
13 generatoare autonome cu surse de energie regenerabile", I. Șerban, C. Marinescu.**
14 Varianta trifazată a sarcinii conține trei ramuri separate, fiecare alcătuită dintr-un convertor
15 electronic cu o structură minimalistă (un filtru inductiv-capacitiv, o punte redresoare mono-
16 fazată necomandată, un tranzistor și o diodă de nul) și un rezistor de putere care reprezintă
17 sarcina propriu-zisă. Datorită structurii convertorului, care se comportă cvasi-liniar, curentul
18 absorbit de sarcină urmărește îndeaproape forma tensiunii de intrare. Așadar, atâta timp cât
19 tensiunea de intrare este sinusoidală, curentul va avea un conținut armonic redus. De aici
20 reiese principalul dezavantaj al soluției constând în faptul că, în condițiile în care tensiunea
21 de intrare este distorsionată (situație des întâlnită mai ales în sisteme autonome cu
22 impedanțe ridicate ale liniilor și conținut ridicat de sarcini neliniare), curentul absorbit de
23 sarcina activă va conține un spectru armonic ridicat. În plus, atunci când sarcina activă este
24 situată în vecinătatea unei sarcini neliniare (ex. în cadrul aceluiași consumator), curentul total
25 absorbit poate fi puternic distorsionat, iar controlul sarcinii active, conform invenției mențio-
26 nate, nu va permite reducerea distorsiunilor armonice, ceea ce reprezintă un alt dezavantaj
27 al soluției.

28 În cererea de brevet **US 20170210471 A1, "Method and apparatus for correcting
29 for power harmonics", B. Upton, E. Johannessen**, se propune o metodă și un aparat
30 pentru corecția armonicilor de curent ale unui circuit de iluminare cu LED. Din cauza formei
31 de undă dreptunghiulară a curentului absorbit de șirul de LED-uri, curentul de la rețea va
32 avea un conținut ridicat de armonici. În vederea reducerii distorsiunilor armonice, în paralel
33 cu șirul LED, ce reprezintă sarcina propriu-zisă, se adaugă un circuit de disipare cu o
34 rezistență de balast. Curentul prin sarcina de balast este controlat prin intermediul unui
35 tranzistor de putere, al cărui circuit de comandă urmărește compensarea componentei
36 neliniare a curentului absorbit de la rețea prin modificarea formei de undă a curentului prin
37 rezistența de balast. Deși invenția asigură reducerea semnificativă a conținutului de armonici
38 de curent, adăugarea în paralel cu șirul LED a circuitului de balast crește complexitatea sis-
39 temului și înrăutățește randamentul total al sistemului, ceea ce reprezintă principalele
40 dezavantaje ale acestei invenții.

41 Într-o altă invenție **US 6295216 B1, "Power supply apparatus with selective
42 rectifier harmonic input current suppression and methods of operation thereof", D.
43 Faria, H. Zhang, P. Grudzinski, E. Akbari**, în vederea reducerii conținutului de armonici de
44 curent de la intrarea unui redresor trifazat cu diode ce alimentează o sarcină, pe linia de
45 curent continuu se adaugă un circuit suplimentar în serie cu sarcina care injectează un
46 curent de armonică șase. Prin modificarea amplitudinii și fazei componentei de ordin șase,
47 invenția permite reducerea armonicilor de ordin șapte și superior de la rețeaua de alimentare.

RO 132508 B1

Necesitatea utilizării unui convertor suplimentar în serie cu sarcină, dimensionat să suporte curentul nominal al sarcinii, conduce la creșterea complexității sistemului, ceea ce reprezintă un dezavantaj al invenției.	1 3
O altă soluție de combatere a armonicilor produse de sarcinile neliniare se propune în documentul US 6127743 A , " Universal harmonic mitigating system ", M.I. Levin, A.H. Hoevenaars, I.V. Volkov, V.G. Kuznetsov . Soluția inventată constă în adăugarea unui filtru pasiv bazat pe inductanțe cuplate magnetic și condensatoare electrice într-o anumită configurație, plasat între sursa de alimentare de curent alternativ și sarcina neliniară. Pentru a reduce o gamă largă de armonici, filtrul pasiv necesită un număr ridicat de componente (bobine și condensatoare electrice), aspect ce conduce la un gabarit mărit și un cost ridicat al sistemului, ceea ce reprezintă principalul dezavantaj al invenției.	5 7 9 11
În gama sarcinilor controlabile intră și sistemele cunoscute sub denumirea de resort electric. Acestea permit modificarea consumului unei sarcini non-critice, în general de tip rezistiv, în vederea asigurării unor funcții auxiliare de suport în rețea sau microrețea, după cum se prezintă în lucrările " Electric Springs-A New Smart Grid Technology ", Shu Yuen Hui, Chi Kwan Lee, F.F. Wu , IEEE Trans. Smart Grid , vol.3, no.3, pp. 1552-1561, Sept. 2012; " Mitigating Voltage and Frequency Fluctuation in Microgrids Using Electric Springs ", X. Chen, Y. Hou, S.C. Tan, C.K. Lee, S.Y.R. Hui , 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 " Harmonics Suppression for Critical Loads Using Electric Springs With Current-Source Inverters ", Q. Wang, M. Cheng, Y. Jiang , IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron. , vol. 4, no. 4, pp. 1362-1369, Dec. 2016; " Use of Smart Loads for Power Quality Improvement ", S. Yan, S. C. Tan, C. K. Lee, B. Chaudhuri, S. Y. R. Hui , IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in 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.	13 15 17 19 21 23 25 27 29
Problema tehnică pe care o rezolvă invenția constă în reducerea distorsiunilor armonice de curent cauzate de sarcinile neliniare din sistemele electrice, în special în cele autonome (microrețele) bazate pe surse de energie regenerabilă.	31
Metoda de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă, înlătură dezavantajele menționate mai sus prin aceea că, pentru reducerea distorsiunilor armonice de curent cauzate de sarcinile neliniare din sistemele electrice, sarcinile active sunt compuse dintr-un convertor electronic de putere care interfațează sarcina propriu-zisă cu o rețea de curent alternativ, în care convertorul este format dintr-un tranzistor comandat prin intermediul unui semnal C_R modulat în lățime PWM, tensiunea alternativă u_R de la intrare fiind redresată prin intermediul unei punți necomandate, iar pentru asigurarea unei căi de închidere a curentului prin sarcina de ieșire pe perioada blocării tranzistorului se utilizează o diodă de nul, pentru atenuarea armonicilor superioare de curent produse de comutația tranzistorului la intrare se utilizează un filtru format dintr-o bobină și un condensator, iar, opțional, la ieșire poate fi utilizat un filtru format dintr-o bobină și un condensator, iar pentru obținerea unui factor de umplere final D_R transmis unui generator PWM pentru a produce semnalul de comandă C_R a tranzistorului, generarea armonicilor de curent se realizează prin adăugarea într-un sumator la valoarea factorului de umplere constant $D_{R(I)}$, utilizat pentru comanda convertorului sarcinii active prin pulsuri modulate în lățime PWM, a unei componente	33 35 37 39 41 43 45 47

RO 132508 B1

1 alternative, $D_{R(h)}$ care conține armonici de ordin par, generate cu ajutorul unui bloc de calcul,
pe baza componentelor de curenți armonici I_h , δ_h produse de un alt bloc care are două
3 funcții, una de regulator de curenți armonici ce amplifică eroarea de curenți obținută prin
scăderea cu ajutorul unui bloc sumator a valorii instantanee a curentului i_R măsurat la intrare
5 din valoarea de referință i_R^* , care, în acest caz, este egală cu zero, iar altă funcție este de a
descompune curenții armonici în componentele amplitudine I_h , și fază δ_h .

7 Conform unui alt aspect al invenției, metoda de compensare a armonicilor de curenți
cu sarcină activă poate fi utilizată pentru reducerea distorsiunilor armonice de curenți
9 absorbite de la o rețea de un consumator ce conține o sarcină neliniară plasată în apropierea
sarcinii active comandate.

11 Conform unui alt aspect al invenției, metoda de compensare a armonicilor de curenți
cu sarcină activă, pentru calculul componentei alternative a factorului de umplere $D_{R(h)}$ în
13 cadrul blocului de calcul 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
15 intrare valorile aferente curenților armonici I_h , δ_h , produși de blocul cu două funcții, valoarea
efectivă a tensiunii rețelei U_R și valoarea factorului de umplere constant $D_{R(l)}$, iar în etapa
17 următoare calculează componentele D_{h-1} și ϕ_{h-1} ale factorului de umplere variabil pentru
armonica de ordin maxim $h=h_{max}$; pentru calculul armonicilor rămase se intră într-o buclă de
19 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
21 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
23 funcție de componenta de ordinul doi a factorului de umplere variabil; la final se transmite
valoarea factorului de umplere variabil $D_{R(l)}$ pentru a fi însumat în al doilea bloc sumator,
25 după care ciclul de calcul se reia.

Principala avantaj al invenției constă în asigurarea controlului armonicilor de curenți
27 absorbite de sarcina activă prin introducerea unei bucle de reglare suplimentare fără
modificarea structurii sarcinii active deja cunoscută. Un alt avantaj al invenției constă în faptul
29 că introducerea sistemului de compensare a armonicilor nu afectează funcția de bază a
sarcinii active. Complexitatea relativ redusă a buclei de control adăugate pentru compen-
31 sarea armonicilor reprezintă un alt avantaj al invenției.

Se dă în continuare un exemplu de realizare a invenției în legătură și cu fig. 1...5,
33 care prezintă:

- fig. 1, structura unei sarcinii active, în variantă monofazată, pentru care se poate
35 aplica metoda inventată;

- fig. 2, schema de utilizare a sarcinii active în apropierea unei sarcini neliniare;

37 - fig. 3, schema bloc de control a sarcinii active cu evidențierea buclei de control a
armonicilor de curenți;

39 - fig. 4, schema logică a metodei de calcul a factorului de umplere variabil $D_{R(h)}$;

- fig. 5, rezultate experimentale: a) fără metoda inventată; b) cu metoda inventată.

41 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 utilizează
43 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 **1** electronic de
45 putere pentru controlul fluxului de putere către sarcina **2** propriu-zisă de la o rețea **3** de
curenți alternativ. Convertorul este format dintr-un tranzistor **4** de tip IGBT (Insulated Gate
47 Bipolar Transistor), care este comandat prin intermediul unui semnal C_R modulat 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 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 în conformitate cu metoda.

O posibilă schemă bloc de control a sarcinii active **13** este prezentată în fig. 3, în care se evidențiază sistemul de compensare a armonicilor, conform metodei. Generarea armonicilor de curent se realizează prin adăugarea la valoarea factorului de umplere constant $D_{R(l)}$ 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_{Rh} 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 al doilea bloc sumator **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 de calcul **14**, generarea factorului de umplere variabil $D_{R(h)}$ se realizează pe baza următoarelor relații:

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

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

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

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.

RO 132508 B1

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

$$3 \quad i_{sa}(t) = \frac{V_R}{2R_L} \sum_{h=h_{min}...h_{max}} [D_{h+1} \cos(h\omega t + \varphi_{h+1}) - D_{h-1} \cos(h\omega t + \varphi_{h-1})] \quad (4)$$

5
7 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
9 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 relațiilor (1)-(3), calculul
11 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
13 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
15 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:

$$17 \quad D_{h-1} = 2R_L I_h / U_R; \varphi_{h-1} = \delta_h - \frac{\pi}{2}, \text{ pentru } h = h_{max} \quad (5)$$

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

$$29 \quad D'_{R(l)} = D_{R(l)} + \frac{D_2}{2} \sin(\varphi_2) \quad (6)$$

31 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 $h = 3$).

33 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
35 încât acesta să nu depășească limitele admise, adică între 0 și 1.

37 Implementarea ecuațiilor (1)-(6) în cadrul sistemului de control se realizează în blocul de calcul **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, φ_h , produși de blocul **15** cu două funcții; valoarea efectivă a tensiunii rețelei U_R ;
41 valoarea factorului de umplere constant $D_{R(l)}$. 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
43 armonica de ordin maxim $h = h_{max}$ cu ajutorul relației (5). Pentru calculul armonicilor rămase se intră într-o buclă de ciclare în care inițial se decremenetează ordinul armonicii și se
45 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
47 (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, s-a utilizat un stand de laborator conținând o sarcină activă cu puterea instalată de 3 kW cu structura prezentată în fig. 1, conectată în paralel cu o sarcină neliniară cu puterea de 0,5 kW conform schemei din fig. 2. Circuitul astfel format este alimentat de la rețea la o tensiune de 230 V și frecvență de 50 Hz. Frecvența de comutație a semnalului de comandă PWM a tranzistorului sarcinii active este de 15 kHz. 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 oscilograme 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. RO 126355, "Dispozitiv de reglare cu sarcină de balast trifazată pentru generatoare autonome cu surse de energie regenerabile", I. Șerban, C. Marinescu.
2. US 20170210471 A1, "Method and apparatus for correcting for power harmonics", B. Upton, E. Johannessen.
3. US 6295216 B1, "Power supply apparatus with selective rectifier harmonic input current suppression and methods of operation thereof", D. Faria, H. Zhang, P. Grudzinski, E. Akbari.
4. US 6127743, "Universal harmonic mitigating system", M.I. Levin, A.H. Hoevenaars, L.V. Volkov, V.G. Kuznetsov.
5. "Electric Springs-A New Smart Grid Technology", Shu Yuen Hui, Chi Kwan Lee, F.F. Wu, IEEE Trans. Smart Grid, vol. 3, no. 3, pp. 1552-1561, Sept. 2012.
6. "Mitigating Voltage and Frequency Fluctuation in Microgrids Using Electric Springs", X. Chen, Y. Hou, S.C. Tan, C.K. Lee, S.Y.R. Hui, IEEE Trans. Smart Grid, vol. 6, no. 2, pp. 508-515, March 2015.
7. "Harmonics Suppression for Critical Loads Using Electric Springs With Current-Source Inverters", Q. Wang, M. Cheng, Y. Jiang, IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron, vol. 4, no. 4, pp. 1362-1369, Dec. 2016.
8. "Use of Smart Loads for Power Quality Improvement", S. Yan, S. C. Tan, C. K. Lee, B. Chaudhuri, S. Y. R. Hui, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 1, pp. 504-512, March 2017.

Revendicări

1

3 1. Metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă, pentru
îmbunătățirea calității energiei electrice, destinată sarcinilor active compuse dintr-un
5 convertor (1) electronic de putere care interfațează sarcina (2) propriu-zisă cu o rețea (3) de
curent alternativ, în care convertorul este format dintr-un tranzistor (4) comandat prin
7 intermediul unui semnal C_R modulat în lățime PWM, tensiunea alternativă u_R de la intrare
fiind redresată prin intermediul unei punți (5) necomandate, iar pentru asigurarea unei căi de
9 închidere a curentului prin sarcina de ieșire pe perioada blocării tranzistorului (4) se utili-
zează o diodă de nul (6), pentru atenuarea armonicilor superioare de curent produse de
11 comutația tranzistorului (4) la intrare se utilizează un filtru format dintr-o bobină (7) și un con-
densator (8), iar, opțional, la ieșire poate fi utilizat un filtru format dintr-o bobină (9) și un
13 condensator (10), **caracterizată prin aceea că**, în scopul reducerii distorsiunilor armonice
de curent cauzate de sarcinile neliniare din sistemele electrice, pentru obținerea unui factor
15 de umplere final D_R transmis unui generator PWM (18) pentru a produce semnalul de
comandă C_R a tranzistorului (4), generarea armonicilor de curent se realizează prin adău-
17 garea într-un bloc sumator (17) la valoarea factorului de umplere constant $D_{R(l)}$, utilizat pentru
comanda convertorului sarcinii active prin pulsuri modulate în lățime PWM, a unei com-
19 ponente alternative, $D_{R(h)}$ care 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
21 are două funcții, una de regulator de curent armonic ce amplifică eroarea de curent obținută
prin scăderea cu ajutorul unui alt bloc sumator (16) a valorii instantanee a curentului i_R
23 măsurat la intrare din valoarea de referință i_R^* , care, în acest caz, este egală cu zero, iar altă
funcție este de a descompune curenții armonici în componentele amplitudine I_h , și fază δ_h .

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

29 3. Metodă de compensare a armonicilor de curent cu sarcină activă, conform
revendicării 1, **caracterizată prin aceea că**, pentru calculul componentei alternative a
31 factorului de umplere $D_{R(h)}$ în cadrul blocului de calcul (14) se realizează cu un algoritm care,
după inițializarea algoritmului de calcul prin definirea domeniului de armonici și a valorii
33 rezistenței de sarcină, preia de la intrare valorile aferente curenților armonici I_h, δ_h , produși
de blocul (15) cu două funcții, valoarea efectivă a tensiunii rețelei U_R și valoarea factorului
35 de umplere constant $D_{R(l)}$, iar în etapa următoare calculează componentele D_{h-1} și ϕ_{h-1} ale
factorului de umplere variabil pentru armonica de ordin maxim $h=h_{max}$; pentru calculul
37 armonicilor rămase se intră într-o buclă de ciclare în care inițial se decremenetează ordinul
armonicii și se testează dacă s-a ajuns la armonica de ordin minim, iar dacă nu, se
39 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
41 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 $D_{R(l)}$
43 pentru a fi însumat în blocul (17), după care ciclul de calcul se reia.

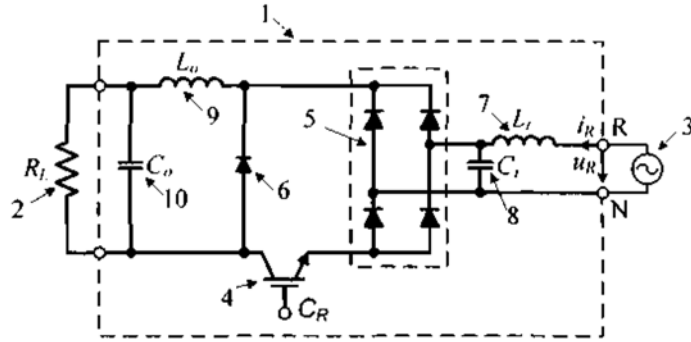


Fig. 1

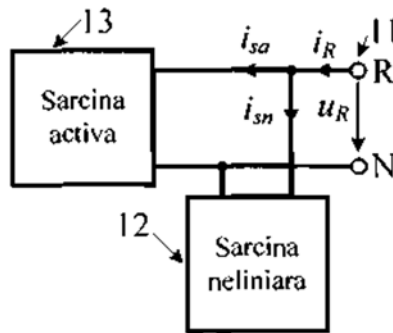


Fig. 2

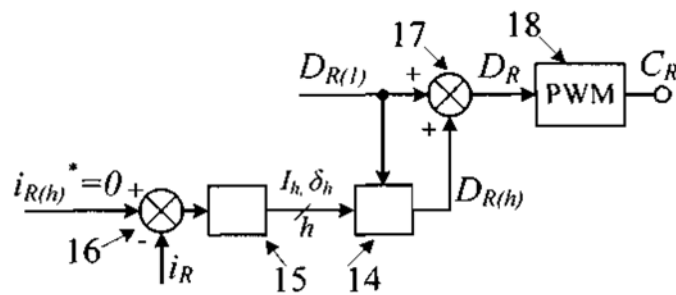


Fig. 3

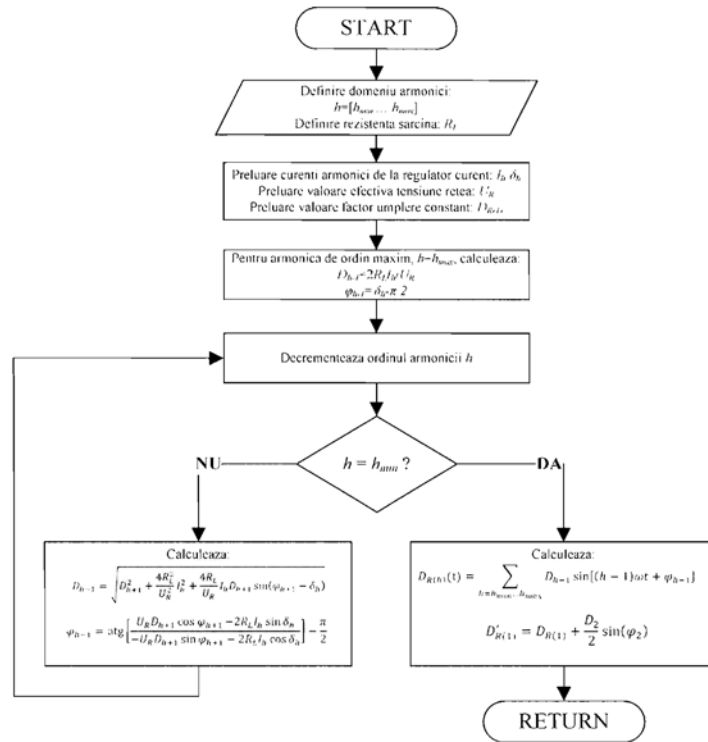


Fig. 4

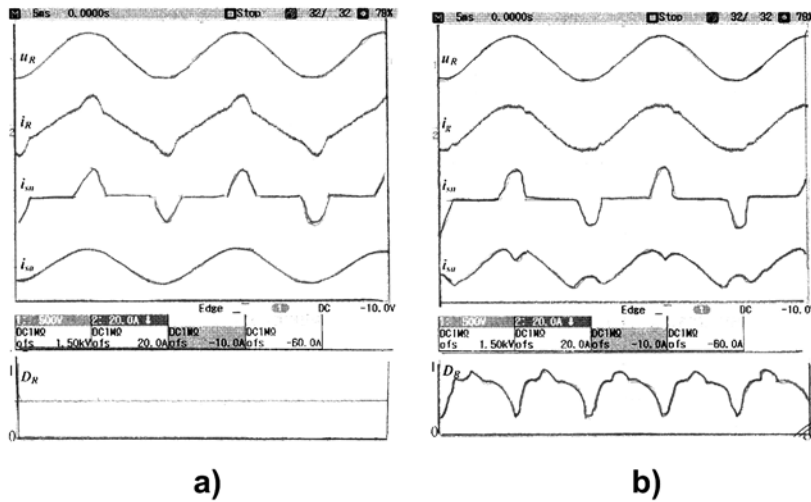


Fig. 5

