



(12)

BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: **a 2013 00286**

(22) Data de depozit: **08/04/2013**

(45) Data publicării mențiunii acordării brevetului: **30/12/2021** BOPI nr. **12/2021**

(41) Data publicării cererii:
28/11/2014 BOPI nr. **11/2014**

(73) Titular:
• **INDAELTRAC S.R.L., STR.BUJORULUI
NR.24, CRAIOVA, DJ, RO**

(72) Inventatori:
• **BITOLEANU ALEXANDRU,
STR. ÎMPĂRATUL TRAIAN NR.1, BL.G,
SC.1, AP.10, CRAIOVA, DJ, RO;**
• **POPESCU MIHAELA, CALEA BUCUREȘTI
NR. 47, BL. 27D, AP. 8, CRAIOVA, DJ, RO**

(56) Documente din stadiul tehnicii:
US 2012/0018426 A1; US 5286941

(54) **METODĂ PENTRU COMANDA INVERTOARELOR
DE TENSIUNE CU SARCINĂ REZONANTĂ PARALEL
DESTINATE ÎNCĂLZIRII PRIN INDUCȚIE**



RO 129914 B1

1 Invenția se referă la o metodă de comandă a invertoarelor monofazate de tensiune
utilizate la încălzirea prin inducție cu circuit de rezonanță de tip paralel.

3 La instalațiile de încălzire prin inducție, o bobină - inductorul de încălzire, fiind
parcursă de un curent electric alternativ, produce un câmp magnetic variabil în timp.
5 Introducând în inductor un corp conductor din punct de vedere electric (șarjă topită sau piesă
brută sub diverse forme: țevă, cilindru, etc.), în acesta se vor induce curenți turbionari care,
7 prin efect Joule, vor determina încălzirea directă sau chiar topirea corpului respectiv.

9 În comparație cu alte metode de încălzire, încălzirea prin inducție prezintă
următoarele avantaje:

11 - căldura se dezvoltă în metalul care urmează a fi încălzit cu o densitate mare de
putere, rezultând o viteză de încălzire mai mare decât în cuptoarele cu încălzire indirectă;
- condițiile de lucru sunt mai ecologice, poluarea mediului fiind astfel redusă.

13 Instalațiile de încălzire prin inducție necesită surse de alimentare la frecvențe diferite
de 50 Hz. Acestea sunt realizate din ansambluri redresor-invertor și oferă tensiuni și curenți
15 într-o gamă largă de frecvențe, uzual de la sute de Hz până la zeci de kHz.

17 În momentul actual, calarea pe frecvența de rezonanță sau apropiată de aceasta se
realizează cu circuite PLL (Phase Locked Loop) care, sub o formă sau alta, controlează
defazajul dintre semnalul de comandă a tranzistoarelor invertorului și o altă mărime din sis-
19 tem. Spre exemplu, în cazul invertoarelor de tensiune, se controlează defazajul dintre sem-
nalul de comandă a tranzistoarelor invertorului și tensiunea la bornele inductorului
21 (**US 6943330 B2**).

23 Principalul dezavantaj al utilizării circuitelor PLL în comanda invertoarelor cu sarcină
rezonantă paralel constă în sensibilitatea lor, manifestată prin:

25 - necesitatea inițializării frecvenței la o valoare apropiată de frecvența de rezonanță;
- stabilitatea redusă la apariția regimurilor tranzitorii.

27 Pentru diminuarea acestor dezavantaje, s-au propus diverse metode, cum ar fi
monitorizarea atât a tensiunii la bornele inductorului, cât și a curentului prin acesta (brevet
US 7262981 B2). În cererea de brevet **US 2012/0018426 A1** se propune calculul frecvenței
29 de comandă prin monitorizarea vârfurilor de curent datorate comutației și compararea lor cu
valori predeterminate.

31 Cheia obținerii unor performanțe energetice superioare este comanda invertorului la
o frecvență apropiată de frecvența de rezonanță a ansamblului inductor-corp de încălzit-con-
33 densator. Dificultatea realizării unei astfel de comenzi este determinată, în principal, de doi
factori: frecvența de rezonanță a sarcinii echivalente nu poate fi cunoscută cu suficientă pre-
35 cizie și orice modificare a componentelor și condițiilor de lucru determină modificarea
frecvenței de rezonanță.

37 Problema tehnică pe care o rezolvă invenția constă în autoadaptarea frecvenței de
comandă a invertoarelor de tensiune sau curent la valoarea frecvenței de rezonanță a
39 sistemului de încălzire prin inducție.

41 Metoda de comandă a invertoarelor încălzitoarelor inductive prin autoadaptarea la
frecvența de rezonanță a ansamblului inductor-corp de încălzit-condensator de compensare,
conform invenției, înlătură dezavantajele soluțiilor menționate mai sus și cuprinde urmă-
43 toarele etape:

45 - obținerea curenților i_b , i_c prin inductor și condensatorul de compensare cu niște
traductori de curent;

- obținerea curentului i_i de ieșire din invertor prin însumarea curenților i_b și i_c ;

47 - calcularea pătratelor valorilor curenților I_b^2, I_c^2 , și I_i^2 în niște blocuri electronice de
calcul;

RO 129914 B1

- extragerea componentelor I_b^2 , I_C^2 și I_i^2 medii ale pătratelor curenților cu ajutorul unor filtre de tip "trece jos";	1
- înmulțirea curentului I_b^2 cu un coeficient k_f într-un bloc electronic de calcul;	3
- determinarea valorii curentului $I_b^2 = I_C^2 + I_i^2$ cu ajutorul unui sumator;	
- calcularea erorii $\varepsilon = k_f - I_C^2 + I_i^2$ sistemului cu un alt sumator;	5
- introducerea valorii erorii ε într-un regulator de tip PI ce produce la ieșirea sa valoarea frecvenței f de comandă a inverterului;	7
- convertirea frecvenței de comandă f în semnale de comandă pentru tranzistoarele inverterului.	9
În cazul invertoarelor de tensiune se alege o valoare supraunitară a coeficientului k_f iar în cazul invertoarelor de curent se alege o valoare subunitară a coeficientului k_f , ceea ce implică majorarea curentului i_C capacitiv, asigurându-se astfel comutația la curent nul atât la amorsarea tranzistoarelor cât și la blocarea lor.	11
Față de soluțiile anterioare, metoda la care face referire invenția prezintă următoarele avantaje:	13
- asigurarea unei dinamici foarte bune și sensibilitate redusă în raport cu frecvența inițială de comandă	15
- asigură funcționarea stabilă și imunitate mare la variația parametrilor sarcinii, chiar și la modificarea treaptă a acestora, cu variații de până la 100%.	17
- prin valoarea coeficientului k_f , se asigură comutația la curent nul, atât la amorsarea tranzistoarelor cât și la blocarea lor, atât în cazul invertoarelor de tensiune cât și în cazul invertoarelor de curent.	19
Se dă în continuare un exemplu de realizare a invenției, în legătură și cu fig. 1...6 care reprezintă:	21
- fig. 1, schema bloc a sistemului de încălzire prin inducție cu circuit de rezonanță de tip paralel;	23
- fig. 2a, schema echivalentă a circuitului rezonant;	25
- fig. 2b, diagrama fazorială a circuitului rezonant;	27
- fig. 3, schema bloc pentru aplicarea invenției;	29
- fig. 4, implementarea invenției, pe sistemul dSPACE 1103;	
- fig. 5, răspunsul și performanțele dinamice la variația treaptă a inductivității circuitului de sarcină;	31
- fig. 6, comutația la curent nul a inverterului monofazat de tensiune	33
Invenția se referă la o metodă pentru obținerea frecvenței de comandă a inverterului, egală sau mai mare decât frecvența de rezonanță a sarcinii. Metoda propusă utilizează doi curenți mășurați pe sarcină și poate fi implementată pe o structură ca cea descrisă în continuare.	35
Cu referire la fig. 1, care reprezintă schema bloc a sistemului de încălzire prin inducție cu circuit de rezonanță de tip paralel, redresorul trifazat 2 este conectat la rețeaua de alimentare prin intermediul unui transformator 1 . Energia de c.c. de la ieșirea redresorului este convertită în energie de c.a. de către inverterul 3 . Pentru decuplarea circuitului de reglare a puterii de circuitul de reglare a frecvenței, redresorul este, de regulă, complet comandat. Conectarea inverterului cu circuitul de sarcină, format din inductorul 6 , corpul de încălzit 7 și condensatorul de rezonanță 5 , se face prin intermediul circuitului de adaptare 4 , care facilitează maximizarea puterii transmise. Blocul de comandă 8 realizează două funcții importante:	37
- stabilește frecvența de comandă a inverterului;	39
- reglează transferul de putere către inductor, prin controlul tensiunii la ieșirea redresorului (în cazul invertoarelor de tensiune) sau curentului la ieșirea redresorului (în cazul invertoarelor de curent).	41
	43
	45
	47
	49

RO 129914 B1

1 Principala cerință impusă blocului de reglare a frecvenței este de a realiza calarea
permanentă, dinamică, pe frecvența de rezonanță a circuitului paralel inductor
3 echivalent-condensator de compensare. Deoarece parametrii circuitului echivalent sunt
dependenți, pe de o parte, de inductorul folosit, corpul care se încălzește, temperatura
5 acestuia și condensatorul utilizat, iar, pe de altă parte, de modificarea dinamică a acestor
parametri, metoda de reglare trebuie să asigure autoadaptarea dinamică a frecvenței.

7 Pentru comutarea inverterului la curent nul sau foarte apropiat de zero, frecvența de
comandă trebuie să fie mai mare decât frecvența de rezonanță a circuitului de sarcină în
9 cazul utilizării unui inverter de tensiune și mai mică decât frecvența de rezonanță a circuitului
de sarcină pentru un inverter de curent. În consecință, metoda de reglare a frecvenței trebuie
11 să realizeze și acest lucru.

13 Metoda conform prezentei invenții este o metodă originală de calcul a frecvenței de
comandă a inverteorilor de tensiune la o valoare egală sau mai mare decât frecvența de
rezonanță a sarcinii.

15 Conform invenției, metoda propusă se bazează pe legătura care există, la rezonanță,
între valorile efective ale curenților prin inverter, prin inductor și prin condensatorul de
17 rezonanță.

19 Conform invenției, referindu-ne la fig.2a, schema echivalentă a circuitului rezonant
conține rezistența echivalentă R_b și inductivitatea echivalentă L_b ale inductorului, împreună
cu corpul de încălzit, condensatorul de compensare având capacitatea C .

21 Conform invenției, referindu-ne tot la figura 2a, se scriu ecuațiile fazoriale
corespunzătoare frecvenței de comandă ca și frecvența fundamentală:

$$\underline{I}_i = \underline{I}_b + \underline{I}_C \quad (1)$$

$$\underline{U}_b = (R_b + jX_b)\underline{I}_b = -jX_C \underline{I}_C \quad (2)$$

23 Conform invenției, referindu-ne la fig. 2b, se evidențiază: fazorul tensiunii la bornele
27 inductorului (\underline{U}_b) luat ca origine de fază; fazorii curentului prin inverter (\underline{I}_i), curentului
prin inductor (\underline{I}_b) și curentului prin condensator (\underline{I}_C); componentele lor active ($\underline{I}_{ia} = \underline{I}_{ba}$)
29 aflate pe direcția lui \underline{U}_b și componentele lor reactive (\underline{I}_{ir} și \underline{I}_{br}) aflate pe direcția perpen-
diculară pe \underline{U}_b , precum și unghiurile fazorilor curentului prin inverter și curentului prin
31 inductor, față de fazorul tensiunii la bornele inductorului (ϕ_i și ϕ_b).

33 Conform invenției, referindu-ne tot la fig. 2b, la rezonanță, curentul prin inverter este
în fază cu tensiunea la bornele inductorului ($\phi_i = 0$) și rezultă relația,

$$I_b^2 = I_C^2 + I_i^2 \quad (3)$$

35 Conform invenției, din relația (3) se calculează eroarea ce caracterizează diferența
37 dintre frecvența de rezonanță a sarcinii și frecvența de comandă a inverterului,

$$\varepsilon_l = I_b^2 - (I_C^2 + I_i^2) \quad (4)$$

39 deoarece, dacă frecvența de rezonanță a sarcinii este mai mare decât frecvența de comandă
41 a inverterului, eroarea este pozitivă, iar dacă frecvența de rezonanță a sarcinii este mai mică
decât frecvența de comandă a inverterului, eroarea este negativă.

43 Conform invenției, dacă eroarea dată de relația (4) este prelucrată cu o relație de tip
proporțional-integrator (PI), se obține frecvența de rezonanță a sarcinii.

45 Conform invenției, dacă în relația (4) pătratul valorii efective a curentului prin bobină
se înmulțește cu un coeficient supraunitar sau subunitar,

$$\varepsilon = k_f I_b^2 - (I_C^2 + I_i^2) \quad (5)$$

RO 129914 B1

prin prelucrarea acestei erori cu o relație de tip proporțional-integrator (PI), se obține o frecvență mai mare, respectiv mai mică, decât frecvența de rezonanță a sarcinii.	1
Metoda de calcul a frecvenței de comandă a invertorului, la o valoare apropiată de frecvența de rezonanță a sarcinii, la care se referă cererea de invenție, face parte din blocul de comandă 8 .	3 5
În continuare se prezintă modalitatea de realizare a invenției, prin implementarea pe schema bloc prezentată în fig. 3.	7
Conform invenției, curenții prin inductor și prin condensatorul de compensare se obțin de la traductoarele de curent 10 și 11 , iar prin însumarea lor în sumatorul 9 se obține, conform ecuației (1), și curentul la ieșirea invertorului, apoi, cei trei curenți se înmulțesc cu ei înșiși în blocurile 12 , 13 și 14 , iar semnalele astfel obținute se aplică blocurilor de calcul a valorii efective 15 , 16 și 17 , la ieșirile cărora se obțin pătratele valorilor efective, după care, în blocul 22 se face înmulțirea curentului prin bobină cu un coeficient supraunitar sau subunitar k_r , după cum se dorește ca frecvența de comandă să fie mai mare sau mai mică decât frecvența de rezonanță a sarcinii, apoi, în sumatorul 18 se calculează membrul drept al relației (3), iar în sumatorul 19 se calculează eroarea sistemului cu relația (5). În continuare, eroarea este aplicată regulatorului de tip PI 20 a cărui ieșire este valoarea numerică a frecvenței de comandă a invertorului, iar în blocul 21 această valoare este convertită în semnale de comandă a celor patru tranzistoare ale invertorului.	9 11 13 15 17 19
Implementarea invenției se poate efectua pe sistemul dSPACE 1103 așa cum este ilustrat în fig. 4.	21
Curenții prin inductor și prin condensatorul de compensare se achiziționează prin convertoarele analog-digitale ADC, pe 12 biți și se scalează prin înmulțirea cu coeficientul de scalare K , iar prin însumarea lor într-un sumator se obține, conform ecuației (1) curentul la ieșirea invertorului, apoi, cei trei curenți se ridică la pătrat în trei blocuri electronice, iar semnalele astfel obținute se aplică celor trei filtre „trece jos”, la ieșirile cărora se obțin pătratele valorilor efective, după care, în alt bloc electronic se face înmulțirea curentului prin bobină cu un coeficient supraunitar sau subunitar k_r , după cum se dorește ca frecvența de comandă să fie mai mare sau mai mică decât frecvența de rezonanță a sarcinii, apoi, într-un sumator se calculează membrul drept al relației (3), iar în alt sumator se calculează eroarea sistemului cu relația 5. În continuare, legea de reglare de tip PI se realizează în blocul de reglare frecvență a cărui ieșire este valoarea numerică a frecvenței de comandă a invertorului care se aplică convertorului tensiune-frecvență care generează semnalele de comandă a tranzistoarelor de pe o parte a invertorului, care se trimit la două ieșiri digitale, iar de aici către driverule tranzistoarelor.	23 25 27 29 31 33 35

RO 129914 B1

Revendicări

1

3

1. Metodă de comandă a invertoarelor încălzitoarelor inductive prin autoadaptarea la frecvența de rezonanță a ansamblului inductor-corp de încălzit-condensator de compensare **caracterizată prin aceea că** cuprinde următoarele etape:

5

- obținerea curenților (i_b , i_c) prin inductor și condensatorul de compensare cu niște traductori (**10** și **11**) de curent;

7

- obținerea curentului (i_i) de ieșire din inverter prin însumarea curenților (i_b și i_c);

9

- calcularea pătratelor valorilor curenților (I_b^2 , I_c^2 , și I_i^2) în niște blocuri (**12**), (**13**) și (**14**) electronice de calcul;

11

- extragerea componentelor (I_b^2 , I_c^2 și I_i^2) medii ale pătratelor curenților cu ajutorul unor filtre (**15**, **16** și **17**) de tip "trece jos";

13

- înmulțirea curentului (I_b^2) cu un coeficient (k_f) într-un bloc (**22**) electronic de calcul;

- determinarea valorii curentului ($I_b^2 = I_c^2 + I_i^2$) cu ajutorul unui sumator (**18**);

15

- calcularea erorii ($\epsilon = k_f - (I_c^2 + I_i^2)$) sistemului cu un sumator (**19**);

17

- introducerea valorii erorii (ϵ) într-un regulator (**20**) de tip PI ce produce la ieșirea sa valoarea frecvenței (**f**) de comandă a inverterului;

19

- convertirea frecvenței de comandă (**f**) în semnale de comandă pentru tranzistoarele inverterului.

21

2. Metodă de comandă conform revendicării 1 **caracterizată prin aceea că**, în cazul invertoarelor de tensiune, se alege o valoare supraunitară a coeficientului (k_f) fapt ce implică majorarea curentului (i_c) capacitiv, asigurându-se astfel comutația la curent nul atât la amorsarea tranzistoarelor cât și la blocarea lor.

23

25

3. Metodă de comandă conform revendicării 1 **caracterizată prin aceea că**, în cazul invertoarelor de curent, se alege o valoare subunitară a coeficientului (k_f) fapt ce implică majorarea curentul (i_c) capacitiv, asigurându-se astfel comutația la curent nul atât la amorsarea tranzistoarelor cât și la blocarea lor.

27

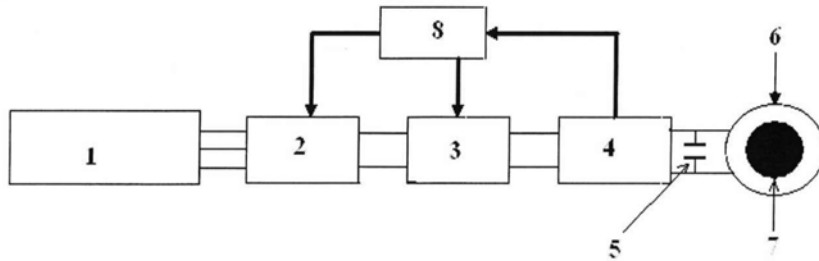


Fig. 1

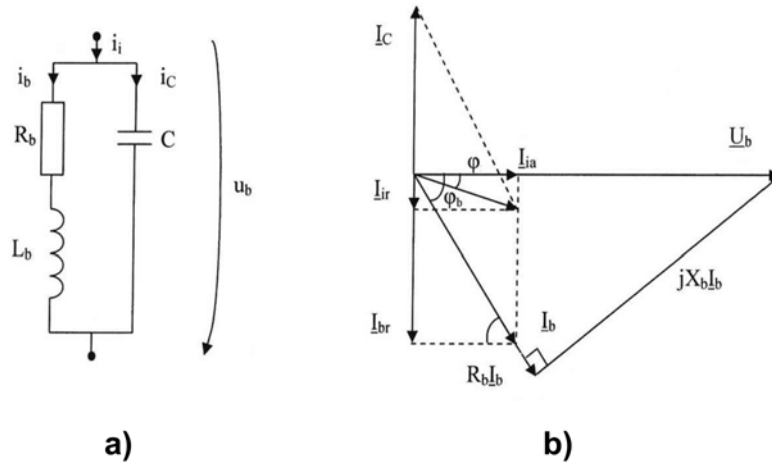


Fig. 2

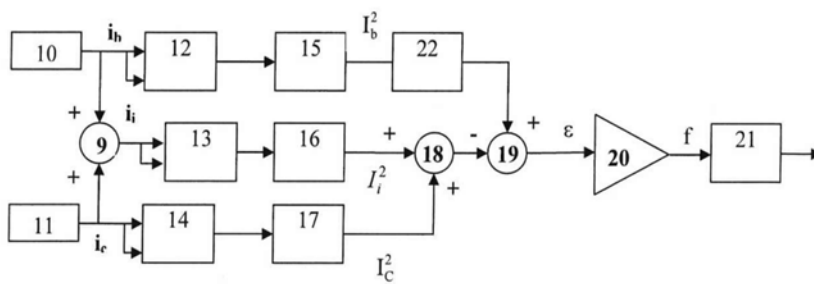


Fig. 3

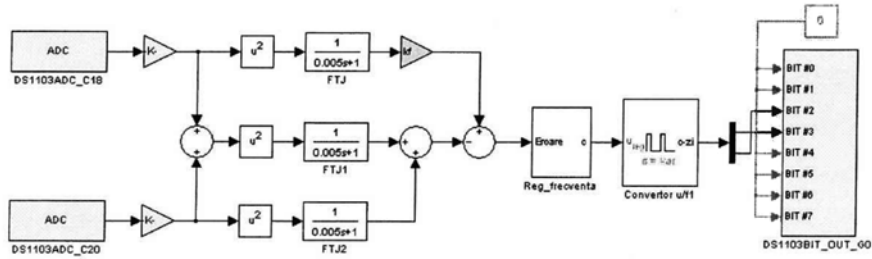


Fig. 4

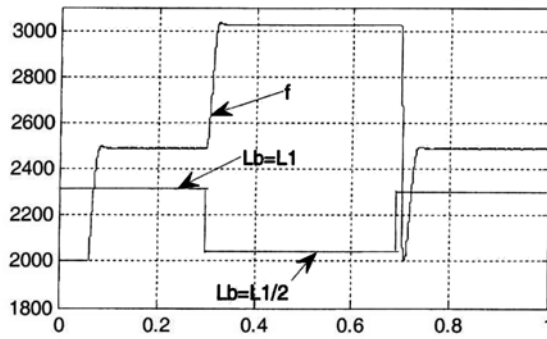


Fig. 5

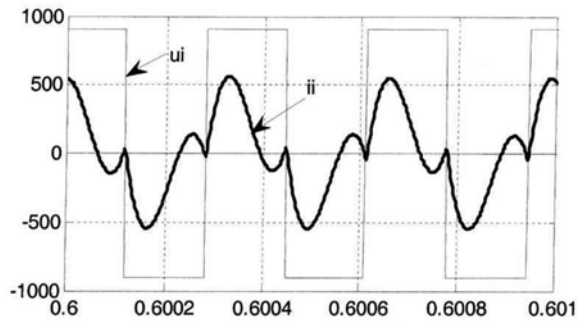


Fig. 6

