

**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).

Este cunoscut procedeul de dirijare exterioră a convertizorului de tensiune rezonant în doi timpi cu tranzistori bazat pe avansul succesiv cu pauză a impulsurilor de deschidere și de ieșire în circuitul de bază al tranzistorilor [1].

Deficiența procedurii constă în aceea că asupra valorii reale a pauzei influențează regimul circuitului de ieșire al convertizorului de tensiune - valoarea sarcinii și a tensiunii de alimentare. De aceea este complicat de a asigura un astfel de regim al circuitului de bază încât să lipsească curenții direcți în tranzistorii convertizorului (când valorile pauzei sunt mici) și să nu se micșoreze considerabil puterea lui de ieșire (valoarea excesivă a acestei pauze), dacă convertizorul funcționează de la regimul circuitului deschis (CD) până la scurtcircuit (SC) și în tot diapazonul tensiunii de alimentare, ceea ce diminuează siguranța dirijării.

Cel mai apropiat de invenția propusă este procedeul de dirijare exterioră a convertizorului de tensiune rezonant în doi timpi cu tranzistori, ce include avansul succesiv cu pauză a impulsurilor de deschidere în circuitele de bază ale tranzistorilor, semnalizarea reacției pozitive datorită părții de energie de ieșire comutate în circuitele de bază [2].

Utilizarea semnalului de reacție pozitivă permite de a se face observări asupra regimului de ieșire al circuitului convertizorului și de a asigura valoarea necesară a curenților de bază ai tranzistorilor convertizorului în limite suficient de mari ale schimbărilor sarcinilor și tensiunilor de alimentare.

Deficiența procedurii constă în faptul că atunci când curenții de ieșire ai convertizorului de tensiune sunt deosebit de mari (mai ales în cazul suprasarcinilor) se observă goluri în timpul avansării impulsurilor de deschidere din cauza pătrunderii semnalului puternic al reacției pozitive în circuitele generatorului, care produce aceste impulsuri de deschidere, ceea ce reduce siguranța dirijării.

Problema pe care o rezolvă prezenta invenție este asigurarea fiabilității dirijării exterioare a convertizorului de tensiune, ce funcționează în intervalul larg al sarcinilor și tensiunilor de alimentare. Problema propusă se realizează astfel: prin procedeul de dirijare exterioră a convertizorului rezonant de tensiune în doi timpi cu tranzistori care include avansul succesiv al impulsurilor de deschidere în circuitele de bază ale tranzistorilor, semnalizarea reacției pe baza părții de energie de ieșire comutate în circuitele de bază, în pauză se formează autooscilații în convertizorul de tensiune pe baza semnalului de reacție și se sincronizează avansul următorului impuls de deschidere cu prima semiundă a autooscilațiilor, ceea ce corespunde stării deschise a tranzistorului.

Formarea autooscilațiilor în pauză permite de a deschide în prealabil tranzistorul pe baza energiei semnalului de reacție și de a urmări regimul de lucru al convertizorului. Sincronizarea avansului următorului impuls de deschidere permite de a menține în continuare tranzistorul deschis.

Amplitudinea autooscilațiilor se mărește (din cauza semnalului de reacție) odată cu mărirea sarcinii sau a curenților de ieșire ai convertizorului, iar pe de altă parte - se micșorează din cauza reducerii coeficientului de amplificare al tranzistorului la mărirea profunzimii lui de saturație. De aceea procedeul de dirijare are un efect de autostabilizare, ceea ce îl face să se deosebească considerabil de cel mai apropiat analog și permite dirijarea convertizorului în diverse regimuri.

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

- fig. 1, schema instalației în care este realizat procedeul propus;

- fig. 2, epurele curenților și tensiunilor în punctele caracteristice ale schemei.

Conform procedurii propus, generatorul de comandă 1 produce succesiunea în doi timpi a impulsurilor (fig. 2 a, b). În intervalele de timp  $t_1 - t_3$  și  $t_2 - t_5$  tranzistorii 2 corespunzător sunt deschiși și are loc acumularea energiei în bobina primară a transformatorului 3. În momentele  $t_3$ ,  $t_5$  de deconectare a tranzistorilor 2 are loc un salt al forței electromotoare a autoinducției transformatorului 3 (fig. 2 c, d). Condensatoarele 4 dau formă acestor oscilații. Prin bazele tranzistorilor 5 trec pe rând impulsurile curenților, formele cărora sunt asemănătoare cu sinusul - (fig. 2 e, f) pe baza energiei acumulate.

Pauza între impulsurile curenților de bază se face prin intervalul de timp  $t_4 - t_5$ . Prin circuitele de ieșire ale tranzistorilor 5 trec impulsurile curentului sinusoidal, ceea ce este indicat pe diagrama îmbinată (fig. 2 g). Frecvența acestor impulsuri este determinată de capacitatea totală a condensatoarelor 7 și de inductanța de pierderi a transformatorului 6. După redresorul 9 pe sarcina 10 cu filtru se stabilește o tensiune constantă. Însăși schema convertizorului este tipică [1]. Pe diagrama îmbinată (fig. 2 h) sunt indicate epurele tensiunii la ieșirea tranzistorilor 5. În timpul pauzei  $t_4 - t_5$  se formează autooscilații, ceea ce este indicat între impulsurile de bază ale curentului și tensiunii în fig. 2 g, h ca o completare de frecvență mai înaltă. Această pauză se ia cu rezervă, pentru a demonstra anume autooscilațiile. Formarea autooscilațiilor în timpul sarcinii nominale este legată de faptul că are loc reîncărcarea oscilatorie a capacităților colectorilor de emiterie a tranzistorilor 5 prin inductanța bobinei primare a tranzistorului 6. În plus, pentru polaritatea inversă a semiunde oscilațiilor tranzistorul 5 corespunzător cu dioda de rapel începe să conducă curent invers, din cauza gradului de inerție și capacității bazei-colector, și curent direct când polaritatea semiunde este directă în formă de impulsuri scurte - fig. 2 i. Când curentul este destul de mare, tranzistorii 5 încep să limiteze amplitudinea autooscilațiilor, ceea ce este indicat la scară mărită în fig. 2 i, j.

În momentul  $t_6$  se închide, de exemplu, tranzistorul de jos 5 -2. Momentul  $t_7$  coincide cu timpul când tranzistorul 5-1 este deschis.

De aceea începutul impulsului de deschidere al dirijării exterioare pentru tranzistorul de sus 5-1 se selectează în zona momentului  $t_7 - t_8$ . În fig. 2 k, l sunt indicate epurele curenților și tensiunilor pentru acest moment de conectare a tranzistorului 5-1. Avantajele acestui procedeu de dirijare se manifestă din plin în cazul suprasarcinii convertizorului până la SC. În acest caz este rațional de a completa schema din fig. 1 cu diode limitatoare 8, care nu dau posibilitate condensatoarelor 7 de a se supraîncărca. În acest caz convertizorul funcționează în regim de limitare a consumului de putere.

Curentul tranzistorilor 5 în regim SC în intervalul  $t_9 - t_{10}$  se datorează procesului de rezonanță, legat de descărcarea (încărcarea) condensatoarelor 7 prin inductanța de pierderi a transformatorului 6. În intervalul  $t_{10} - t_{11}$  prin această inductanță curentul începe să se micșoreze. În momentul  $t_{11}$  tranzistorul de jos 5-2 se deconectează, iar curentul de inductanță începe să treacă prin tranzistorul de sus 5-1 (fig. 2 m, n) în intervalul de timp  $t_{11} - t_{12}$  și anume, mai întâi trece curentul invers, iar apoi și cel direct din cauza inerției tranzistorului însuși. Durata intervalului  $t_{11} - t_{12}$  este determinată de inductanța de pierderi a transformatorului și de condensatorul 7-1. Pe baza comutării forțate a tranzistorului 5-1 și a proceselor de formare a autooscilațiilor descrise mai sus inductanța de pierderi acumulează energie și în intervalul  $t_{12} - t_{13}$  procesele se repetă, dar pentru tranzistorul de jos 5-2. Dacă în momentul  $t_{13}$  se dă un impuls de deschidere al dirijării exterioare pentru tranzistorul de sus 5-1, apare mai întâi un impuls scurt de curent direct, și numai după aceasta începe impulsul de lucru. De aceea începutul impulsului de deschidere al dirijării exterioare pentru tranzistorul de sus

5-1 se selectează analogic în zona momentului  $t_{12}$ , când el este deja deschis. În fig. 2 o, p sunt indicate epurele curenților și tensiunilor - curenții, în special, au numai componentă lină.

Un exemplu de realizare concretă a procedurii de dirijare cu ajutorul convertizorului cu tranzistori cu puterea de ieșire 1, 2 kW, tensiunea de alimentare  $E_2$  (rețeaua monofazată redresată) - până la 300 V. În calitate de tranzistori 5 se utilizează tranzistorii KT847A, câte trei în paralel în fiecare braț. Capacitatea totală a condensatoarelor 7 este de 1  $\mu$ F. Semiperioada oscilațiilor proprii ale inverterului de rezonanță (intervalul  $t_5 - t_6$ ) este de 2  $\mu$ s. Amplitudinea impulsurilor curenților de bază este de 4 A, iar a curenților de ieșire - de aproximativ 25 A. În regimul SC această amplitudine ajunge până la 50 A. Pe baza schimbării duratei impulsului de dirijare (intervalul  $t_5 - t_6$  în fig. 2 d) sau a amplitudinii lor pe baza selectării tensiunii de alimentare  $E_1$  se stabilește pauza  $t_6 - t_7$  egală aproximativ cu 4-6  $\mu$ s, conform epurei (fig. 2 j). În regimul SC (de la tensiunea minimă până la cea maximă  $E_2$ ) se precizează definitiv valoarea pauzei ( $t_{11} - t_{12}$  în fig. 2 o) și gradul de saturație a tranzistorilor, pentru a nu fi goluri în tensiune (indicate prin linie punctată în fig. 2 o).