



(12)

BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: **a 2009 00739**

(22) Data de depozit: **21.09.2009**

(45) Data publicării mențiunii acordării brevetului: **30.03.2012** BOPI nr. 3/2012

(66) Prioritate internă:
09.10.2008 RO a 2008 00807

(41) Data publicării cererii:
30.06.2011 BOPI nr. 6/2011

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

(72) Inventatori:
• **SCORTĂRU PETRE, STR.MĂLĂEȘTI
NR.2, BRAȘOV, BV, RO;**
• **CERNAT MIHAI, ALEEA SÂNZIENELOR
NR.9, AP.3, BRAȘOV, BV, RO**

(56) Documente din stadiul tehnicii:
**US 2006/0091870 A1; US 7508182 B1;
US 6441597 B1; WO 2004/070926 A2**

(54) **PROCEDEU ȘI CIRCUIT PENTRU RECONSTITUIREA
FORMEI DE UNDĂ A CURENTULUI PRIN BOBINELE DE
FILTRARE ALE CONVERTOARELOR ELECTRONICE DE
PUTERE CU COMUTAȚIE SOFT DE TIP ZVS**



RO 126448 B1

1 Inventția se referă la un procedeu și la un circuit pentru reconstituirea formei de undă
a curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație
3 soft de tip ZVS (Zero Voltage Switching), controlate în curent prin histerezis extins, clasă de
convertoare din care fac parte: convertoarele c.c-c.c bidirecționale multifază (multiphase,
5 interleaving), convertoarele c.c-c.c de tensiuni mici și curenți mari de tip VRM (Voltage
Regulated Module) pentru alimentarea sistemelor cu microprocesoare și invertoarele de tip
7 RPI (Resonant Pole Inverter).

Sunt cunoscute următoarele procedee de reconstituire a formei de undă a curentului
9 prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS:

a. Măsurarea tensiunii pe un șunt conectat în serie cu bobina de filtrare.
11 Dezavantajele acestei metode sunt:

- pierderile suplimentare de putere (în special în aplicațiile de curenți mari), care
13 reduc randamentul convertorului;

- costul relativ ridicat al acestor șunturi.

b. Măsurarea tensiunii pe rezistența în conducție directă (R_{DSON}) a tranzistoarelor
15 MOSFET. Este o metodă caracterizată prin pierderi neglijabile. Dezavantajele acestei
17 metode sunt determinate de faptul că precizia măsurării curentului este afectată de:

- toleranța nedefinită a rezistenței R_{DSON} ;

19 - neliniaritatea și dependența rezistenței R_{DSON} de temperatură și de tensiunea de
comandă în poartă a tranzistorului MOSFET.

c. Măsurarea tensiunii pe condensatorul unui filtru pasiv $R_f C_f$ conectat în paralel cu
21 bobina de filtrare (fig. 1), de rezistență R_b și inductanță L_b . În condițiile alegerii unor constante
23 de timp egale ($R_f C_f = L_b / R_b$), tensiunea pe condensatorul de capacitate C_f reproduce
tensiunea pe rezistența echivalentă a bobinei R_b . Dezavantajele acestei metode sunt:

25 - precizia măsurării este afectată de toleranțele componentelor electrice și magnetice,
care fac dificilă egalizarea constantelor de timp;

27 - metoda nu este aplicabilă în cazul unor mari oscilații (riplu) de curent.

d. Măsurarea curentului cu ajutorul unor transformatoare de măsură de curent.

29 Metoda impune conectarea în serie cu fiecare tranzistor MOSFET a câte unui transformator
de măsură de curent și însumarea tensiunilor din secundarele transformatoarelor pentru a
31 reconstitui curentul prin bobină. Dezavantajele acestei metode sunt:

- nu poate fi măsurată componenta de curent continuu;

33 - transformatoarele de măsură de curent au dimensiuni mari și sunt scumpe.

e. Măsurarea curentului cu ajutorul unor dispozitive de măsurare cu traductor Hall.

35 Dezavantajul principal al acestei metode este prețul de cost relativ ridicat al dispozitivelor de
măsurare cu traductor Hall.

37 O altă soluție cunoscută pentru determinarea curentului ce parcurge bobina de filtrare
a unui convertor c.c-c.c coborâtor de tensiune este prezentată de **US 0091870 A1**
39 (04.05.2006). În acest caz, în serie cu bobina de filtrare, este plasat un rezistor, iar în paralel
cu acestea două, un condensator. Potențialul nodului de conexiune dintre rezistor și
41 condensator constituie intrare pentru un circuit comparator, ce are o caracteristică de
histerezis, având aplicată pe cealaltă intrare o tensiune de referință. Ieșirea acestui
43 comparator reprezintă semnal de comandă pentru tranzistoarele convertorului.
Dezavantajele acestei soluții sunt:

45 - precizia măsurării este afectată de toleranțele componentelor electrice;

- pierderile suplimentare de putere care au loc în rezistența plasată în serie cu bobina
47 de filtrare.

RO 126448 B1

Problema tehnică pe care o rezolvă invenția constă în preluarea tensiunii de pe bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS și prelucrarea acesteia într-un circuit activ, cu scopul reglării curentului prin bobine, cu pierderi de putere neglijabile și fără a se utiliza transductoare de curent.	1 3
Procedeeul conform invenției înlătură dezavantajele prezentate mai sus, prin aceea că estimarea curentului prin inductanța de filtrare se face fără legătură galvanică între părțile de comandă și de putere ale convertorului, prin prelucrarea tensiunii de pe o înfășurare auxiliară a bobinei într-un circuit activ, care este resetat periodic la momentele de trecere prin zero a curentului, eliminând astfel erorile datorate tensiunii de offset a amplificatorului operațional.	5 7 9
Circuitul pentru reconstituirea formei de undă și reglarea curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS, conform invenției, utilizează un regulator de curent cu histerezis extins, care se compune dintr-un dispozitiv de reconstituire a formei de undă a curentului conectat la intrarea unui comparator fereastră ale cărui tensiuni de prag sunt stabilite de un circuit de control al convertorului de putere și dintr-un circuit bistabil de tip RS ce este comandat de ieșirea comparatorului de prag, circuit bistabil care generează impulsuri complementare, unul fiind utilizat pentru generarea impulsurilor pentru comanda în poartă a tranzistorului superior al convertorului (Q_1 , respectiv, Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} și Q_{14}) prin intermediul unui monostabil și a unei porți, iar celălalt pentru generarea impulsurilor pentru comanda în poartă a tranzistorului inferior al convertorului (Q_2 , respectiv, Q_{21} , Q_{22} , Q_{23} și Q_{24}) prin intermediul unui monostabil și a unei porți, monostabilele anterior menționate producând întârzierea fronturilor anterioare ale impulsurilor de comandă în poartă, ceea ce duce la crearea unui interval de timp mort.	11 13 15 17 19 21 23
Avantajele invenției sunt următoarele:	
- număr redus de componente (nu necesită transductoare de curent convenționale);	25
- reducerea semnificativă a pierderilor de putere în comutație, care permite creșterea frecvenței de comutație și eliminarea efectului negativ al curentului invers de revenire al diodelor;	27
- funcționare cu semnale de nivel ridicat, care asigură imunitate la perturbații electromagnetice;	29
- flexibilitate în alegerea nivelului de semnal;	31
- izolare galvanică între părțile de comandă și de putere ale convertorului.	
Se dă, în continuare, un exemplu de realizare a invenției, în legătură cu fig. 1...8, care reprezintă:	33
- fig. 1, schema electrică a unui estimator de curent cu filtru pasiv - conform stadiului tehnicii;	35
- fig. 2, schema estimatorului de curent cu integrator activ și resetare periodică;	37
- fig. 3, schema convertorului c.c - c.c de tip buck cu redresor sincron;	
- fig. 4, schema convertorului c.c - c.c bidirecțional cu 4 faze (interleaving);	39
- fig. 5, schema invertorului RPI (resonant pole inverter) cu comutație ZVS;	
- fig. 6a, b, diagrama formelor de undă ale curentului prin bobina de filtrare; a). pentru modul de funcționare buck, (curent pozitiv prin bobină, MODE=1); b. pentru modul de funcționare boost (curent negativ prin bobină, MODE=0);	41 43
- fig. 7a, b, schema comparatorului fereastră cu valorile de prag: a. pentru modul de funcționare buck, (curent pozitiv prin bobină, MODE=1); b. pentru modul de funcționare boost (curent negativ prin bobină, MODE=0);	45
- fig. 8, schema regulatorului de curent cu histerezis extins.	47

RO 126448 B1

1 În fig. 3, 4 și 5, au fost reprezentate numai circuitele de forță ale convertoarelor
respective. Schemele complete conțin fiecare câte un circuit de control (comandă și reglare),
3 care include un regulator de tensiune, nereprezentate în figurile respective.

5 Procedeu pentru reconstituirea formei de undă a curentului prin bobinele de filtrare
ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS în scopul reglării cu
7 histerezis extins a curentului prin bobinele de filtrare menționate anterior realizează
estimarea curentului prin inductanța de filtrare fără legătură galvanică între părțile de
9 comandă și de putere ale convertorului, prin prelucrarea tensiunii de pe o înfășurare auxiliară
a bobinei într-un circuit activ, care este resetat periodic la momentele de trecere prin zero
11 a curentului, eliminând astfel erorile datorate tensiunii de offset a amplificatorului operațional,
metodă cuprinzând următoarele etape:

13 - se preia o tensiune de pe o înfășurare auxiliară a bobinei de filtrare și se aplică la
intrarea unui circuit activ realizat cu un amplificator operațional A_1 ;

15 - unul dintre terminalele înfășurării se conectează la masă, împreună cu intrarea
neinversoare a amplificatorului operațional A_1 , iar celălalt terminal se înseriează cu o
17 rezistență R_i și se conectează la intrarea inversoare, iar între ieșirea amplificatorului
operațional A_1 și intrarea inversoare, se conectează un grup paralel compus dintr-un
condensator C_i , o rezistență R_p și un tranzistor JFET T_1 ;

19 - se obține o tensiune, la ieșirea integratorului A_1 , care reproduce cu precizie forma
de undă a curentului prin inductanța de filtrare B ;

21 - se resetează periodic integratorul A_1 , tensiunea de ieșire fiind adusă la zero, pentru
a elimina erorile ce ar putea fi generate de tensiunea de offset a acestuia, prin comanda de
23 intrare în conducție a tranzistorului JFET T_1 , dată de un tranzistor pnp T_2 cu impulsuri
generate de un monostabil U_{1A} , monostabil ce este comandat de frontul pozitiv al unui impuls
25 produs de un regulator de curent cu histerezis extins, front ce coincide cu începutul
intervalului de timp mort, durata impulsului generat de monostabilul U_{1A} , aproximativ $1/2 R_i C_i$,
27 fiind egală cu durata timpului mort T_m , în acest mod, impulsul de resetare terminându-se
exact în momentul în care curentul prin inductanța B își schimbă polaritatea, iar în intervalele
29 dintre impulsurile de resetare, tranzistorul JFET T_1 este blocat cu tensiunea de (-12 V) ce se
aplică pe poartă printr-o rezistență R_1 .

31 Pentru estimarea curentului este utilizată tensiunea preluată de pe o înfășurare
auxiliară dispusă pe miezul bobinei B (fig. 2). Deoarece între tensiunea la bornele bobinei
33 și curentul prin bobină există relația:

$$37 \quad u_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} \quad (1)$$

39
41 forma de undă a curentului prin bobină poate fi reconstituită prin prelucrarea tensiunii preluate
de pe o înfășurare auxiliară a bobinei. Se neglijează inductanța de scăpări a bobinei.

43 În scopul reproducerii formei de undă a curentului prin bobină B , circuitul activ format
din amplificatorul operațional A_1 , rezistența R_i și condensatorul C_i este completat cu o
45 rezistență R_p și un tranzistor JFET T_1 comandat în conducție de un tranzistor pnp T_2 cu
impulsuri generate de un monostabil U_{1A} . În pauza dintre impulsuri, tranzistorul JFET T_1 este
47 blocat de tensiunea (-12 V) aplicată pe poartă printr-o rezistență R_1 .

RO 126448 B1

Relația dintre tensiunile de ieșire u_e și de intrare u_i ale circuitului activ din fig. 2 este:

$$-u_i = \frac{R_i}{R_p} u_e + R_i C_i \frac{du_e}{dt} \quad (2)$$

unde

$$-n = \frac{u_b}{u_i} = \frac{i_i}{i_b} \quad (3)$$

reprezintă raportul dintre numărul de spire al bobinei și cel al înfășurării auxiliare. Relația 2 se mai poate scrie:

$$u_b = \frac{nR_i}{R_p} u_e + nR_i C_i \frac{du_e}{dt} \quad (4)$$

Comparând relațiile 1 și 4, se poate observa că atunci când sunt îndeplinite condițiile:

$$k \frac{nR_i}{R_p} = R_b \quad (5a)$$

$$k n R_i C_i = L_b \quad (5b)$$

unde k este o constantă, tensiunea u_e de la ieșire a circuitului activ va reproduce forma de undă reală a curentului i_b prin bobina de filtrare.

Pentru înlăturarea erorilor generate de tensiunea de offset a amplificatorului A_1 , circuitul activ este resetat periodic, la trecerea prin zero a curentului prin bobină. Resetarea se face prin intrarea în conducție a tranzistorului JFET T_1 , comandată de tranzistorul pnp T_2 , cu impulsuri date de monostabilul U_{1A} . Precizia metodei este dependentă de răspunsul circuitului activ.

Monitorizarea curentului prin bobina de filtrare a convertoarelor electronice de putere este necesară pentru:

- controlul curentului de sarcină;
- distribuirea în fracțiuni egale a curentului de sarcină în convertoarele multifază;
- intervenția corectă a circuitelor de protecție la suprasarcină.

Schema topologică a unui convertor c.c.-c.c cu comutație ZVS de tip coborător de tensiune (buck) cu redresor sincron prezentată în fig. 3, cunoscută și sub denumirea convertor QSW (Quasi Square Wave), este caracterizată prin răspuns tranzitoriu rapid și densitate mare de putere.

RO 126448 B1

1 În varianta multifază (interleaving) (fig. 4), această topologie este frecvent aplicată
în convertoarele de tip VRM (Voltage Regulated Module), din sistemele de alimentare de
3 tensiuni mici și curenți mari ale microprocesoarelor.

Deoarece acest tip de convertor este bidirecțional (adică permite circulația curentului
5 în ambele sensuri), se poate utiliza la încărcarea-descărcarea de baterii și în alte aplicații
unde este necesară circulația puterii în ambele sensuri (în două cadrane).

7 În fig. 4 este prezentată schema unui convertor bidirecțional cu 4 faze, utilizat la
sistemul de alimentare cu două tensiuni (42 și 14 V) al autovehiculelor.

9 O topologie similară, cu comutație soft de tip ZVS, aplicată la invertorul de tip RPI
(Resonat Pole Inverter) este prezentată în fig. 5.

11 Pentru a se realiza comutația soft de tip ZVS a tranzistoarelor de putere, aceste
convertoare trebuie să funcționeze în regim de curent neîntrerupt cu schimbarea polarității
13 curentului. Acest regim de funcționare, cunoscut în literatură sub denumirea "synchronous
continuous conduction mode", este posibil numai într-o topologie cu redresor sincron.

15 Pentru a asigura tranziția oscilantă a tensiunii în punctul median al semipunții
convertorului, curentul prin bobină trebuie să prezinte un vârf I_p cu polaritate inversă față de
17 cea a curentului de sarcină, așa cum se prezintă în fig. 5. Valoarea curentului I_p se
calculează astfel încât energia stocată în bobină în momentul blocării unuia dintre cele două
19 tranzistoare de putere să fie suficient de mare pentru a produce tranziția oscilantă a tensiunii
pe condensatoarele C_1 și C_2 conectate în paralel cu tranzistoarele de putere (fig. 3). Este
21 necesar să fie îndeplinită relația:

$$\frac{1}{2} L_b I_p^2 = \frac{1}{2} (C_1 + C_2) U_a^2 \quad (6)$$

23
25
27 de unde rezultă:

$$I_p = U_a \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_b}} \quad (7)$$

35 În aceste condiții, tranzistorul de putere care se blochează este asistat de
condensatorul conectat în paralel (blocarea se face la tensiune redusă), iar tranzistorul
37 complementar este comandat în conducție numai după ce dioda sa antiparalel se află deja
în conducție (comutație directă la tensiune aproximativ nulă).

39 Între momentul comutației inverse a unui tranzistor și cel al comutației directe a
tranzistorului complementar, este necesar un interval de timp mort egal cu un sfert din
41 perioada circuitului rezonant, deci:

$$T_m = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_b (C_1 + C_2)} \quad (8)$$

RO 126448 B1

Formele de undă ale curentului prin bobină sunt prezentate în fig. 6 și corespund unei reglări cu histerezis extins a curentului. Banda de histerezis este extinsă la valoarea $\Delta I_L = \pm(i_{ref} + I_p)$, iar oscilațiile (riplul) curentului prin bobină sunt aproximativ egale cu dublul curentului de sarcină.

Pentru reglarea cu histerezis extins a curentului, semnalul de ieșire al estimatorului de curent se aplică la intrarea unui comparator fereastră, cu valorile de prag prezentate în fig. 7.

În momentul în care curentul prin bobină depășește valoarea de prag a comparatorului fereastră, circuitul de control al convertorului comandă blocarea tranzistorului de putere care conduce curentul respectiv și intrarea în conducție a tranzistorului complementar, astfel încât curentul prin bobină să își schimbe sensul.

Circuitul de control al convertorului de putere trebuie să asigure schimbarea automată a tensiunilor de prag la comparatorul fereastră în funcție de polaritatea curentului de sarcină (modul de funcționare buck sau boost). Obținerea tensiunilor de prag pentru comparatorul fereastră și comutarea lor în funcție de modul de funcționare al convertorului se face prin prelucrarea analogică (cu metode cunoscute) a semnalelor I_{ref} și I_p , și nu constituie obiectul prezentei invenții. Semnalul I_{ref} este dat de regulatorul de tensiune al convertorului de putere, iar curentul I_p este o referință de c.c, a cărei valoare este dată de relația 6.

Ideea de bază a prezentei invenții este aceea că este posibilă reconstituirea formei de undă în dinți de fierăstrău a curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS fără legătură galvanică, numai prin prelucrarea adecvată, cu circuitul activ din fig. 2, a tensiunii preluate de pe o înfășurare auxiliară a bobinei. Pentru resetarea periodică a circuitului activ, este necesar să se cunoască momentele trecerii prin zero ale curentului prin bobină. Din analiza formelor de undă din fig. 6 și a principiului de funcționare a convertoarelor cu comutație soft de tip ZVS (Zero Voltage Switching) și histerezis extins (modified hysteresis), rezultă că momentele de trecere prin zero ale curentului prin inductanță coincid cu momentele de intrare în conducție ale celor două tranzistoare principale (frontul anterior al impulsului **IMPH**, fig. 8, pentru tranzistorul superior (high side) (Q_1 în fig. 3 și 5, respectiv, Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} și Q_{14} în fig. 4) în modul de funcționare buck și, respectiv, frontul anterior al impulsului **IMPL**, fig. 8, pentru tranzistorul inferior (low side) (Q_2 în fig. 3 și 5, respectiv, Q_{21} , Q_{22} , Q_{23} și Q_{24} în fig. 4) în modul de funcționare boost, momente marcate cu (*) pe axa timp a diagramelor prezentate în fig. 6. Cu **IMPH**, s-a notat impulsul de comandă pentru tranzistorul superior, iar cu **IMPL**, impulsul de comandă pentru tranzistorul inferior.

Regulatorul de curent cu histerezis extins (modified hysteresis) se obține prin conectarea estimatorului de curent la intrarea comparatorului fereastră $A_{2A} + A_{2b}$ (fig. 8), ale cărui tensiuni de prag sunt stabilite de circuitul de control al convertorului de putere ce trebuie reglat. Ieșirea comparatorului de prag comandă circuitul bistabil RS $U_{4A} + U_{3A}$ care generează impulsuri complementare utilizate în două scopuri:

- prin circuitul format din monostabilul U_{6A} și poarta U_{5C} , se produc impulsurile **IMPH** pentru comanda în poartă a tranzistorului superior al convertorului de putere (Q_1 în fig. 3 și 5, respectiv, Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} și Q_{14} în fig. 4), iar prin circuitul format din monostabilul U_{6B} și poarta U_{5D} , se produc impulsurile **IMPL**, fig. 8, pentru comanda tranzistorului inferior (Q_2 în fig. 3 și 5, respectiv, Q_{21} , Q_{22} , Q_{23} și Q_{24} în fig. 4). Monostabilele U_{6A} și U_{6B} produc întârzierea fronturilor anterioare ale impulsurilor de comandă în poartă (creează intervalul de timp mort T_m);

RO 126448 B1

1 - prin circuitul format din porțile U_{3B} , U_{5A} , U_{5B} , U_{2A} și monostabilul U_{1A} se produc impulsurile pentru resetarea estimatorului de curent.

3 Simultaneitatea intervalelor de timp mort T_m cu impulsurile de resetare este asigurată atît de comanda unică (dată de bistabilul U_{4A}), cât și de identitatea componentelor monostabilelor U_{7A} , U_{7B} și U_{1A} (grupurile R_rC_r).

5 Semnalul MODE, care este dat de circuitul de control al convertorului de putere, asigură distribuirea corectă a impulsurilor care produc resetarea estimatorului în funcție de modul de funcționare.

9 Valorile din afara parantezei reprezentate în fig. 8 sunt pentru modul de funcționare *buck* (curent pozitiv prin bobină, MODE=1), iar valorile din paranteză sunt pentru modul de funcționare *boost* (MODE=0).

11 Inventția poate fi aplicată pentru reglarea curentului prin histerezis extins (modified hysterezis) la convertoarele electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS (Zero Voltage Switching) din domeniile: echipamente complexe cu microprocesoare; industria autovehiculelor moderne; sisteme pentru energii regenerabile.

RO 126448 B1

Revendicări

1. Procedeu pentru reconstituirea formei de undă a curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS, în scopul reglării cu histerezis extins a curentului prin bobinele de filtrare menționate anterior, **caracterizat prin aceea că** estimarea curentului prin inductanța de filtrare se face fără legătură galvanică între părțile de comandă și de putere ale convertorului, prin prelucrarea tensiunii de pe o înfășurare auxiliară a bobinei într-un circuit activ, care este resetat periodic la momentele de trecere prin zero a curentului, eliminând astfel erorile datorate tensiunii de offset a amplificatorului operațional, metodă cuprinzând următoarele etape:
- se preia o tensiune de pe o înfășurare auxiliară a bobinei de filtrare și se aplică la intrarea unui circuit activ realizat cu un amplificator operațional (A_1);
 - unul dintre terminalele înfășurării se conectează la masă, împreună cu intrarea neinversoare a amplificatorului operațional (A_1), iar celălalt terminal se înseriază cu o rezistență (R_i) și se conectează la intrarea inversoare, iar între ieșirea amplificatorului operațional (A_1) și intrarea inversoare, se conectează un grup paralel, compus dintr-un condensator (C_i), o rezistență (R_p) și un tranzistor JFET (T_1);
 - se obține o tensiune, la ieșirea integratorului (A_1), care reproduce cu precizie forma de undă a curentului prin inductanța de filtrare (B);
 - se re setează periodic integratorul (A_1), tensiunea de ieșire fiind adusă la zero, pentru a elimina erorile ce ar putea fi generate de tensiunea de offset a acestuia, prin comanda de intrare în conducție a tranzistorului JFET (T_1), dată de un tranzistor pnp (T_2) cu impulsuri generate de un monostabil (U_{1A}), monostabil ce este comandat de frontul pozitiv al unui impuls produs de un regulator de curent cu histerezis extins, front ce coincide cu începutul intervalului de timp mort, durata impulsului generat de monostabilul (U_{1A}), aproximativ $1/2 R_i C_r$, fiind egală cu durata timpului mort (T_m), în acest mod, impulsul de resetare terminându-se exact în momentul în care curentul prin inductanța (B) își schimbă polaritatea, iar în intervalele dintre impulsurile de resetare, tranzistorul JFET (T_1) este blocat cu tensiunea de -12 V, ce se aplică pe poartă printr-o rezistență (R_1).
2. Circuit pentru reconstituirea formei de undă și reglarea curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS, **caracterizat prin aceea că** utilizează un regulator de curent cu histerezis extins, care se compune dintr-un dispozitiv de reconstituire a formei de undă a curentului, conectat la intrarea unui comparator fereastră ($A_{2A} + A_{2B}$) ale cărui tensiuni de prag sunt stabilite de un circuit de control al convertorului de putere și dintr-un circuit bistabil de tip RS ($U_{4A} + U_{3A}$) ce este comandat de ieșirea comparatorului de prag ($A_{2A} + A_{2B}$), circuit bistabil care generează impulsuri complementare, unul fiind utilizat pentru generarea impulsurilor ($IMPH$) pentru comanda în poartă a tranzistorului superior al convertorului (Q_1 , respectiv, Q_{11} , Q_{12} , Q_{13} și Q_{14}) prin intermediul unui monostabil (U_{6A}) și al unei porți (U_{5C}), iar celălalt pentru generarea impulsurilor ($IMPL$) pentru comanda în poartă a tranzistorului inferior al convertorului (Q_2 , respectiv, Q_{21} , Q_{22} , Q_{23} și Q_{24}) prin intermediul unui monostabil (U_{6B}) și al unei porți (U_{5D}), monostabilele (U_{6A} și U_{6B}) anterior menționate producând întârzierea fronturilor anterioare ale impulsurilor de comandă în poartă, ceea ce duce la crearea unui interval de timp mort (T_m).

RO 126448 B1

- 1 3. Circuit conform revendicării 2, **caracterizat prin aceea că** realizarea coincidenței dintre intervalele de timp mort (T_m) și impulsurile de resetare este asigurată de bistabilul
- 3 (U_{4A}), cât și de identitatea componentelor monostabilelor (U_{6A} , U_{6B} și U_{1A}).
- 5 4. Circuit conform revendicărilor 2 și 3, **caracterizat prin aceea că** este utilizat pentru reglarea curentului pentru un convertor c.c-c.c de tip buck cu redresor sincron, pentru un convertor c.c-c.c bidirecțional cu 4 faze și pentru un invertor de tip RPI, cu comutație ZVS.

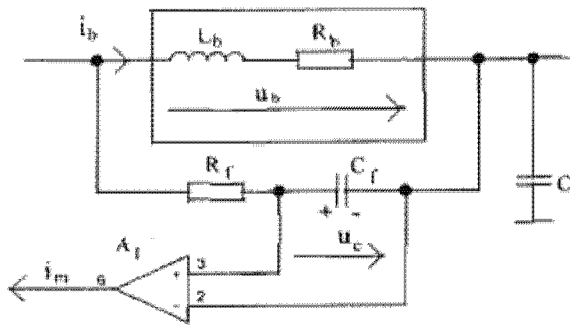


Fig. 1

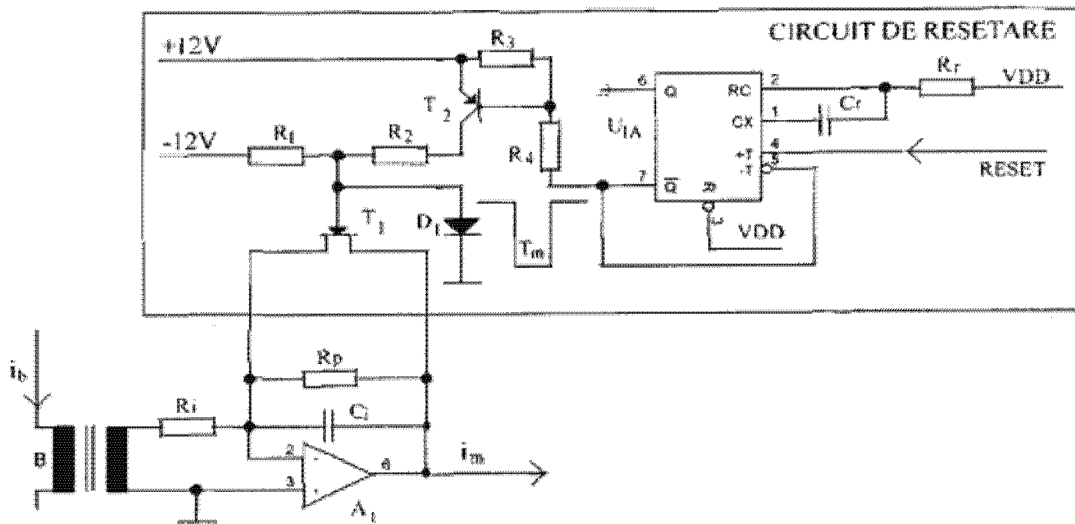


Fig. 2

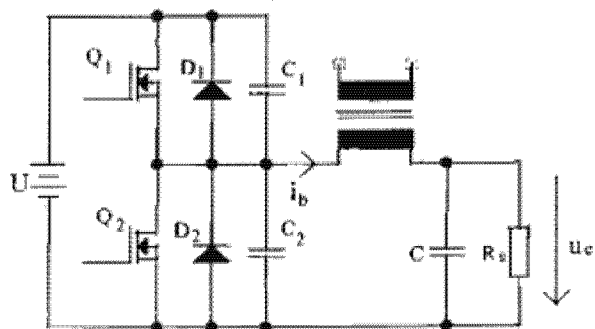


Fig. 3

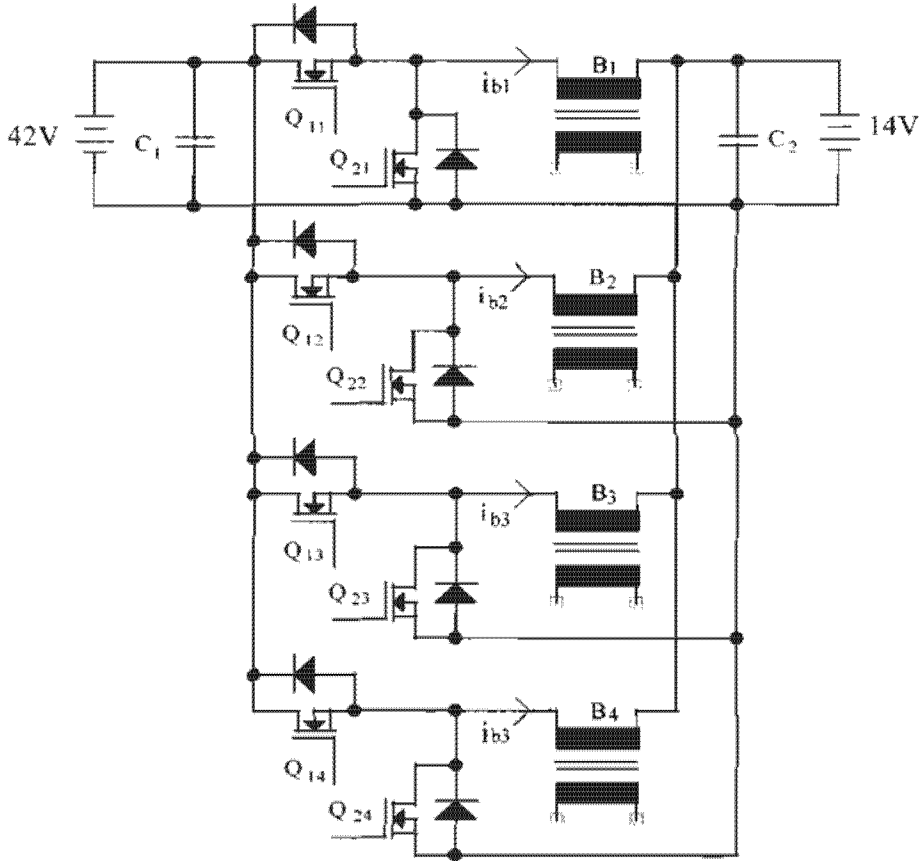


Fig. 4

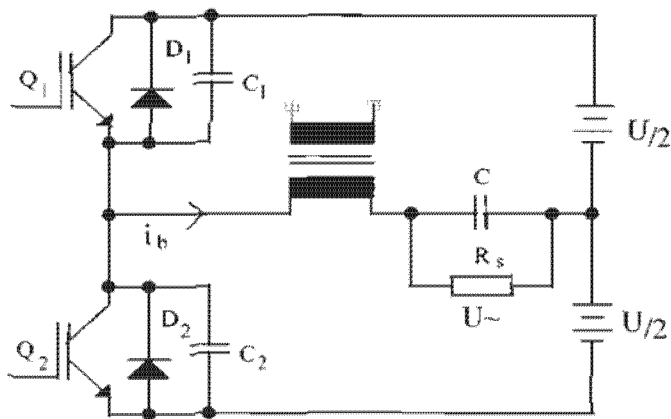


Fig. 5

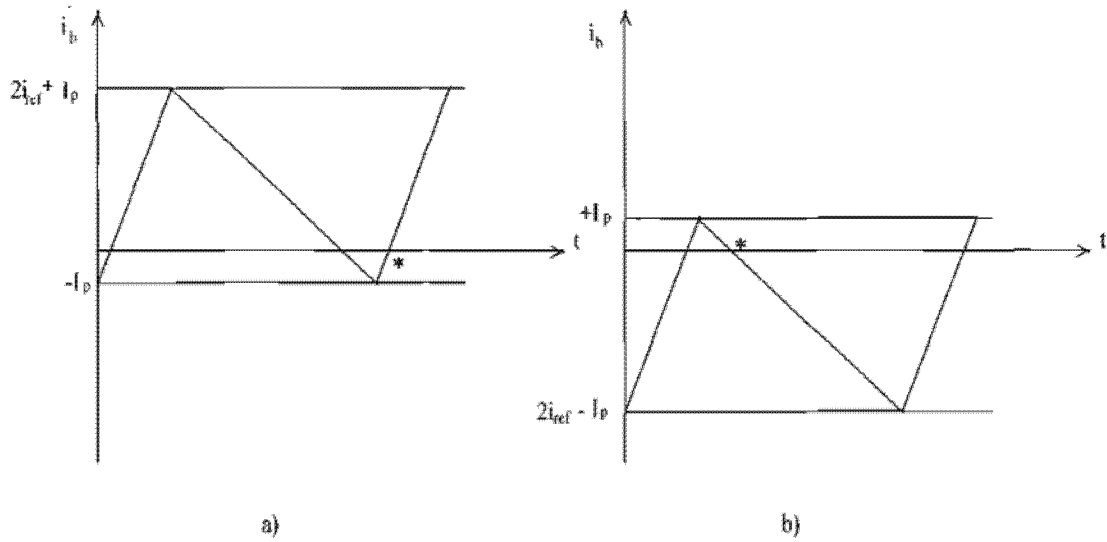


Fig. 6

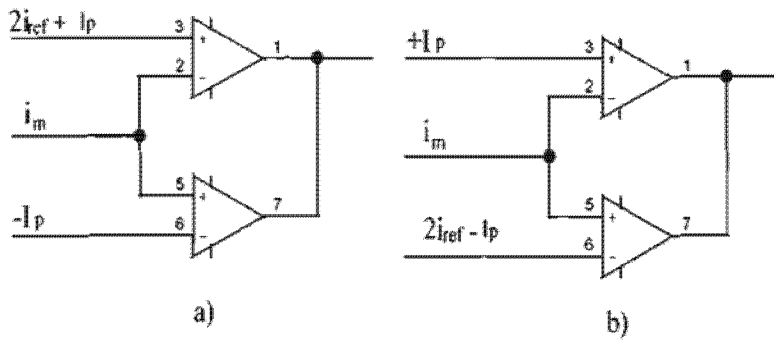


Fig. 7

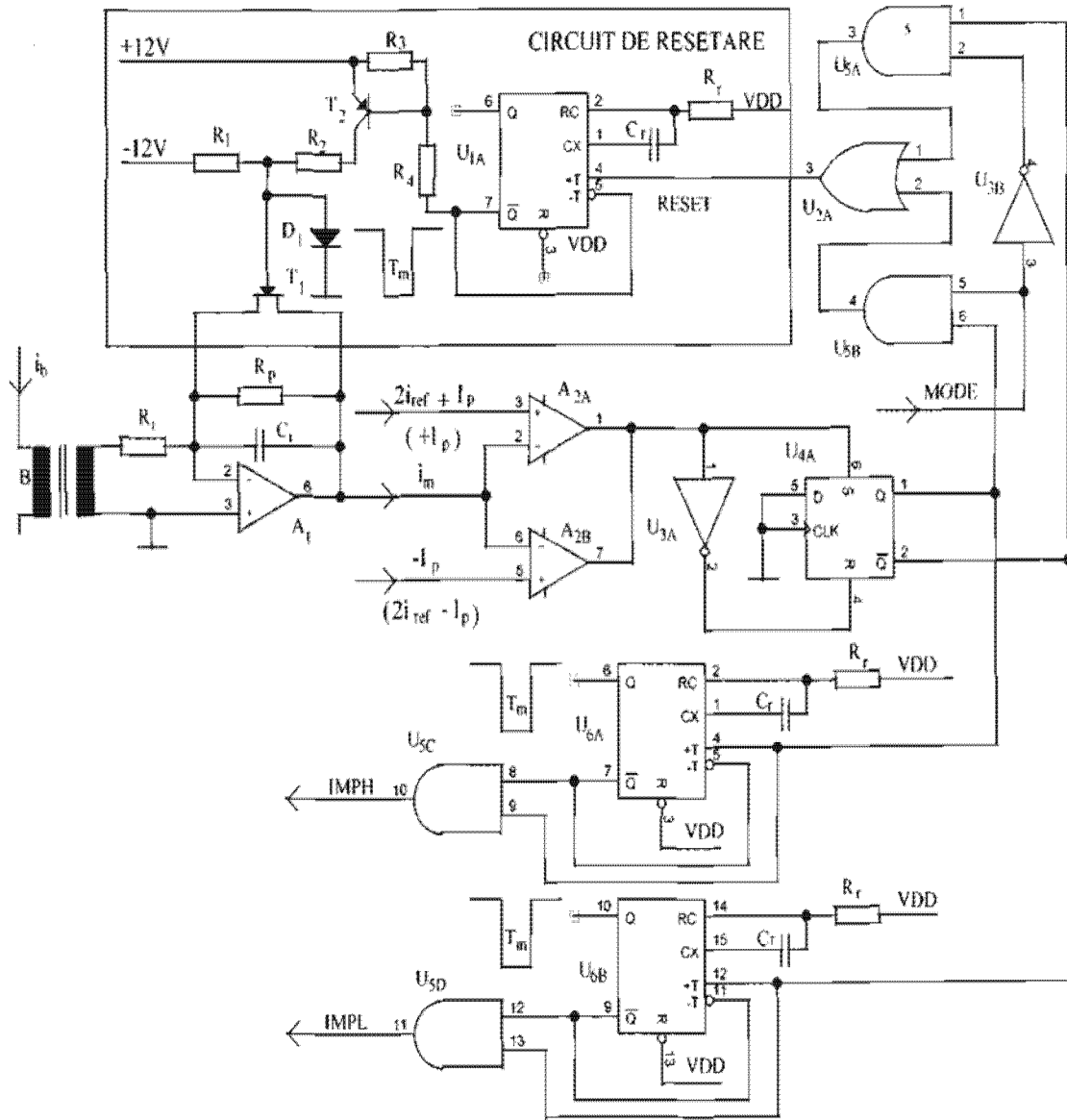


Fig. 8



Editare și tehnoredactare computerizată - OSIM
 Tipărit la: Oficiul de Stat pentru Invenții și Mărci
 sub comanda nr. 162/2012