

## Capitolul 2

### REDRESOARE TRIFAZATE

#### 2.1. Introducere

Alimentarea cu energie electrică a consumatorilor se face printr-o rețea mono sau trifazată de curent alternativ (c.a.). În foarte multe aplicații sunt necesare surse de curent continuu (c.c.), conversia realizându-se prin intermediul redresoarelor. Utilizările tipice ale redresoarelor de mare putere sunt sintetizate în Fig. 2.1.

O instalație de redresare se compune din :

- transformatorul de rețea, care aduce tensiunea alternativă la parametri necesari utilizatorului sau realizează conexiuni speciale;

dispozitivele redresoare ;

- filtrul de netezire;
- dispozitivele de conectare și deconectare, precum și dispozitivele de protecție;

- traductoare de curent și tensiune și circuite de măsurare, comandă și control.

La puteri mai mari de 2...3 KVA, se folosesc practic numai redresoare trifazate, deoarece au următoarele avantaje :

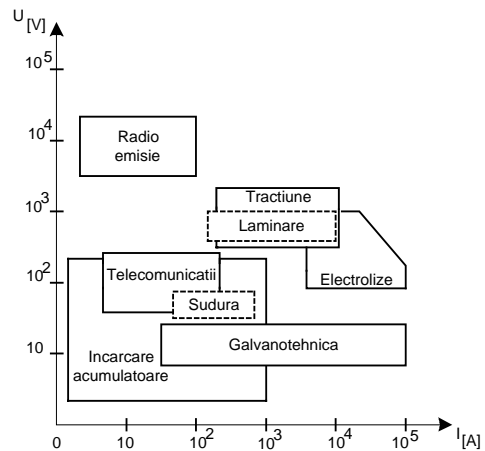


Fig. 2.1. Domenii de utilizare ale redresoarelor de mare putere

- asigură o încărcare simetrică a rețelei trifazate de c. a. ;
- riplul tensiunii redresate rezultă mai redus, fiind necesare filtre de netezire de dimensiuni mici ;
- pentru aceeași putere transmisă circuitului de sarcină dimensiunile transformatorului de rețea sunt mai reduse ;
- factorul de distorsiune al curentului absorbit de la rețeaua de c. a. este mai mic.

Spațiul limitat al lucrării nu ne permite să abordăm decât teoria ideală a redresoarelor trifazate, în care se pleacă de la următoarele ipoteze simplificatoare:

- transformatorul de rețea este de putere infinită, furnizând un sistem trifazat simetric de tensiuni perfect sinusoidale;
  - dispozitivele redresoare sunt ideale, au rezistență nulă la conducție și infinită la blocare și cu timpii de comutație nuli ;
  - nu există inductanțe care să se opună transferului instantaneu al curentului de pe un dispozitiv redresor pe următorul ;
  - circuitul de sarcină al redresorului conține, fie o inductanță foarte mare, care să mențină practic constant curentul continuu, fie doar o rezistență.
- În final, se va analiza și cazul existenței unei surse de tensiune.

## 2.2. Redresorul trifazat cu punct median necomandat funcționând pe sarcină puternic inductivă

Schema redresorului se dă în Fig. 2.2, iar formele de undă ale tensiunii redresate și curenților prin diode se dau în Fig. 2.3. La acest redresor, secundarul trebuie să fie conectat în stea, datorită modului de conectare al circuitului de sarcină, primarul transformatorului putându-se conecta fie în triunghi (ca în fig. 2.2), fie în stea.

Existența inductanței foarte mari din circuitul de sarcină, care ne permite să considerăm curentul continuu practic constant, definește așa-numitul *regim normal* de funcționare al redresorului.

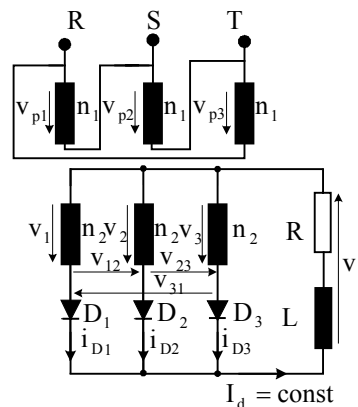


Fig. 2.2. Redresor trifazat cu punct median funcționând pe sarcină puternic inductivă.

Tensiunea și curentul redresat se notează cu indicele „*d*” de la cuvântul englezesc „direct”. La un moment dat conduce o singură diodă, și anume cea cu potențialul anodic cel mai pozitiv, celelalte două fiind astfel polarizate invers.

Dacă dioda care conduce este  $D_1$ , atunci  $v_d = v_1$ , dacă este  $D_2$ ,  $v_d = v_2$  și, dacă este  $D_3$ ,  $v_d = v_3$ . Se obține forma de undă a tensiunii redresate  $v_d$  cea reprezentată cu linie plină în Fig. 2.3.

Ea conține trei pulsuri într-o perioadă a tensiunii alternative a rețelei.

Dacă notăm această perioadă cu  $T = 20$  ms, atunci perioada și pulsația tensiunii redresate vor fi :

$$T_d = \frac{20}{3} = 6,66\text{ms} \quad \omega_d = \frac{2\pi}{T_d} = 3 \frac{2\pi}{T} = 3\omega \quad (2.1)$$

$\omega$  fiind pulsația tensiunii rețelei  $\omega = 2\pi f = 314 \text{ s}^{-1}$

Riplul tensiunii redresate este:

$$\Delta v_d = \sqrt{2}V - \sqrt{2}V \cos \frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{2}V}{2} \quad (2.2)$$

unde  $V$  este valoarea efectivă a tensiunii pe o înfășurare secundară a transformatorului.

Valoarea medie a tensiunii redresate se va calcula cu relația :

$$V_{davr} = \frac{1}{T_d} \int_{t_1}^{t_1+T_d} v_d dt = \frac{1}{\omega T_d} \int_{\omega t_1}^{\omega t_1 + \omega T_d} v_d d\omega t \quad \omega T_d = \frac{2\pi}{3} \quad (2.3)$$

Alegând originea de timp ca în fig. 2.3, tensiunea redresată va fi dată de relația :

$$v_d = \sqrt{2}V \cos \omega t \quad (2.4)$$

iar valoarea sa medie va fi dată de relația:

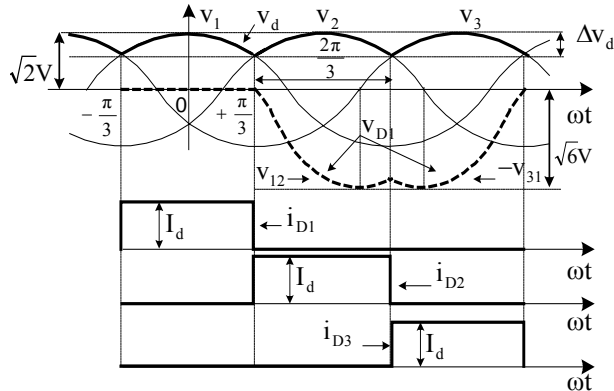


Fig.2. 3. Formele de undă ale tensiunii redresate și curenților prin diode.

$$V_{davr} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \sqrt{2}V \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \quad (2.5)$$

indicele *avr* provenind de la cuvântul englezesc „average”.

Valoarea efectivă a tensiunii redresate este :

$$V_{drms} = \sqrt{\frac{1}{T_d} \int_{t_1}^{t_1+T_d} v_d^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\omega T_d} \int_{\omega t_1}^{\omega t_1 + \omega T_d} v_d^2 d\omega t}$$

$$V_{drms} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} 2V^2 \cos^2 \omega t d\omega t} = V \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}} \quad (2.6)$$

indicele *rms* provine de la denumirea din engleză „root mean square”.

Considerând ( Fig. 2.2. ) avem:

$$v_d = v_L + v_R = v_L + RI_d \quad (2.7)$$

și, ținând cont că tensiunea medie pe o bobină ideală este nulă, rezultă :

$$V_{davr} = V_{Lavr} + RI_d \quad V_{Lavr} = 0$$

$$I_d = \frac{V_{davr}}{R} = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi R} \quad (2.8)$$

Conținutul în armonici al tensiunii redresate  $v_d$  se obține făcând o analiză Fourier.

Cu originea de timp din Fig. 2.3, tensiunea  $v_d$  este o funcție pară și seria Fourier va conține numai termeni în cosinus ai căror coeficienți sunt:

$$C_n = \frac{2}{T_d} \int_{t_1}^{t_1+T_d} v_d \cos n\omega_d t dt = \frac{2}{\omega T_d} \int_{\omega t_1}^{\omega t_1 + \omega T_d} v_d \cos n\omega_d t d\omega t, n \in N$$

$$C_n = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \sqrt{2}V \cos \omega t \cos 3n\omega t d\omega t = (-1)^{n+1} \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \frac{2}{9n^2 - 1} \quad (2.9)$$

Raportând amplitudinea armonicii de ordin  $n$  ( $\sqrt{2}V_{dn}$ ), care este

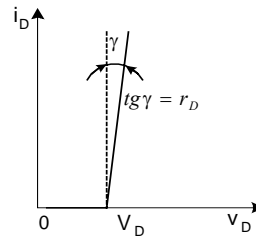


Fig. 2.4. Aproximarea caracteristicii diodei.

egală cu valoarea absolută a coeficientului  $C_n$ , la valoarea medie a tensiunii redresate, obținem :

$$\left| \frac{C_n}{V_{davr}} \right| = \frac{\sqrt{2}V_{dn}}{V_{davr}} = \frac{2}{9n^2 - 1} \quad (2.10)$$

În vederea deducerii puterii medii disipate pe diodă la conducție directă, se aproximează caracteristica statică a diodei prin două segmente de dreaptă ca în Fig. 2.4.

$$v_D = V_D + r_D i_D \quad (2.11)$$

unde  $r_D$  este rezistența dinamică a diodei, iar  $V_D = 0,6V$ .

Puterea instantanee disipată pe o diodă este:

$$p_D = v_D i_D = V_D i_D + r_D i_D^2 \quad (2.12)$$

Se observă că puterea instantanee este o funcție periodică, având aceeași perioadă ca și curentul prin diodă  $i_D$ , adică  $T$ .

$$P_{Davr} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} p_D dt = V_D \left( \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_D dt \right) + r_D \left( \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_D^2 dt \right) \quad (2.13)$$

$$P_{Davr} = V_D I_{Davr} + r_D I_{Drms}^2$$

Cu ajutorul formelor de undă din Fig. 2.3 se pot calcula valorile medii și efective ale curentului printr-o diodă astfel :

$$I_{Davr} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d d\omega t = \frac{I_d}{3} \quad I_{Drms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 dt = \frac{I_d^2}{3} \quad (2.14)$$

Introducând aceste valori în relația (2.12), obținem :

$$P_{Davr} = \frac{I_d}{3} (V_D + r_D I_d) \quad (2.15)$$

în care  $I_d$  se calculează cu relația (2.8), iar  $V_D$  și  $r_D$  sunt date de catalogul pentru diode.

Curentul maxim repetitiv prin diode este :

$$I_{DRM} = I_d \quad (2.16)$$

Puterea medie disipată în circuitul de sarcină se va calcula cu relația :

$$P_{davr} = R I_d^2 = \frac{V_{davr}^2}{R} \quad (2.17)$$

Când se aleg din catalog diodele redresoare în afara curenților, trebuie cunoscută și tensiunea inversă maximă ce se aplică unei diode. În acest scop, în Fig. 2.3 s-a reprezentat cu linie întreruptă forma de undă a tensiunii la bornele diodei  $D_1$ ,  $v_{D1}$ . Ea rezultă din observația că, dacă conduce  $D_1$ , atunci  $v_{D1} \approx 0$ , și

dacă conduce  $D_2$ ,  $v_{D2} \approx v_{12}$ , iar dacă conduce  $D_3$ ,  $v_{D3} \approx -v_{31}$ , rezultă astfel relația :

$$V_{DRRM} = \sqrt{6}V \quad (2.18)$$

### 2.3. Redresor trifazat cu punct median necomandat funcționând pe sarcină pur rezistivă

În schema redresorului din Fig. 2.5, s-a reprezentat pentru simplificare doar secundarul transformatorului de rețea. Dacă sarcina este pur rezistivă, între tensiunea redresată și curentul redresat există relația :

$$v_d = Ri_d \quad (2.19)$$

deci forma de undă a curentului redresat repetă, la altă scară, forma de undă a tensiunii redresate, care este identică cu cea din cazul sarcinii puternic inductive (Fig. 2.6.). Deci mărimile  $V_{davr}$  și  $V_{drms}$  se vor calcula cu relațiile (2.5) și (2.6).

Pe intervalul de timp în care conduce dioda  $D_1$ , vom avea  $i_{D1} = \frac{V_1}{R}$

când conduce  $D_2$ :  $i_{D2} = \frac{V_2}{R}$ , și când conduce  $D_3$ :  $i_{D3} = \frac{V_3}{R}$ .

Valoarea medie a curentului, în cazul de față, printr-o diodă este :

$$I_{Davr} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \frac{\sqrt{2}V}{R} \cos \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{6}V}{2\pi R} \quad (2.20)$$

iar valoarea efectivă a acestui curent :

$$I_{Drms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \frac{2V^2}{R^2} \cos^2 \omega t} = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi}} \quad (2.21)$$

Curentul maxim repetitiv prin diodă este:

$$I_{DRM} = \frac{\sqrt{2}V}{R} \quad (2.22)$$

Puterea instantanee disipată în circuitul de sarcină este :

$$p_d = \frac{v_d^2}{R} \quad (2.23)$$

iar puterea medie se calculează cu relația :

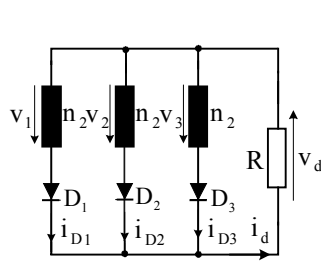


Fig. 2.5. Redresor trifazat cu punct median necomandat, funcționând pe sarcină pur rezistivă.

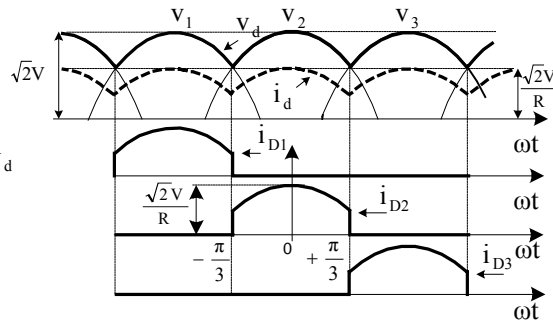


Fig. 2.6. Formele de undă ale tensiunii redresate, curentului redresat și curenților prin diode.

$$P_{davr} = \frac{1}{T_d} \int_{t_1}^{t_1+T_d} p_d dt = \frac{1}{R} \left( \frac{1}{T_d} \int_{t_1}^{t_1+T_d} v_d^2 dt \right) = \frac{V_{drms}^2}{R} = \frac{V^2}{R} \left( 1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right) \quad (2.24)$$

Spre deosebire de cazul sarcinii puternic inductiv, acum, pentru calculul puterii medii disipate în circuitul de sarcină, se folosește valoarea efectivă a tensiunii redresate.

#### 2.4. Redresor trifazat cu punct median comandat funcționând pe sarcină puternic inductivă

Schema redresorului rămâne practic nemodificată cu deosebirea că, acum, se folosesc, drept dispozitive redresoare, tiristoare, care permit modificarea tensiunii redresate și a curentului redresat. Schema redresorului este dată în Fig. 2.7.

Deducerea relațiilor și a formelor de undă se va face în aceleași ipoteze simplificatoare ca la redresorul necomandat.

Formele de undă care intervin în funcționare sunt prezentate în Fig. 2.8. Astfel, în momentul  $t_1$ , se trimite un impuls de comandă în circuitul poartă – catod al tiristorului  $T_1$ . După comutarea directă a acestuia (pentru comutarea directă se folosește curent și termenul de *aprindere*), tensiunea redresată  $v_d = v_1$ , iar  $i_{T1} = I_d$ . Impulsurile de aprindere sunt aplicate tiristoarelor cu un unghi de comandă notat în Fig. 2.8 cu  $\alpha$ . Se definește unghiul de comandă ca fiind unghiul electric măsurat din momentul când tiristorul devine polarizat direct (deci din momentul în care ar intra în conducție dacă ar fi diodă) și până în momentul când primește impuls de aprindere.

Dacă  $\alpha > \alpha_{lim} = \pi/6$  rad, în forma de undă a tensiunii redresate apar pulsuri de tensiune negative datorate faptului că tiristorul continuă să conducă și după

anularea tensiunii fazei la care este conectat, datorită inductanței  $L$ , care menține circulația curentului. Unghiul  $\alpha_{lim}$  se numește unghi de comandă limită.

În momentul  $t_2$ , corespunzător aceluiași unghi de aprindere  $\alpha$ , se comandă tiristorul  $T_2$ . După aprinderea acestuia, tiristorul  $T_1$  va comuta invers (se va stinge), deoarece este polarizat invers de tensiunea de linie  $v_{12}$ , care este negativă. Așadar, redresoarele trebuie considerate ca fiind convertoare cu comutația de la rețea și nu cu comutație naturală, cum se consideră unii autori [ 2 ]. Cu  $T_2$  în

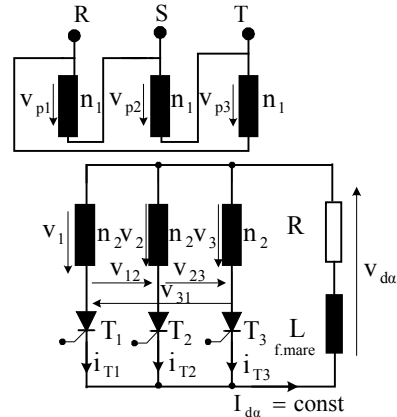


Fig. 2.7. Redresor trifazat cu punct median funcționând pe sarcină puternic inductivă.

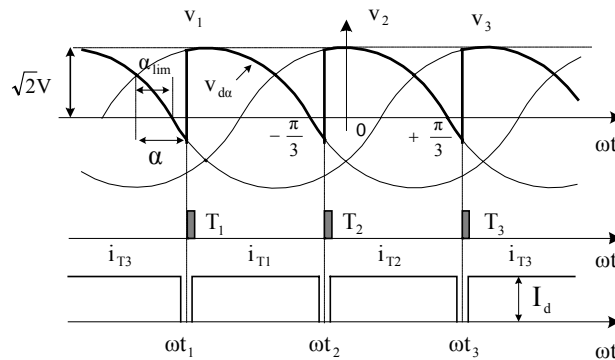


Fig. 2.8. Formele de undă ale tensiunii redresate, impulsurilor de aprindere ale tiristoarelor și curenții prin tiristoare pentru  $\alpha > \alpha_{lim}$

conducție  $v_d = v_2$  și  $i_{T2} = I_d$ , iar după momentul  $t_3$ , când se aprinde tiristorul  $T_3$   $v_d = v_3$  și  $i_{T3} = I_d$ .

Alegând originea timpului ca în Fig. 2.8, valoarea medie a tensiunii redresate se va calcula cu relația :

$$V_{davr \alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} \sqrt{2}V \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos \alpha = V_{davr} \cos \alpha \quad (2.25)$$



Indicele  $\alpha$  semnifică faptul că relația aparține unui redresor comandat. Particularizând relațiile obținute la redresoarele comandate pentru unghiuri de aprindere  $\alpha = 0$ , trebuie să rezulte relațiile deduse la aceleași redresoare, dar necomandate.

Relația (2.25) ne arată faptul că gama unghiului de comandă  $\alpha$  este  $0 \dots \pi/2$  rad, pentru care  $V_{davr\alpha}$  variază de la  $\frac{3\sqrt{6}V}{2\pi}$  la zero.

Raportul:

$$\frac{V_{davr\alpha}}{V_{davr}} = \cos\alpha \quad (2.26)$$

se numește factor de transfer static al redresorului .

Valoarea efectivă a tensiunii redresate se va calcula cu relația :

$$V_{drms} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}} (\sqrt{2}V \cos\omega t)^2 d\omega t} = V \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha} \quad (2.27)$$

Mărimea curentului redresat, din circuitul de sarcină, se obține din ecuația:

$$I_{d\alpha} = \frac{V_{davr}}{R} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \frac{V}{R} \cos\alpha \quad (2.28)$$

Puterea medie disipată în circuitul de sarcină este :

$$P_{davr\alpha} = \frac{V_{davr\alpha}^2}{R} = \frac{1}{R} \left( \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos\alpha \right)^2 \quad (2.29)$$

Maximul acestei puteri, pentru o rezistență de sarcină  $R$  constantă, se obține la  $\alpha = 0$ . Deci caracteristica de reglaj în putere poate fi definită prin raportul :

$$\frac{P_{davr\alpha}}{P_{davr0}} = \cos^2 \alpha \quad (2.30)$$

Valorile medie, efectivă și repetitivă maximă ale curentului printr-un tiristor vor fi date de relațiile :

$$I_{Tavr\alpha} = \frac{I_d}{3} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \frac{V}{R} \cos\alpha, I_{Trms\alpha} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \frac{V}{R} \cos\alpha$$

$$I_{TRM\alpha} = I_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \frac{V}{R} \cos\alpha \quad (2.31)$$

Dacă, în timpul funcționării, unghiul de aprindere variază între  $0$  și  $\pi/2$  pentru alegerea tiristoarelor dintr-un catalog se vor calcula curenții cu relațiile

deduse la redresorul necomandat. Dacă însă unghiul de comandă variază între  $\alpha_{\min}$  și  $\pi/2$ , atunci curenții se vor calcula cu relațiile ( 2.31 ) pentru  $\alpha = \alpha_{\min}$ . Valoarea maximă a tensiunii pe un tiristor și în acest caz este  $\sqrt{6}V$ .

### 2.5. Redresor trifazat cu punct median comandat funcționând pe o sarcină pur rezistivă

Vom folosi schema din Fig. 2.9 în care s-a reprezentat doar secundarul transformatorului de rețea.

Dacă unghiul de comandă al tiristoarelor  $\alpha < \pi/6 = \alpha_{\min}$ , tensiunea redresată va avea aceeași formă de undă ca în cazul sarcinii puternic inductive, deci valorile medii și efective ale acesteia se vor calcula respectiv cu relațiile (2.25) și (2.27).

Curentul redresat va avea, la altă scară, aceeași formă de undă cu  $v_d$ , deci curenții prin tiristoare vor fi și ei pulsuri sinusoidale, valorile medii și efectivă ale acestor curenți calculându-se cu aceleași relații (2.31). Puterea medie disipată în circuitul de sarcină se va calcula acum cu relația :

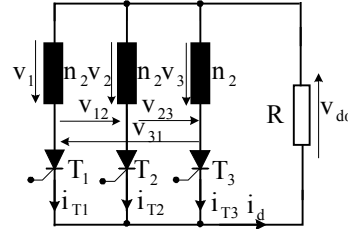


Fig. 2.9. Redresor trifazat cu punct median comandat, funcționând pe sarcină pur rezistivă.

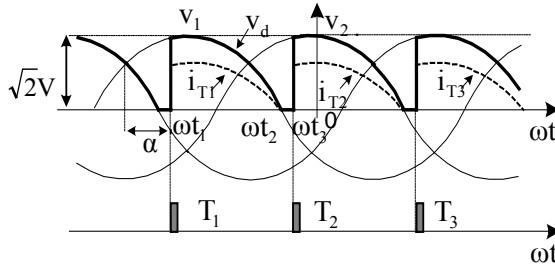


Fig. 2.10. Formele de undă ale impulsurilor de comandă ale tiristoarelor, tensiunii redresate și curenților prin tiristoare.

$$P_{davr\alpha} = \frac{V_{drms\alpha}^2}{R} = \frac{V^2}{R} \left( 1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right), \quad P_{davr0} = \frac{V^2}{R} \left( 1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right) \quad (2.32)$$

iar caracteristica de reglaj în putere este dată de raportul :

$$\frac{P_{davr\alpha}}{P_{davr0}} = \frac{4\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{4\pi + 3\sqrt{3}} \quad (2.33)$$

Diferențele semnificative apar atunci când unghiul de comandă al tiristoarelor devine,  $\alpha > \pi/6$  rad. Formele de undă corespunzătoare acestei situații sunt date în Fig. 2.10. Astfel, în momentul  $t_1$ , corespunzător unghiului de comandă  $\alpha$ , se trimite un impuls în circuitul poartă – catod al tiristorului  $T_1$ . După aprinderea acestuia,  $v_d = v_1$ ,  $i_d = i_{T1} = v_1/R$ . În momentul  $t_2$ , tensiunea  $v_1 = 0$ , deci și  $i_{T1} = 0$ , și tiristorul  $T_1$  se va stinge natural, iar  $i_d = 0$ ,  $v_d = 0$ . În momentul  $t_3$ , se va aprinde  $T_2$ , deci  $v_d = v_2$ ,  $i_d = i_{T2} = v_2/R$ , apoi funcționarea se repetă. Există intervale de timp în care curentul redresat este nul, acest regim de lucru al redresorului numindu-se *regim de curent întrerupt*.

Valoarea medie a tensiunii redresate este :

$$V_{dav\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}V \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{2}V}{2\pi} \left[ 1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad \alpha > \pi/6 \quad (2.34)$$

iar valoarea efectivă :

$$V_{drms\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} (\sqrt{2}V \cos \omega t)^2 d\omega t} = V \sqrt{\frac{5\pi - 6\alpha}{4\pi} - \frac{3}{4\pi} \sin\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)} \quad \alpha > \pi/6 \quad (2.35)$$

Se observă că, în cazul sarcinii pur rezistive, gama posibilă de variație este  $\alpha = 0 \dots 5\pi/6$  rad.

Valorile medie și efective ale curentului printr-un tiristor se vor calcula acum cu relațiile :

$$I_{Tav\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \frac{V}{R} \left[ 1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right]$$

$$I_{Trms\alpha} = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{5\pi - 6\alpha}{12\pi} - \frac{1}{4\pi} \sin\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)} \quad \alpha > \pi/6 \quad (2.36)$$

Puterea medie disipată în circuitul de sarcină este:

$$P_{dav\alpha} = \frac{V_{drms\alpha}^2}{R} = \frac{V^2}{R} \left[ \frac{5\pi - 6\alpha}{4\pi} - \frac{3}{4\pi} \sin\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad \alpha > \pi/6 \quad (2.37)$$

iar caracteristica de reglaj în putere este:

$$\frac{P_{davr\alpha}}{P_{davr0}} = \frac{5\pi - 6\alpha - 3\sin\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)}{4\pi + 3\sqrt{3}}, \alpha > \pi/6 \quad (2.38)$$

## 2.6. Redresor trifazat în punte, necomandat, funcționând pe sarcină puternic inductivă

Schema redresorului este prezentată în Fig. 2.11, iar formele de undă aferente funcționării sunt date în Fig. 2.12. În cazul conexiunii în punte, secundarul transformatorului de rețea poate fi conectat fie în stea, fie în triunghi. Se păstrează conexiunea în stea pentru a putea compara relațiile corespunzătoare acestui redresor cu cele de la conexiunea cu punct median.

La un moment dat, se găsesc în conducție 2 diode și anume cea cu potențialul anodic cel mai pozitiv și cea cu potențialul catodic cel mai negativ. De aceea, forma de undă a tensiunii redresate este înfășurătoarea tensiunilor de linie, cele mai mari în valoare absolută pe acel interval de timp. Într-adevăr, pentru intervalul de timp  $t \in [t_1, t_2]$  conduc  $D_1$  și  $D_4$  și, considerând diodele în conducție drept legături electrice, rezultă imediat  $v_d = v_{12}$ .

Pentru intervalul  $t \in [t_2, t_3]$ , conduc  $D_1$  și  $D_6$  și  $v_d = -v_{31}$  ș.a.m.d. Tensiunea redresată conține deci 6 pulsuri într-o perioadă a tensiunii alternative de rețea, deci perioada tensiunii redresate este  $T_d = T/6 = 3,33$  ms, iar pulsația acesteia  $\omega_d = 6\omega$ .

Valoarea medie a tensiunii redresate va fi dată de relația :

$$V_{davrP} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{6}V \cos\omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}V}{\pi} \quad (2.39)$$

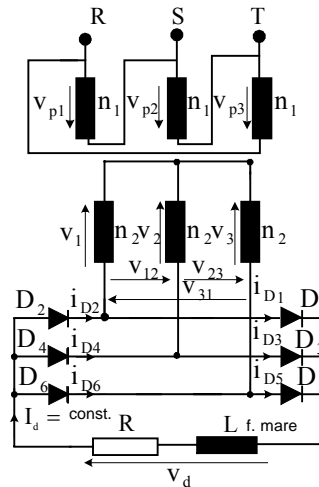


Fig. 2.11. Redresor trifazat în punte, necomandat, cu sarcină puternic inductivă.

această valoare fiind dublă față de cea de la redresorul cu punct median. Indicele P semnifică conexiunea în punte. Se observă că, pe intervalul  $t \in [t_1, t_2]$ , în care conduc  $D_1$  și  $D_4$ , dioda  $D_2$  este polarizată invers de tensiunea de linie  $v_{12}$ , a cărei valoare maximă (amplitudine) este :

$$V_{DRRM} = \sqrt{6}V \quad (2.40)$$

adică aceeași mărime ca la redresorul cu punct median. Rezultă de aici că, în cazul redresorului în punte, este necesar un număr dublu de diode, dar, pentru aceeași valoare medie a tensiunii redresate, diodele trebuie alese ca să reziste la tensiunea inversă egală cu jumătate din valoarea necesară la redresorul cu punct median.

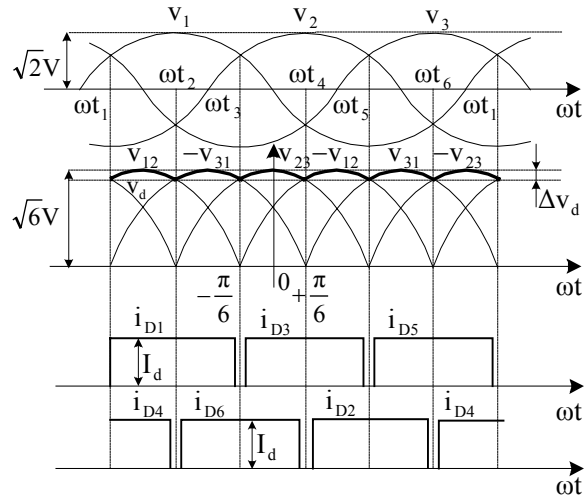


Fig. 2.12. Formele de undă ale tensiunii redresate și curenților prin diode.

Riplul tensiunii redresate este :

$$|\Delta v_{dP}| = \sqrt{6}V \left(1 - \cos \frac{\pi}{6}\right) = 0,13\sqrt{6}V \quad (2.41)$$

Valoarea efectivă a tensiunii redresate va fi :

$$V_{drmsP} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} (\sqrt{6}V \cos \omega t)^2 d\omega t} = 3V \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi}} \quad (2.42)$$

Curentul redresat se calculează cu relația :

$$I_d = \frac{V_{davrP}}{R} = \frac{3\sqrt{6} V}{\pi R} \quad (2.43)$$

iar valorile medie, efectivă și maximă repetitivă ale curentului printr-o diodă vor fi:

$$I_{Davr} = \frac{I_d}{3} = \frac{\sqrt{6} V}{\pi R}, \quad I_{Drms} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{3\sqrt{2} V}{\pi R}, \quad I_{DRM} = I_d \quad (2.44)$$

Puterea medie disipată în circuitul de sarcină :

$$P_{davrP} = \frac{V_{davrP}^2}{R} = \frac{54 V^2}{\pi^2 R} \quad (2.45)$$

Pentru analiza conținutului în armonici al tensiunii redresate în cazul conexiunii în punte și ținând cont că pulsația tensiunii redresate este  $\omega_d = 6\omega$ , rezultă că armonicile vor avea frecvența  $f_n = 6nf = 300n\text{Hz}$ . Cu originea de timp aleasă în Fig. 2.12, seria Fourier va conține numai termeni în cosinus, iar coeficienții săi se vor calcula cu relația :

$$C_{np} = \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{6}V \cos \omega t \cos 6n\omega t d\omega t = (-1)^{n+1} \frac{6\sqrt{6}V}{\pi} \frac{1}{36n^2 - 1} \quad (2.46)$$

Raportând acești coeficienți la valoarea medie a tensiunii redresate obținem amplitudinea normalată a armonicii a  $n$ -a :

$$\left| \frac{C_{np}}{V_{davrP}} \right| = \frac{\sqrt{2}V_{dnP}}{V_{davrP}} = \frac{2}{36n^2 - 1} \quad (2.47)$$

### 2.7. Redresor trifazat în punte, necomandat, funcționând pe sarcină pur rezistivă

Considerând schema din Fig. 2.13, se vor obține formele de undă din Fig. 2.14. Forma de undă a tensiunii redresate  $v_d$  rămâne aceeași ca în cazul sarcinii puternic inductive. Curentul redresat  $i_d$  repetă la altă scară forma de undă a tensiunii redresate. Riplul curentului redresat va fi :

$$\Delta i_d = \frac{\Delta v_d}{R} = 0.13 \frac{\sqrt{6}V}{R} \quad (2.48)$$

Forma de undă a curentului printr-o diodă repetă curentul redresat, dar numai pe intervalul de timp în care se găsește în conducție. Folosind formele de undă din Fig. 2.14, rezultă următoarele valori ale curenților prin diode :

$$I_{Drms} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{v_{drms}}{R} = \frac{V}{R} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} \quad I_{Davr} = \frac{1}{3} \frac{v_{davr}}{R} = \frac{\sqrt{6} V}{\pi R}$$

$$I_{DRM} = \frac{\sqrt{6}V}{R} \quad (2.49)$$

Puterea medie disipată în circuitul de sarcină este :

$$P_{davrP} = \frac{V_{drmsP}^2}{R} = \frac{V^2}{R} \left( 3 + \frac{9\sqrt{3}}{2\pi} \right) \quad (2.50)$$

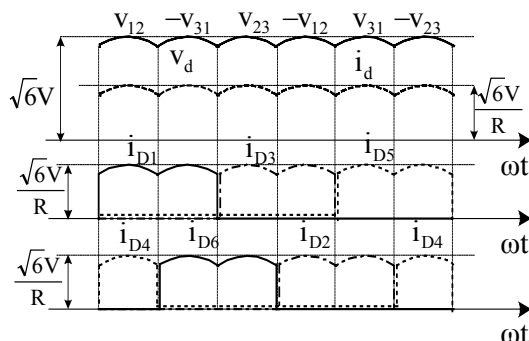


Fig. 2.14. Formele de undă ale tensiunii redresate, curentului redresat și curenților prin diode.

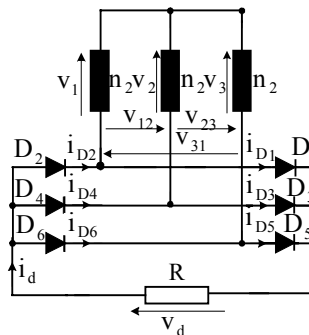


Fig. 2.13. Puntea redresoare trifazată având sarcină pur rezistivă.

### 2.8. Redresor trifazat în punte complet comandată, funcționând pe sarcină puternic inductivă

Schema redresorului este dată în Fig. 2.15 și este aceeași ca în cazul redresorului necomandat, doar că diodele sunt înlocuite cu tiristoare. Formele de undă ale tensiunii redresate și ale curenților prin tiristoare, împreună cu impulsurile de comandă, sunt date în Fig. 2.16.

Deoarece curentul de sarcină se încheie în cazul conexiunii în punte, prin două tiristoare, de câte ori se trimit impulsuri de comandă trebuie comandate ambele tiristoare care trebuie să conducă. Din acest motiv, fiecare tiristor trebuie comandat cu două impulsuri decalate între ele cu  $\pi/3$  rad, așa cum se vede în

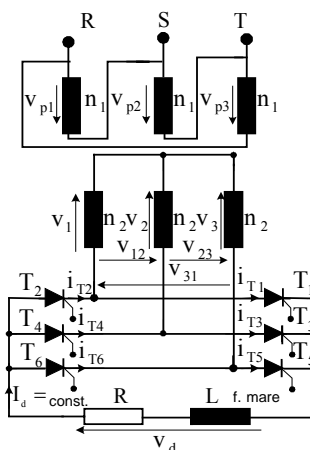


Fig. 2.15. Puntea trifazată complet comandată cu sarcină puternic inductivă.

Fig. 2.16. În momentul  $t_1$ , corespunzător unghiului de comandă  $\alpha$ , se trimit impulsuri în circuitul poartă – catod al tiristoarelor  $T_1$  și  $T_4$  și, după aprinderea acestora,  $v_d = v_{12}$ . În momentul  $t_2$  se comandă  $T_1$  și  $T_6$ . Aprinderea lui  $T_6$  face ca  $T_4$  să fie polarizat invers de tensiunea de rețea  $v_{23}$  și să se stingă, în continuare rămânând în conducție  $T_1$  și  $T_6$ , iar  $v_d = -v_{31}$ . S-ar crede că, în momentul  $t_2$  n-ar mai trebui comandat și  $T_1$ , el fiind deja în conducție.

În realitate, la pornire sau în cazul regimului de curent întrerupt, la unghiuri mari de comandă  $\alpha$ , în momentul  $t_2$ , tiristorul  $T_1$  poate fi găsit blocat. În momentul  $t_3$ , se trimit impulsuri de comandă către  $T_2$  și  $T_6$  ș. a. m. d.

Alegând originea de timp ca în Fig. 2.16, valoarea medie a tensiunii redresate se va calcula cu relația :

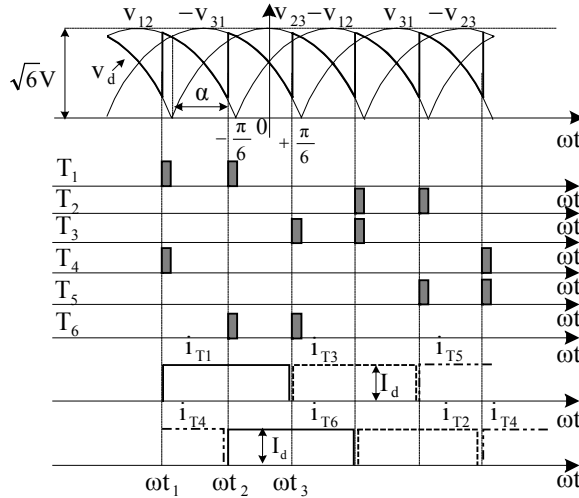


Fig. 2.16. Formele de undă ale impulsurilor de comandă, tensiunii redresate și curenților prin tiristoare.

$$V_{davr\alpha P} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{6}V \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}V}{\pi} \cos \alpha = V_{davrP} \cos \alpha \quad (2.51)$$

Ca și la redresorul cu punct median, și la redresorul în punte, în cazul sarcinii puternic inductive, domeniul de variație al unghiului de comandă este  $\alpha = 0 \dots \pi/2$  rad.

Valoarea efectivă a tensiunii redresate va fi :

$$V_{drms\alpha P} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} (\sqrt{6}V \cos \omega t)^2 d\omega t} = 3V \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha} \quad (2.52)$$



Din Fig. 2.16 se observă că, dacă  $\alpha > \pi/3\text{rad} = \alpha_{\text{limP}}$ , în forma de undă a tensiunii redresate vor apărea și pulsuri de tensiune negativă, dar valorile medii și efectivă ale tensiunii redresate se vor calcula cu aceleași relații.

Curentul în circuitul de sarcină este :

$$I_d = \frac{V_{d\text{av}\alpha P}}{R} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{V}{R} \cos\alpha \quad (2.53)$$

iar valorile medii, efectivă și maximă repetitivă ale curentului printr-un tiristor sunt :

$$I_{T\text{av}\alpha P} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{V}{R} \cos\alpha \quad I_{T\text{rms}\alpha P} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{R} \cos\alpha \quad I_{TRM\alpha P} = I_d \quad (2.54)$$

Pentru alegerea tiristoarelor, mărimile de mai sus se calculează pentru cel mai mic unghi de comandă care apare în timpul funcționării.

### 2.9. Redresor trifazat în punte complet comandată, funcționând pe sarcină pur rezistivă

În Fig. 2.17, este dată schema punții trifazate complet comandate având sarcină pur rezistivă. În acest caz, trebuie analizată funcționarea și deduse relațiile de interes separat pentru  $\alpha \leq \pi/3$  și  $\alpha \geq \pi/3$ . În primul caz, formele de undă ale impulsurilor de comandă, tensiunii și curentului redresat și ale curenților prin tiristoare, sunt date în Fig. 2.18. Se observă că forma de undă a tensiunii redresate rămâne la fel ca în cazul funcționării pe sarcină puternic inductivă, deci valorile sale medii și efectivă se vor calcula cu relațiile (2.51) și (2.52). Curentul redresat repetă la scara de  $1/R$  forma de undă a tensiunii redresate, iar formele de undă ale curenților prin tiristoare vor fi identice cu cele ale curentului redresat, doar pe intervalele de timp în care se găsesc în conducție. Plecând de la aceste forme de undă, se vor folosi următoarele relații pentru calculul valorilor medii și efectivă ale curentului printr-un tiristor :

$$I_{T\text{av}\alpha P} = \frac{V_{d\text{av}\alpha P}}{3R} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{V}{R} \cos\alpha$$

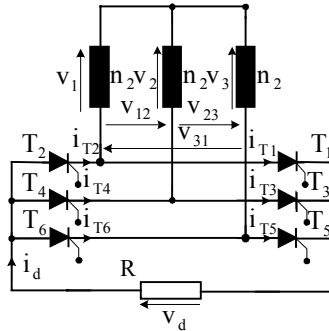


Fig. 2.17. Puntea trifazată complet comandată cu sarcină pur rezistivă.

$$I_{T_{rms\alpha P}} = \frac{V_{drms\alpha P}}{\sqrt{3}R} = \frac{V}{R} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha} \quad \alpha < \pi/3 \quad (2.55)$$

Puterea medie disipată în circuitul de sarcină este :

$$P_{davr\alpha P} = \frac{V_{drms\alpha P}^2}{R} = \frac{V^2}{R} \left( 3 + \frac{9\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha \right) \quad \alpha < \pi/3 \quad (2.56)$$

Dacă unghiul de comandă al tiristoarelor devine  $\alpha > \pi/3$  rad, se trece la *regim de lucru de curent întrerupt*, căruia îi corespund formele de undă din Fig. 2.19. Astfel, în momentul  $t_1$ , se comandă să conducă tiristoarele  $T_1$  și  $T_4$  și, după aprinderea lor,  $v_d = v_{21}$ ,  $i_{T1} = i_{T4} = i_d = v_{21}/R$ . În momentul  $t_2$ ,  $v_{21} = 0$ , deci  $i_{T1} = i_{T4} = 0$  și cele două tiristoare se vor stinge natural. În continuare,  $i_d = 0$  și  $v_d = 0$ . Este acum foarte clar de ce în momentul  $t_3$  trebuie comandat  $T_1$  împreună cu  $T_6$ , deoarece  $T_1$  rămânând stins n-ar avea pe unde să se închidă curentul redresat. Deoarece forma de undă a tensiunii redresate se modifică, vor trebui deduse alte relații pentru calculul valorilor medii și efective ale acestora :

$$V_{davr\alpha P} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{6}V \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}V}{\pi} \left[ 1 - \sin \left( \alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad \alpha > \pi/3 \quad (2.57)$$

$$V_{drms\alpha P} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} (\sqrt{6}V \cos \omega t)^2 d\omega t} = 3V \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{1}{2\pi} \sin \left( 2\alpha - \frac{\pi}{3} \right)} \quad \alpha > \pi/3 \quad (2.58)$$

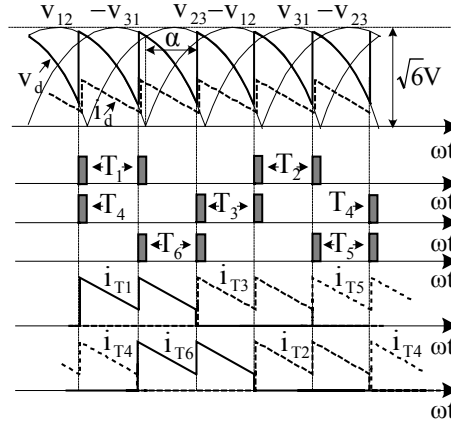


Fig. 2.18. Formele de undă ale impulsurilor de comandă, tensiunii, curentului redresat și curenților prin tiristoare pentru  $\alpha < \pi/3$ .

În mod corespunzător, se vor modifica și valorile medii și efectivă ale curentului printr-un tiristor, care devin :

$$I_{Tav\alpha P} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{V}{R} \left[ 1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \right]$$

$$I_{Trms\alpha P} = \frac{V}{R} \sqrt{2 - \frac{3}{2\pi} \sin\left(2\alpha - \frac{\pi}{3}\right)}$$

$$\alpha > \pi/3 \quad (2.59)$$

Puterea medie disipată în circuitul de sarcină se va calcula acum cu relația :

$$P_{davr\alpha P} = \frac{V^2}{R} \left[ 6 - \frac{9}{2\pi} \sin\left(2\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad \alpha > \pi/3 \quad (2.60)$$

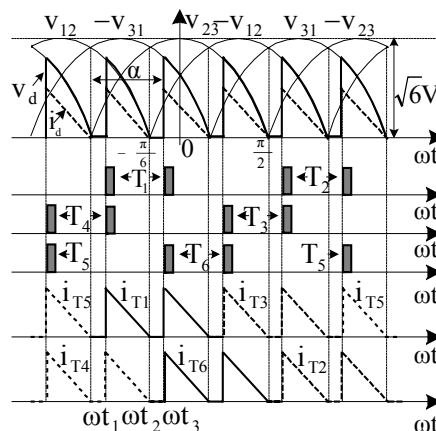


Fig. 2.19. Formele de undă ale impulsurilor de comandă, tensiunii, curentului redresat și curentilor prin tiristoare pentru  $\alpha > \pi/3$ .

### 2.10. Redresor trifazat în punte semicomandată, funcționând pe sarcină puternic inductivă

În cazul conexiunii în punte, curentul redresat circulă prin două dispozitive redresoare înseriate. A apărut astfel ideea ca doar unul din cele două dispozitive să fie comandat. S-a ajuns la puntea semicomandată, mai economică, echipată cu trei tiristoare și trei diode, care permite totuși modificarea tensiunii redresate.

Schema redresorului trifazat în punte semicomandată cu sarcină puternic inductivă se dă în Fig. 2.20, iar formele de undă corespunzătoare funcționării cu unghiul de comandă  $\alpha < \pi/3$  rad se dau în Fig. 2.21. Formele de undă se înțeleg imediat dacă se ține cont de faptul că un

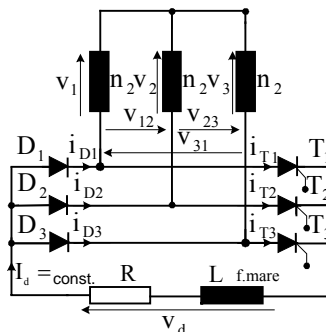


Fig. 2.20. Puntea trifazată semicomandată cu sarcină puternic inductivă.

tiristor intră în conducție atunci când este comandat, iar o diodă atunci când devine polarizată direct. În momentul  $t_1$ , se comandă să conducă  $T_1$  și, după aprinderea acestuia se vor găsi în conducție  $T_1$  și  $D_2$ , deci  $v_d = v_{12}$ . În momentul  $t_2$ , dioda  $D_3$  începe să conducă, iar dioda  $D_2$  se blochează, fiind polarizată invers. Deci, pe intervalul  $t \in [t_2, t_3]$  conduc  $T_1$  și  $D_3$ , rezultând  $v_d = -v_{31}$ . În momentul  $t_3$ , se comandă  $T_2$  și, după aprinderea acestuia tiristorul  $T_1$  se va stinge fiind polarizat invers de tensiunea de rețea  $v_{12}$ . Deci, pe intervalul  $t \in [t_3, t_4]$ , conduc  $T_2$  și  $D_3$  și  $v_d = v_{23}$ . În momentul  $t_4$ , intră în conducție  $D_1$  și se blochează  $D_3$  ș. a. m. d., rezultând formele de undă din Fig. 2.21. Se observă că perioada tensiunii redresate este acum  $T_d = T/3 = 20/3 = 6,66$  ms.

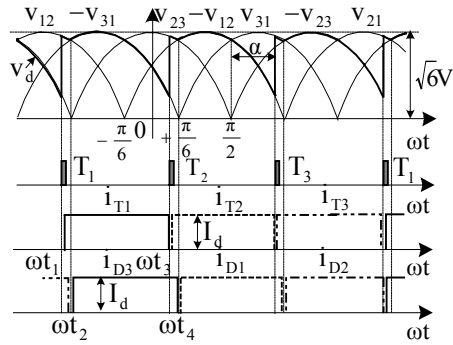


Fig. 2.21. Formele de undă ale impulsurilor de comandă, tensiunii redresate și curenților prin tiristoare și diode pentru  $\alpha < \pi/3$  rad

Cu originea de timp aleasă, valoarea medie a tensiunii redresate se va calcula cu relația :

$$V_{d\text{avraPS}} = \frac{3}{2\pi} \left[ \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{6V} \cos \omega t d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sqrt{6V} \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{3} \right) d\omega t \right] =$$

$$= \frac{3\sqrt{6V}}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.61)$$

și indicele PS semnifică faptul că relația aparține punții trifazate semicomandate. Se mai observă din ( 2.61 ) că, la puntea semicomandată, gama de variație a unghiului de comandă este  $\alpha = 0 \dots \pi$ . Valoarea efectivă a tensiunii redresate este :

$$V_{d\text{rms}\alpha\text{PS}} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left[ \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}} 6V^2 \cos^2 \omega t d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} 6V^2 \cos^2 \left( \omega t - \frac{\pi}{3} \right) d\omega t \right]} =$$

$$= V \sqrt{3 + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} (1 + \cos 2\alpha)}$$

$$\alpha < \pi/3 \quad (2.62)$$

Valorile medie, efectivă și maximă repetitivă ale curenților prin diode și tiristoare se calculează cu relația :

$$I_{Tav\alpha PS} = I_{Dav\alpha PS} = \frac{V_{dav\alpha PS}}{3R} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \frac{V}{R} (1 + \cos \alpha)$$

$$I_{Trms\alpha PS} = I_{Drms\alpha PS} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{V_{dav\alpha PS}}{\sqrt{3}R} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \frac{V}{R} (1 + \cos \alpha) \quad (2.63)$$

$$I_{TRM\alpha PS} = I_{DRM\alpha PS} = I_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \frac{V}{R} (1 + \cos \alpha)$$

$$\alpha \in [0, \pi]$$

În Fig. 2.22 sunt date aceleași forme de undă ca în Fig. 2.21, dar pentru un unghi de comandă  $\alpha > \pi/3$ . Astfel, în momentul  $t_1$ , se comandă  $T_1$  și, după aprinderea acestuia vor conduce  $T_1$  și  $D_3$ , iar  $v_d = -v_{31}$ . În momentul  $t_2$ , devine polarizată direct dioda  $D_1$ , și intră în conducție, astfel că pe intervalul  $t \in [t_2, t_3]$ , conduc  $T_1$  și  $D_1$  și, ca urmare,  $v_d = 0$ . În momentul  $t_3$ , se comandă  $T_2$  și, după aprinderea sa,  $T_1$  se va stinge fiind polarizat invers de tensiunea  $v_{12}$ , pe intervalul  $t \in [t_3, t_4]$  conduc  $T_2$  și  $D_1$  și  $v_d = -v_{12}$  ș. a. m. d. Valoarea medie a tensiunii redresate este:

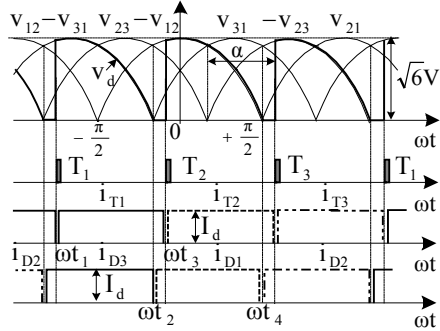


Fig. 2.22. Formele de undă ale impulsurilor de comandă, tensiunii redresate și curenților prin tiristoare și diode pentru  $\alpha > \pi/3$  rad.

$$V_{dav\alpha PS} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{6}V \cos \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}V}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad \alpha > \pi/3 \quad (2.64)$$

deci se obține aceeași relație (2.61). În schimb valoarea efectivă a tensiunii redresate va fi :

$$V_{drms\alpha PS} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} 6V^2 \cos^2 \omega t d\omega t} = 3V \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha} \quad \alpha > \pi/3 \quad (2.65)$$

Se obține o relație diferită de (2.62), deci pentru calculul valorii efective a tensiunii redresate trebuie folosite relația (2.62) pentru  $\alpha \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right]$  și (2.65) pentru  $\alpha \in \left[\frac{\pi}{3}, \pi\right]$ . Desigur, valorile calculate cu cele două relații coincid pentru  $\alpha = \frac{\pi}{3}$  rad. Deoarece curentul redresat,  $I_d$ , va fi dat de o relație unică în toată plaja de variație a unghiului de comandă  $\alpha$ , și valorile medie, efectivă și maximă repetitivă ale curenților prin tiristoare și diode se vor calcula cu relații unice (2.63).

### 2.11. Puntea redresoare trifazată semicomandată, funcționând pe sarcină pur rezistivă

Schema redresorului și a circuitului de sarcină este dată în Fig. 2.23, iar formele de undă ale tensiunii redresate și curenților prin diode și tiristoare pentru cazurile  $\alpha < \pi/3$  și  $\alpha > \pi/3$  sunt date în Fig. 2.24 și respectiv Fig. 2.25. Ca și la redresoarele anterioare, în cazul sarcinii pur rezistive, curentul redresat  $i_d = v_d/R$ , deci forma de undă repetă, la altă scară, forma de undă a tensiunii redresate. Domeniile în care conduc tiristoarele și diodele rămân aceleași ca în cazul sarcinii puternic inductive.

Și forma de undă a tensiunii redresate este aceeași ca în cazul sarcinii puternic inductive, atât pentru  $\alpha < \pi/3$ , cât și pentru  $\alpha > \pi/3$ . Valorile medie și efectivă ale tensiunii redresate se vor calcula tot cu relațiile (2.61) și respectiv (2.62) pentru  $\alpha < \pi/3$  și (2.65) pentru  $\alpha > \pi/3$ . Modificări apar în formele de undă ale curentului redresat și curenților prin tiristoare și diode. Din acest motiv, vor trebui utilizate alte relații pentru calculul valorilor medie, efectivă și maximă repetitivă ale acestor curenți; astfel :

$$I_{TavraPS} = I_{DavraPS} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \frac{V}{R} (1 + \cos \alpha) \quad (2.66)$$

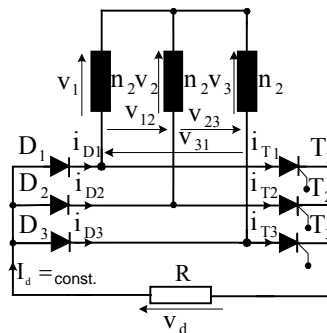


Fig. 2.23. Puntea trifazată semicomandată cu sarcină pur rezistivă.

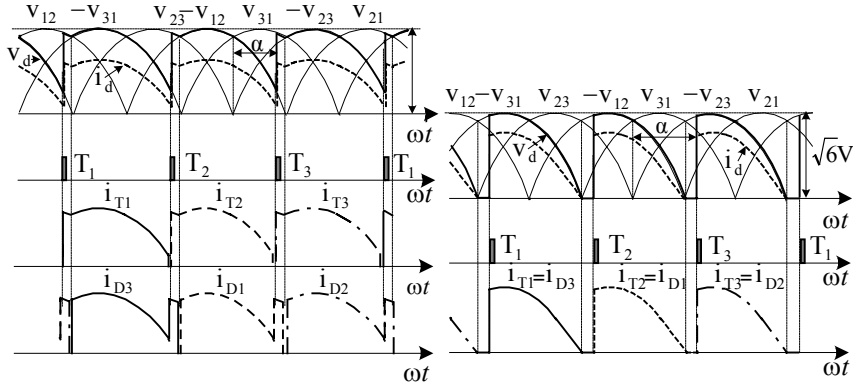


Fig. 2.24. Formele de undă ale tensiunii redresate și curenților prin diode și tiristoare pentru  $\alpha < \pi/3$ .

Fig. 2.25. Formele de undă ale tensiunii redresate și curenților prin diode și tiristoare pentru  $\alpha > \pi/3$ .

$$I_{T_{rms}\alpha PS} = I_{D_{rms}\alpha PS} = \begin{cases} \frac{V}{R} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}(1 + \cos 2\alpha)}, \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{V}{R} \sqrt{\frac{3}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right) + \frac{3}{4\pi} \sin 2\alpha}, \alpha \geq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.67)$$

$$I_{TRM} = I_{DRM} = \begin{cases} \frac{\sqrt{6}V}{R}, \alpha \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right] \\ \frac{\sqrt{6}V}{R} \sin \alpha, \alpha \in \left[\frac{\pi}{2}, \pi\right] \end{cases} \quad (2.68)$$

Se observă din formele de undă din Fig. 2.25, că, pentru  $\alpha > \pi/3$  rad, redresorul intră în regim de curent întrerupt. Puterea medie disipată în circuitul de sarcină se va calcula cu relația :

$$P_{davr\alpha PS} = \begin{cases} \frac{3V^2}{R} \left[1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}(1 + \cos 2\alpha)\right], \alpha \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right] \\ \frac{9V^2}{R} \left(\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha\right), \alpha \in \left[\frac{\pi}{3}, \pi\right] \end{cases} \quad (2.69)$$

## 2.12. Redresor trifazat cu punct median comandat, funcționând pe sarcină cu inductanță finită

Cele două situații limită analizate până acum au avut o sarcină cu inductanță foarte mare sau o sarcină pur rezistivă. În realitate, în marea majoritate a aplicațiilor, sarcina are o inductanță finită. Schema unui redresor cu punct median comandat ce are drept sarcină o inductanță finită este prezentată în Fig. 2.26, iar în Fig. 2.27 sunt date formulele de undă ale tensiunii și curentului redresat.

În situația considerată, între curentul redresat și tensiunea redresată există relația :

$$v_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \quad (2.70)$$

Alegând originea de timp ca în Fig. 2.26, ecuația ( 2.70 ) devine:

$$\omega L \frac{di_d}{d\omega t} + Ri_d = \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) \quad (2.71)$$

iar soluția acestei ecuații diferențiale este :

$$i_d = \frac{\sqrt{2}V}{R} \cos\varphi \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) + Ae^{-\omega t \operatorname{tg}\varphi} \quad (2.72)$$

în care unghiul  $\varphi$  este definit prin :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L}{R} \quad (2.73)$$

iar A este constanta de integrare, care se determină din condiția inițială a curentului. Presupunând inițial că  $i_d(0) = 0$ , se obține pentru constanta de integrare :

$$A = -\frac{\sqrt{2}V}{R} \cos\varphi \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (2.74)$$

Introducând această valoare în relația ( 2.72 ), rezultă :

$$i_d = \frac{\sqrt{2}V}{R} \cos\varphi \left[ \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) - e^{-\omega t \operatorname{tg}\varphi} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right] \quad (2.75)$$

Unghiul de conducție al unui tiristor, notat în Fig. 2.27 cu  $\alpha_c$ , se va calcula cu relația :  $i_d(\omega t = \alpha_c) = 0$ , obținându-se :

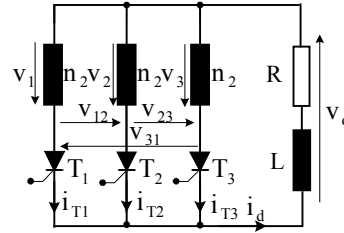


Fig. 2.26. Redresor trifazat cu punct median comandat, funcționând pe sarcină cu inductanță finită.



$$\cos\left(\alpha_c + \alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) = e^{-\alpha_c \operatorname{ctg} \varphi} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (2.76)$$

Curbele obținute prin rezolvarea acestor ecuații, care permit determinarea

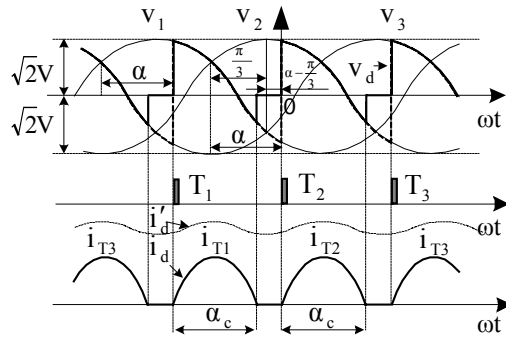


Fig. 2.27. Forma de undă a tensiunii redresate și a curentului redresat.

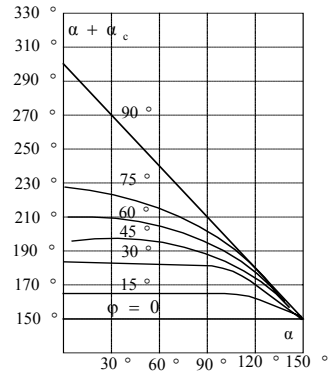


Fig. 2.28. Nomograme pentru determinarea grafică a unghiului de conducție  $\alpha_c$ .

grafică a unghiului  $\alpha_c$ , sunt date în Fig. 2.28. Pentru un circuit de sarcină dat, la care se cunosc  $R$  și  $L$ , se determină inițial unghiul  $\varphi$ , apoi pentru un anumit unghi de comandă  $\alpha$ , se determină din Fig. 2.28 unghiul  $\alpha_c$ . Se pot întâlni două situații :

$$1) \alpha_c < \frac{2\pi}{3} \quad (2.77)$$

Curentul redresat are forma de undă  $i_d$  reprezentat cu linie continuă în Fig. 2.27. Prin redresor, se stabilește regimul de curent întrerupt, iar tensiunea redresată va avea forma de undă reprezentată în Fig. 2.27, cu linie continuă îngroșată. Curentul redresat se va calcula cu relația (2.75). Valoarea medie a tensiunii redresate se va calcula cu relația :

$$\begin{aligned} V_{davr\alpha} &= \frac{3}{2\pi} \int_0^{\alpha_c} \sqrt{2}V \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) d\omega t = \\ &= \frac{3\sqrt{2}V}{2\pi} \left[ \sin\left(\alpha_c + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad \alpha_c \leq \frac{2\pi}{3} \end{aligned} \quad (2.78)$$

Valoarea medie a curentului redresat fiind :

$$I_{davr} = \frac{V_{davr\alpha}}{R} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \frac{V}{R} \left[ \sin\left(\alpha_c + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad \alpha_c \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.79)$$

Curentul mediu printr-un tiristor se va putea determina cu :

$$I_{Tavr} = \frac{I_{davr\alpha}}{3} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \frac{V}{R} \left[ \sin\left(\alpha_c + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad \alpha_c \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.80)$$

Valorile efectivă a curentului redresat, a curentului printr-un tiristor și a puterii medii disipate în circuitul de sarcină se pot calcula cu relațiile :

$$I_{drms} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_0^{\alpha_c} i_d^2 d\omega t} \quad I_{Trms} = \frac{I_{drms}}{\sqrt{3}} \quad P_{davr} = RI_{drms}^2 \quad (2.81)$$

expresiile care se obțin fiind extrem de complicate și, de regulă, analiza se face folosind calculatorul.

$$2) \quad \alpha_c > \frac{2\pi}{3} \quad (2.82)$$

În această situație, în regim permanent, curentul redresat va avea forma de undă notată în Fig. 2.27 cu  $i'_d$ , iar redresorul nu va lucra în regim de curent întrerupt.

Curentul redresat va avea aceeași expresie ca în ecuația (2.72), dar constanta de integrare A se va calcula din ecuația :

$$i_d(0) = i_d\left(\frac{2\pi}{3}\right) \quad \alpha_c > \frac{2\pi}{3} \quad (2.83)$$

care rezultă din caracterul periodic al curentului redresat. Deci :

$$A + \frac{\sqrt{2}V}{R} \cos \varphi \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi\right) = A e^{\frac{2\pi}{3} - c_{ig}\varphi} + \frac{\sqrt{2}V}{R} \cos \varphi \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (2.84)$$

Introducând constanta A calculată cu (2.84) în (2.72), obținem :

$$i_d = \frac{\sqrt{2}V}{R} \cos \varphi \left[ \cos \left( \omega t + \alpha - \frac{\pi}{3} - \varphi \right) - e^{-\omega t \operatorname{ctg} \varphi} \frac{\sqrt{3} \sin(\alpha - \varphi)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi}} \right] \quad \alpha_C > \frac{2\pi}{3} \quad (2.85)$$

Forma de undă a tensiunii redresate va fi aceeași ca în cazul sarcinii puternic inductive (cea reprezentată în Fig. 2.27 cu linie continuă completată cu cea cu linie întreruptă), iar valorile sale medie și efectivă vor fi :

$$V_{davr\alpha} = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos \alpha \quad V_{drms} = V \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha} \quad \alpha_C > \frac{2\pi}{3} \quad (2.86)$$

Pentru calculul valorilor medie și efectivă ale curenților prin tiristoare, se pot folosi relațiile :

$$I_{Tavr} = \frac{I_{davr}}{3} = \frac{V_{davr\alpha}}{3R} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \frac{V}{R} \cos \alpha$$

$$I_{Trms} = \frac{I_{drms}}{\sqrt{3}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} i_d^2 d\omega t} \quad \alpha_C \geq \frac{2\pi}{3} \quad (2.87)$$

$i_d$  având expresia dată de relația (2.83).

Puterea medie disipată în circuitul de sarcină :

$$P_{davr} = RI_{drms}^2 = \frac{3R}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} i_d^2 d\omega t \quad (2.88)$$

Se obțin relații chiar mai complexe decât în cazul funcționării redresorului în regim de curent întrerupt. Pentru un anumit raport  $L/R$ , respectiv pentru un anumit unghi  $\varphi$ , ecuația (2.75) permite determinarea unghiului de comandă  $\alpha_i$  care, dacă va fi depășit, va conduce la apariția regimului de curent întrerupt. În acest scop, în ecuația (2.75) punem condiția :

$$\alpha = \alpha_i, i_d \left( \frac{2\pi}{3} \right) = 0 \Rightarrow \cos \left( \frac{\pi}{3} + \alpha_i - \varphi \right) = e^{-\frac{2\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi} \cos \left( -\frac{\pi}{3} + \alpha_i - \varphi \right) \quad (2.89)$$

Din ultima ecuație, după unele calcule intermediare, se obține :

$$\operatorname{tg} \alpha_i = \frac{\operatorname{ctg} \varphi + \sqrt{3} - (\operatorname{ctg} \varphi - \sqrt{3}) e^{-\frac{2\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi}}{\sqrt{3} \operatorname{ctg} \varphi - 1 + (\sqrt{3} \operatorname{ctg} \varphi + 1) e^{-\frac{2\pi}{3} \operatorname{ctg} \varphi}} \quad (2.90)$$

Pe baza relației (2.90), în Fig. 2.29, s-a reprezentat dependența mărimii  $\cos \alpha_i$  în funcție de raportul  $L/R$ . Graficul permite dimensionarea inductanței  $L$ , astfel încât să nu apară regimul de curent întrerupt nici la cel mai mare unghi de comandă.

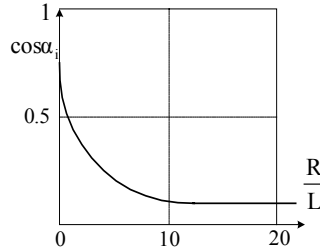


Fig. 2.29. Nomogramă pentru determinarea inductanței care evită regimul de curent întrerupt.

### 2.13. Funcționarea redresoarelor comandate pe sarcini care au tensiuni contraelectromotoare

Atunci când redresoarele comandate alimentează motoare de c.c. sau când încarcă baterii de acumuloare, în circuitul de sarcină apar surse de tensiune cu polaritate opusă tensiunii redresate. Relațiile care apar în acest caz vor fi deduse tot pentru redresorul trifazat cu punct median a cărei schemă este dată în Fig. 2.30. La transformatorul de rețea, s-a considerat numai secundarul. În circuitul de sarcină, s-a considerat doar inductanța  $L$  și sursa  $e$ , întrucât, în astfel de situație, rezistențele care apar sunt reduse. Totodată, neglijarea rezistenței simplifică considerabil calculele. Astfel, se poate scrie relația :

$$v_d = L \frac{di_d}{dt} + e \quad (2.91)$$

Alegând originea de timp în momentul  $t_3$ , când se comandă  $T_2$ , ecuația (2.91) devine:

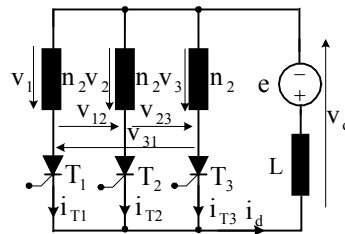


Fig. 2.30. Redresor trifazat cu punct median comandat funcționând pe sarcini cu tensiuni contraelectromotoare.

$$\frac{di_d}{d\omega t} = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{e}{\omega L} \quad (2.92)$$

a cărei soluție, în condiția inițială  $i_d(0) = 0$ , este :

$$i_d = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left[ \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] - \frac{e}{\omega L} \omega t \quad (2.93)$$

Unghiul de conducție  $\alpha_c$  se determină din :

$$i_d(\alpha_c) = 0 \quad (2.94)$$

care conduce la :

$$\sin\left(\alpha_c + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) = \frac{e}{\sqrt{2}V} \alpha_c \quad (2.95)$$

Ca și în paragraful anterior, și acum există două situații posibile :

$$1) \alpha_c \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.96)$$

În această situație, prin redresor se stabilește regimul de curent întrerupt, căruia îi corespund formele de undă reprezentate cu linie continuă în Fig. 2.31. Condiția inițială este într-adevăr cea impusă, iar curentul redresat va fi dat de ecuația (2.93).

Deoarece valoarea medie a tensiunii la bornele unui inductor ideal este nulă, valoarea medie a tensiunii redresate este :

$$V_{davra} = e \quad (2.97)$$

și, ca urmare, cele două arii hașurate din Fig. 2.31 sunt egale.

Forma de undă a tensiunii redresate rezultă astfel: în momentul  $t_1$ , se comandă să conducă  $T_1$  și, după aprinderea acestuia  $v_d = v_1$ . După unghiul  $\alpha_c$ , în momentul  $t_2$ , curentul redresat se anulează, deci tiristorul  $T_1$  se va stinge natural. În continuare, tensiunea pe inductor fiind nulă,  $v_d = e$ . În momentul  $t_3$ , se comandă  $T_2$ , și după aprinderea sa,  $v_d = v_2$  ș.a.m.d.

Valoarea medie a curentului redresat este :

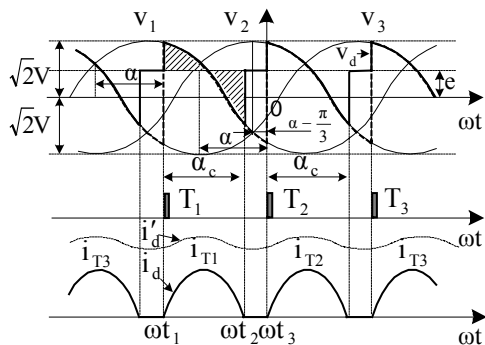


Fig. 2.31. Formele de undă ale tensiunii redresate și curentului redresat.

$$I_{davr} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{\alpha_c} i_d d\omega t =$$

$$= \frac{3\sqrt{2}V}{2\pi\omega L} \left\{ \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\alpha_c + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{\alpha_c}{2} \left[ \sin\left(\alpha_c + \alpha - \frac{\pi}{3}\right) + \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] \right\}$$

$$\alpha_c \leq \frac{2\pi}{3} \quad (2.98)$$

Din această ecuație, se poate obține relația de dimensionare a inductanței L, astfel încât, la unghiul maxim de comandă  $\alpha_{\max}$ , să fim la limita întreruperii curentului redresat. Pentru aceasta, particularizăm în relația (2.98) pe  $\alpha_c = \frac{2\pi}{3}$  și, după unele calcule, obținem:

$$L = \frac{1,26}{I_{davr}} \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \sin \alpha_{\max} \quad (2.99)$$

Cunoscând curentul mediu redresat și unghiul de comandă maxim, putem calcula inductanța L.

$$2) \alpha_c \geq \frac{2\pi}{3} \quad (2.100)$$

În această nouă situație, curentul redresat nu mai este întrerupt, el având forma de undă  $i_d'$  reprezentată în Fig. 2.31 cu linie întreruptă. Și forma de undă a tensiunii redresate devine ca în cazul sarcinii cu inductanță finită, deci valoarea medie a tensiunii redresate se va calcula cu relația :

$$V_{davr\alpha} = \frac{3\sqrt{6}V}{2} \cos \alpha, \quad \alpha_c \geq \frac{2\pi}{3} \quad (2.101)$$

iar funcționarea nu va fi posibilă decât la un singur unghi de comandă  $\alpha$ , care respectă ecuația :

$$\frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos \alpha = e \quad (2.102)$$

Funcționarea este extrem de instabilă, instalația trebuind să fie prevăzută cu reglatoare de curent, care modifică unghiul de comandă, astfel încât valoarea medie a curentului redresat să rămână la valoarea impusă.

În cazul unghiurilor de comandă mici, există pericolul ca, în momentul comenzii unui tiristor, acesta să nu se poată aprinde, fiind polarizat invers. Acest fenomen apare atunci când tensiunea instantanee de pe faza tiristorului comandat este mai mică decât  $e$ , care este dată de relația (2.102).

Din acest motiv, circuitul de comandă al tiristorului trebuie să limiteze unghiul de comandă la valoarea  $\alpha_{\min}$ , sub care să nu se poată coborî și care se calculează cu relația :

$$\sqrt{2}V \cos\left(\alpha_{\min} - \frac{\pi}{3}\right) = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos \alpha_{\min} \quad (2.103)$$

de unde se obține :

$$\alpha_{\min} = 20,7^\circ \quad (2.104)$$

#### 2.14. Regimul de invertor neautonom al redresoarelor comandate

Vom analiza acest regim de lucru tot pentru un redresor trifazat cu punct median comandat, acesta fiind un caz particular de lucru al redresorului care are în circuitul de sarcină o sursă de tensiune continuă. Să considerăm redresorul din Fig. 2.32, care conține în circuitul de sarcină o inductanță  $L$  de valoare foarte mare, ceea ce ne va permite să considerăm curentul redresat constant, o sursă de tensiune continuă  $e$  și un rezistor  $R$  de rezistență foarte mică, corespunzătoare pierderilor din circuit. Datorită inductanței  $L$  foarte mari, curentul redresat este constant, iar valoarea medie a tensiunii redresate va fi :

$$V_{davr\alpha} = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos \alpha \quad (2.105)$$

Presupunem inițial că sursa  $e$  din Fig. 2.32 nu există și că mărim unghiul de comandă  $\alpha$  peste  $\frac{\pi}{2}$  rad. Vom avea :

$$V_{davr\alpha} = RI_d < 0 \quad (2.106)$$

și deci ar rezulta un curent redresat având sens invers celui redresat în Fig. 2.32, aceasta însemnând ca, prin tirstoare, curenții să circule de la catod la anod, ceea ce este imposibil.

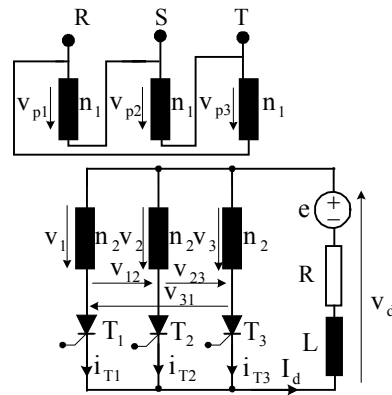


Fig. 2.32. Redresor trifazat cu punct median comandat având în circuitul de sarcină o sursă de tensiune, o rezistență și o inductanță foarte mare.

Dacă însă în circuitul de sarcină există sursa  $e$  având polaritatea din Fig. 2.32, tensiunea medie redresată va putea fi negativă, păstrându-se sensul normal al curentului redresat  $I_d$ . Formele de undă aferente acestui regim de lucru sunt date în Fig. 2.33.

Valoarea medie a tensiunii redresate rezultă negativă, puterea medie din circuitul de sarcină fiind :

$$P_{davr\alpha} = V_{davr\alpha} I_d = \frac{3\sqrt{6}VI_d}{2\pi} \cos \alpha < 0 \quad (2.107)$$

Rezultă că se obține o putere negativă, deci circuitul de sarcină livrează putere activă către rețeaua de curent alternativ R, S, T. Dar valoarea medie a tensiunii redresate este dată și de relația :

$$V_{davr\alpha} = RI_d - e \quad (2.108)$$

Amplificând ambii termeni ai relației cu  $I_d T$ , obținem :

$$eI_d T = RI_d^2 T - V_{davr\alpha} I_d T = RI_d^2 T + |P_{davr\alpha}| T \quad (2.109)$$

Ultima relație reprezintă un bilanț al energiilor electrice. Astfel,  $eI_d T$  reprezintă energia furnizată de sursa  $e$  în perioada  $T$ ,  $RI_d^2 T$  este energia disipată pe rezistența  $R$ , iar  $|P_{davr\alpha}| T$  reprezintă energia transmisă în rețeaua de curent alternativ. Așadar, redresorul din Fig. 2.32 lucrează într-un regim în care energia electrică de curent continuu se transformă în energie electrică de curent alternativ. Este deci un regim de inverter care se numește *neautonom* deoarece conversia c.c. → c.a. nu se poate realiza decât în prezența rețelei R, S, T.

Dacă, dintr-o cauză oarecare, se întrerupe rețeaua de curent alternativ, neglijând rezistența înfășurărilor secundare, tiristorul care se găsește în conducție rămâne aprins, iar curentul redresat menținut de sursa  $e$  va atinge valoarea :

$$I_d(\text{fără rețeaua de c.a.}) = e/R \quad (2.110)$$

Acest curent are o valoare foarte mare, deoarece valoarea rezistenței  $R$  este foarte mică și trebuie prevăzută o protecție pentru această situație. Pentru ca un

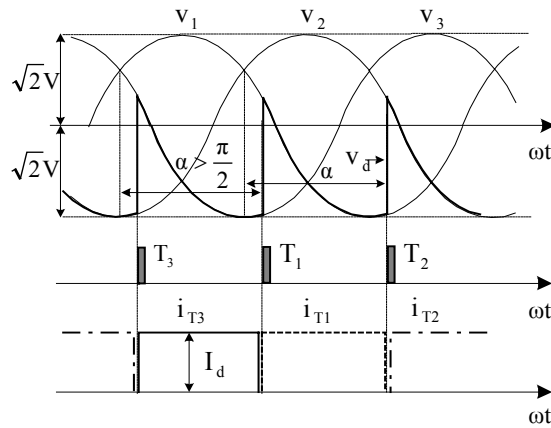


Fig. 2.33. Formele de undă corespunzătoare funcționării redresorului trifazat cu punct median comandat în regim de inverter neautonom.



redresor să poată lucra în regim de invertor neautonom, trebuie să îndeplinească următoarele condiții :

- să existe în circuitul de sarcină o sursă de tensiune continuu, având polaritatea din Fig. 2.32. Rolul acestei surse poate fi jucat și de o inductanță care să genereze tensiunea necesară, dar instalația va funcționa în regim de invertor neautonom timp limitat, cât să se realizeze descărcarea energiei înmagazinate în inductanță ;
- să fie complet comandată. Punțile semicomandate nu pot lucra în acest regim ;
- unghiul de comandă al tiristoarelor  $\alpha > \pi/2$  rad ;
- să existe și o inductanță în circuitul de sarcină care să preia diferența dintre valoarea instantanee a tensiunii redresate  $v_d$  și tensiunii sursei de c.c. e. Acest rol ar putea fi jucat și de un rezistor, dar pe acesta s-ar disipa inutil o anumită energie, iar randamentul conversiei c.c.→c.a ar fi redus.

### 2.15. Redresoare reversibile care lucrează cu curenți de circulație

Intr-o serie de aplicații industriale, dintre care tipice sunt acționările reversibile cu motoare de curent continuu care se frânează cu recuperare , se impune utilizarea redresoarelor reversibile care permit ca, la bornele circuitului de sarcină, tensiunea să poată avea ambele polarități, iar prin circuitul de sarcină curentul să poată avea ambele sensuri. Funcționarea redresoarelor reversibile va fi prezentată folosind circuitul din Fig. 2.34, utilizat destul de des la puteri mici și medii.

Se constată că, de fapt, redresoarele reversibile sunt compuse din două grupuri redresoare complet comandate, pentru a putea lucra și în regim de invertor neautonom. Specific redresoarelor reversibile care lucrează cu curenți de circulație este faptul că se trimit impulsuri de comandă către tiristoarele ambelor grupuri. Tiristoarele grupului A, numite uneori și grup catodic, se comandă cu unghiul  $\alpha_A$  , iar cele ale grupului B, numit și grup anodic, cu unghiul  $\alpha_B$  . Pentru a deduce relația care trebuie să existe între  $\alpha_A$  și  $\alpha_B$  pentru o funcționare normală, se pleacă de la expresia :

$$v_{dA} + v_{dB} = v_{L1} + v_{L2} \quad (2.111)$$

Aceeași relație se va păstra și pentru valorile medii ale tensiunilor. Deci :

$$V_{dAavr\alpha} + V_{dBavr\alpha} = V_{L1avr\alpha} + V_{L2avr\alpha} = 0 \quad V_{dAavr\alpha} = -V_{dBavr\alpha} \quad (2.112)$$

Dacă, în funcționare, nu intervine regimul de curent întrerupt :

$$V_{dAavr\alpha} = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos \alpha_A \quad V_{dBavr\alpha} = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos \alpha_B \quad (2.113)$$

de unde, ținând cont de relația (2.110), avem :

$$\cos \alpha_A = -\cos \alpha_B \quad \alpha_B = \pi - \alpha_A \quad (2.114)$$

Pentru a prezenta modul de funcționare al unui redresor reversibil, presupunem că se dorește ca viteza de rotație a motorului să varieze în timp ca în Fig. 2.35. Astfel, pentru ca viteza de rotație  $n$  să fie maximă pozitivă,  $n_M$ , tiristoarele grupului A trebuie comandate cu unghiul  $\alpha_A = \alpha_{\min}$ , iar cele ale grupului B cu  $\alpha_B = \pi - \alpha_{\min}$ .

Unghiul  $\alpha_{\min} = 20,7^\circ$  se datorează existenței în circuitul de sarcină a unei tensiuni contraelectromotoare.

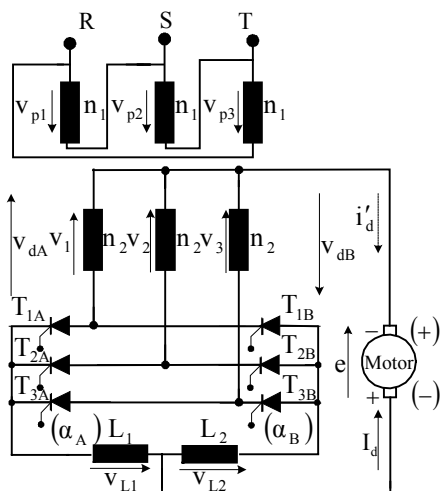


Fig. 2.34. Redresor reversibil care lucrează cu ajutorul curenților de circulație, în conexiunea cu punct median.

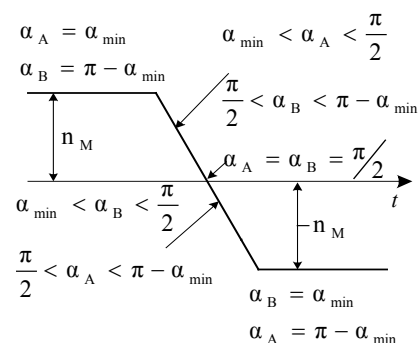


Fig. 2.35. Valorile unghiului de comandă în funcție de viteza de rotație dorită a motorului.

Grupul A lucrează în regim de redresor, debitând curent de sarcină  $I_d$ , care se va închide pe traseul reprezentat în Fig. 2.36 cu linie continuă. Tensiunea contraelectromotoare ce apare la bornele indusului motorului are polaritatea din figură și mărimea :

$$e = k_e n_M \Phi \quad (2.115)$$

$k_e$  fiind o constantă, iar  $\Phi$  fluxul prin motor. Presupunând motorul cu magneti permanenți sau cu excitație separată, fluxul  $\Phi$  este constant.

Cuplul dezvoltat de motor va fi :

$$M = k_m \Phi I_d \quad (2.116)$$

$k_m$  fiind, de asemenea, o constantă.

Datorită diferenței dintre valorile instantanee ale tensiunilor redresate  $v_{dA}$  și  $v_{dB}$ , apare o tensiune de circulație :

$$v_{cr} = v_{dA} + v_{dB} \quad (2.117)$$

care determină apariția unui curent care va circula numai între cele două grupuri redresoare, numit curent de circulație,  $i_{cr}$ . Traseul de închidere a acestui curent este prezentat, în Fig. 2.36 cu linie întreruptă.

Deoarece inductorul  $L_1$  este parcurs, în afară de curentul de circulație  $i_{cr}$ , și de curentul de sarcină  $I_d$ , pentru a se evita supradimensionarea acestuia, el va lucra saturat și va prezenta o inductanță foarte mică.

Inductorul  $L_2$  va fi parcurs numai de curentul de circulație, mult mai mic decât curentul de sarcină. El va lucra nesaturat și va prezenta o inductanță  $L$  de valoare mare, care va prelua practic întreaga tensiune de circulație, deci :

$$L \frac{di_{cr}}{dt} = v_{cr} = v_{dA} + v_{dB} \quad (2.118)$$

Dimensionarea inductanței  $L$  se face impunând o anumită mărime valorii medii a curentului de circulație. Presupunem acum că se dorește micșorarea vitezei de rotație,  $n < n_M$ . Circuitul de comandă va determina creșterea unghiului  $\alpha_A$  în domeniul  $\alpha_{min} < \alpha_A < \frac{\pi}{2}$  și, implicit, scăderea

unghiului  $\alpha_B$  în domeniul  $\frac{\pi}{2} < \alpha_B < \pi - \alpha_{min}$ . Ca urmare, tensiunea  $v_{dAavr}$  va scădea, ca și  $v_{dBavr}$ . Cum, datorită inerției, mașina continuă să se rotească cu turația  $n_M$ , se va obține în primul moment  $V_{dAavr} < e$  și grupul A nu va mai putea furniza curent de sarcină. În schimb, deoarece  $e > V_{dBavr}$ , mașina va deveni generator și va debita curent către grupul B, care va intra efectiv în regim de inverter neautonom, asigurându-se transferul energiei electrice de la generator către rețeaua de curent alternativ. Traseele de închidere ale curentului de sarcină  $I_d$  și curentului de circulație  $i_{cr}$  în această situație sunt

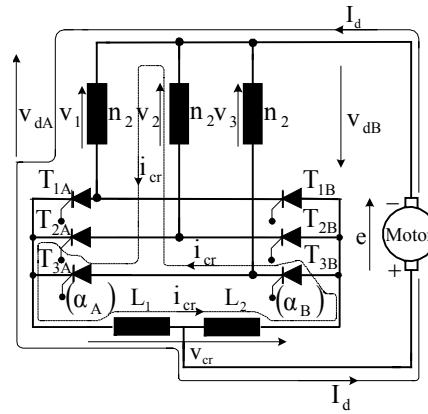


Fig. 2.36. Traseele de închidere ale curentului de sarcină și curentului de circulație când viteza de rotație a motorului este pozitivă.

prezentate în Fig. 2.37. Acum, inductorul  $L_2$  lucrează saturat și  $L_1$  preia tensiunea de circulație. Se observă că sensul curentului  $I_d$  prin mașină s-a inversat, deci, conform relației (2.116), se va inversa și sensul cuplului care va deveni un cuplu de frânare. Mașina se va frâna deci cu recuperare, turația sa scăzând în timp. Când se ajunge la turația prescrisă, vom avea :

$$e = k_e n \Phi < V_{dAvra} \quad (2.117)$$

Grupul A începe să debiteze un nou curent către mașină, care devine motor, traseele curenților fiind din nou cele din Fig. 2.36.

Pentru rotirea motorului în sens invers, funcționarea rămâne aceeași, doar că se inversează rolurile grupurilor A și B.

Dacă se dorește ca motorul să rămână imobil, adică  $n = 0$ , tiristoarele ambelor grupuri se comandă cu  $\alpha_A = \alpha_B = \pi/2$ . Mașina prezintă și cuplu de poziționare, în sensul că, dacă asupra rotorului se va aplica un cuplu exterior, acesta se va opune antrenării, rămânând imobil. Explicația acestei comportări constă în faptul că rotorul este parcurs de curent, doar valoarea medie a curentului este zero.

## 2.16. Redresor reversibil care lucrează fără curenți de circulație

Redresoarele reversibile care lucrează cu curenți de circulație prezintă avantajul că asigură o caracteristică liniară și pentru curenții de sarcină de valori reduse. Un prim dezavantaj îl constituie necesitatea folosirii celor două inductoare de limitare a curenților de circulație. Un al doilea dezavantaj îl constituie valoarea ridicată a unghiului  $\alpha_{min}$  care nu poate fi coborâtă sub  $\pi/6$  rad, ceea ce limitează maximul posibil al mărimii  $V_{davra}$ . În plus, această restricție asupra unghiului de comandă determină și o creștere a puterii reactive absorbite de instalație în timpul funcționării. Din aceste motive, este indicat să se elimine curenții de circulație în cazul instalațiilor de mare putere. În acest

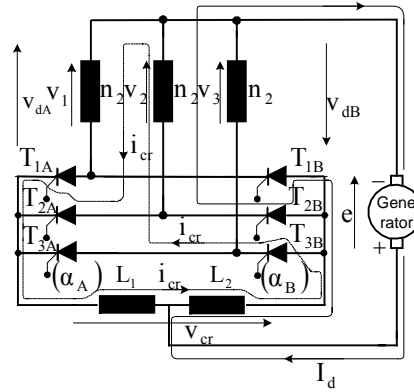


Fig. 2.37. Traseele de închiderea curentului de sarcină și curentului de circulație când mașina se frânează cu recuperare, având viteza de rotație pozitivă.

scop, în timpul funcționării redresorului reversibil, se comandă doar tiristoarele unui singur grup.

Ca dezavantaje ale funcționării fără curenți de circulație, menționăm comportarea discontinuă a caracteristicilor în jurul curenților mici de sarcină, precum și o durată mai mare a regimului tranzitoriu la trecerea de la o viteză de rotație la alta.

Circuitul din Fig. 2.34, poate funcționa și fără curenți de circulație, dar nu este economic, întrucât se poate folosi o schemă mai simplă, reprezentată în Fig. 2.38.

Un redresor care lucrează fără curenți de circulație se recunoaște prin aceea că circuitul de forță conține o singură inductanță, care are doar rolul de a netezi curentul de sarcină. Tiristoarele grupului A la redresorul din Fig. 2.38 sunt conectate antiparalel cu cele ale grupului B.

Pentru a înțelege în ce mod lucrează circuitele de comandă ale redresoarelor reversibile fără curenți de circulație să presupunem că motorul se învârtă cu o viteză de rotație maximă pozitivă  $n_M$ . Pentru aceasta, tiristoarele grupului A se comandă cu unghiul  $\alpha_A = \alpha_{min}$ , iar tiristoarele grupului B nu sunt comandate. Tensiunea la bornele indusului va avea polaritatea reprezentată fără paranteze, în Fig. 2.38, iar curentul de sarcină va avea sensul  $I_d$ . Presupunem acum că se dorește reducerea vitezei de rotație, ea menținându-se în sens pozitiv. Pentru aceasta, trebuie inițial redus cât mai repede posibil curentul  $I_d$  și, în acest scop, unghiul  $\alpha_A$  se mărește peste limita de funcționare ca redresor

( $\alpha_A > \frac{\pi}{2}, \alpha_A \approx \frac{5\pi}{2}$ ). În momentul în care traductorul de curent T.C. sesizează anularea curentului  $I_d$ , se blochează impulsurile de comandă către tiristoarele grupului A, se mai așteaptă un timp de siguranță de aproximativ 1ms (mult mai mare decât timpul de revenire  $t_q$  al tiristoarelor), apoi se trimit impulsuri de comandă către tiristoarele grupului B cu unghi de aprindere  $\alpha_B > \pi/2$ . Grupul B intră efectiv în regim de inverter neautonom, iar curentul de sarcină va avea

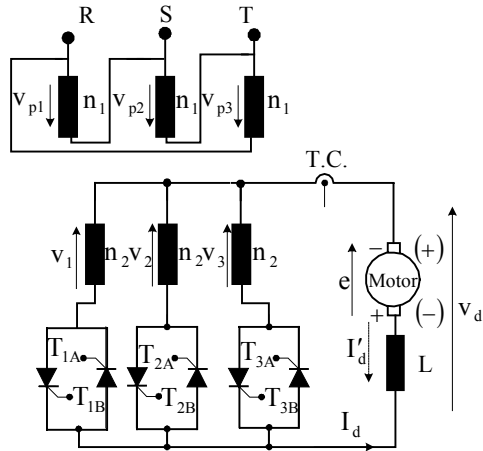


Fig. 2.38. Redresor reversibil cu punct median fără curenți de circulație cu tiristoare antiparalele.

acum sensul  $I_d'$ . Unghiul  $\alpha_B$  va fi asigurat de regulatorul de curent pentru a avea o anumite valoare maximă a curentului de sarcină. Mașina se va frâna cu recuperare, turația sa scăzând. Când se atinge viteza de rotație prescrisă, se declanșează un proces invers. Inițial, se comandă anularea cât mai rapidă a curentului  $I_d'$  prin scăderea unghiului  $\alpha_B$  sub limita de funcționare ca inverter neautonom ( $\alpha_B < \frac{\pi}{2}, \alpha_B \approx \frac{\pi}{6}$ ), după sesizarea anulării curentului se blochează

impulsurile de comandă către tiristoarele grupului B, se introduce un timp de așteptare de aproximativ 1ms, apoi se comandă tiristoarele grupului A cu un unghi  $\alpha_A$  fixat de regulatorul de curent  $I_d$ .

Mai apare o problemă când se dorește menținerea rotorului imobil. Pentru aceasta, se pot anula impulsurile de comandă către ambele grupuri, dar mașina nu va prezenta și cuplu de poziționare pe zero. Pentru a exista acest cuplu, se poate proceda astfel: se comandă un tiristor al grupului A, se așteaptă anularea curentului, se păstrează timpul de așteptare de 1ms, apoi se comandă un tiristor al grupului B ș. a. m. d. Ideea este de a exista curent în circuitul de sarcină, dar de valoare medie nulă, aceasta impunând un circuit de comandă foarte performant.

În finalul acestui subcapitol, menționăm că au fost elaborate și redresoare reversibile, care lucrează fără curenți de circulație, la curenți de sarcină  $I_d$  de valori ridicate și cu curenți de circulație la curenți de sarcină  $I_d$  de valori reduse.

### **2.17. Integrate specializate în comanda cu control de fază a tiristoarelor**

Datorită numărului mare de aplicații în care se folosesc tiristoarele, s-a impus crearea unor circuite de comandă specializate care să realizeze un control fiabil al acestora pe de o parte, iar pe de altă parte folosirea lor să permită obținerea unor scheme pe ansamblu foarte simple. Unul dintre aceste circuite specializate pentru comanda în fază a tiristoarelor este circuitul integrat  $\beta AA-145$ , care furnizează, la cele două ieșiri pinul 10, respectiv 14, câte două impulsuri de aprindere sincrone cu cele două semialternanțe. Schema bloc, împreună cu conectarea perifericelor sunt prezentate în Fig. 2.39.

Circuitul este compus dintr-un bloc de sincronizare, un detector de nul, un generator de rampă, un comparator, un monostabil, un bloc logic și două etaje de ieșire. În Fig. 2.40, sunt ilustrate formele de undă la pinii circuitului integrat  $\beta AA145$ . Alimentarea circuitului se face de la o sursă stabilizată de tensiune +V cuprinsă între 12V și 18V și trebuie să asigure un curent de sarcină de 100mA.

De asemeni, pentru funcționarea circuitului, este nevoie de o sursă de curent negativă  $-I$  de 15...25 mA aplicată între pinii 3 și 13. Valoarea curentului  $-I$  este dată de valoarea sursei  $-V$  și rezistența  $R_3$ , tensiunea  $-V$  fiind mai mare de 10 V.

Tensiunea de sincronizare este furnizată, de regulă, de rețeaua de curent alternativ (220V, 50 Hz), dar există situații când această tensiune diferă de tensiunea rețelei.

*Blocul de sincronizare și detectorul de nul* au rolul de a sesiza trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare externe și, împreună cu grupul format din rezistențele  $R_1$ ,  $R_2$ , limitează semnalul la terminalul 9 la valoarea  $\pm 0.7V$  (corespunzătoare tensiunilor  $V_{BE1}$ ,  $V_{BE2}$  ale tranzistoarelor interne  $T_1$ , respectiv  $T_2$ ). Divizorul rezistiv format din  $R_1$  și  $R_2$  are rolul de a fixa durata impulsului de nul  $dT$  și de a controla viteza de variație a semnalului de sincronizare la trecerile prin zero. Această viteză de variație trebuie să asigure la terminalul 16 un impuls de tensiune de 8V și durată  $Dt$ . În caz contrar, de exemplu, dacă viteza de variație este prea rapidă, impulsul de nul este scurt și nu atinge valoarea de 8V, condensatorul  $C_3$  nu mai poate să se încarce, iar dacă viteza de variație este prea lentă, din semiperioada  $T/2$  corespunzătoare dinamicii maxime a unghiului de conducție de  $180^\circ$ , nu se poate folosi decât durata  $(T/2) - dT/2$ , reducând astfel dinamica unghiului de conducție. Limitarea curentului absorbit de circuit prin pinul 9 de la semnalul de sincronizare este făcută de rezistența  $R_1$ . La trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare, detectorul de nul furnizează impulsuri de sincronizare de 50-100 $\mu$ s (ce se pot vizualiza la pinul 16) și semnale de blocare – selectare pentru etajele de ieșire. Impulsurile de la pinul 16 se pot folosi pentru sincronizarea externă a mai multor circuite  $\beta AA - 145$  (de exemplu, în aplicații cu rețele de alimentare bifazate sau trifazate).

*Generatorul de rampă* încarcă rapid condensatorul  $C_2$  la +8V la fiecare impuls de nul, după care acesta se descarcă aproximativ liniar prin  $R_5$  și  $P_1$  către tensiunea  $-8V$  în perioada dintre două impulsuri de sincronizare. Semireglabilul  $P_1$  a fost introdus pentru ajustarea timpului de descărcare  $t=C_2(R_5+kP_1)$  a condensatorului  $C_2$ , în vederea obținerii unei forme corecte a tensiunii triunghiulare de pe condensatorul  $C_2$ , formă ce poate fi afectată, de exemplu, de instabilitatea termică a diodelor din componența generatorului de rampă. Concomitent cu încărcarea condensatorului  $C_2$ , se încarcă și condensatorul  $C_3$  conectat între pinul 2 și +V, stare echivalentă cu activarea monostabilului (așteptarea momentului de declanșare a impulsului de aprindere).

*Comparatorul* intern al circuitului integrat, prin cele două intrări ale sale, permite setarea sau inhibarea monostabilului.

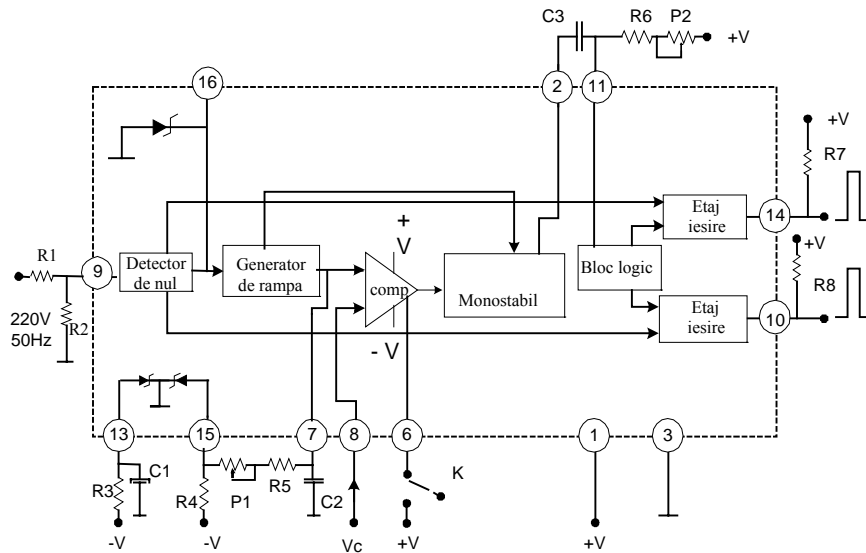


Fig. 2.39. Schema bloc a circuitului integrat  $\beta$ AA 145.

El va compara cele două aplicate la intrările sale, tensiunea liniar variabilă de pe  $C_2$  de la intrarea neinversoare cu tensiunea de comandă și reglaj al unghiului de conducție de la intrarea inversoare, pinul 8. Atât timp cât tensiunea  $v_7 > V_8$  (rampa de tensiune este descrescătoare), comparatorul nu basculează și monostabilul rămâne în starea de așteptare (corespunzătoare unghiului de aprindere  $\alpha$ ).

Când tensiunea  $v_7 = V_8$ , comparatorul basculează, modificând starea monostabilului și determinând descărcarea condensatorului  $C_3$ . Inhibarea comparatorului se poate realiza prin aplicarea la pinul 6 a tensiunii  $+V$ .

*Monostabilul* și componentele externe  $C_3$ ,  $P_2$  și  $R_6$  au rolul de a stabili durata impulsurilor de aprindere. Funcționarea monostabilului este controlată de generatorul de rampă și comparator. Declanșarea monostabilului este realizată de către impulsurile de nul, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare. Blocarea monostabilului coincide cu blocarea comparatorului, care are loc atunci când cele două tensiuni de pe intrările sale sunt egale. În aceste condiții, pinul 2 este pus la masă și, cum  $C_3$  este încărcat și nu acceptă un salt brusc de tensiune, face ca la pinul 11 să avem un salt negativ de tensiune. Prezența semireglabilului  $P_2$  în circuitul de descărcare al condensatorului  $C_3$ , are rolul de a varia tensiunea de la pinul 11, controlând în



acest fel timpul de descărcare al condensatorului,  $t_p = (R_6 + P_2)C_3$ , care determină durata impulsului de aprindere de la ieșirea circuitului integrat.

*Blocul logic și etajele de ieșire* formează impulsuri rectangulare de durată  $t_p$  și le furnizează la cele două ieșiri ale integratului, pinul 14 respectiv pinul 10. Se obțin astfel, la pinul 14, impulsuri de aprindere sincronizate cu alternanța pozitivă, iar la pinul 10 impulsuri de aprindere sincronizate cu alternanța negativă.

Deoarece ieșirile sunt de tip "colector în gol" pentru apariția impulsurilor este necesară conectarea rezistențelor  $R_7$  și  $R_8$  ca în Fig. 2.39 la tensiunea de alimentare a integratului. În ceea ce privește modul de utilizare al circuitului

integrat, putem spune că acesta poate să comande direct circuitul poartă-catod al unui tiristor, dar, de cele mai multe ori, pentru o funcționare eficientă, se impune să se realizeze o separare galvanică a acestuia de tiristor.

Izolarea galvanică implică o separare a circuitului de comandă de poarta tiristorului, cât și a circuitului de sincronizare, izolarea realizându-se de cele mai multe ori cu ajutorul transformatoarelor de impulsuri sau optocuplare. În final, menționăm că pentru comanda tiristoarelor (triacurilor), există o gamă destul de mare de circuite de comandă specializate, dar bineînțeles, folosirea lor în aplicații rămâne la latitudinea fiecărui utilizator.

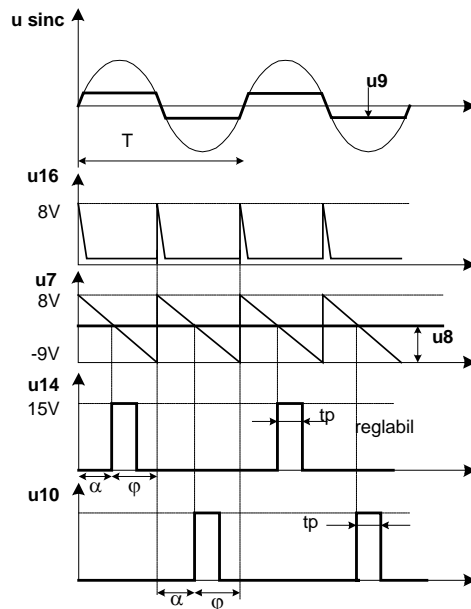


Fig. 2.40. Formele de undă la pinii integratului.