



MD 2843 G2 2005.08.31

REPUBLICA MOLDOVA



(19) Agenția de Stat
pentru Proprietatea Intelectuală

(11) 2843 (13) G2
(51) Int. Cl.: H02M 3/337 (2006.01)

(12) BREVET DE INVENȚIE

<p>(21) Nr. depozit: a 2002 0142 (22) Data depozit: 2002.05.16 (41) Data publicării cererii: 2004.03.31, BOPI nr. 3/2004</p>	<p>(45) Data publicării hotărârii de acordare a brevetului: 2005.08.31, BOPI nr. 8/2005</p>
<p>(71) Solicitant: ELCON S.R.L., ÎNTREPRINDERE MIXTĂ MOLDO-RUSĂ, MD (72) Inventatori: PENIN Alexandr, MD; SEMIONOV Alexandr, RU (73) Titular: ELCON S.R.L., ÎNTREPRINDERE MIXTĂ MOLDO-RUSĂ, MD (74) Reprezentant: JENICICOVSCAIA Galina, MD</p>	

(54) Procedeu de conversie a tensiunii continue în tensiune alternativă de rezonanță dirijabilă

(57) Rezumat:

1

Invenția se referă la electrotehnică și este destinată conversiei tensiunii continue în tensiune alternativă de rezonanță dirijabilă în convertoarele de tensiune de mare putere, eficiente, cu diverse aplicări, în particular în stațiile de protecție catodică, care funcționează la temperaturi înalte și răcire naturală.

Procedeul de conversie a tensiunii continue în tensiune alternativă de rezonanță dirijabilă include crearea oscilațiilor cu perioada proprie T_0 și perioada de comutație T_k , unde $T_k > 2T_0$, prin intermediul unor acumulateoare de energie capacitiv și inductiv, consumând energie de la o sursă de tensiune continuă, transmiterea unei părți de energie

2

sarcinii redresoare, revenirea excesului de energie a acumulatorului capacitiv în sursa de tensiune și reglarea tensiunii sarcinii prin modificarea perioadei de comutație T_k . Totodată, concomitent cu crearea primelor oscilații are loc formarea oscilațiilor secundare cu perioada proprie T_0' și perioada de comutație T_k' prin intermediul aceluiași acumulator capacitiv și un al doilea acumulator inductiv cu consumarea energiei de la acumulatorul capacitiv și transmiterea unei părți de energie sarcinii redresoare.

Revendicări: 1

Figuri: 14

5

10

15

MD 2843 G2 2005.08.31

MD 2843 G2 2005.08.31

Descriere:

Invenția se referă la electrotehnică și asigură un procedeu de conversie de rezonanță dirijabilă a tensiunii continue în tensiune alternativă, care va putea fi folosit, în particular, pentru realizarea unor convertoare cu rezonanță de frecvență înaltă a tensiunii cu tranzistoare dirijabile, puternice, ieftine și eficiente de diverse aplicări, în special – stații de protecție catodică, care funcționează la temperaturi înalte și răcire naturală.

Este cunoscut un procedeu de conversie de rezonanță dirijabilă de tensiune continuă în tensiune alternativă bazat pe

- crearea oscilațiilor cu perioadă proprie T_0 și perioada de comutație T_k utilizând un acumulator capacitiv și inductiv de energie, consumând energie de la o sursă de tensiune continuă și transmisiunea unei părți de energie în sarcina redresoare;

- dirijarea tensiunii sarcinii în baza devierii de la rezonanță (perioada oscilațiilor proprii T_0) a perioadei T_k , mai mică sau egală cu T_0 [1].

Dezavantajul procedurii constă în aceea că devierea de la rezonanță conduce la o creștere semnificativă a pierderilor și la reducerea fiabilității, deoarece convertoarele de rezonanță își pierd principala lor abilitate – comutația la curenți nuli, de aceea un astfel de procedeu se aplică doar în convertoarele de putere mică.

Cea mai apropiată soluție de esența prezentei invenții este procedeu de conversie de rezonanță dirijabilă a tensiunii continue în tensiune alternativă, bazat pe

- crearea oscilațiilor cu perioada proprie T_0 și perioada de comutație T_k ($T_k > 2T_0$) utilizând energie de la o sursă de tensiune continuă și transmisiunea unei părți de energie în sarcina redresoare;

- reflexia excesului de energie a acumulatorului capacitiv în sursa de tensiune;

- dirijarea tensiunii sarcinii prin modificarea T_k [2].

În acest procedeu se menține principala abilitate a convertoarelor de rezonanță – comutația la curenți nuli. Particularitatea procedurii o constituie acel fenomen, că efectul de dirijare (modificare a tensiunii sau curentului de sarcină) este determinat de reflexia energiei în sursa de alimentare datorită descărcării acumulatorului capacitiv în sursa de alimentare prin sarcină. În acest caz condiția reflexiei energiei este determinată de depășirea tensiunii în acumulatorul capacitiv a sumei tensiunii sarcinii și sursei de alimentare și prezența intervalului de timp pentru descărcare, ceea ce și definește raportul $T_k > 2T_0$. Această condiție se realizează numai pentru sarcini de rezistență suficient de mici (în raport cu rezistența nominală, comensurabilă a circuitului oscilant, format de acumulatorii capacitivi și inductivi) pentru valori $T_k = 5 \dots 10T_0$ și mai mari.

Dezavantajele acestui procedeu sunt gradul limitat de dirijare a tensiunii, diapazonul mărginit al sarcinilor la o gamă admisibilă a modificării T_k sau a frecvenței conversiei (de ordinul 15 kHz) și reducerea eficienței conversiei. Toate acestea limitează domeniul de aplicare a procedurii.

Dispozitivul, cu care se realizează un astfel de procedeu, reprezintă, de exemplu, un convertor clasic cu rezonanță semi-punte cu divizor de tensiune capacitiv (acumulator capacitiv), iar bobina de reactanță (acumulator inductiv) cu sarcina sunt conectate între stelajele de tranzistoare și borna de ieșire medie a divizorului capacitiv.

Încă un dezavantaj al unui astfel de convertor sunt suprasolicitățile inadmisibile în cazul scurtcircuitului (SC) în circuit de sarcină pe frecvența de conversie nominală (maximă). În acest caz se produce acumularea unei cantități mari de energie, reflexia căreia în sursa de alimentare într-o perioadă redusă de timp $(T_k - T_0)/2$ nu reușește. De aceea creșterea curenților se produce prin tranzistoare, iar comutația se produce sub curent. Astfel, sunt necesare ansambluri suplimentare pentru o protecție rapidă, ceea ce complică construcția și nu asigură o fiabilitate suficientă.

Problema pe care o rezolvă invenția este asigurarea unui diapazon mai vast de dirijare economicoasă a conversiei de rezonanță a tensiunii și extinderea domeniului de implementare.

Procedeu, conform invenției, înlătură dezavantajele menționate mai sus prin aceea că, bazându-se pe:

- crearea oscilațiilor cu perioada proprie T_0 și perioada de comutație T_k ($T_k > T_0$) utilizând un acumulator capacitiv și inductiv de energie, consumând energie de la o sursă de tensiune continuă și transmisiunea unei părți de energie în sarcina redresoare;

- reflexia excesului de energie a acumulatorului capacitiv în sursa de tensiune;

- dirijarea tensiunii sarcinii prin modificarea T_k ,

se creează, concomitent cu acestea sau cu primele oscilații, oscilațiile secundare cu perioada proprie T_0 și perioada de comutație T_k , utilizându-se același acumulator capacitiv și un al doilea acumulator cu consum de energie de la acumulatorul capacitiv și transmisiunea unei părți de energie în sarcina redresoare.

MD 2843 G2 2006.08.31

4

O particularitate a procedurii revendicate este utilizarea concomitentă a două procese, din care primul realizează nemijlocit consumul, reflexia și dirijarea energiei (ca și în cazul celei mai apropiate soluții), iar al doilea creează condiții pentru asigurarea unei funcționări mai eficiente a primului. În mod concret, utilizarea energiei celui de-al doilea acumulator inductiv definește doi factori de ameliorare a condiției reflexiei energiei. Primul factor – pur și simplu adițional crește tensiunea pe acumulatorul capacitiv, iar factorul secund este determinat de faptul că prin acumulatorul capacitiv și sarcină concomitent circulă curenții de la două acumulatori inductivi, ceea ce reduce rezistența caracteristică a circuitului oscilant și asigură puterea nominală la o rezistență nominală a sarcinii, iar consumul și reflexia energiei se produce doar prin primul acumulator inductiv cu o rezistență caracteristică mai înaltă. De aceea rezistența nominală a sarcinii de asemenea conduce la reflexia energiei. Toate acestea asigură gradul necesar de dirijare într-o gamă suficient de vastă de sarcini și la o modificare admisibilă a frecvenței conversiei.

Invenția se explică prin desenele din fig. 1...fig. 14, care reprezintă:

- fig. 1, schema instalației în care este realizat procedeul, conform invenției;
- fig. 2, epure ale curenților și tensiunilor;
- fig. 3, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_1-t_2 ;
- fig. 4, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_2-t_3 ;
- fig. 5, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_3-t_4 ;
- fig. 6, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_4-t_5 ;
- fig. 7, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_5-t_6 ;
- fig. 8, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_6-t_7 ;
- fig. 9, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_7-t_8 ;
- fig. 10, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_8-t_9 ;
- fig. 11, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp t_9-t_{10} ;
- fig. 12, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp $t_{10}-t_{11}$;
- fig. 13, fragmente ale schemei echivalente a instalației, care explică procesele în intervalul de timp $t_{11}-(t_1+t_k)$;
- fig. 14, ansamblu de caracteristici de reglaj, care confirmă invenția.

Dispozitivul, în care se realizează procedeul revendicat, conține generatorul de comandă dirijat al impulsurilor 1, ieșirile cărora sunt conectate cu închizătoarele tranzistoarelor 2 și 3. Dioda antiparalelă 4 este conectată cu colectorul și emitorul tranzistorului 3. Punctul comun al tranzistoarelor 2 și 3 – colectorul tranzistorului 2 și emitorul tranzistorului 3, prin condensatorul de rezonanță 5 este conectat la una din bornele de ieșire ale sarcinii redresoare a transformatorului 6. Inductanțele de rezonanță (acumulatorii de inductanță) 7, 8 sunt conectate consecutiv, punctul comun al lor fiind conectat la o altă bornă de ieșire a sarcinii 6. Sursa de alimentare a tensiunii 9 este conectată cu borna de ieșire inferioară a inductanței 7 și emitorul tranzistorului 2. Borna de ieșire superioară a inductanței 8 este conectată cu colectorul tranzistorului 3. Dioda antiparalelă 10 este conectată cu tranzistorul 2.

Conform procedurii revendicate, generatorul de comandă 1 produce impulsurile de comandă (fig. 2 a, b) cu durata $T_0/2$ și perioada dirijată de comutație T_k , care în ordinea succesiunii deschid tranzistoarele 2, 3. Fie în regim permanent, în momentul t_1 se lansează impulsul de comandă în tranzistorul inferior 2. Se inițiază lansarea impulsului sinusoidal de curent I_1 (fig. 2, c) prin acest tranzistor (primele oscilații). De asemenea curentul I_2 continuă să circule prin dioda antiparalelă 4 a tranzistorului superior 3 (oscilațiile secundare).

Intervalul de timp t_1-t_2 constituie primul ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 3. Acumulatorul capacitiv sau condensatorul de rezonanță 5 (cu tensiunea U_5 în fig. 2 d) se reîncarcă prin sarcina 6 și primul acumulator inductiv sau bobina de reactanță cu rezonanță 7, care acumulează energia. Concomitent, acest acumulator capacitiv 5 se descarcă prin cel de-al doilea acumulator inductiv 8 (cu tensiunea U_8 în fig. 2 e), care acumulează energia în conformitate cu polaritatea indicată.

Intervalul de timp t_2-t_3 constituie cel de-al doilea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 4. Acumulatorul capacitiv 5 continuă să se

MD 2843 G2 2006.08.31

5

reîncarcă prin sarcina 6 și primul acumulator inductiv 7. Acumulatorul capacitiv 5 se descarcă prin cel de-al doilea acumulator inductiv 8, care de acum cedează energia în conformitate cu polaritatea indicată.

5 Intervalul de timp t_3-t_4 constituie cel de-al treilea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 5. Acumulatorul capacitiv 5 continuă să se reîncarcă prin sarcina 6 și primul acumulator inductiv 7 (cu tensiunea U_7 în fig. 2j). Concomitent, acest acumulator capacitiv 5 se încarcă de acum de la al doilea acumulator inductiv 8, care continuă să cedeze energia în conformitate cu polaritatea indicată.

10 Intervalul de timp t_3-t_4 constituie cel de-al patrulea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 6. Acumulatorul capacitiv 5 continuă să se reîncarcă prin sarcina 6 și primul acumulator inductiv 7, care de acum cedează energie, conform polarității indicate. Concomitent, acest acumulator capacitiv 5 continuă să se încarce de la al doilea acumulator inductiv 8.

15 Intervalul de timp t_5-t_6 constituie cel de-al cincilea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 8. Acumulatorul capacitiv 5 se încarcă prin sarcina 6 și primul acumulator inductiv 7.

Intervalul de timp t_6-t_7 constituie cel de-al șaselea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 8. Acumulatorul capacitiv 5 de acum cedează energia prin sarcina 6 și primul acumulator inductiv 7 în sursa de tensiune 9. Curentul I_2 și-a modificat direcția sa.

20 Intervalul de timp t_7-t_8 constituie cel de-al șaptelea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 9. Impulsul de comandă se lansează spre tranzistorul 3. Începe să circule impulsul sinusoidal de curent I_2 (fig. 2 c) prin acest tranzistor (oscilațiile secundare). De asemenea continuă să circule curentul I_2 prin dioda antiparalelă 10 a tranzistorului inferior 2 (primele oscilații). Acumulatorul capacitiv 5 cedează energia prin sarcina 6 și primul acumulator inductiv 7 în sursa de tensiune 9 și cel de-al doilea acumulator inductiv.

25 Intervalul de timp t_8-t_9 constituie cel de-al optulea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 10. Acumulatorul capacitiv 5 și primul acumulator inductiv 7 cedează energia prin sarcina 6 în sursa de tensiune 9, iar acumulatorul capacitiv 5 cedează încă și în cel de-al doilea acumulator inductiv 8.

30 Intervalul de timp t_9-t_{10} constituie cel de-al nouălea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 11. Toate acumulatorii cedează energie.

Intervalul de timp $t_{10}-t_{11}$ constituie cel de-al zecelea ciclu caracteristic de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 12. Se produce reîncărcarea acumulatorului capacitiv 5 din energia celui de-al doilea acumulator inductiv 8.

35 Intervalul de timp $t_{11}-(t_1+T_k)$ constituie ciclul final de lucru. Fragmentul respectiv al schemei echivalente este prezentat în fig. 13. Se produce descărcarea acumulatorului capacitiv 5. În continuare procesele se repetă.

40 Astfel, în intervalul de timp t_6-t_7 se produce reflexia energiei în sursă (curentul I_2 și-a schimbat direcția). Amplitudinea negativă a curentului I_2 este definită de valoarea sarcinii. La reducerea lui T_k , în cazul în care t_7 se apropie de t_6 , se produce reflexia energiei.

Aceasta definește avantajele suplimentare ale procedurii – amplitudinea pozitivă a curentului nu se mărește până la scurtcircuitul sarcinii. De asemenea lipsește problema curentilor direcți, ceea ce simplifică și face mai fiabilă dirijarea tranzistoarelor.

45 Exemplu de realizare a procedurii

Convertorul de tensiune pentru stația de protecție catodică cu o putere de 1,8 kWt, alimentare de la rețea 220 V, tranzistoare IRGPC30UD, condensatorul 5 cu o capacitate de 0,15 μ F, acumulatorii inductivi 7, 8 cu câte 25 μ H, perioada oscilațiilor proprii $T_0 = 12 \mu$ s, coeficientul de transformare al transformatorului este egal cu 0,5, ceea ce determină diapazonul sarcinii nominale de ordinul 0,8...2 Ω . Pentru o valoare minimă a perioadei de comutație $T_k=13 \mu$ s ($f_k = 77$ kHz) și sarcină de 1 Ω amplitudinile curentului I_2 sunt egale respectiv cu +29A și -14A. În cazul PC: +29A și -21A.

În fig. 14 este prezentat ansamblul de caracteristici de dirijare, care confirmă invenția.

50 Pentru comparare vom examina un exemplu de realizare a celei mai apropiate soluții. Astfel, această soluție reprezintă un convertor analogic după putere cu divizor capacitiv cu rezonanță de tensiune a câte 0,17 μ F, inductivitatea de 11 μ H.

Se produc regimurile următoare: pentru sarcina de 0,5 Ω amplitudinile curentului I_2 vor constitui +60 A și -7 A. În cazul PC amplitudinea depășește 150 A, ceea ce conduce la accidente.

60

MD 2843 G2 2006.08.31

6

((57) Revendicare:

5 Procedeu de conversie a tensiunii continue în tensiune alternativă de rezonanță dirijabilă care
include crearea oscilațiilor cu perioada proprie T_0 și perioada de comutație T_k , unde $T_k > 2T_0$, prin
intermediul unor acumuloare de energie capacitiv și inductiv, consumând energie de la o sursă de
tensiune continuă, transmiterea unei părți de energie sarcinii redresoare, revenirea excesului de
energie a acumulatorului capacitiv în sursa de tensiune și reglarea tensiunii sarcinii prin modificarea
10 perioadei de comutație T_k , **caracterizat prin aceea că** concomitent cu crearea primelor oscilații are
loc formarea oscilațiilor secundare cu perioada proprie T_0 și perioada de comutație T_k prin inter-
mediul aceluiași acumulator capacitiv și un al doilea acumulator inductiv cu consumarea energiei de
la acumulatorul capacitiv și transmiterea unei părți de energie sarcinii redresoare.

(56) Referințe bibliografice:

1. Ромаш Э. М., Драбович Ю. И., Юрченко Н. Н., Шевченко П. Н.,
Высокочастотные транзисторные преобразователи, Москва, Радио и связь, 1998
2. Белов Г.А., Высокочастотные тиристорно-транзисторные преобразователи
постоянного напряжения, Энергоатомиздат, 1987

Șef Secție:

NEKLIUDOVA Natalia

Examinator:

COJOCARU Ala

Redactor:

CANȚER Svetlana

MD 2843 G2 2005.08.31

7

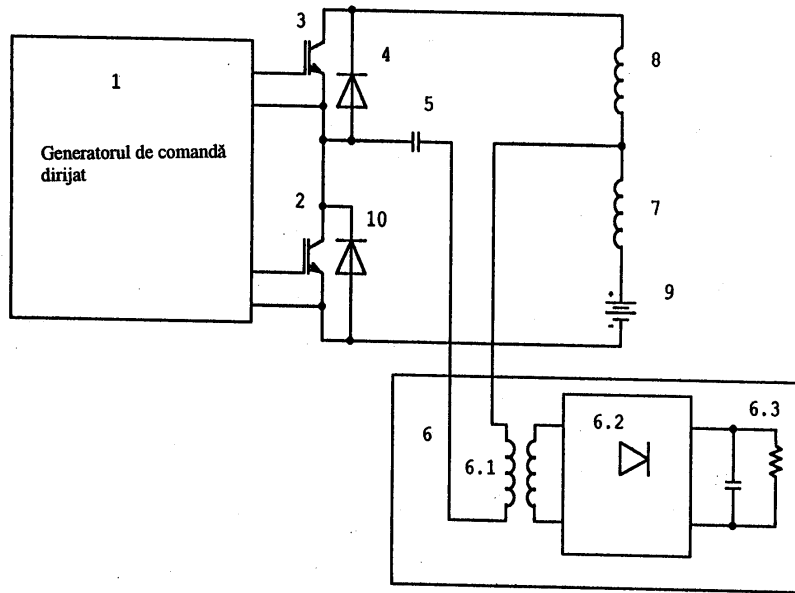


Fig. 1

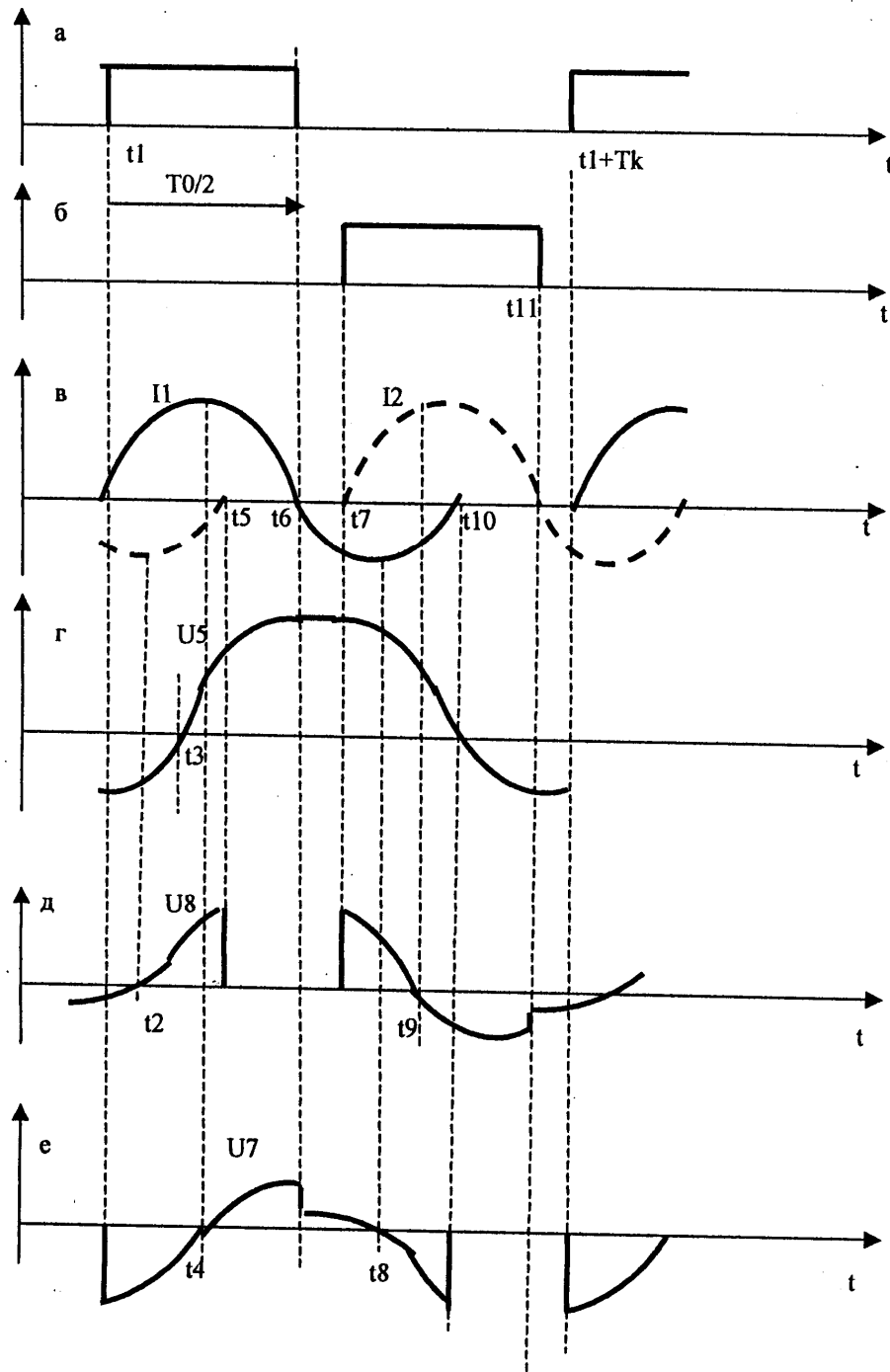


Fig. 2

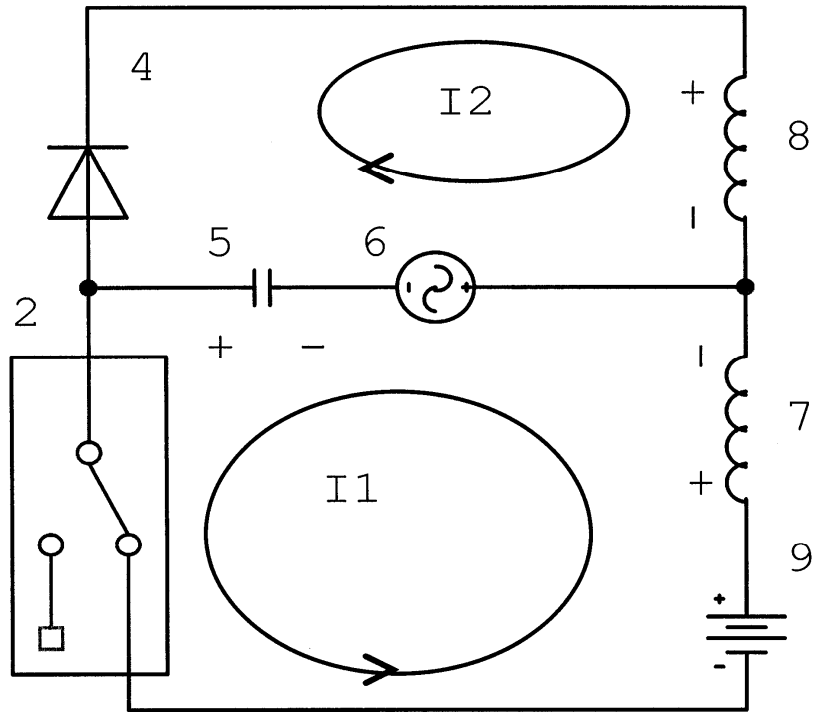


Fig. 3

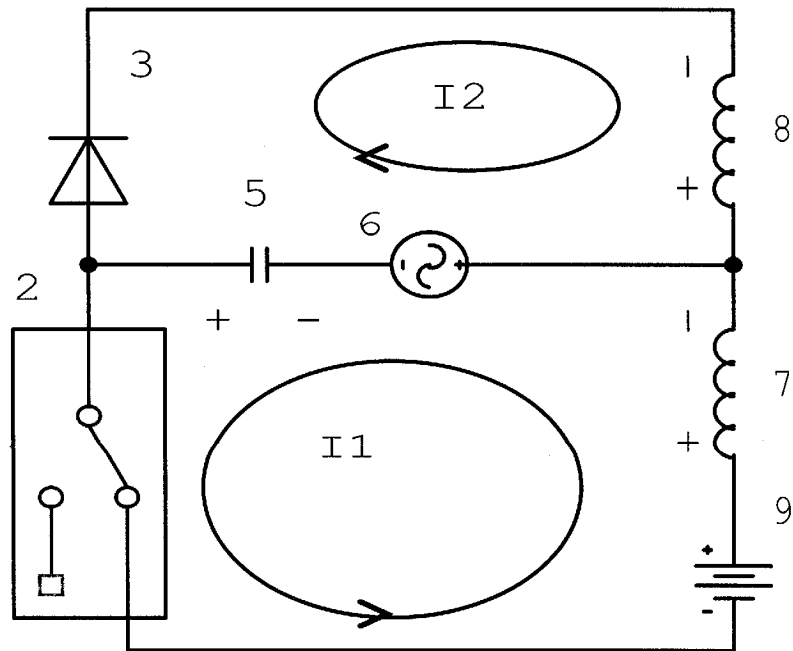


Fig. 4

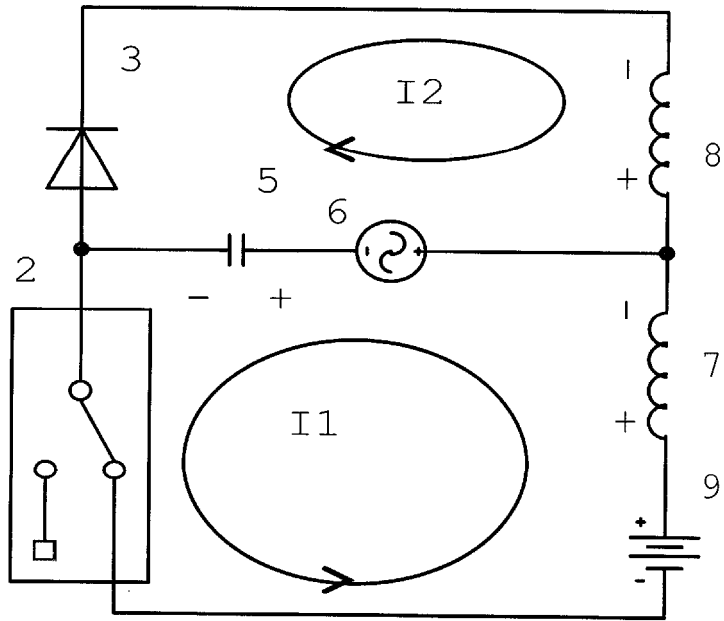


Fig. 5

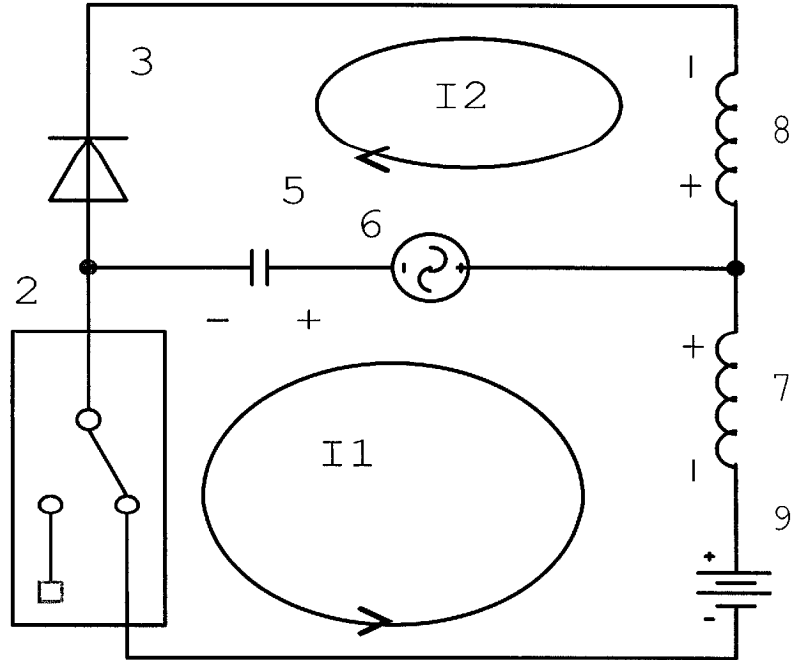


Fig. 6

MD 2843 G2 2005.08.31

11

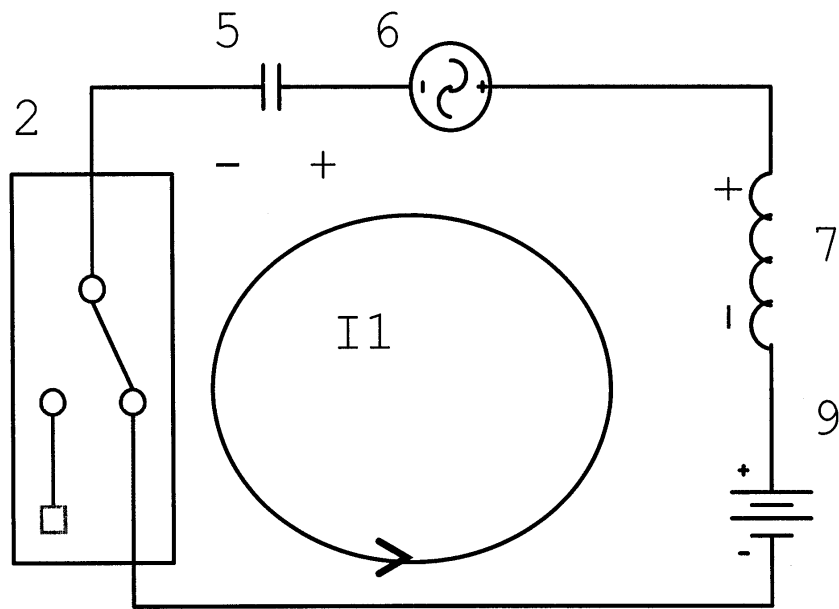


Fig. 7

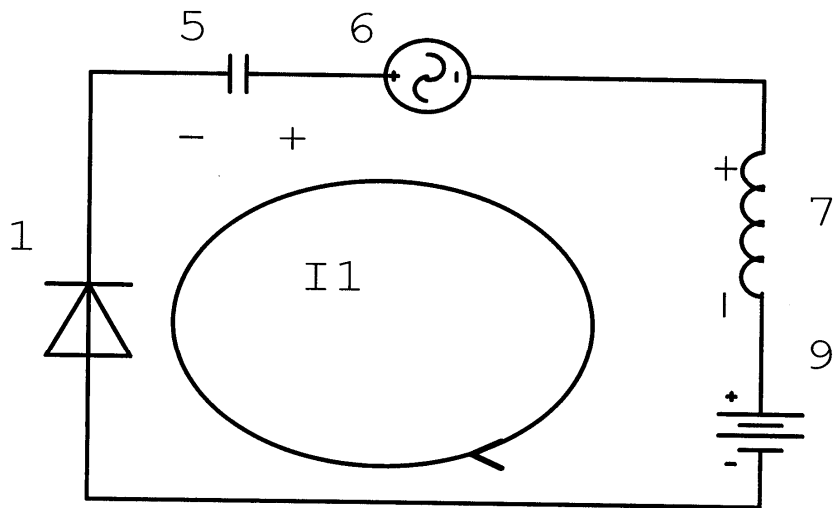


Fig. 8

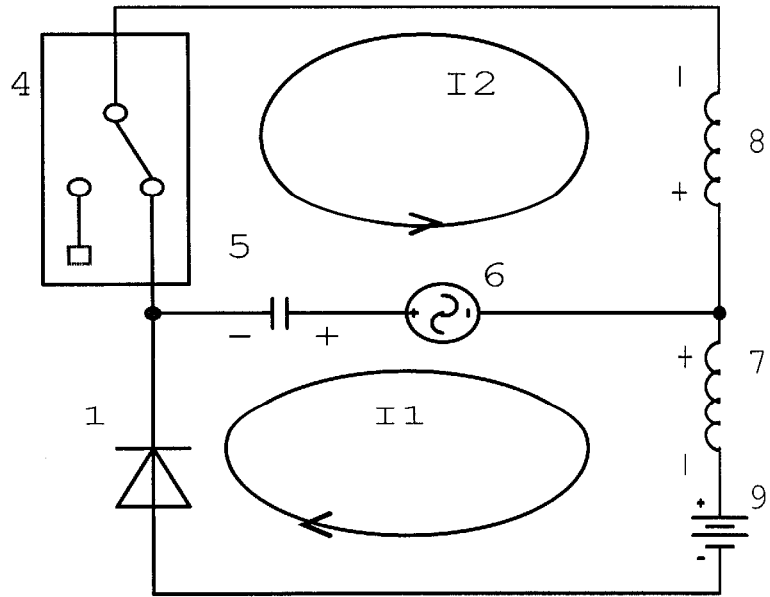


Fig. 9

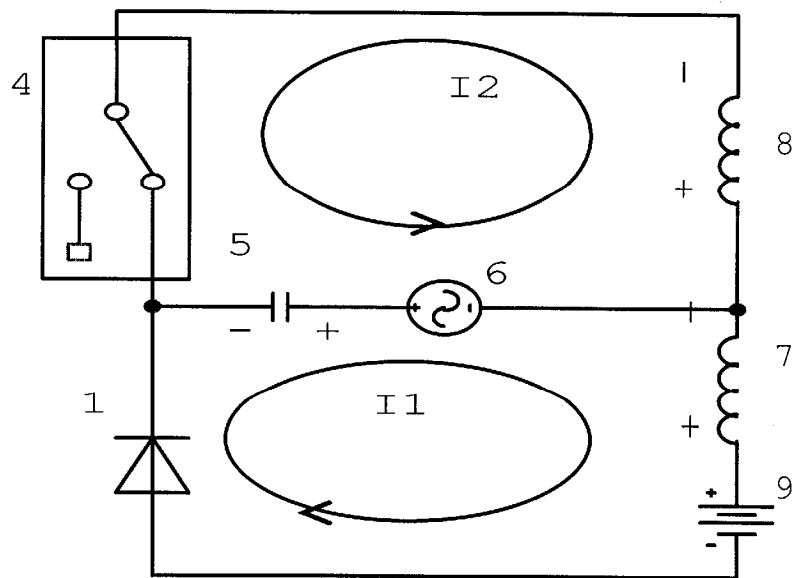


Fig. 10

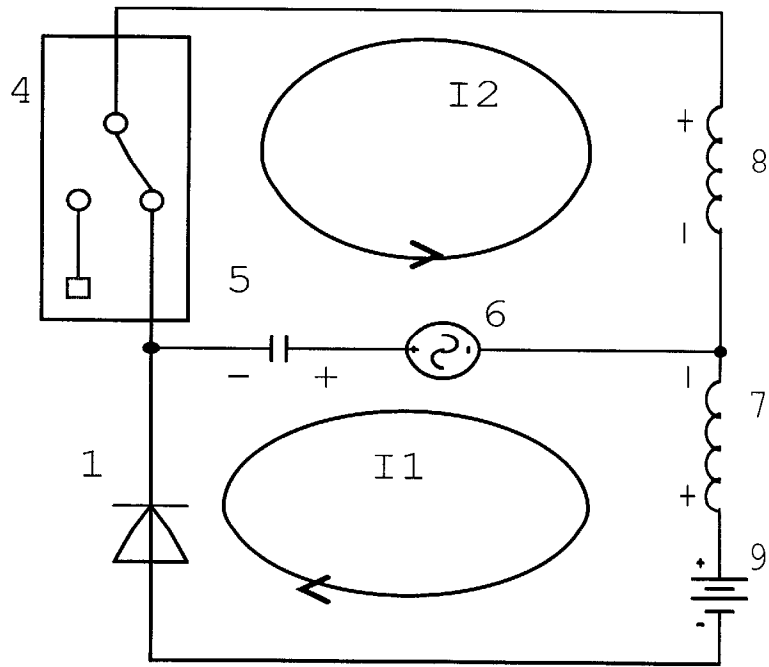


Fig. 11

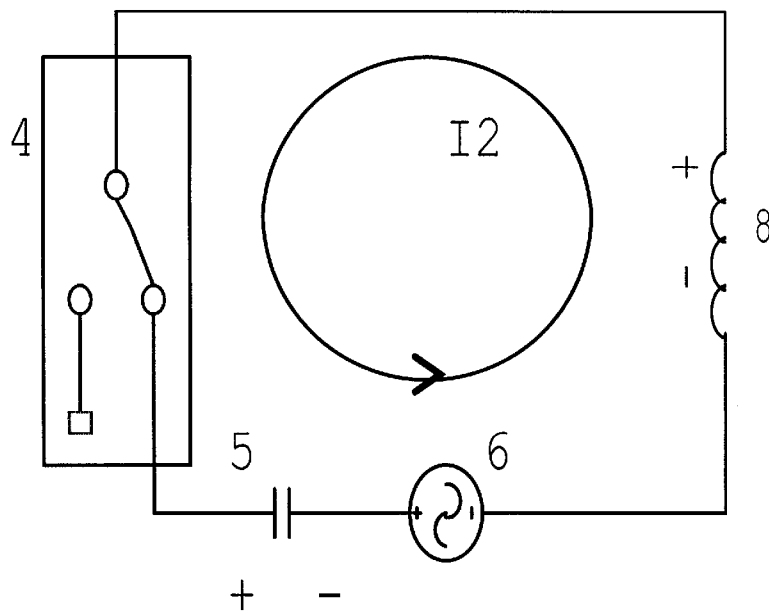


Fig. 12

MD 2843 G2 2005.08.31

14

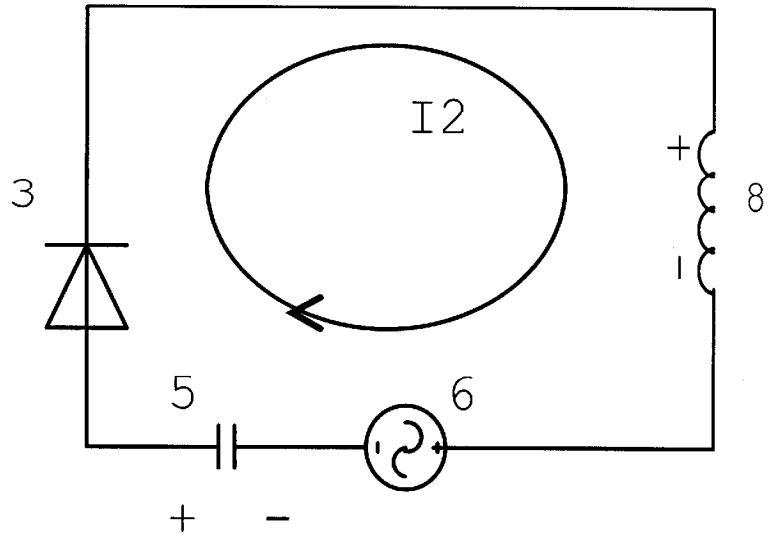


Fig. 13

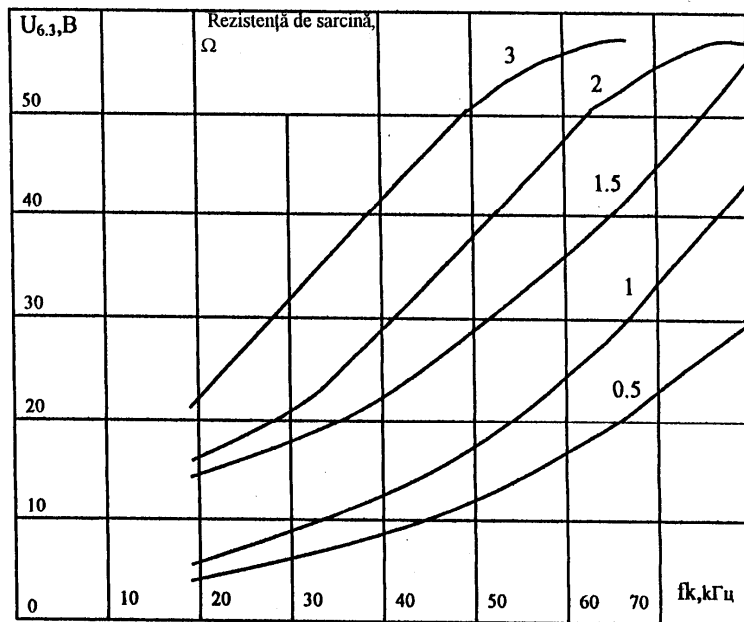


Fig. 14