

Descriere:

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

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

Dezavantajul procedurii constă în aceea că nu este limitată puterea de intrare la supraîncărcarea convertizorului până la scurtcircuit. De aceea sursele de alimentare ce realizează acest procedeu sunt rar aplicate, funcționează cu încărcătură fixă și au nevoie de dispozitive de protecție.

Cel mai apropiat de invenția propusă este procedeul 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 procedurii constă în faptul că la curenți de ieșire destul de înalți ai convertizorului în regim de suprasarcină până la scurtcircuit limitarea puterii de intrare este însoțită de formarea autooscilațiilor de amortizare din cauza conductibilității inverse și timpului îndelungat de restabilire a tranzistorilor bipolari de mare putere, care au fost utilizați, iar următoarea conectare arbitrară a tranzistorului, chiar și cu pauză, poate conduce la formarea unor curenți direcți și la avarie.

Problema pe care o rezolvă invenția este asigurarea fiabilității convertizorului în gamă largă de variație a încărcăturii până la scurtcircuit.

Conform procedurii de dirijare a convertizorului de tensiune rezonant în doi timpi cu tranzistori, care include conectarea succesivă cu pauză a tranzistorilor, limitarea puterii de intrare și formarea autooscilațiilor de amortizare, conectarea următoare se face după încetarea autooscilațiilor.

Conectarea următoare a tranzistorilor după încetarea autooscilațiilor exclude în principiu apariția curenților direcți la supraîncărcări până la scurtcircuit.

Invenția se explică prin desenele prezentate în fig. 1, 2, 3, care reprezintă:

- fig. 1, schema instalației în care este realizat procedeul propus;
- fig. 2, epurele curenților și tensiunilor în punctele caracteristice ale schemei;
- fig. 3, fragmentele în funcțiune ale schemei pentru intervalele caracteristice de timp.

Conform procedurii propusă, generatorul de comandă 1 produce impulsuri de dirijare în doi timpi cu ajutorul tranzistorilor preliminari 2, care prin transformatorii 3 cu condensatoare 4 deschid succesiv cu pauză tranzistorii 5. Când sarcina este nominală, prin tranzistorul deschis 5-1 trece un impuls sinusoidal de curent în intervalul de timp $t_1 - t_3$ (fig. 2a). Impulsul de tensiune corespunzător U la intrarea transformatorului 6 este indicat în fig. 2c și este determinat de descărcarea condensatorului de rezonanță 7-1 și încărcarea 7-2 prin inductanța de pierderi L_s a transformatorului 6 și sarcina 10. Tensiunea bobinei secundare a transformatorului 6 prin redresorul 9 vine la sarcina 10 cu filtrul 11. Alimentarea schemei se face de la sursele E_1 și E_2 . După pauza $t_3 - t_1$ se conectează tranzistorul 5-2 și procesele se repetă.

Avantajele procedurii de dirijare propusă se manifestă nemijlocit la supraîncărcarea convertizorului până la scurtcircuit. Completarea schemei din fig. 1 cu diode limitatoare 8 nu dau posibilitate condensatoarelor 7 de a se reîncărca, limitând consumul de putere a convertizorului. În caz de scurtcircuit și tranzistor deschis 5-1 impulsul curenților i_1 în intervalul $t_1 - t_2$ de asemenea este determinat de descărcarea și încărcarea condensatoarelor 7. Impulsul corespunzător al tensiunii U este indicat în fig. 2f. Un fragment al schemei este indicat în fig. 3a. În momentul t_2 în inductanța L_s este rezervată energia, care determină curentul în intervalul $t_2 - t_4$ - fig. 2d, polaritatea tensiunii U - fig. 2f, schema în fig. 3b. Astfel are loc limitarea puterii de intrare. În momentul t_4 tranzistorul 5-1 se deconectează și curentul de inductanță i_2 se blochează prin tranzistorul invers conductor 5-2 cu dioda de rapel - fig. 2e, 3c. Din acest moment t_4 începe încărcarea suplimentară de rezonanță a conductorului 7-2. În momentul t_5 curentul inductivității este egal cu 0. În intervalul $t_5 - t_6$ continuă procesul de rezonanță, dar acum condensatorul 7-2 se descarcă, iar curentul prin inductanța L_s se mărește și trece în sens direct prin tranzistorul închis 5-2 (dar care conduce în acest interval datorită procesului de inerție după comutare din starea conductoare inversă) - fig. 2e, 3d. În momentul t_6 tranzistorul 5-2 încetează să conducă, inductanța L_s și condensatorul 5-2 devin surse de energie, care determină curentul i_1 în intervalul $t_6 - t_7$ prin tranzistorul invers conductor 5-1 cu diodă de rapel - fig. 2d, 3e, care încarcă condensatorul 7-1. Luând în considerare pierderile în circuitul oscilant în intervalele $t_4 - t_6$, $t_6 - t_7$, autooscilațiile în momentul t_7 încetează. De aceea în momentul t_7 se conectează tranzistorul 5-2 și procesele se repetă.

La un scurtcircuit incomplet intervalul de timp de amortizare a autooscilațiilor ($t_4 - t_7$) devine mai mic și prin aceasta se păstrează pauza sigură până la conectarea tranzistorului 5-2.

Cum se vede din epurele din fig. 2 și schemele din fig. 3e, intervalul $t_6 - t_7$ este interzis pentru conectarea posibilă a tranzistorului 5-2 datorită apariției curenților direcți. Astfel, spre deosebire de cel mai apropiat analog, soluționarea propusă permite de a determina strict pauza necesară dintre stările conectate ale tranzistorilor și a realiza avantajul de bază al tranzistorilor bipolari - tensiunea joasă de saturație.

Exemplu de realizare a procedurii de dirijare

Convertizorul de tensiune cu puterea de 1,2 kW, tensiunea de alimentare E_2 - o rețea monofazată de redresare. În calitate de tranzistori 5 se utilizează tranzistorii KT847A, câte trei în paralel în fiecare braț. Capacitatea totală a condensatorilor este de 1 μF . Semiperioada oscilațiilor proprii ($t_1 - t_3$) este de 20 μs , amplitudinea curenților tranzistorilor este de până la 25 A. În regim de scurtcircuit amplitudinea este de 50 A. Intervalul $t_4 - t_6$ este de 4 μs , iar $t_6 - t_7$ este de 8 μs .