



(12) CERERE DE BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: a 2009 00739

(22) Data de depozit: 21.09.2009

(66) Prioritate internă:  
09.10.2008 RO a 2008 00807

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

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

(72) Inventatori:  
• SCORȚARU PETRE, STR.MĂLĂEȘTI  
NR.2, COD 500107, BRAȘOV, BV, RO;  
• CERNAT MIHAI, ALEEA SÂNZIENELOR  
NR.9, AP.3, COD 500214, BRAȘOV, BV, RO

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

(57) Rezumat:

Invenția se referă la un procedeu și la un dispozitiv pentru reconstituirea formei de undă și reglarea curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere, cu comutație soft de tip ZVS (Zero Voltage Switching). Procedeu conform invenției constă din estimarea curentului prin bobina de filtrare, 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, realizat cu ajutorul unui amplificator operațional, circuitul activ fiind resetat periodic, la momentele de trecere prin zero a curentului, eliminând astfel erorile din cauza tensiunii de offset a amplificatorului operațional. Dispozitivul conform invenției conține un circuit activ, realizat cu ajutorul unui amplificator operațional ( $A_1$ ), a unei rezistențe ( $R_i$ ) și a unui condensator ( $C_i$ ), care prelucrează tensiunea preluată de pe o înfășurare auxiliară a unei bobine de filtrare ( $B$ ), în scopul reproducerii formei de undă a curentului prin bobină ( $B$ ), circuitul activ este completat cu o rezistență ( $R_p$ ) și un tranzistor JFET ( $T_1$ ), iar pentru înlăturarea erorilor generate de tensiunea de offset a amplificatorului operațional ( $A_1$ ), circuitul activ este resetat periodic, la trecerea prin zero a curentului prin bobină ( $B$ ), resetarea fiind realizată prin trecerea în conducție a tranzistorului JFET ( $T_1$ ),

comandat de un tranzistor pnp ( $T_2$ ), cu impulsuri generate de un monostabil ( $U_{1A}$ ), în pauza dintre impulsuri, tranzistorul JFET ( $T_1$ ) fiind blocat de o tensiune de -12 V, aplicată pe poartă printr-o rezistență ( $R_1$ ).

Revendicări: 3  
Figuri: 8

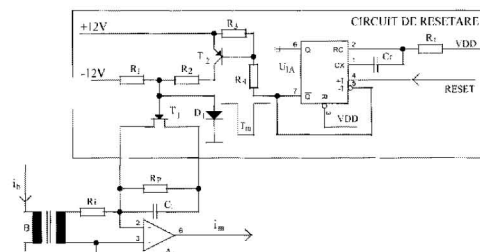


Fig. 2

Cu începere de la data publicării cererii de brevet, cererea asigură, în mod provizoriu, solicitantului, protecția conferită potrivit dispozițiilor art.32 din Legea nr.64/1991, cu excepția cazurilor în care cererea de brevet de invenție a fost respinsă, retrasă sau considerată ca fiind retrasă. Întinderea protecției conferite de cererea de brevet de invenție este determinată de revendicările conținute în cererea publicată în conformitate cu art.23 alin.(1) - (3).



**PROCEDEU ȘI DISPOZITIV PENTRU RECONSTITUIREA FORMEI DE UNDĂ ȘI  
REGLAREA A CURENTULUI PRIN BOBINELE DE FILTRARE ALE  
CONVERTOARELOR ELECTRONICE DE PUTERE CU  
COMUTAȚIE SOFT DE TIP ZVS**

*Invenția se referă la* convertoare electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS (Zero Voltage Switching) controlate în curent prin histerezis extins, clasă de convertoare din care fac parte: convertoarele cc-cc bidirecționale multifază (multiphase, interleaving); convertoarele cc-cc de tensiuni mici și curenți mari de tip VRM (Voltage Regulated Module) pentru alimentarea sistemelor cu microprocesoare și invertoarele de tip RPI (Resonant Pole Inverter). În particular, invenția se referă la o metodă de reconstituire a formei de undă a curentului prin bobina de filtrare și la un circuit care generează impulsuri pentru resetarea periodică a dispozitivului de reconstituire a formei de undă a curentului la trecerea prin zero a curentului prin bobină.

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

- Măsurarea tensiunii pe un șunt conectat în serie cu bobina. Dezavantajele acestei metode sunt:
  - pierderile suplimentare de putere (în special în aplicațiile de curenți mari), care reduc randamentul convertorului;
  - costul relativ ridicat al acestor șunturi.
- Măsurarea tensiunii pe rezistența în conducție directă ( $R_{DSon}$ ) a tranzistoarelor MOSFET. Este o metodă caracterizată prin pierderi neglijabile. Dezavantajele acestei metode sunt determinate de faptul că precizia măsurării curentului este afectată de:
  - toleranța nedefinită a rezistenței  $R_{DSon}$ .
  - neliniaritatea și dependența rezistenței  $R_{DSon}$  de temperatură și de tensiunea de comandă în poartă a tranzistorului MOSFET.
- Măsurarea tensiunii pe condensatorul unui filtru pasiv  $R_f C_f$  conectat în paralel cu bobina de filtrare (fig.1), de rezistență  $R_b$  și inductanță  $L_b$ . În condițiile alegerii unor constante 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:
  - precizia măsurării este afectată de toleranțele componentelor electrice și magnetice, care fac dificilă egalizarea constantelor de timp;
  - metoda nu este aplicabilă în cazul unor mari oscilații (riplu) de curent.
- Măsurarea curentului cu ajutorul unor transformatoare de măsură de curent. Metoda impune conectarea în serie cu fiecare transistor MOSFET a câte unui transformator de măsură de curent și însumarea tensiunilor din secundarele transformatoarelor pentru a reconstitui curentul prin bobină. Dezavantajele acestei metode sunt:
  - nu poate fi măsurată componenta de curent continuu,
  - transformatoarele de măsură de curent au dimensiuni mari și sunt scumpe.
- Măsurarea curentului cu ajutorul unor dispozitive de măsurare cu traductor Hall. Dezavantajul principal al acestei metode este prețul de cost relativ ridicat al dispozitivelor de măsurare cu traductor Hall.

*Problema tehnică pe care o rezolvă invenția este* reconstituirea formei de undă și reglarea curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS cu scopul reglării curentului prin bobine, cu pierderi de putere neglijabile și fără a se utiliza traductoare de curent.

Metoda propusă *soluționează problema tehnică* prin preluarea tensiunii de pe o înfășurare auxiliară a bobinei de filtrare și prelucrarea acesteia într-un circuit activ, cu amplificator operațional, resetat periodic cu impulsuri de scurtă durată, care corespund cu trecerea prin zero a curentului prin inductanță, cu scopul de a înlătura erorile produse de tensiunea de offset a amplificatorului operațional.

*A. Ceruș*

1

OFICIUL DE STAT PENTRU INVENȚII ȘI MĂRCI Cerere de brevet de invenție Nr. .... a 2009 00739 Data depozit ..... 21-09-2009 .....
------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

*AP*

Semnalele pentru resetarea circuitului activ sunt date de un regulator de curent cu histerezis extins care generează și impulsurile pentru comanda tranzistoarelor de putere ale convertorului.

Conform invenției, utilizarea metodei propuse pentru reconstituirea formei de undă a curentului prin bobinele de filtrare în vederea reglării cu histerezis extins a curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS (Zero Voltage Switching), prezintă următoarele avantaje:

- număr redus de componente (nu necesită transductoare de curent convenționale);
- pierderi de putere în comutație neglijabile;
- funcționare cu semnale de nivel ridicat, care asigură imunitate la perturbații electromagnetice;
- flexibilitate în alegerea nivelului de semnal;
- izolare galvanică între părțile de comandă și de putere ale convertorului.

Se prezintă, în continuare, un exemplu de realizare a invenției în legătură cu figurile 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 care reprezintă:

- Fig. 2. Schema dispozitivului pentru reconstituirea formei de undă a curentului prin bobinele de filtrare cu un circuit activ și cu resetare periodică;
- Fig. 3. Schema convertorului cc-cc de tip *buck* cu redresor sincron;
- Fig. 4. Schema convertorului cc-cc bidirecțional multifază (cu 4 faze) (interleaving);
- Fig. 5. Schema inverterului RPI (Resonant Pole Inverter) cu comutație ZVS;
- Fig. 6. Formele 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). În cazul inverterului RPI (Resonant Pole Inverter) cu comutație ZVS, semnalul MODE=1 corespunde cu alternanța pozitivă a tensiunii de ieșire a inverterului, iar semnalul MODE=0 corespunde cu alternanța negativă a tensiunii de ieșire a inverterului.
- Fig. 7. Valorile de prag la comparatorul fereastră: a) pentru modul de funcționare *buck*, (curent pozitiv prin bobină, MODE=1); b) pentru modul de funcționare *boost* (curent negativ prin bobină, MODE=0).
- Fig. 8. Schema regulatorului de curent cu histerezis extins. Valorile din afara parantezei sunt pentru modul de funcționare *buck* (MODE=1), valorile din paranteza sunt pentru modul de funcționare *boost* (MODE=0).

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

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

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

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.

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

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

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

A. Berneș

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:

$$u_b = \frac{n R_i}{R_p} u_e + n R_i C_i \frac{d u_e}{d t} \quad (4)$$

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

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

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

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 trecerea 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 cc-cc cu comutație ZVS de tip coborâtor 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.

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

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

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

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

Avantajul comutației soft de tip ZVS este 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.

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 curentului. Acest regim de funcționare, cunoscut în literatură sub denumirea "synchronous continuous conduction mode" [1, 2], este posibil numai într-o topologie cu redresor sincron.

A. Cerat

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 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 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 necesar să fie îndeplinită relația:

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

de unde rezultă:

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

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

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 perioada circuitului rezonant, deci:

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

Formele de undă ale curentului prin bobină prezentate în fig. 6 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 cc, a cărei valoare este dată de relația (6).

Idea 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 fig. 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 fig. 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.

M. Ceruț

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

- 1) 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 fig. 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 fig. 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  $T_m$ );
- 2) 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.

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

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

*Invenția poate fi aplicată pentru reglarea curentului prin histerezis extins (modified hysteresis) 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.*

A. Cerant

**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 pentru reconstituirea formei de undă a curentului prin bobina de filtrare în scopul reglării cu histerezis extins a curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS, conform invenției, *caracterizată 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:

- a) tensiunea preluată de pe înfășurarea auxiliară a bobinei este aplicată la intrarea unui circuit activ realizat cu amplificatorul operațional  $A_1$ . Unul dintre terminalele înfășurării este conectat la masă, împreună cu intrarea neînversoare a amplificatorului operațional, iar celălalt terminal se înseriază cu rezistența  $R_i$  și se conectează la intrarea inversoare. Intre ieșirea amplificatorului operațional  $A_1$  și intrarea inversoare se conectează un grup paralel compus din condensatorul  $C_i$ , rezistența  $R_p$  și tranzistorul JFET  $T_1$ ;
- b) la ieșirea integratorului se obține o tensiune care reproduce cu precizie forma de undă a curentului prin inductanța B;
- c) pentru eliminarea erorilor care ar putea fi generate de tensiunea de offset a amplificatorului operațional  $A_1$ , integratorul este resetat periodic (tensiunea de ieșire este adusă la zero) prin comanda în conducție a tranzistorului JFET  $T_1$  dată de tranzistorul pnp  $T_2$  cu impulsuri generate de monostabilul  $U_{1A}$ . Monostabilul este comandat de frontul pozitiv al unui impuls produs de regulatorul de curent cu histerezis extins, front care coincide cu începutul intervalului de timp mort. Durata impulsului generat de monostabilul  $U_{1A}$  (aproximativ  $\frac{1}{2} R_i C_i$ ) este egală cu durata timpului mort  $T_m$ . În acest mod, impulsul de resetare se termină exact în momentul în care curentul prin inductanța își schimbă polaritatea. În intervalele dintre impulsurile de resetare, tranzistorul JFET  $T_1$  este blocat cu tensiunea de (-12 V) aplicată pe poartă prin rezistența  $R_1$ .

2) Dispozitiv pentru reconstituirea formei de undă și reglarea a curentului prin bobinele de filtrare ale convertoarelor electronice de putere cu comutație soft de tip ZVS, conform invenției, *caracterizat prin aceea că* folosește un regulator de curent cu histerezis extins, care se compune din dispozitivul de reconstituire a formei de undă a curentului conectat la intrarea comparatorului fereastra  $A_{2A}+A_{2B}$  ale cărui tensiuni de prag sunt stabilite de circuitul de control al convertorului de putere. Ieșirea comparatorului de prag comandă circuitul bistabil RS ( $U_{4A}+U_{3A}$ ) care generează impulsuri complementare utilizate în două scopuri:

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

Coincidența dintre intervalele de timp mort și impulsurile de resetare este asigurată atât de comanda lor unică (bistabilul  $U_{4A}$ ), cât și de identitatea componentelor monostabilelor  $U_{6A}$ ,  $U_{6B}$  și  $U_{1A}$  (grupurile  $R_i C_i$ ).

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

3) Dispozitiv conform revendicării 2, *caracterizat prin aceea că* se utilizează pentru reglarea curentului la: convertorul cc-cc de tip *buck* cu redresor sincron, convertorul cc-cc bidirecțional cu 4 faze (interleaving) și invertorul de tip RPI (Resonant Pole Inverter) cu comutație ZVS.

*A. Eer at*



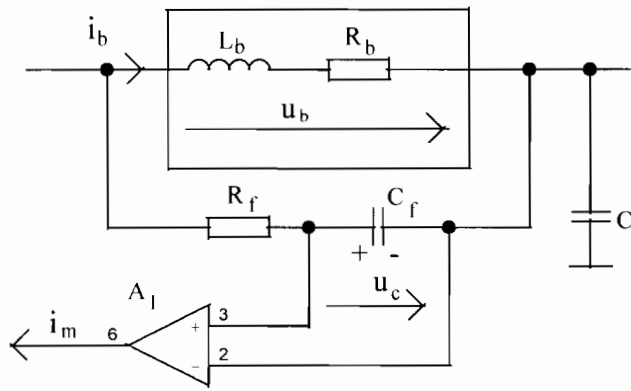


Fig. 1. Estimator de curent cu filtru pasiv.

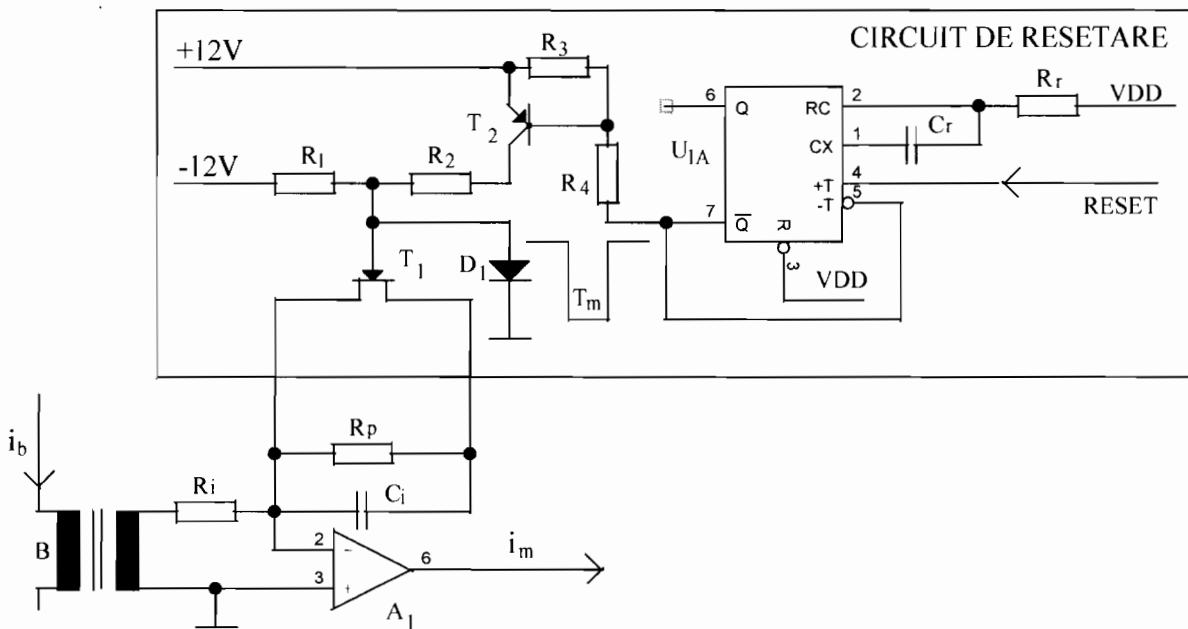


Fig. 2. Schema estimatorului de curent cu integrator activ și resetare periodică.

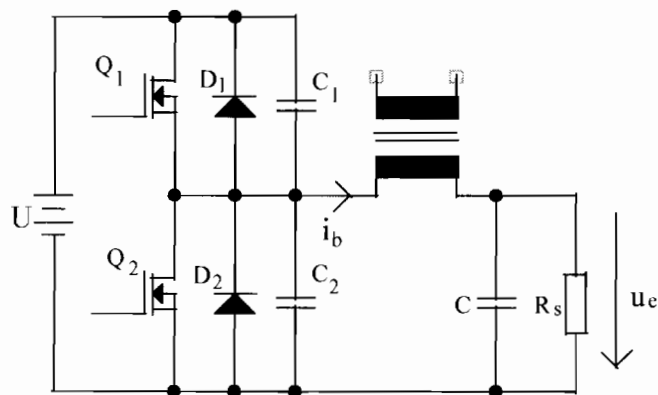


Fig. 3. Schema convertorului cc-cc de tip buck cu redresor sincron.

A. Gernat



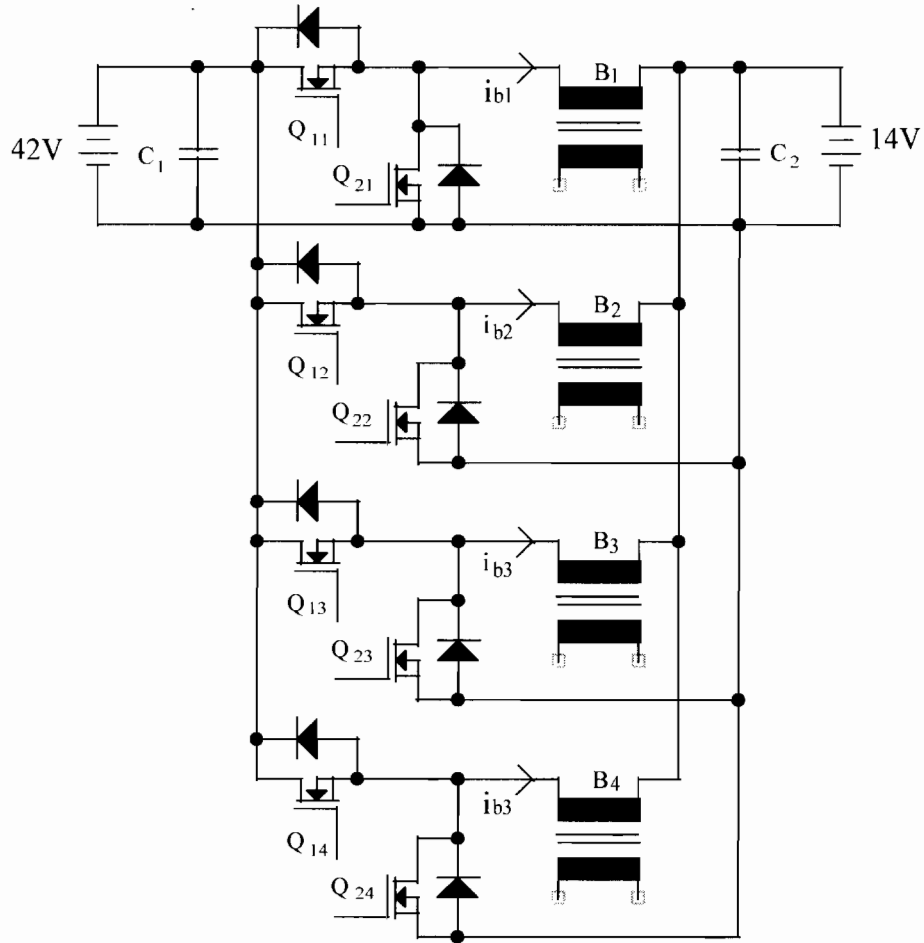


Fig. 4. Schema convertorului cc-cc bidirecțional cu 4 faze (interleaving).

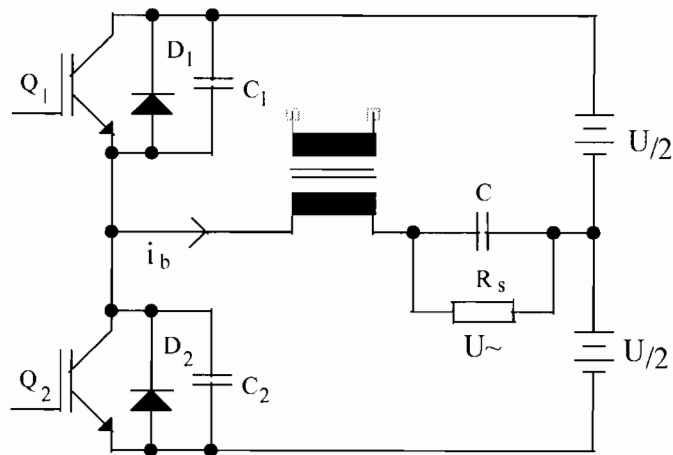


Fig. 5. Schema inverterului RPI (Resonant Pole Inverter) cu comutație ZVS.

*A. Cerant*

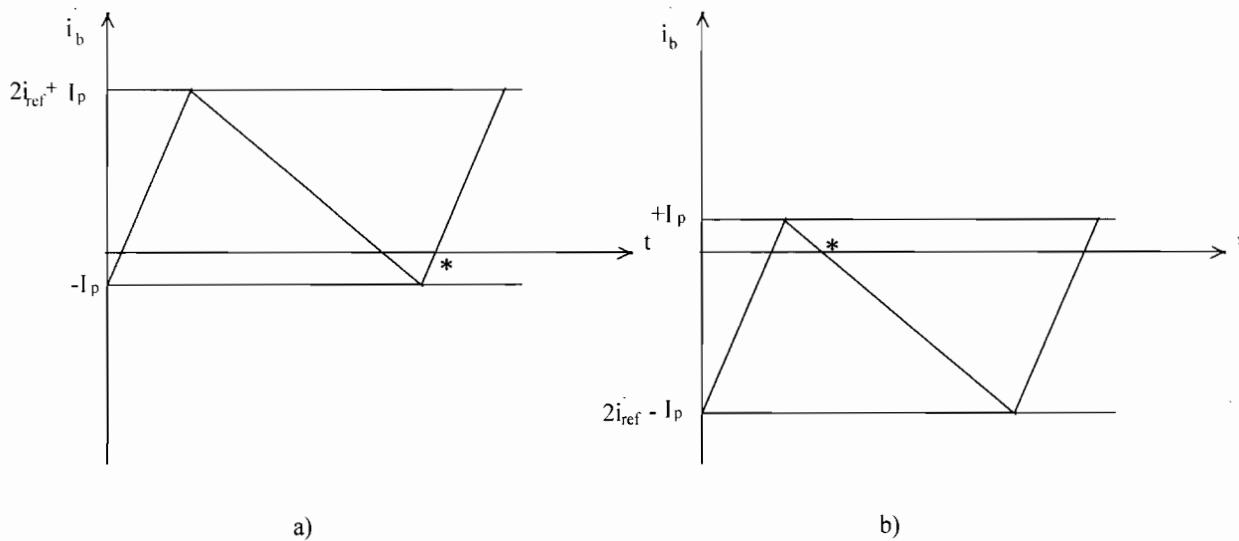


Fig. 6. Formele de unda ale curentului prin bobina de filtrare: a) pentru modul de funcționare *buck*, (curent pozitiv prin bobină, MODE=1); b) pentru modul de funcționare *boost* (curent negativ prin bobină, MODE=0).

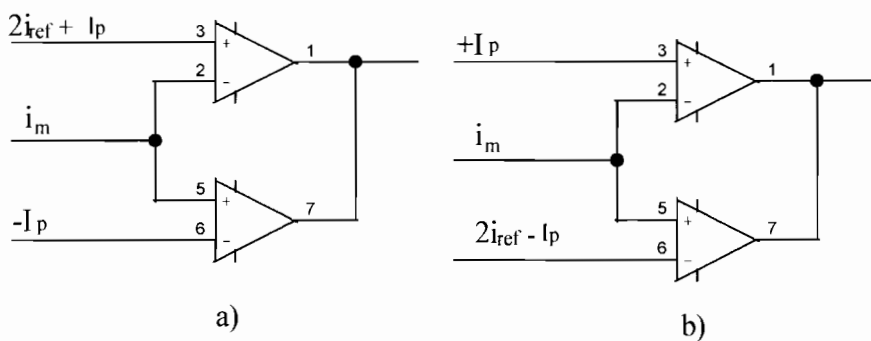


Fig. 7. Valorile de prag la comparatorul fereastra: a) pentru modul de funcționare *buck*, (curent pozitiv prin bobină, MODE=1); b) pentru modul de funcționare *boost* (curent negativ prin bobina, MODE=0).

M. Ciernat

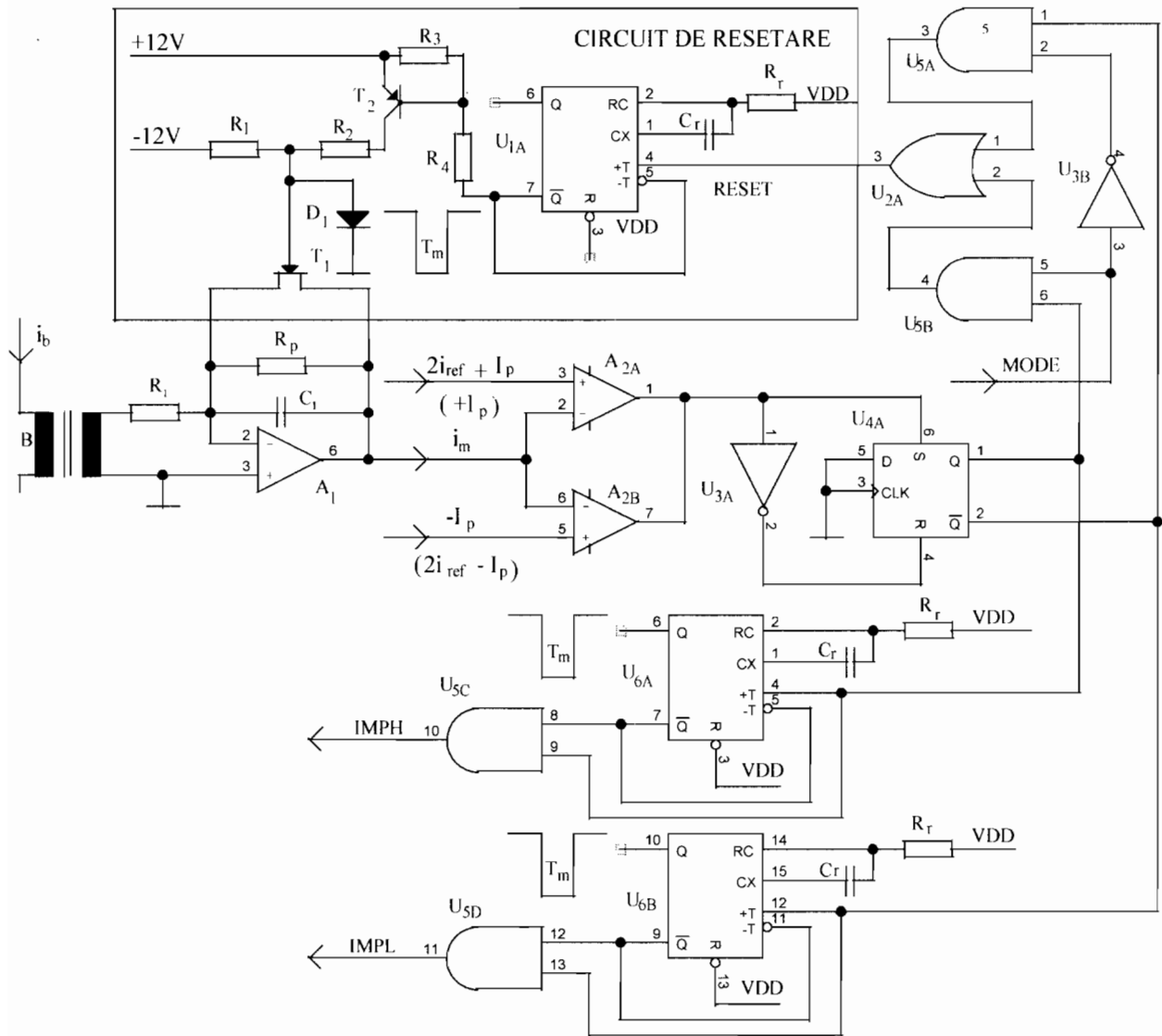


Fig. 8. Regulator de current prin histerezis extins: valorile din afara parantezei sunt pentru modul de funcționare buck (MODE=1); valorile din paranteza sunt pentru modul de funcționare boost (MODE=0).

A. C. B. C. A. T.