



(12) CERERE DE BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: a 2017 00531

(22) Data de depozit: 31/07/2017

(41) Data publicării cererii:  
29/12/2017 BOPI nr. 12/2017

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

(72) Inventatori:  
• CLOȚEA LUMINIȚA ROXANA,  
STR.PICTOR ȘTEFAN LUCHIAN NR.25,  
BL.31, AP.21, BRAȘOV, BV, RO;  
• SCORȚĂRU PETRE, STR.MĂLĂEȘTI  
NR.2, BRAȘOV, BV, RO

(54) INVERTOR PENTRU CALIBRAREA PIROMETRELOR  
DE RADIAȚIE CU ÎNCĂLZIREA CORPULUI EMISIV  
PRIN INDUCȚIE ELECTROMAGNETICĂ

(57) Rezumat:

Invenția se referă la un invertor pentru calibrarea pirometrelor de radiație cu încălzirea corpului emisiv prin inducție electromagnetică. Invertorul conform invenției cuprinde un redresor (1), o punte invertor cu tranzistoare MOSFET (2), un circuit LLC (3), un regulator de temperatură cu algoritm PID (4), un circuit de reglare (5) și comenzi în poartă și protecție (6), corpul emisiv fiind în contact direct cu un termocuplu etalon Th, conectat la un regulator numeric de temperatură, care amplifică și linearizează semnalul primit de la termocuplu, afișând temperatura corpului emisiv, în care ieșirea regulatorului este conectată la circuitul de reglare (5) ce transmite impulsuri pentru comenzile în poartă (6) ale tranzistoarelor de putere.

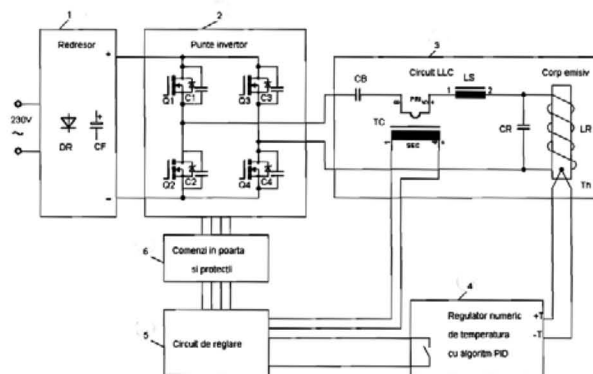


Fig. 1

Revendicări: 7  
Figuri: 5



Nr. FCB BPT 114/10.07.17  
1

12

OFICIUL DE STAT PENTRU BREVETE ȘI MĂRCI
Cerere de brevet de invenție
Nr. a 2017 0531
Data depozit ... 31-07-2017

## INVERTOR PENTRU CALIBRAREA PIROMETRELOR DE RADIAȚIE CU ÎNCĂLZIREA CORPULUI EMISIV PRIN INDUCȚIE ELECTROMAGNETICĂ

*Invenția se referă la* domeniul invertoarelor pentru încălzire prin inducție electromagnetică, în particular un inverter utilizat pentru calibrarea pirometrelor de radiație folosind încălzirea inductivă a corpului emisiv.

În multe procese industriale controlul temperaturii este esențial pentru obținerea performanțelor dorite. Pirometrul de radiație folosește o metodă non-contact de măsurare a temperaturii pe baza radiației termice emise de un corp încălzit.

În vederea realizării procesului de calibrare, corpul emisiv este încălzit la o anumită temperatură care trebuie stabilizată pe durata unei calibrări.

*Sunt cunoscute* următoarele metode de reglare a invertoarelor pentru încălzirea prin inducție electromagnetică:

- Reglarea prin modulația în frecvență a impulsurilor de comandă a tranzistoarelor din inverter; metoda prezintă dezavantajul scăderii randamentului din cauza funcționării la frecvențe foarte înalte atunci când nivelul puterii de ieșire trebuie redus și a dificultăților de filtrare pe un domeniu extins de frecvențe [M. Kamli, S. Yamamoto, and M. Abe, "A 50–150 kHz half-bridge inverter for induction heating applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 1, pp. 163–172, Feb. 1996];
- Reglarea prin modulația în densitate a impulsurilor; metoda prezintă dezavantajul că reglarea puterii se face discret, pentru a obține o rezoluție fină a reglării frecvența de comutație trebuie să fie foarte mare iar la nivele reduse de putere apar probleme de stabilitate a regulatorului [H. Fujita and H. Akagi, "Pulse-density-modulated power control of a 4 kW 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 2, pp. 279–286, Mar./Apr. 1996];
- Reglarea cu frecvența constantă prin controlul fazei (Phase-Shift); asigură un domeniu restrâns de funcționare cu comutație soft [L. Grajales and F. C. Lee, "Control system design and small-signal analysis of a phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 1995, pp. 450–456];
- Reglarea cu modulație PWM asimetrică și controlul defazajului dintre



tensiunea de ieșire și curentul de ieșire ale inverterului; metoda poate fi optimizată numai pentru putere constantă la ieșirea inverterului [J. M. Burdio, L.A. Barragán, F. Monterde, D. Navarro, and J. Acero, “Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters”, *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 19, no.2, pp. 461-469, Mar. 2004, S. Chudjjuarjeen, A. Sangswang, and C. Koompai, “An Improved LLC Resonant Inverter for Induction-Heating Applications With Asymmetrical Control”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no.7, pp. 2915-2925, July, 2011].

Dintre metodele enumerate mai sus, metoda de reglare cu modulație PWM asimetrică oferă avantajul reglării inverterului cu frecvență de comutație constantă și performanțe superioare din punct de vedere al controlului puterii și factorului total de distorsiuni (THD) al tensiunii pe circuitul de sarcină [D.V. Bhaskar, N. Yagnyaseni, T. Maity, and N. Vishvanathan, “Comparison of Methods for High Frequency IH Cooking Applications”, *Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE 2014)*].

În metoda cunoscută de reglare cu modulație PWM asimetrică (J. M. Burdio, L.A. Barragán, F. Monterde, D. Navarro, and J. Acero, *Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters*, *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 19, no.2, pp. 461-469, Mar. 2004 și respectiv S. Chudjjuarjeen, A. Sangswang, and C. Koompai, *An Improved LLC Resonant Inverter for Induction-Heating Applications With Asymmetrical Control*, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no.7, pp. 2915-2925, July, 2011), pentru a regla frecvența de comutație a inverterului astfel ca să corespundă cu frecvența de rezonanță a circuitului LLC, circuitul cu calare pe fază PLL (Phase-Locked-Loop) necesită un semnal corespunzător curentului prin inverter. Curentul sinusoidal este preluat cu un transformator de curent și trecut printr-un detector de zero care produce impulsuri cu factor de umplere 50%. Aceste impulsuri se aplică pe una dintre intrările comparatorului de fază. Pentru semnalul de tensiune, având în vedere timpii de comutație foarte mici ai tranzistoarelor de putere, se poate considera, cu foarte bună aproximație, că fronturile tensiunii de ieșire a inverterului coincid cu fronturile tensiunilor de comandă în poartă, impulsuri generate de oscilatorul comandat în tensiune al circuitului PLL. Rezultă că este suficient un singur transformator de curent pentru reglarea inverterului. Ieșirea circuitului VCO se conectează la a doua intrare a comparatorului de fază.

Metoda cunoscută de reglare, bazată pe un circuit cu calare pe fază PLL (S. Dieckerhoff, M. J. Ryan, and R. W. De Doncker, *Design of an IGBT-based LCL-resonant inverter for high frequency induction heating*, in *Proceedings of the IEEE Industry*

*Applications Conference and 34th IAS Annual Meeting*, pp. 2039-2045, October 1999) controlează defazajul dintre tensiunea și curentul prin circuitul *LLC* (defazaj menținut constant prin însumarea tensiunii de la ieșirea filtrului trece jos al circuitului *PLL* cu o tensiune prescrisă de valoare constantă. Cu această metodă frecvența de comutație a inverterului este puțin mai mare decât frecvența proprie de rezonanță a circuitului *LLC*. Circuitul *LLC* se comportă inductiv (curentul este defazat în urma tensiunii) și sunt create condiții pentru o comutație soft de tip *ZVS* (Zero Voltage Switching).

Dezavantajul metodei cunoscute de reglare constă în aceea că, pentru a extinde domeniul de comutație soft în domeniul curenților mici de sarcină, defazajul dintre tensiunea și curentul de ieșire se prescrie, în mod conservativ, mai mare decât ar fi necesar pentru nivele mari de curent, cu implicații negative asupra randamentului inverterului. Dacă defazajul dintre tensiune și curent nu este suficient de mare, la curenți mici de sarcină, comutația tranzistoarelor de putere se face parțial soft sau chiar hard, și cresc pierderile de putere în comutație.

*Obiectivul prezentei invenții* este de a stabili o metodă de reglare pentru un inverter rezonant de tip *LLC* cu topologie cunoscută, utilizând modulația PWM asimetrică și asigurând o valoare constantă a curentului prin inductanța serie *LS* a circuitului *LLC* în momentele de producere a comutațiilor, în vederea înlăturării dezavantajelor metodei cunoscute. Această valoare pe care o vom numi  $I_{critic}$  poate fi reglată astfel încât să asigure un regim optim de funcționare a inverterului cu comutație soft de tip *ZVS* pe întreg domeniul curenților de sarcină.

*Problema tehnică pe care o rezolvă invenția* este calibrarea pirometrelor de radiație cu încălzirea prin inducție electromagnetică a corpului emisiv, care să înlătore dezavantajele metodelor cunoscute în prezent.

Procesul de calibrare a pirometrelor de radiație, în sensul prezentei invenții, presupune măsurarea temperaturii corpului emisiv cu un termocuplu etalon, de exemplu, un termocuplu de tip *S*, având electrodul pozitiv din 90%Pt-Rh și electrodul negativ din Pt, pentru domeniul de temperaturi 0...1700°C, cu o sensibilitate medie de 10μV/°C.

Termocuplul este în contact termic direct cu corpul emisiv și jonctiunea rece este conectată la un regulator numeric, de exemplu un regulator de tip *E5CN* - Omron care condiționează semnalul primit de la termocuplu, afișează temperatura corpului emisiv și realizează un algoritm de reglare cu ieșiri pe contact de releu normal deschis (*ND*).

Pirometrul de radiație se amplasează în fața corpului emisiv. Când temperatura corpului emisiv s-a stabilizat la valoarea prescrisă, se marchează temperatura pe indicatorul

pirometrului ce urmează să fie calibrat. Procesul se repetă în mod similar și pentru alte temperaturi.

Metoda propusă *soluționează problema tehnică* prin reglarea temperaturii corpului utilizând un inverter rezonant de tip *LLC* cu alimentare în tensiune compus din: o punte de tranzistoare cu diode antiparalele, un condensator pentru blocarea componentei de curent continuu, un transformator pentru măsurarea curentului prin inverter și un circuit *LLC* format din inductanța serie, condensatorul rezonant și inductanța rezonantă în serie cu rezistența echivalentă.

Corpul emisiv, sub forma unui cilindru executat din Cr, Ni sau Fe este amplasat concentric în bobina rezonantă și izolat într-un tub din ceramică sau cuarț.

Circuitul de reglare propus realizează următoarele funcții:

- 1) detectarea curentului critic prin inductanța serie astfel încât comutația tranzistoarelor din inverter să se facă la un curent constant, apropiat de zero, dar suficient de mare pentru a realiza comutația soft de tip *ZVS* a tranzistoarelor din inverter pe întreg domeniul curenților de sarcină;
- 2) controlul frecvenței de comutație a inverterului cu un circuit *PLL* pentru a menține funcționarea sa la o frecvență puțin peste frecvența proprie de rezonanță a circuitului *LLC*, urmărind în același timp variațiile frecvenței proprii de rezonanță a circuitului *LLC* cauzate de procesul de încălzire, în vederea asigurării unui randament ridicat și a minimizării circulației de putere reactivă;
- 3) acordarea automată a frecvenței de comutație a inverterului cu frecvența de rezonanță a circuitului *LLC*, la pornirea inverterului, astfel încât să fie evitată funcționarea inverterului cu comutație hard;
- 4) controlul temperaturii corpului emisiv prin reglarea puterii de ieșire a inverterului cu frecvența de comutație constantă și modulație asimetrică a lății impulsurilor de comandă a tranzistoarele de putere;
- 5) introducerea unei linii de întârziere între ieșirea oscilatorului comandat în tensiune al circuitului de reglare *PLL* și intrarea comparatorului de fază, care să compenseze întârzierile totale ale semnalelor de comandă;
- 6) un circuit de generare a timpilor morți care realizează intervale de interblocare a tranzistoarelor din același braț al punții, intervale calculate pentru a se produce comutația soft de tip *ZVS* a tranzistoarelor;
- 7) transmiterea unui semnal de blocare a tranzistoarelor de putere din inverter în situația în care frecvența de comutație a ieșit din domeniul prestabilit.

*Conform invenției, utilizarea metodei propuse prezintă următoarele avantaje:*

- deoarece comutațiile în inverter se fac întotdeauna la un nivel constant al curentului de ieșire, defazajul dintre tensiunea de ieșire și curentul de ieșire este cel minim necesar;
- pentru același nivel al puterii de ieșire, valorile de vârf și valorile efective ale curentului prin tranzistoarele de putere, bobina rezonantă și condensatorul rezonant sunt substanțial mai reduse comparativ cu metodele cunoscute de reglare;
- încălzirea se face fără oxidarea corpului emisiv;
- încălzirea este rapidă și ușor controlabilă;
- se asigură repetabilitate și productivitate.

*Se prezintă în continuare un exemplu de realizare a invenției în legătură cu figurile:*

- Fig. 1 Inverter rezonant tip LLC,
- Fig. 2 Schema bloc a circuitului de reglare după metoda cunoscută,
- Fig. 3 Schema bloc a circuitului de reglare după metoda propusă,
- Fig. 4 Schema de principiu a circuitului de reglare a inverterului,
- Fig. 5 Semnalele de comandă în poartă a tranzistoarelor din inverter.

Inverterul rezonant prezentat în Fig. 1 se compune din: redresor (1), punte inverter cu tranzistoare MOSFET (2), circuit LLC (3), regulator numeric de temperatură cu algoritm PID (4), circuit de reglare (5) și comenzi în poartă și protecție (6). Circuitul LLC (3) cuprinde: un condensator CB pentru blocarea componentei de curent continuu, un transformator TC pentru măsurarea curentului prin inverter și un circuit format din inductanța serie LS, condensatorul rezonant CR și inductanța rezonantă LR, care include corpul emisiv. În contact direct cu corpul emisiv se află termocuplul etalon Th, conectat la regulatorul numeric de temperatură cu algoritm de reglare PID. Regulatorul amplifică și liniarizează semnalul primit de la termocuplu, afișând temperatura corpului emisiv. Ieșirea regulatorului se face pe contact de releu normal deschis, care se conectează pe circuitul de reglare (5). Tot la circuitul de reglare se conectează și secundarul transformatorului de curent TC. Circuitul de reglare (5) transmite impulsuri pentru comenzile în poartă (6) ale tranzistoarelor de putere. Schema bloc a circuitului de reglare după metoda cunoscută (Fig. 2) cuprinde: detector de zero (7), comparator de fază (8), filtru trece jos (9), sumator pentru controlul defazajului (10), oscilator comandat în tensiune (11), modulator PWM asimetric (12) și generator de timp mort (13).

Schema bloc a circuitului de reglare după metoda propusă (Fig. 3) cuprinde: detector

de curent critic (14), circuit PLL (15) format din comparator de fază PC2 (16), filtru trece jos (9), oscilator comandat în tensiune (11), linie de întârziere (17) și circuit de acord automat (18). La ieșirea filtrului trece jos (9) se conectează comparatorul fereastră (19). Semnalele date de oscilatorul comandat în tensiune și modulatorul PWM sunt aplicate direct și inversate generatorului de timp mort (13).

Diferențele dintre schema bloc de reglare după metoda cunoscută (Fig. 2) și scheme bloc de reglare după metoda propusă (Fig. 3) constau în: înlocuirea detectorului de zero (7) cu detector de curent critic (14), eliminarea sumatorului pentru controlul defazajului (10) și introducerea unei linii de întârziere (17) și a circuitului de acord automat (18). Deoarece semnalele provenite de la detectorul de curent critic (14) și aplicate la intrarea SIGNIN a circuitului PLL (15) sunt cu factor de umplere puțin peste 50%, a fost necesară utilizarea comparatorului de fază PC2 (16), în loc de comparatorului de fază PC1 (8).

În continuare se va face o descriere detaliată a prezentei invenții pe baza schemei de principiu din Fig. 4. Schema de reglare cuprinde următoarele blocuri funcționale: detector de curent critic (14), circuit PLL (15), filtru trece-jos de buclă (9), un circuit de întârziere (17), un circuit de acordare automată a frecvenței *VCO* cu frecvența de rezonanță a circuitului *LLC* la pornirea invertorului (18), un modulator de tip PWM asimetric (12), un comparator fereastră (19) și un generator de timp mort (13).

Pentru a obține comutația soft de tip *ZVS* este necesar ca în momentul blocării unui tranzistor (de exemplu tranzistorul *Q1* din Fig. 1) curentul prin inductanța serie *LS* să aibă o valoare pozitivă minimă, pe care o vom numi  $I_{critic}$ , și să fie satisfăcută relația:

$$\frac{1}{2} L_s I_{critic}^2 = \frac{1}{2} C_e U_{cc}^2$$

unde  $C_e$  reprezintă suma capacităților de ieșire ale tranzistoarelor dintr-un braț al punții plus eventualele capacități discrete montate în paralel pe tranzistoare.

Tensiunea de pe rezistența  $R_1$ , corespunzătoare curentului de ieșire al invertorului, este aplicată amplificatorului diferențial  $IC_1$ . Ieșirea amplificatorului diferențial se aplică pe intrarea inversoare a comparatorului rapid  $IC_2$ . Pe intrarea neinversoare a comparatorului  $IC_2$  se aplică o tensiune de prescriere a curentului critic, obținută de la referința de tensiune  $IC_3$ . Modul de conectare a semnalelor la intrările comparatorului are în vedere efectul dorit, și anume, frontul negativ al semnalelor generate de *VCO* (care corespund blocării tranzistoarelor de putere) să fie anterior trecerii prin zero a curentului prin invertor. În

momentul comutației în blocare a tranzistoarelor din invertor, valoarea curentului prin inductanța  $LS$  este constantă și independentă de valoarea curentului de sarcină.

Semnalul de la ieșirea comparatorului  $IC_2$  se aplică la intrarea  $SIGN$  a circuitului  $IC_4$  ( $PLL$ ). Pe intrarea  $CIN$  a comparatorului de fază se aplică semnalul generat de  $VCO$  după ce a fost întârziat de buffer-ul  $IC_5$  și linia de întârziere  $IC_6$  pentru a compensa întârzierile totale ale semnalelor de comandă în poartă ale tranzistoarelor din invertor. Deoarece semnalul de la ieșirea comparatorului  $IC_2$  are un factor de umplere puțin peste 50%, este obligatorie utilizarea pentru reglarea comparatorului de fază  $PC_2$ , care aliniază fronturile pozitive ale impulsurilor aplicate comparatorului de fază și nu necesită semnale cu factor de umplere de 50%.

Modulația PWM asimetrică este realizată cu circuitele  $IC_7$  și  $IC_8$ . Semnalele generate de  $VCO$  sunt aplicate circuitului de diferențiere format din  $C_{16}$ ,  $R_{15}$ ,  $D_6$ , astfel încât frontul anterior al impulsurilor să seteze bistabilul  $D$  ( $IC_8$ ).

Același semnal produs de  $VCO$  se aplică simultan și circuitului de integrare format din  $R_{13}$ ,  $C_{17}$ ,  $D_5$  care generează o rampă de tensiune ce se aplică pe intrarea inversoare a comparatorului  $IC_7$ . Pe intrarea neinversoare a comparatorului  $IC_7$  se aplică o tensiune de prescriere a puterii de ieșire  $P_{ref}$ . Când nivelul rampei de tensiune depășește tensiunea prescrisă, bistabilul  $IC_8$  este resetat. Regulatorul numeric de temperatură (4) modifică nivelul puterii de ieșire a invertorului între valoarea prescrisă cu potențiometrul  $P_2$  și un nivel redus de putere, prin șuntarea rezistenței  $R_{12}$  de către contactul de releu normal deschis.

Din ieșirea  $/Q$  a bistabilului  $IC_8$  se obțin semnalele de comandă pentru tranzistoarele  $Q_4$  și  $Q_3$ , iar semnale pentru comanda tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  se obțin direct de la ieșirea  $VCO$ . Pentru fiecare tranzistor complementar semnalele sunt inversate cu circuitele  $IC_9$  și respectiv  $IC_{10}$ . Fronturile anterioare ale celor patru semnale de comanda a tranzistoarelor de putere sunt întârziate cu o durată care reprezintă timpul mort.

În Fig. 5 sunt reprezentate semnalele de comandă în poartă a tranzistoarelor din invertor.

Deoarece, la pornirea invertorului, impulsurile de curent la intrarea comparatorului de fază  $PC_2$  lipsesc, tensiunea de comandă a oscilatorului  $VCO$  este zero, iar oscilatorul funcționează pe frecvența minimă din banda de prindere (urmărire) a circuitului  $PLL$ . Frecvența de oscilație fiind sub frecvența proprie de rezonanță a circuitului  $LLC$ , acesta se comportă capacitiv (curentul este defazat înaintea tensiunii), comutația tranzistoarelor se face hard și există pericolul defectării lor din cauza supratensiunilor care pot apărea.

Pentru a evita acest pericol, metoda cunoscută în prezent este acordarea manuală a



oscilatorului *VCO*, prin aplicarea unei tensiuni de comandă reglabile, până în momentul intrării în banda de captură a circuitului *PLL*, după care se comută pe funcționarea automată.

În metoda de reglare propusă în prezenta invenție, pornirea inverterului se face automat începând de la frecvența maximă din domeniu. În momentul pornirii inverterului, condensatorul  $C_{13}$  este descărcat și tensiunea de comandă a *VCO* este maximă (egală cu tensiunea de alimentare a circuitului *PLL*). Condensatorului  $C_{13}$  se încarcă prin rezistența  $R_{19}$ , tensiunea de comandă a *VCO* transmisă prin dioda  $D_7$  scade gradual până în momentul când se intră în banda de captură. În acest mod, frecvența de comutație a inverterului este permanent peste frecvența de rezonanță a circuitului *LLC*, acesta se comportă inductiv și asigură comutația soft de tip *ZVS* a tranzistoarelor de putere. Pentru a asigura resetarea condensatorului  $C_{13}$  la oprirea inverterului este prevăzută dioda  $D_8$ .

Tensiunea de comandă a *VCO* este aplicată și unui comparator fereastră realizat cu circuitele  $IC_8$ ,  $IC_9$ . În situația în care frecvența de comutație a inverterului iese din domeniul prestabilit, comparatorul fereastră generează un semnal care este folosit pentru blocarea impulsurilor de comandă ale tranzistoarelor din inverter.

*Invenția poate fi aplicată* pentru calibrarea pirometrelor de radiație. Aplicarea prezentei invenții poate fi extinsă și în alte domenii care utilizează transmiterea inductivă a puterii cum ar fi: topirea aliajelor dentare, sterilizarea instrumentelor medicale, încărcătoare wireless pentru bateriile de acumulare ale autovehiculelor hibride și electrice, și în procese industriale de călire, sudare, forjare etc.

## REVENDICĂRI

- 1) Un invertor pentru calibrarea pirometrelor de radiație cu încălzirea corpului emisiv prin inducție electromagnetică (conform cu Fig.1), **caracterizat prin aceea că** reglează și menține constantă temperatura corpului emisiv pe durata fiecărei calibrări prin intermediul circuitului de reglare (4).
- 2) O metodă de reglare conform schemei de principiu din Fig. 4, **caracterizată prin aceea că** asigură comutația soft de tip *ZVS* a tranzistoarelor din invertor pe întreg domeniul curenților de sarcină.
- 3) Un sistem de detecție a curentului critic prin inductanța serie *LS* a circuitului *LLC* (3), conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că** nivelul curentului în momentele de comutație în invertor se menține constant indiferent de nivelul puterii de ieșire a invertorului;
- 4) Un modulator de tip PWM asimetric (12), conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că** reglarea puterii de ieșire a invertorului se obține prin anularea automată a tensiunii aplicate circuitului *LLC* pe un interval de timp reglabil între zero și  $T/2$  ( $T$  este perioada semnalelor de comandă în porțile tranzistoarelor din invertor);
- 5) Un circuit de întârziere (17), conform revendicării 2, cuplat între oscilatorul comandat în tensiune (11) al circuitului *PLL* și una dintre intrările comparatorului de fază  $PC_2$  **caracterizat prin aceea că** compensează întârzierile totale ale semnalilor de comandă a tranzistoarelor de putere, începând de la ieșirea circuitului comandat în tensiune (11) până la porțile tranzistoarelor de putere ale invertorului (2) (inclusiv timpul mort al circuitului (13), necesar pentru interblocarea tranzistoarelor din același braț al punții);
- 6) Un circuit de acordare automată a frecvenței *VCO* cu frecvența de rezonanță a circuitului *LLC* la pornirea invertorului (18), conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că** *VCO* intra în oscilație începând de la frecvența cea mai mare din banda de captură, iar frecvența de oscilație se reduce gradual până în momentul când se calează pe frecvența proprie de rezonanță a circuitului *LLC* (3). În acest mod invertorul este comutat numai la frecvențe mai mari decât frecvența proprie de rezonanță și este evitată funcționarea invertorului în comutație hard.
- 7) Un comparator fereastră (19), conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că** semnalul de ieșire din comparator comandă blocarea tranzistoarelor din invertorul (2) atunci când frecvența de comutație a invertorului iese din domeniul prestabilit, adică 65-75 kHz.

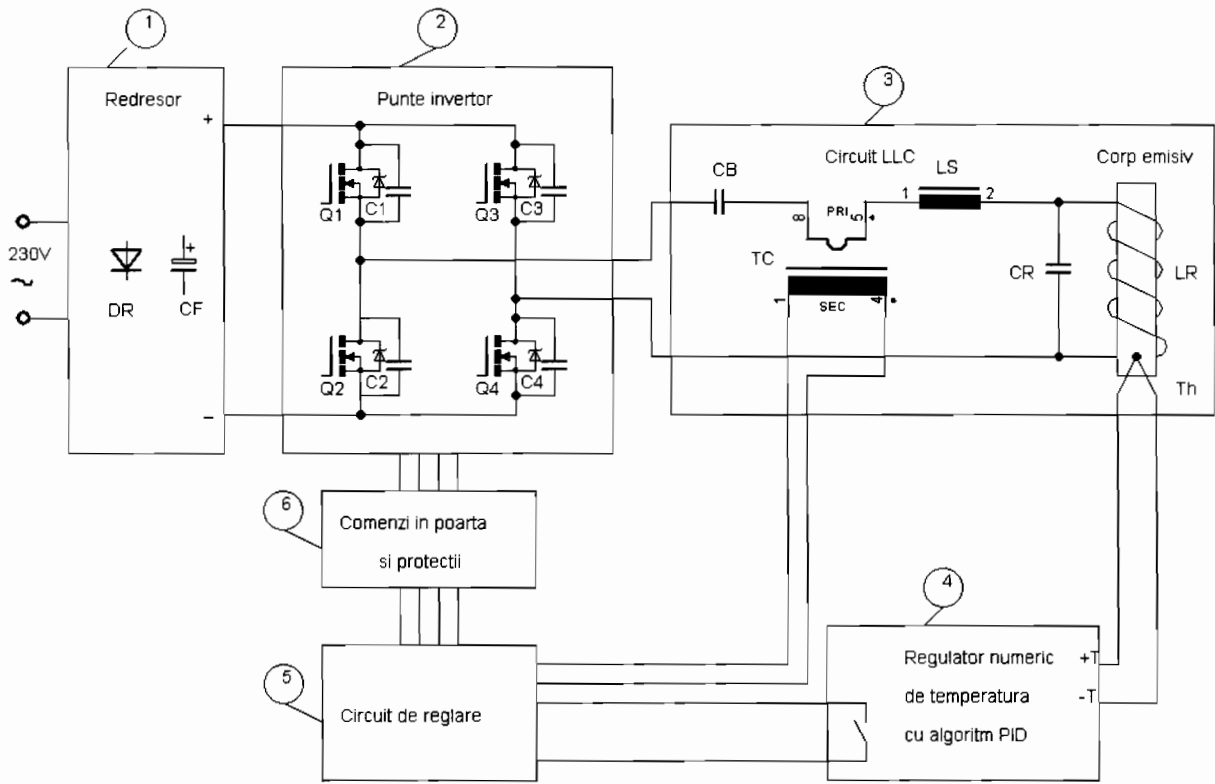


Fig. 1

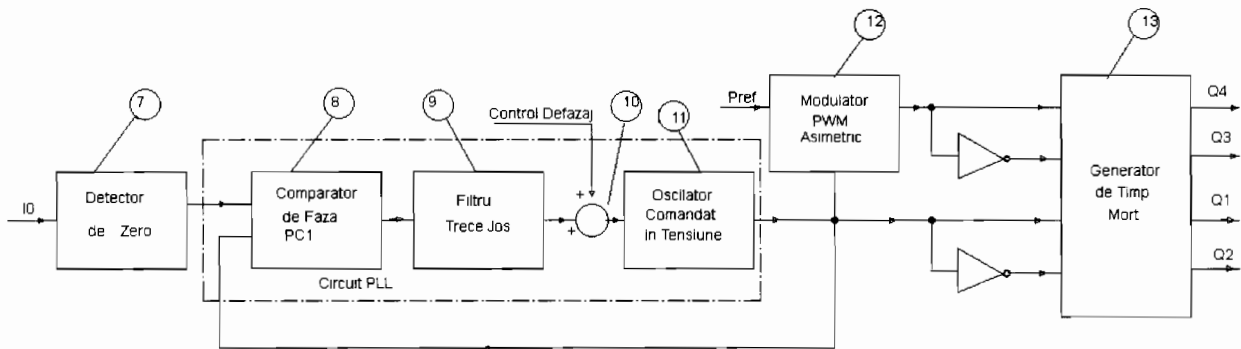


Fig. 2

*[Handwritten signature]*

*[Handwritten signature]*

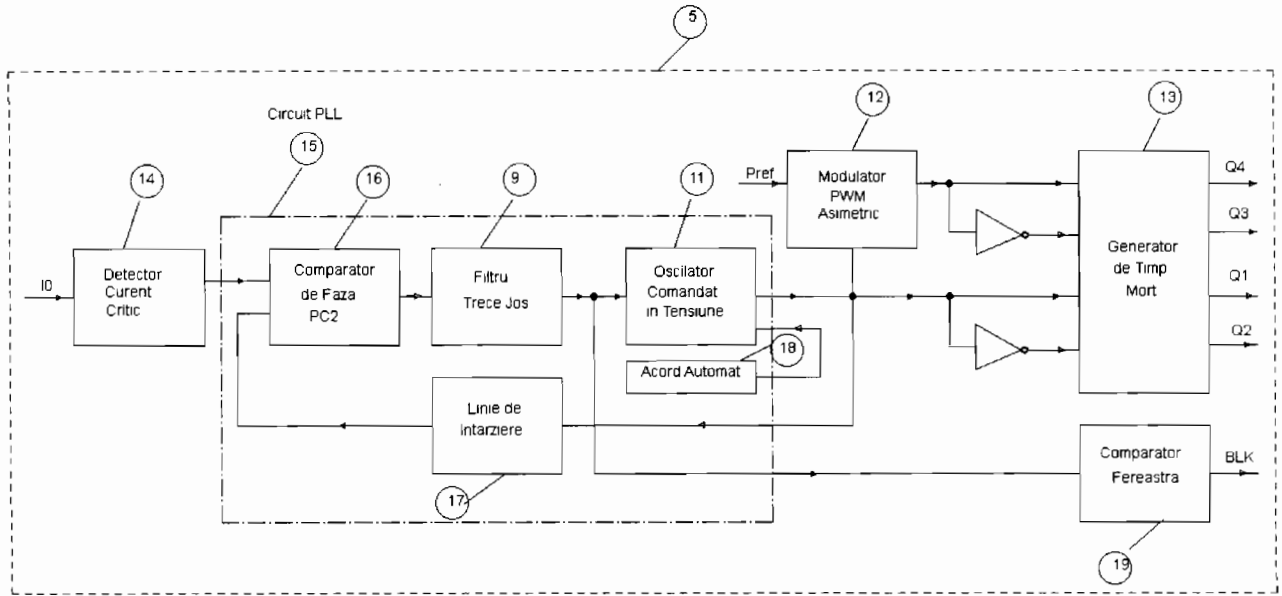


Fig. 3

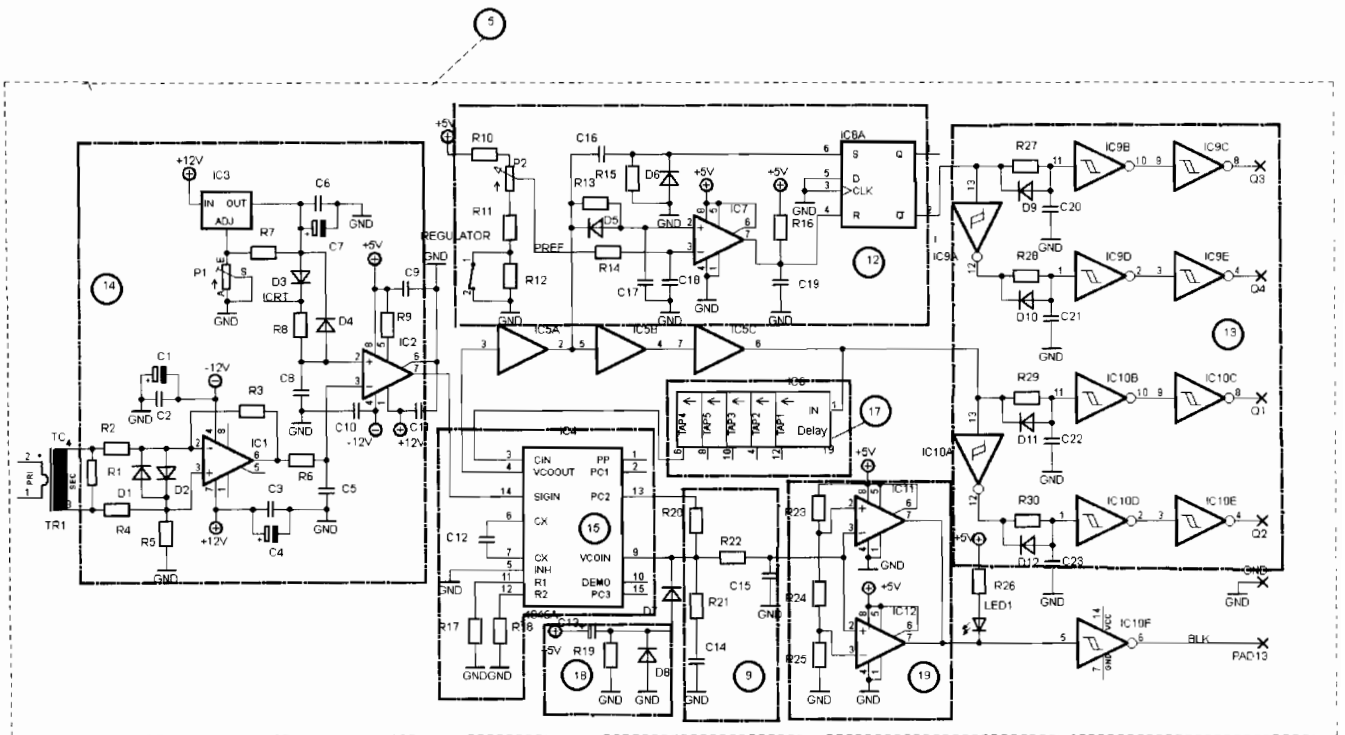


Fig. 4

*[Handwritten signature]*

*[Handwritten signature]*

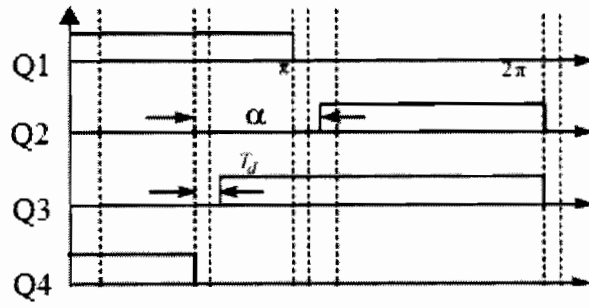


Fig. 5