

Invenția se referă la electrotehnică și este destinată realizării surselor de alimentare de mare putere cu tranzistori de diversă utilizare (dispozitive pentru încărcarea acumulatorilor, aparate de sudat, stații de protecție catodică a conductelor), sarcinile cărora variază de la scurtcircuit până la funcționare în gol.

Este cunoscută metoda de dirijare a convertizorului rezonant în doi timpi cu tranzistori bazat pe conectarea succesivă cu pauză a tranzistorilor [1].

Dezavantajul metodei este faptul că nu există o limită a puterii de intrare la supraîncărcarea convertizorului, chiar până la scurtcircuit. De aceea sursele de alimentare, ce realizează această metodă nu-și găsesc aplicare largă, întrucât funcționează, de exemplu, cu sarcină fixată și necesită dispozitive de protecție.

Cel mai apropiat de invenția propusă este metoda de dirijare a convertizorului de tensiune rezonant în doi timpi cu tranzistori, care include conectarea succesivă cu pauză a tranzistorilor și limitarea puterii de intrare [2].

Dezavantajul acestei metode este faptul că atunci când curenții de ieșire ai convertizorului în regim de suprasarcină, chiar până la scurtcircuit, sunt deosebit de mari, limitarea puterii de intrare este însoțită de apariția autooscilațiilor de amortizare din cauza conductibilității inverse și timpului îndelungat de restabilire a tranzistorilor bipolari de mare putere utilizați. De aceea la deconectarea lor și întreruperea curentului inductanței de rezonanță conectarea următoare a tranzistorului poate conduce la curenți direcți și la avarie.

Autooscilațiile se exclud în principiu atunci când tranzistorii se află în stare deschisă un timp îndelungat și, respectiv, perioada de comutație a lor este mare. În acest caz curentul inductanței de rezonanță se micșorează practic până la zero și tranzistorii efectuează comutarea fără curent. Dar în astfel de regim scade considerabil puterea medie a convertizorului în regim nominal.

Problema pe care o rezolvă invenția constă în asigurarea fiabilității convertizorului în domeniu larg de variație a sarcinii, chiar până la scurtcircuit.

Metoda de dirijare a convertizorului de curent continuu rezonant în doi timpi cu tranzistori cu sarcină RC, conform invenției, înlătură dezavantajele sus-menționate prin aceea că include conectarea succesivă cu pauză a tranzistorilor și limitarea curentului de sarcină la supraîncărcări, totodată la atingerea de către curentul sarcinii a nivelului prestabilit de limită, durata și perioada de conectare a tranzistorilor se măresc până la valori, care exclud curenții direcți prin acești tranzistori, iar tensiunea de alimentare a convertizorului se micșorează până la o valoare, ce după înlăturarea suprasarcinii se restabilesc valorile inițiale ale duratei și perioadei de conectare a tranzistorilor.

Mărirea duratei și perioadei stării conectate a tranzistorilor la amorsarea suprasarcinii (scurtcircuit rapid) permite de a reduce curentul inductanței de rezonanță practic până la zero și de a realiza deconectarea lor fără curent. La deconectarea suprasarcinii apare un semnal de suprasarcină remanent sau un semnal fals din cauza influenței filtrului capacitiv al sarcinii, când perioada de comutație a tranzistorilor este mărită. Semnalul de suprasarcină remanent dispare din cauza reducerii tensiunii de alimentare a convertizorului.

Rezultatul tehnic constă în excluderea suprasarcinilor dinamice și curenților direcți la comutația tranzistorilor, ceea ce asigură fiabilitatea convertizorului, chiar până la scurtcircuit. Astfel, puterea instalată a tranzistorilor poate fi folosită practic totalmente, ceea ce permite de a crea convertizoare cu domeniu kilowatt pe bază de elemente fără mari cheltuieli.

Rezultatul tehnic se asigură datorită mării duratei și perioadei de conectare a tranzistorilor la suprasarcini.

Invenția se explică cu ajutorul desenelor din figurile 1, 2, 3 care reprezintă:

- fig. 1, schema dispozitivului în care este realizată metoda propusă;
- fig. 2, epurele curenților și tensiunilor în regim nominal;
- fig. 3, epurele curenților și tensiunilor în regim de suprasarcină și al deconectării ei ulterioare.

Conform metodei propuse, generatorul de comandă 1 produce impulsuri de dirijare (fig. 2 a, b) cu durată și perioade de prima valoare, care deschid succesiv tranzistorii 2.1, 2.2 ai convertizorului de tensiune constantă. În regim nominal, de exemplu, prin tranzistorul deschis 2.1 trece impulsul sinusoidal de curent în intervalul de timp t_1-t_3 (fig. 2 c). Impulsul de tensiune corespunzător la intrarea transformatorului 3 este indicat în fig. 2.e și este determinat de descărcarea condensatorului de rezonanță 4.1 și de încărcarea 4.2 prin inductanța de pierderi ale transformatoarelor 3 și suprasarcina RC 5 cu redresor 6. Alimentarea circuitului se efectuează prin regulatorul de tensiune 7, de exemplu, redresor cu tiristori.

Să examinăm mai întâi cazul când generatorul de comandă produce impulsuri de dirijare cu durată și perioadă numai de primă valoare. La apariția suprasarcinii, de exemplu, la scurtcircuit rapid, prin tranzistorul deschis 2.1 trece impulsul curentului în fig. 2.f, care are două sectoare bine evidențiate. În intervalul t_1-t_2 se constată un proces de rezonanță analog descărcării condensatorului 4.1 și încărcării condensatorului 4.2, dar care se termină în momentul t_2 . În intervalul t_2-t_4 are loc descărcarea inductanței de pierderi conform exponențialei deja prin diodele de limitare 7.1, 7.2. Tensiunea corespunzătoare la intrarea transformatorului 3 este indicată în fig. 2.i. În momentul t_4 tranzistorul 2.1 se deconectează și curentul de inductanță se scurtcircuitează prin tranzistorul 2.2 invers conductor și închis cu diodă antiparalelă (fig. 2.g) la intervalul t_4-t_5 și mai departe la intervalul t_5-t_6 , când curentul de inductanță își schimbă direcția, iar tranzistorul 2.2 pentru o perioadă scurtă de timp conduce curent direct, până nu-și restabilește starea închisă. Apoi în intervalul t_6-t_7 curentul trece prin tranzistorul 2.1 invers conductor. Dacă în zona momentului t_7 de la impulsul de dirijare se conectează tranzistorul 2.2, atunci apare un impuls scurt de curent direct, care poate conduce la avarie.

Conform metodei propuse la apariția suprasarcinii prin tranzistorul deschis 2.1 trece un impuls de curent analog, dar în acest caz se mărește durata impulsului de dirijare, de aceea descărcarea inductanței de pierderi decurge conform

exponențiale în intervalul de timp mărit t_2-t_3 (fig. 3 a, c). Practic s-a stabilit că la mărirea intervalului de descărcare t_2-t_3 curentul de inductanță scade considerabil în momentul de deconectare t_3 cel puțin de 1,5 ori. De aceea procesele conductibilității inverse sunt slab evidențiate, ceea ce exclude curenții direcți și asigură fiabilitatea convertizorului. Semnalul pentru mărirea duratei impulsurilor de dirijare dispare de pe bobina transformatorului 10 conectat la rețeaua diodelor de limitare 8.1, 8.2 prin convertizorul 9. Forma acestui semnal, care corespunde impulsului de curent de suprasarcină este indicată în fig. 3.e și conține o componentă lină, corespunzătoare exponențialei curentului inductanței de pierderi în intervalul t_2-t_3 (fig. 3.c) și o componentă de înaltă frecvență, condiționată de rezonanțe parazite. Acest semnal debitează la comparatorul 10 cu pragul de operație prestabilit U_{R1} (fig. 3.e) care comutează generatorul de comandă (fig. 3.f).

În caz practic convertizorul de tensiune funcționează, de exemplu, cu conturul de stabilizare a curentului sarcinii - sursa de tensiune a dispozitivului 12 și amplificatorul erorii 13, ieșirea căruia este unită cu intrarea dirijării regulatorului de tensiune 7. De aceea la păstrarea suprasarcinii ținând cont de acțiunea rapidă reală a regulatorului de tensiune se stabilește nivelul inițial al curentului de sarcină, iar însuși semnalul curentului de suprasarcină se micșorează, ceea ce este indicat în momentul t_4 în fig. 3.e. De aceea pot interveni următoarele cazuri posibile. Dacă nivelul curentului stabilizat este destul de mic, semnalul stabilit al suprasarcinii poate fi mai mic decât nivelul U_{R1} și generatorul de comandă se va comuta din nou la durată inițială. Dacă însă curentul sarcinii este destul de mare, deci și semnalul stabilit al suprasarcinii este mai mare decât pragul U_{R1} și generatorul de comandă menține durata mărită. De exemplu, în momentul t_5 se deconectează suprasarcina, iar însuși semnalul suprasarcinii din cauza componente de înaltă frecvență parazite și pulsațiilor de tensiune mărite asupra sarcinii (ceea ce dă suprasarcină "falsă" sau remanentă) își menține mărimea și generatorul de comandă nu revine în regimul inițial. De aceea semnalul suprasarcinii, ca semnal de reacție, debitează de asemenea în conturul de stabilizare a curentului de suprasarcină - amplificatorul erorii 14 cu tensiunea de referință prestabilită. De aceea la momentul t_6 semnalul de eroare la ieșirea conturului de stabilizare a curentului de suprasarcină va atinge valoarea stabilită și va reduce reglajul tensiunii 12. Din cauza aceasta se reduce tensiunea alimentării convertizorului de tensiune și respectiv semnalul curentului de suprasarcină. Mai departe generatorul de comandă revine la starea inițială - momentul t_7 , semnalul suprasarcinii remanente "false" dispare completamente, tensiunea reglajului conturului de stabilizare a curentului sarcinii revine la valoarea inițială.

Exemplu de realizare a metodei de dirijare

Convertizorul de tensiune cu puterea de 1,2 kW, tensiunea de alimentare - rețeaua monofazată de 220 V. În calitate de tranzistori 2 se utilizează tranzistorii KT 847A câte trei bucăți în paralel în fiecare braț. Capacitatea totală a condensatoarelor 4 este de 1 μ F. Semiperioada oscilațiilor proprii t_1-t_3 este de 20 μ s, amplitudinea curentului este de aproximativ 25 A. În regim de scurtcircuit amplitudinea constituie 50 A, durata mărită t_1-t_3 este egală cu 36 μ s.