

**UNIVERSITATEA TEHNICĂ A MOLDOVEI**  
**Departamentul Inginerie Electrică**

# **ELECTRONICA DE PUTERE**



**Chișinău**  
**2018**

## REDRESOARE MONOFAZATE NECOMANDATE

## 1.1. Noțiuni generale

**Redresor** este convertorul care transformă curentul alternativ (c.a.) în curent continuu (c.c.).

Schema-bloc a redresorului este reprezentată în figura 1.1. Elementele principale ale redresorului sunt:

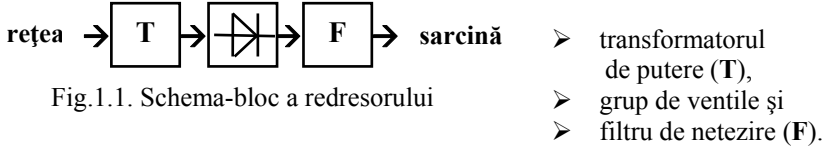


Fig.1.1. Schema-bloc a redresorului

De asemenea, redresorul poate fi echipat cu elemente sau circuite suplimentare, care servesc pentru:

- reglarea tensiunii redresate,
- conectare - deconectare,
- protecție,
- măsurarea mărimilor de intrare, ieșire și intermediare etc.

Redresoarele se pot clasifica:

- ☞ după **numărul de faze**:
  - monofazate,
  - polifazate (2 faze, 3 faze etc.);
- ☞ după **tipul ventilelor**:
  - necomandate,
  - comandate,
  - semicomandate;
- ☞ după **forma undelor pe sarcină**:
  - monoalternanță,
  - dublă alternanță;
- ☞ după **conexiunea ventilelor**:
  - cu fir neutru;
  - în punte,
  - cu multiplicare;

**Parametrii principali** ai redresoarelor sunt:

- ✓ tensiunea redresată  $U_d$ ,
- ✓ curentul redresat  $I_d$ ,
- ✓ puterea redresată  $P_d$ ,
- ✓ randamentul  $\eta$
- ✓ factorul undulațiilor (pulsățiilor):

$$k_p = \frac{\sum_{i=1}^{\infty} U_{im}}{U_d}, \quad (1.1)$$

unde  $U_{im}$  este amplitudinea armonicii de ordinul  $i$  a tensiunii de ieșire.

### 1.2. Redresor monofazat monoalternanță

La analiza funcționării redresoarelor, în primă aproximație, vom considera ventilul și transformatorul ideale, sarcina rezistivă, iar tensiunea din rețea  $u_1$  (deci și  $u_2$ ) va fi sinusoidală:

$$u_1 = U_{1m} \sin \omega t, \quad (1.2a)$$

$$u_2 = U_{2m} \sin \omega t. \quad (1.2b)$$

Schema și formele de undă sunt reprezentate în fig.1.2. În timpul alternanței pozitive a tensiunii  $u_2$  ventilul **VD** este polarizat direct, căderea de tensiune pe ventil va fi nulă și toată tensiunea de pe secundarul transformatorului  $u_2$  cade pe sarcină, iar prin ventil și sarcină curge curentul  $i_d$ .

În timpul alternanței negative a tensiunii  $u_2$  dioda este blocată, curentul prin ea este nul și toată tensiunea  $u_2$  cade pe diodă, iar curentul prin sarcină și tensiunea pe ea vor fi nule.

Prin urmare, tensiunea medie redresată (pe sarcină) va fi:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_2 d(\alpha t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin(\alpha t) d(\alpha t) = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2. \quad (1.3)$$

Adică, pentru a căpăta tensiunea  $U_d$  pe sarcină va trebui ca:

$$U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d. \quad (1.4)$$

Valoarea maximală a tensiunii pe ventil va fi determinată de amplitudinea tensiunii secundare:

$$U_{RRM} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2 = \frac{\pi}{2} U_d. \quad (1.5)$$

Factorul undulațiilor  $k_p = 1,57$ .

Frecvența undulațiilor coincide cu frecvența c.a. din rețea  $f_p = f_r$ .

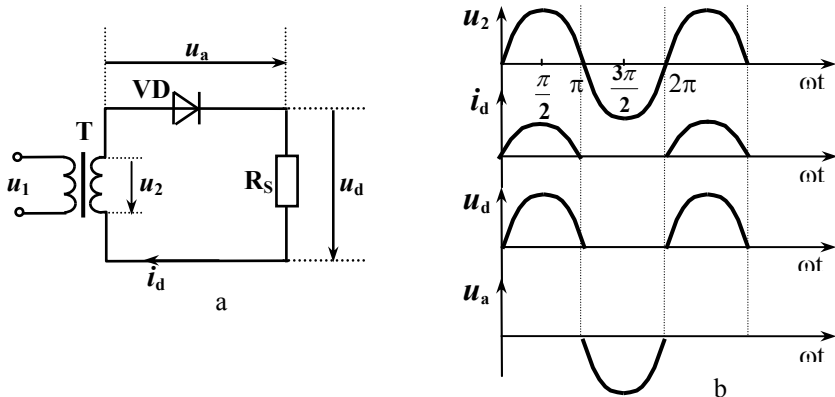
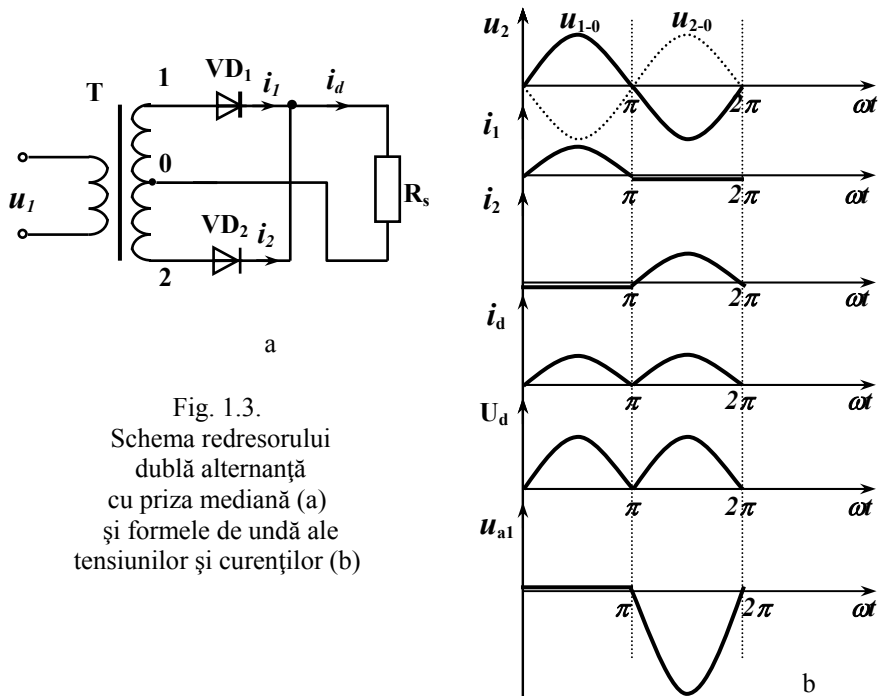


Fig.1.2 Schema redresorului monoalternanță (a) și formele de undă ale tensiunilor și curentului (b)

### 1.3.Redresor monofazat dublă alternanță cu priza mediană

Schema și formele de undă sunt reprezentate în fig. 1.3. Tensiunile secundarului sunt în antifază  $u_{1-0} = -u_{2-0} = u_2$ . (1.6.)



În timpul alternanței pozitive a tensiunii  $u_2$  ( $\omega t = 0 \div \pi$ ) ventilul  $VD_1$  este polarizat direct, iar ventilul  $VD_2$  este blocat. Căderea de tensiune pe ventilul  $VD_1$  va fi nulă și tensiunea  $u_2$  cade pe sarcină, iar pe  $VD_2$  cade tensiune dublă  $2u_2$ . Prin  $VD_1$  și sarcină curge curentul  $i_1 = i_d$ .

În timpul alternanței următoare ( $\omega t = \pi \div 2\pi$ ) tensiunile  $u_{1-0}$  și  $u_{2-0}$  își schimbă polaritatea. Ventilul  $VD_2$  este polarizat direct, iar ventilul  $VD_1$  este blocat. Căderea de tensiune pe ventilul  $VD_2$  va fi nulă și tensiunea  $U_2$  cade pe sarcină, iar pe  $VD_1$  cade tensiunea dublă  $2u_2$ . Prin  $VD_2$  și sarcină curge curentul  $i_2 = i_d$ .

Prin urmare, tensiunea medie redresată (pe sarcină) va fi:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2U_{2m}}{\pi} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2. \quad (1.7)$$

De unde rezultă, că pentru a căpăta tensiunea  $U_d$  pe sarcină va trebui ca:

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d. \quad (1.8)$$

Valoarea maximală a tensiunii pe ventil va fi determinată de dubla amplitudine a tensiunii secundare:

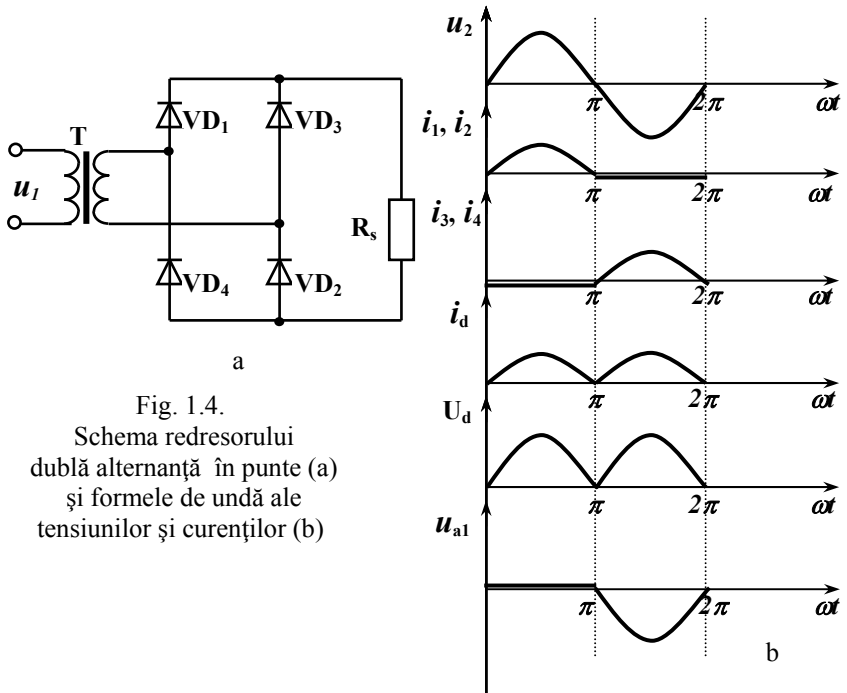
$$U_{RRM} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2 = \pi U_d. \quad (1.19)$$

Factorul undulațiilor  $k_p=0,67$ , iar frecvența undulațiilor este dublă față de cea din rețea  $f_p=2f_r$ . Deoarece ventilele sunt identice, curentul mediu prin ventil va fi:

$$I_a=I_d/2. \quad (1.20)$$

#### 1.4. Redresor monofazat dublă alternanță în punte

Schema și formele de undă sunt reprezentate în fig. 1.4.



În timpul alternanței pozitive a tensiunii  $u_2$  ( $\omega t=0 \div \pi$ ) ventilele  $VD_1$  și  $VD_2$  sunt polarizate direct, iar ventilele  $VD_3$  și  $VD_4$  sunt blocate. Căderea de tensiune pe ventilele  $VD_1$  și  $VD_2$  va fi nulă și tensiunea  $u_2$  cade pe sarcină, iar pe fiecare din ventilele  $VD_3$  și  $VD_4$  cade tensiunea  $u_2$ . Prin  $VD_1$ , sarcină și  $VD_2$  curge curentul  $i_1=i_2=i_d$ .

În timpul alternanței următoare ( $\omega t=\pi \div 2\pi$ ) tensiunea  $u_2$  își schimbă polaritatea. Ventilele  $VD_3$  și  $VD_4$  sunt polarizate direct, iar ventilele  $VD_1$  și  $VD_2$  sunt blocate. Căderea de tensiune pe ventilele  $VD_3$  și  $VD_4$  va fi nulă și tensiunea  $u_2$  cade pe sarcină, iar pe fiecare din ventilele  $VD_1$  și  $VD_2$  cade tensiunea  $u_2$ . Prin  $VD_3$ , sarcină și  $VD_4$  curge curentul  $i_3=i_4=i_d$ .

Toate expresiile analitice deduse pentru circuitul cu priză mediană sunt valabile și în acest caz, cu excepția expresiei (1.19), deoarece tensiunea pe ventil nu este dublată în comparație cu cea pe sarcină:

$$U_{RRM} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2}U_d, \quad (1.21)$$

### 1.5. Filtre de netezire

Deoarece tensiunea redresată conține componente alternative (armonici), pentru îmbunătățirea calității tensiunii sau curentului redresat sunt folosite **filtrele de netezire**. Filtrele de netezire sunt formate în baza elementelor reactive (condensatoare sau bobine). Aceste elemente au rezistență în c.c. (condensatorul - mare și, respectiv, bobina - mică) complet contrar deosebită de reactanța sa (mică și, respectiv, mare). Aceste proprietăți ale elementelor reactive sunt folosite la formarea filtrelor de netezire: condensatorul este conectat în paralel, iar droselul - în serie cu sarcina (fig. 1.5).

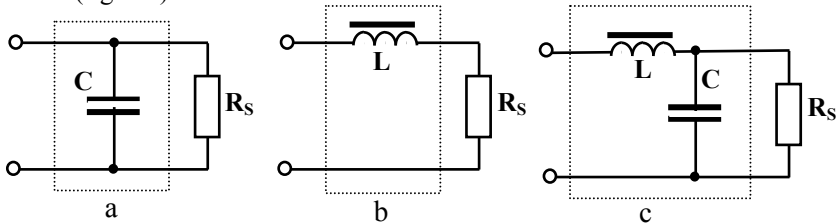


Fig.1.5. Schemele filtrelor de netezire elementare  
a - capacitiv, b - inductiv, c - mixt

Filtrul capacitiv șuntează componenta alternativă și, cu acest scop, capacitatea trebuie să fie aleasă din condiția:

$$x_C \ll R_s, \text{ adică } \frac{1}{\omega_f C} \ll R_s \text{ și } C \gg \frac{1}{\omega_f R_s}, \quad (1.22)$$

unde  $\omega_f$  este armonica fundamentală a undulațiilor.

*Filtrele capacitive sunt folosite în cazul sarcinilor cu rezistență mare și curenților mici pentru netezirea undulațiilor tensiunii redresate.*

Filtrul inductiv formează condiții, când tensiunea de c.a. cade preponderent pe drosel, iar cea de c.c. - pe sarcină. Cu acest scop inductanța trebuie să fie aleasă din condiția:

$$x_L \gg R_s, \text{ adică } \omega_f L \gg R_s \text{ și } L \gg \frac{R_s}{\omega_f}. \quad (1.23)$$

*Filtrele inductive sunt folosite în cazul sarcinilor cu rezistență mică și curenților mari pentru netezirea undulațiilor curentului redresat.*

## 1.6. Funcționarea redresoarelor monofazate cu sarcină inductivă

Dacă la ieșirea redresorului vom avea mașină de curent continuu, releu, electromagnet, etc., sarcina va avea caracter inductiv. Datorită proceselor de înmagazinare a energiei în inductanță, adică întârzierii curentului față de tensiune, în cazurile, când sarcina are caracter inductiv sau rezistiv-inductiv, funcționarea redresorului este influențată de acest fenomen.

### 1.6.1. Redresor monoalternanță

Schema și formele de undă ale tensiunilor și curenților pentru acest caz sunt reprezentate în fig.1.6. În timpul creșterii tensiunii ( $\omega t=0\div\pi/2$ ) are loc înmagazinarea energiei în inductanță și curentul crește mai lent, iar în timpul scăderii tensiunii ( $\omega t=\pi/2\div\pi$ ) curentul continuă să crească. Curentul și crește, și scade mai lent ca tensiunea, și în momentul trecerii tensiunii prin zero curentul are încă o valoare pozitivă. Ventilul rămâne în stare de conducție atât timp, cât prin el curge curentul și pe sarcină în acest interval tensiunea este negativă.

Atunci, când energia înmagazinată în inductanță este epuizată, curentul scade la zero și ventilul este blocat. În continuare tensiunea de pe secundarul transformatorului cade pe ventil, iar tensiunea pe sarcină este aproape de zero. În așa mod, factorul undulațiilor crește odată cu creșterea inductanței din circuitul sarcinii.

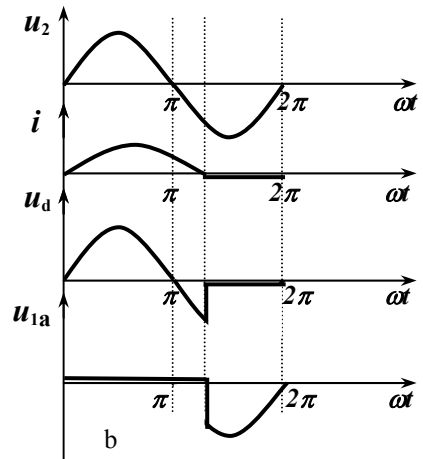
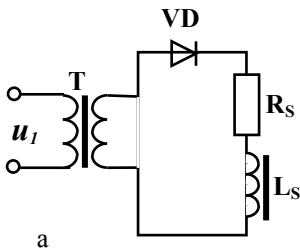


Fig. 1.6.  
Schema redresorului monoalternanță cu sarcină rezistiv-inductivă (a) și formele de undă ale tensiunilor și curenților (b)

## 1.6.2. Redresor dublă alternanță

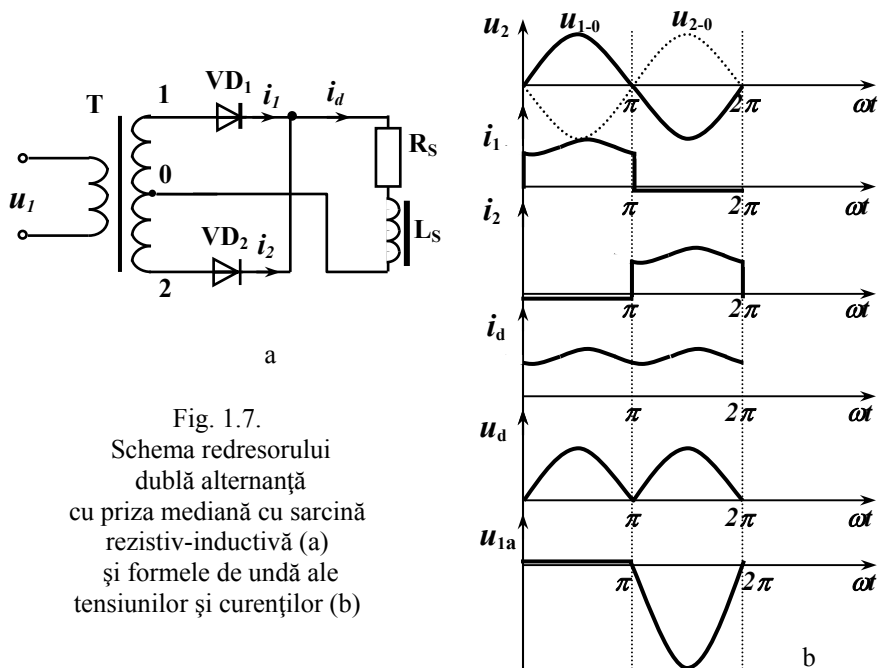
Schema și formele de undă pentru acest caz sunt reprezentate în fig.1.7. Deoarece în circuitul ventilelor inductanță nu este, comutarea curentului sarcinii de la o diodă la altă are loc în momentele de anulare a tensiunii din rețea. Formele de undă ale curenților prin ventile repetă forma curentului prin sarcină în intervalele respective, iar tensiunea pe ventile nu-și schimbă forma (în comparație cu cazul sarcinii rezistive). Ondulațiile curentului redresat sunt micșorate esențial, iar în cazul, când:

$$\omega_f L_S \geq (10 \div 12) R_S, \quad (1.24)$$

( $L_S \rightarrow \infty$ ) curentul prin sarcină poate fi considerat constant, iar formele de undă ale curenților prin ventile vor avea forma unor impulsuri dreptunghiulare.

## 1.7. Caracteristicile externe ale redresoarelor monofazate

Dacă va fi luat în considerație faptul, că elementele circuitului redresorului (transformatorul, ventilele etc.) nu sunt ideale și pe ele cade careva tensiune,



tensiunea redresată va fi cu atât mai mică, cu cât mai mare va fi curentul prin



sarcină. *Dependența tensiunii medii redresate de curentul redresat se numește caracteristică externă  $U_d=f(I_d)$ .*

↳ În cazul **redresorului fără filtru** la regim de mers în gol ( $I_d=0$ )  $U_{d0} \cong 0.9U_2$  (vezi expresia (1.8)) căderea de tensiune pe elementele circuitului  $\Delta U_d$  crește odată cu creșterea curentului redresat, iar tensiunea redresată scade liniar (vezi fig.1.8. curba 1):

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_d. \quad (1.25)$$

Panta caracteristicii externe este determinată preponderent de transformator: dacă rezistențele înfășurărilor sunt mari, panta caracteristicii externe, de asemenea, va fi mai mare.

↳ În cazul **redresorului cu filtru capacitiv** tensiunea de ieșire ( $U_d$ ) la mers în gol va fi determinată de amplitudinea tensiunii de pe secundarul transformatorului, deoarece condensatorul reușește să se încarce până la valoarea maximală a tensiunii și nu se descarcă în absența curentului prin sarcină:

$$U_{d0} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2. \quad (1.26)$$

La creșterea curentului  $I_d$  ( $I_d > 0$ )  $U_d$  se micșorează din două cauze:

- ✓ căderii de tensiune pe elementele circuitului și
- ✓ datorită faptului că condensatorul se descarcă prin sarcină.

Odată cu majorarea capacității filtrului, panta caracteristicii externe scade (vezi fig.1.8 curbele 2 și 3).

↳ În cazul **redresorului cu filtru mixt** (inductiv-capacitiv) caracteristica externă va avea două domenii (vezi fig.1.8 curba 4):

- ✓ în primul domeniu la curenții foarte mici pantă caracteristicii externe este abruptă,
- ✓ în domeniul doi la curenți de lucru pantă caracteristicii externe este lentă.

În domeniul doi panta caracteristicii externe va fi totuși mai mare ca în cazul fără filtru, datorită căderii suplimentare de tensiune pe rezistența ohmică a droselului filtrului.

În primul domeniu ( $I_d < I_{d.cr.}$ ) în funcționarea sarcinii apare regimul de curenți întrerupți. Inductanța  $L$  devine element al circuitului de încărcare a condensatorului de la secundar și tensiunea pe condensator crește analogic cu cazul filtrului capacitiv.

**!** Este **important** acest moment pentru a evita supratensiuni pe sarcină: **la curenți mici tensiunea va crește de 1,5 ori față de cazul fără filtru.**

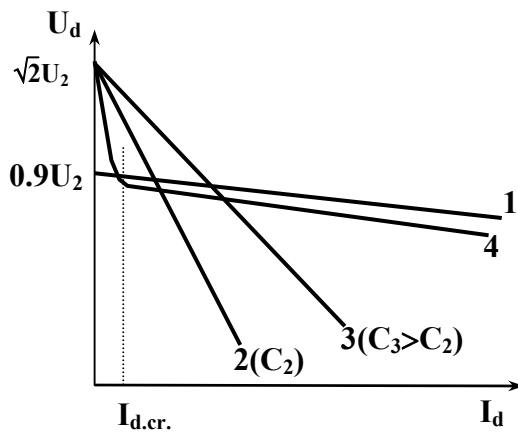


Fig.1.8. Caracteristicile externe

## 1.8. Multiplicatoare de tensiune

Atunci când este necesară obținerea unei tensiuni redresate înalte și nu este posibilă folosirea transformatorului de ridicare în acest scop sunt folosite circuitele redresoare cu multiplicarea tensiunii. În multiplicatoare în calitate de surse suplimentare temporale de tensiune sunt folosite condensatoare.

În figura 1.9. este prezentată schema circuitului redresor monoalternanță cu dublarea tensiunii.

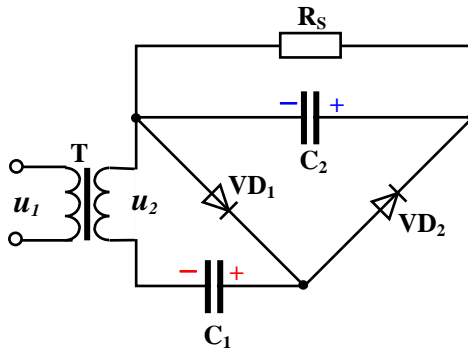


Fig. 1.9. Schema circuitului cu dublare monoalternanță

Funcționarea:

În timpul alternanței pozitive a tensiunii de pe secundarul transformatorului ventilul  $VD_1$  este în conducție, iar ventilul  $VD_2$  este blocat. Condensatorul  $C_1$  se încarcă de la secundarul transformatorului prin  $VD_1$  până la tensiunea  $U_{2m}$  cu polaritatea indicată pe schemă.

În timpul alternanței negative a tensiunii de pe secundarul transformatorului ventilul  $VD_2$  este în conducție, iar ventilul  $VD_1$  este blocat. Condensatorul  $C_2$  se încarcă de la secundarul transformatorului și tensiunea de pe armăturile condensatorului  $C_1$  prin  $VD_2$  până la tensiunea  $2U_{2m}$  cu polaritatea indicată pe schemă.

Pe sarcina  $R_S$  se aplică tensiunea de pe armăturile condensatorului  $C_2$  adică tensiunea dublă. În continuare, în timpul alternanțelor pozitive ale tensiunii de pe secundarul transformatorului condensatorul  $C_1$  își restabilește sarcina prin ventilul în conducție  $VD_1$ , iar în timpul alternanțelor negative ale tensiunii de pe secundarul transformatorului condensatorul  $C_2$  își restabilește sarcina prin ventilul în conducție  $VD_2$ .

În figura 1.10. este prezentată schema circuitului redresor dublă alternanță cu dublarea tensiunii.

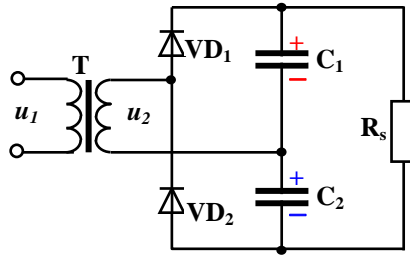


Fig. 1.10. Schema  
multiplicatorului cu dublare  
dublă alternanță

Funcționarea:

În timpul alternanței pozitive a tensiunii de pe secundarul transformatorului ventilul  $VD_1$  este în conducție, iar ventilul  $VD_2$  este blocat. Condensatorul  $C_1$  se încarcă de la secundarul transformatorului prin  $VD_1$  până la tensiunea  $U_{2m}$  cu polaritatea indicată pe schemă.

În timpul alternanței negative a tensiunii de pe secundarul transformatorului ventilul  $VD_2$  este în conducție, iar ventilul  $VD_1$  este blocat. Condensatorul  $C_2$  se încarcă de la secundarul transformatorului prin  $VD_2$  până la tensiunea  $U_{2m}$  cu polaritatea indicată pe schemă.

Pe sarcina  $R_s$  se aplică tensiunea globală (sumă) de pe armăturile condensatoarelor  $C_1$  și  $C_2$  adică tensiunea dublă ( $2U_{2m}$ ). În continuare, în timpul alternanțelor pozitive ale tensiunii de pe secundarul transformatorului condensatorul  $C_1$  își restabilește sarcina prin ventilul în conducție  $VD_1$ , iar în timpul alternanțelor negative ale tensiunii de pe secundarul transformatorului condensatorul  $C_2$  își restabilește sarcina prin ventilul în conducție  $VD_2$ .

În figura 1.11. este prezentată schema circuitului redresor circuitului monoalternanță cu triplarea tensiunii. Prin adăugarea unui grup constituit dintr-o diodă și un condensator ( $VD_3$  și  $C_3$ ) factorul de multiplicare a tensiunii în circuit este majorată cu o unitate.

Circuitele redresoare cu multiplicarea tensiunii sunt folosite pentru aplicarea tensiunilor înalte pe sarcini cu rezistență mare și curenți mici (sarcină electrică mică), de exemplu, pentru formarea tensiunilor înalte electrostatice.

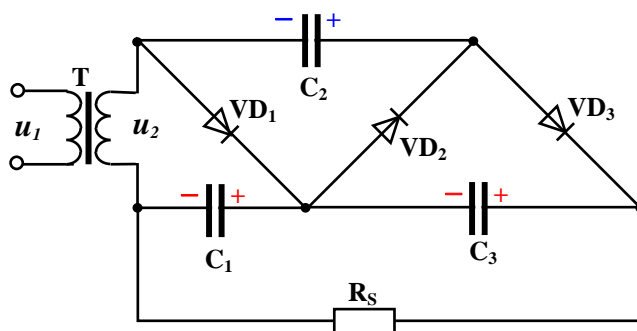


Fig. 1.11. Schema circuitului cu triplare monoalternanță

## REDRESOARE TRIFAZATE NECOMANDATE

## 1.1. Noțiuni generale

În cazul puterilor solicitate mari de curent continuu (peste câțiva kW) sunt utilizate redresoare polifazate, care prezintă față de cele monofazate o serie de **avantaje**:

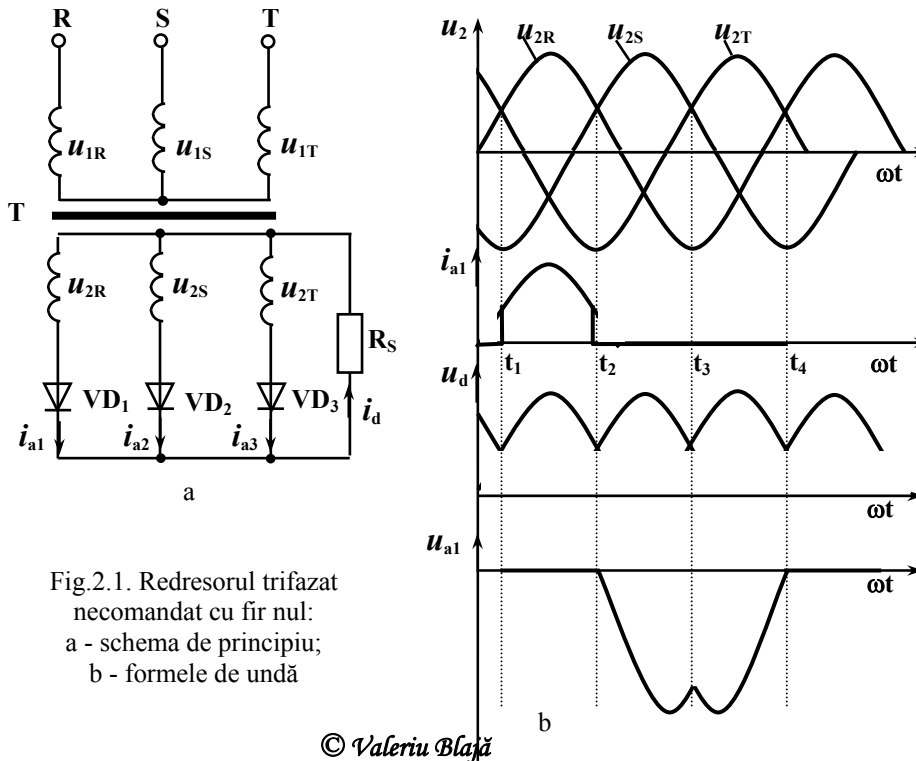
- ↳ o încărcare mai uniformă a rețelei de alimentare, care în mod obișnuit este trifazată,
- ↳ tensiunea redresată este de o calitate mai înaltă (cu ondulații de valoare redusă) și, prin urmare, factorul de ondulație este mai mic, fapt care conduce la posibilitatea utilizării unor filtre de netezire mai simple și mai ieftine;
- ↳ utilizarea mai bună a transformatoarelor de alimentare pentru aceeași putere impusă.

După conexiunea ventilelor se deosebesc două tipuri de redresoare trifazate:

- ✓ cu fir nul,
- ✓ în punte.

## 1.2. Redresorul trifazat cu fir nul

Schema de principiu a redresorului trifazat necomandat cu fir nul și formele de undă sunt reprezentate în figura 2.1.



În cazul redresorului trifazat cu fir nul înfășurările secundare ale transformatorului sunt conectate în stea. În circuitul fiecărei faze a secundarului este conectat câte un ventil ( $VD_1, VD_2, VD_3$ ), iar sarcina este conectată în circuitul firului nul.

La un moment considerat de timp conduce numai o singură diodă, și anume cea, care are anodul cu potențialul cel mai ridicat față de firul nul, ales ca referință.

Presupunând că dioda este ideală, în conducție fiind scurtcircuit, catodii celorlalte două diode se vor găsi la un potențial mai ridicat în schemă, fiind polarizate invers și blocate. Condiția curentului se transferă succesiv pe diode astfel încât tensiunea redresată  $u_d$ , reprezintă porțiunile maxime ale tensiunilor de fază ale secundarului transformatorului. Curentul în sarcină este format de curenții diodelor și are permanent același sens. Prin urmare:

$$i_d = i_{a1} + i_{a2} + i_{a3}. \quad (2.1)$$

În intervalul de timp  $t_1-t_2$  maximală este tensiunea fazei  $R - u_{2R}$ . Prin urmare, potențialul anodului ventilului  $VD_1$  este maximal în circuit și  $VD_1$  este în conducție. Curentul curge prin  $VD_1$  și sarcina  $R_S$ , iar pe sarcină este aplicată tensiunea  $u_{2R}$ . Celelalte două ventile sunt blocate, deoarece pe catodii lor este aplicată tensiunea înaltă  $u_{2R}$ , și pe fiecare din ele se aplică tensiunea de linie respectivă: pe  $VD_2 - u_{2SR}$ , iar pe  $VD_3 - u_{2TR}$ .

În intervalul de timp  $t_2-t_3$  maximală este tensiunea fazei  $S - u_{2S}$ . Prin urmare, potențialul anodului ventilului  $VD_2$  este maximal în circuit și  $VD_2$  este în conducție. Curentul curge prin  $VD_2$  și sarcina  $R_S$ , iar pe sarcină este aplicată tensiunea  $u_{2S}$ . Celelalte două ventile sunt blocate, deoarece pe catodii lor este aplicată tensiunea înaltă  $u_{2S}$ , și pe fiecare din ele se aplică tensiunea de linie respectivă: pe  $VD_1 - u_{2RS}$ , iar pe  $VD_3 - u_{2TS}$ .

În intervalul de timp  $t_3-t_4$  maximală este tensiunea fazei  $T - u_{2T}$ . Prin urmare, potențialul anodului ventilului  $VD_3$  este maximal în circuit și  $VD_3$  este în conducție. Curentul curge prin  $VD_3$  și sarcina  $R_S$ , iar pe sarcină este aplicată tensiunea  $u_{2T}$ . Celelalte două ventile sunt blocate, deoarece pe catodii lor este aplicată tensiunea înaltă  $u_{2T}$ , și pe fiecare din ele se aplică tensiunea de linie respectivă: pe  $VD_1 - u_{2RT}$ , iar pe  $VD_2 - u_{2ST}$ .

Momentele  $t_1, t_2, t_3$ , etc. se numesc momente de comutație naturală.

Valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$U_d = \frac{2}{\frac{2\pi}{3}} \int_0^{\frac{\pi}{3}} U_{2m} \cos(\omega t) d(\omega t) = U_{2m} \frac{\sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} = \frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}} U_2 \approx 1,17U_2. \quad (2.2)$$

Valoarea maximală a tensiunii pe ventil va fi determinată de amplitudinea tensiunii de linie:

$$U_{RRM} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_2 = \sqrt{6}U_2, \quad (2.3)$$

Factorul undulațiilor  $k_p=0.25$ , iar frecvența undulațiilor este de trei ori mai mare față de cea din rețea  $f_p=3f_r$ .



### 1.3. Redresorul trifazat în punte

Schema de principiu a redresorului trifazat necomandat în punte și formele de undă sunt reprezentate în figura 2.2.

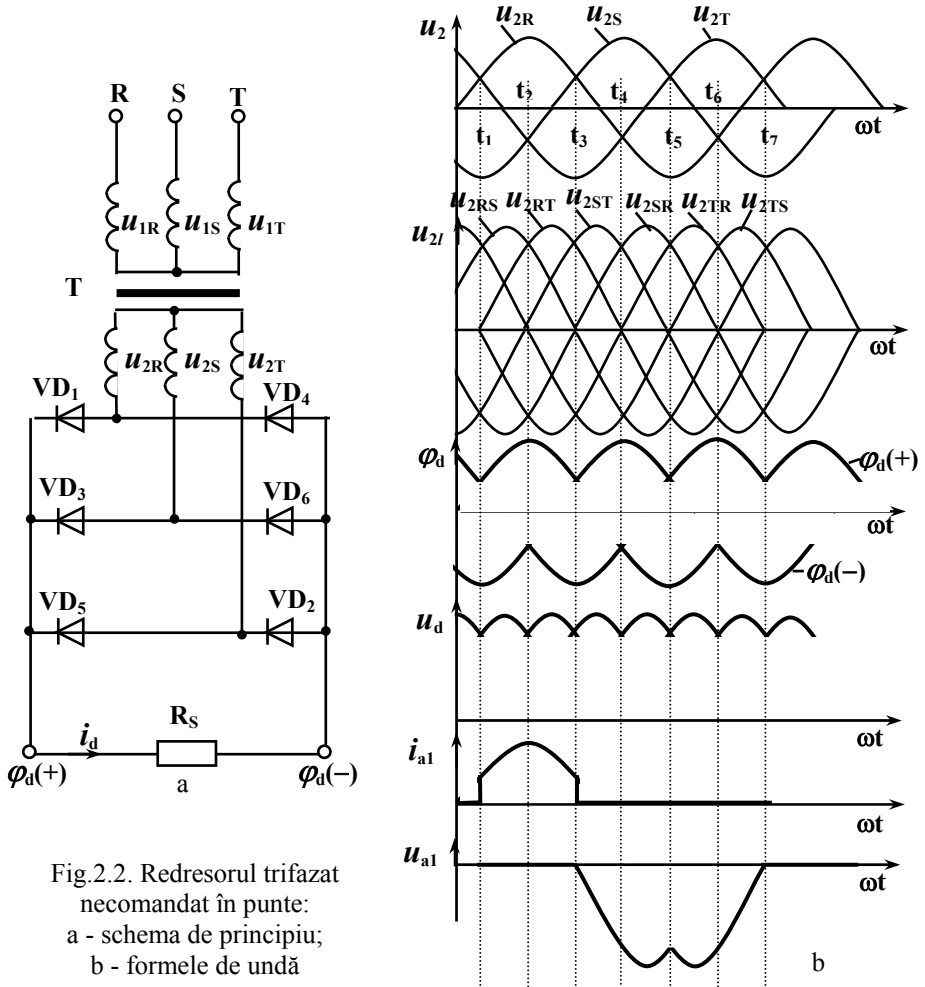


Fig.2.2. Redresorul trifazat necomandat în punte:  
 a - schema de principiu;  
 b - formele de undă

În cazul redresorului trifazat în punte înfășurările secundare ale transformatorului pot fi conectate atât în stea, cât și în triunghi. Circuitul redresorului trifazat în punte este format din două grupuri de ventile: **grupul anodic** și **grupul catodic**. În grupul catodic sunt incluse ventilele, care au catozii legați împreună:  $VD_1$ ,  $VD_3$  și  $VD_5$ ; iar în grupul anodic sunt incluse ventilele, care au anozii legați împreună:  $VD_2$ ,  $VD_4$  și  $VD_6$ . Sarcina este conectată între aceste două puncte, care formează, respectiv, **borna pozitivă** a sarcinii, adică punctul comun al grupului catodic, și **borna negativă** a sarcinii, adică punctul comun al grupului anodic.

În orice moment considerat de timp conduce numai o singură diodă din fiecare grup de ventile. În grupul catodic conduce ventilul, care are la moment anodul cu potențialul cel mai ridicat, iar în grupul anodic conduce ventilul, care are la moment catodul cu potențialul cel mai mic.

Presupunând că dioda este ideală, în conducție fiind scurtcircuit, catozii celorlalte două diode din grup se vor găsi la un potențial mai ridicat în schemă, fiind polarizate invers și blocate. Prin urmare, potențialul bornei pozitive a sarcinii  $\varphi_d(+)$  va fi determinat de porțiunile maxime ale tensiunilor de fază ale secundarului transformatorului, iar potențialul bornei negative a sarcinii  $\varphi_d(-)$  va fi determinat de porțiunile minime ale tensiunilor de fază ale secundarului transformatorului.

Tensiunea redresată este diferența acestor potențiale:

$$u_d = \varphi_d(+) - \varphi_d(-), \quad (2.4)$$

și reprezintă porțiunile maxime ale tensiunilor de linie.

În intervalul de timp  $t_1-t_2$  maximală este tensiunea fazei  $R - u_{2R}$ , iar minimală este tensiunea fazei  $S - u_{2S}$ . Prin urmare, potențialul anodului ventilului  $VD_1$  este maximal în grupul catodic și  $VD_1$  este în conducție, iar potențialul catodului ventilului  $VD_6$  este minimal în grupul anodic și  $VD_6$  este în conducție. Curentul curge prin  $VD_1$ , sarcina  $R_S$  și  $VD_6$ . Potențialul bornei pozitive a sarcinii  $\varphi_d(+)$  este determinat de tensiunea  $u_{2R}$ , iar potențialul bornei negative a sarcinii  $\varphi_d(-)$  este determinat de tensiunea  $u_{2S}$ . Pe sarcină este aplicată tensiunea de linie  $u_{2RS}$ . Celelalte două ventile din grupul catodic sunt blocate, deoarece pe catozii lor este aplicată tensiunea înaltă  $u_{2R}$ , și pe fiecare din ele se aplică tensiunea de linie respectivă: pe  $VD_3 - u_{2SR}$ , iar pe  $VD_5 - u_{2TR}$ . Alte două ventile din grupul anodic sunt blocate, deoarece pe anozii lor este aplicată tensiunea negativă  $u_{2S}$ , și pe fiecare din ele se aplică tensiunea de linie respectivă: pe  $VD_2 - u_{2ST}$ , iar pe  $VD_4 - u_{2SR}$ .

În intervalul de timp  $t_2-t_3$  maximală rămâne tensiunea fazei  $R - u_{2R}$ , iar minimală devine tensiunea fazei  $T - u_{2T}$ . Prin urmare, potențialul anodului ventilului  $VD_1$  este maximal în grupul catodic și  $VD_1$  este în conducție, iar potențialul catodului ventilului  $VD_2$  este minimal în grupul anodic și  $VD_2$  este în

conducție. Curentul curge prin  $VD_1$ , sarcina  $R_S$  și  $VD_2$ . Potențialul bornei pozitive a sarcinii  $\varphi_d(+)$  este determinat de tensiunea  $u_{2R}$ , iar potențialul bornei negative a sarcinii  $\varphi_d(-)$  este determinat de tensiunea  $u_{2T}$ . Pe sarcină este aplicată tensiunea de linie  $u_{2RT}$ . Celelalte două ventile din grupul catodic sunt blocate, deoarece pe catodii lor este aplicată tensiunea înaltă  $u_{2R}$ , și pe fiecare din ele se aplică tensiunea de linie respectivă: pe  $VD_3 - u_{2SR}$ , iar pe  $VD_5 - u_{2TR}$ . Alte două ventile din grupul anodic sunt blocate, deoarece pe anozii lor este aplicată tensiunea negativă  $u_{2T}$ , și pe fiecare din ele se aplică tensiunea de linie respectivă: pe  $VD_4 - u_{2TR}$ , iar pe  $VD_6 - u_{2TS}$ .

Analogic poate fi urmărită funcționarea redresorului și în următoarele intervale de timp:  $t_3-t_4$ ,  $t_4-t_5$ ,  $t_5-t_6$ ,  $t_6-t_7$  etc.

Momentele  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $t_4$ ,  $t_5$ ,  $t_6$ , etc. se numesc momente de comutație naturală.

Valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$U_d = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} U_{2ml} \cos(\omega t) d(\omega t) = U_{2ml} \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{6}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \approx 2,34 U_2. \quad (2.5)$$

Valoarea maximală a tensiunii pe ventil va fi determinată de amplitudinea tensiunii de linie:

$$U_{RRM} = \sqrt{3}\sqrt{2}U_2 = \sqrt{6}U_2. \quad (2.6)$$

Factorul undulațiilor  $k_p=0.057$ , iar frecvența undulațiilor este de șase ori mai mare față de cea din rețea  $f_p=6f_r$

#### 1.4. Conexiunile redresoarelor

În cazurile puterilor solicitate mai mari ca puterea nominală (maxim admisibilă) a redresoarelor disponibile sunt folosite două sau mai multe redresoare conectate serie sau derivație la o sarcină unică. De asemenea, este folosită conexiunea redresoarelor comandate în cazul convertoarelor reversibile și cicloconvertoarelor. Conexiunea serie este folosită în cazul unor tensiuni mai mari, deoarece tensiunea pe sarcină este formată de suma tensiunilor redresoarelor în parte, iar conexiunea derivație este folosită în cazul unor curenți mai mari, deoarece curentul sarcinii este format din suma curenților redresoarelor în parte.

Conexiunea serie a redresoarelor cu fir nul este reprezentată în fig.2.3, iar în fig.2.4 este reprezentată schema conexiunii derivație a redresoarelor cu fir nul.

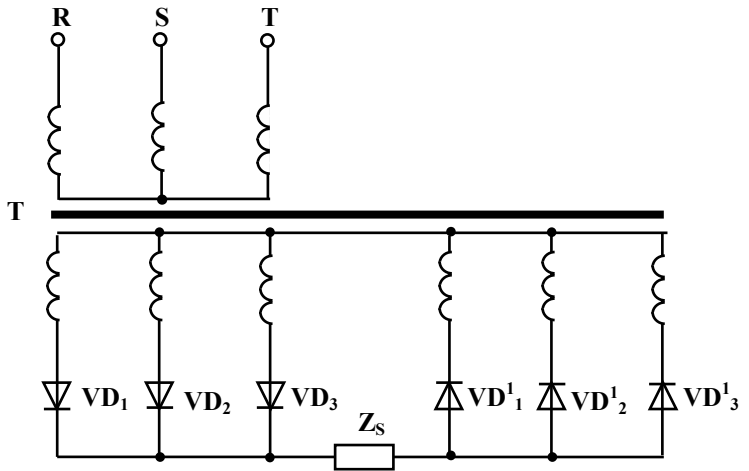


Fig.2.3. Conexiunea serie a redresoarelor trifazate cu fir nul

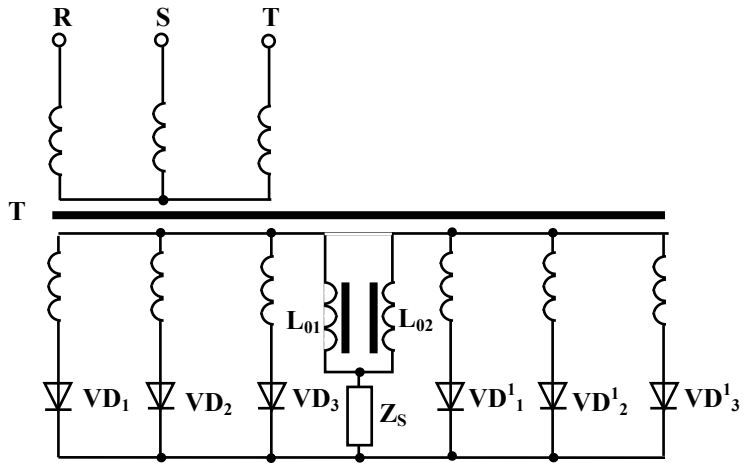


Fig.2.4. Conexiunea derivație a redresoarelor trifazate cu fir nul

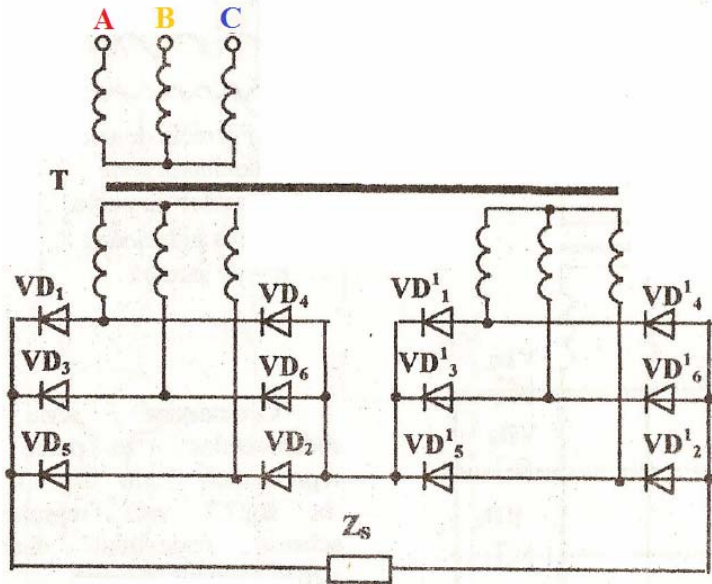


Fig.2.5. The scheme of series connection of bridge rectifiers

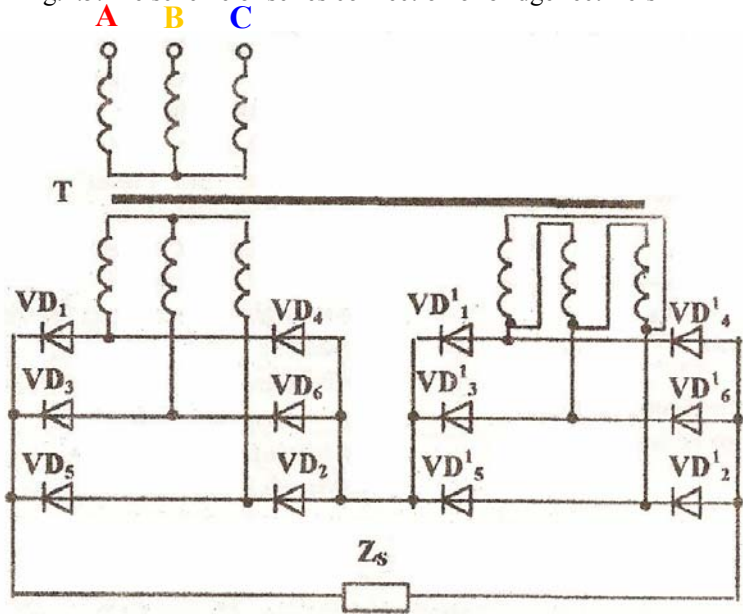


Fig.2.6. The scheme of series connection of bridge rectifiers

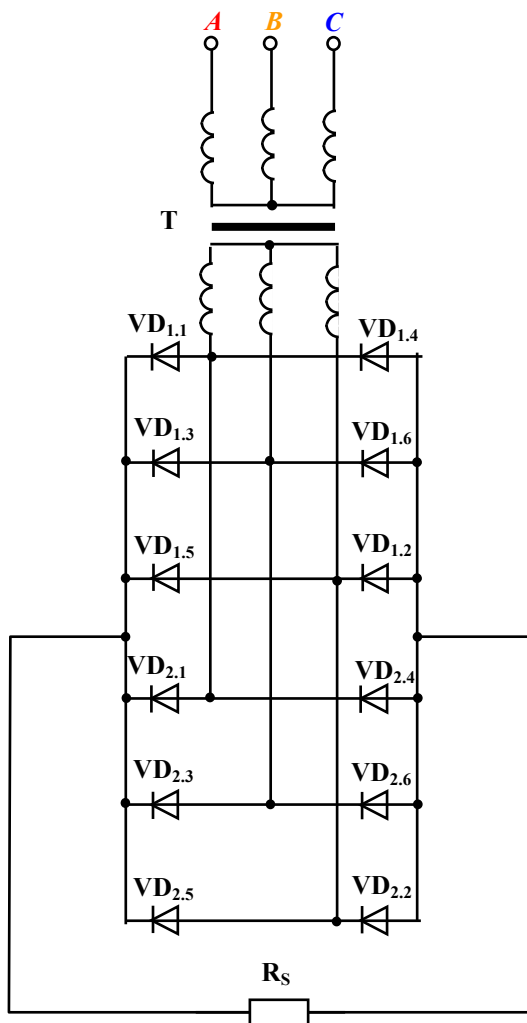


Fig.2.7.The scheme of parallel connection of bridge rectifiers

Pentru îmbunătățirea calității tensiunii redresate poate fi folosită schema reprezentată în fig.2.5 b, în care înfășurările secundare ale unui redresor sunt conectate în stea, iar înfășurările secundare ale altui redresor sunt conectate în triunghi. În acest caz tensiunile secundare în cele două redresoare sunt reciproc defazate cu  $30^0$  și, prin urmare, tensiunea redresată obținută pe sarcină ca suma tensiunilor redresate de cele două redresoare va avea frecvența undulațiilor de 12 ori mai mare ca frecvența curentului alternativ din rețeaua de alimentare și calitatea mult mai înaltă ca în cazul fiecărui redresor separat (vezi fig.2.6).

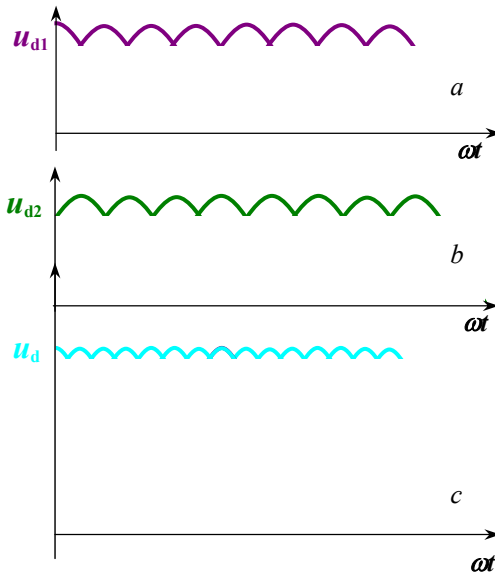


Fig.2.8. Formele de undă ale tensiunilor redresate la conexiunea serie stea-triunghi:  $a, b$  – de la fiecare punte,  $c$  – pe sarcină

## REDRESOARE MONOFAZATE COMANDATE

## 1.1. Noțiuni generale

Pentru reglarea valorii tensiunii redresate  $U_d$  în redresoarele comandate și semicomandate este folosită metoda de comandă impuls-fază, care presupune amorsarea ventilelor cu o întârziere față de momentele de comutare naturală. Durata întârzierii este determinată de unghiul de comandă  $\alpha$ . Cu acest scop în redresoarele comandate în calitate de ventile sunt folosite tiristoare.

## 3.3. Redresor monofazat comandat dublă alternanță cu priza mediană

## 3.3.1. Sarcină rezistivă

Schema și formele de undă sunt reprezentate în fig. 3.1. Tensiunile secundarului sunt în antifază

$$u_{1,0} = -u_{2,0} = u_2 \quad (3.1)$$

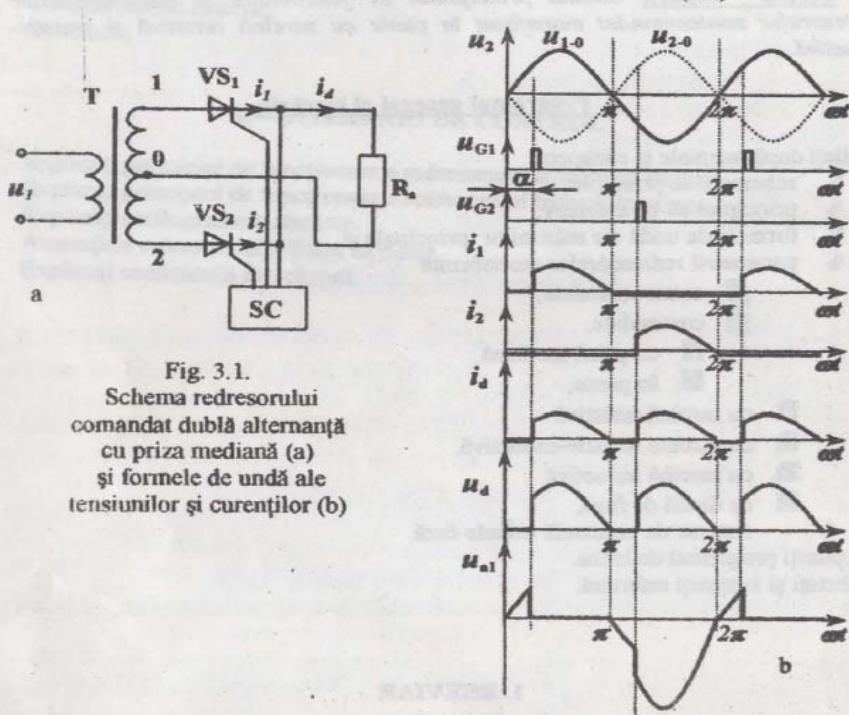


Fig. 3.1.  
Schema redresorului  
comandat dublă alternanță  
cu priza mediană (a)  
și formele de undă ale  
tensiunilor și curenților (b)

În timpul alternanței pozitive a tensiunii  $u_2$  ( $\omega t = 0 + \pi$ ) ventilul  $VS_1$  este polarizat direct, iar ventilul  $VS_2$  este polarizat invers. În intervalul  $\omega t = 0 + \alpha$  ambele ventile rămân blocate, curenții prin ventile și prin sarcină și tensiunea pe sarcină sunt nule. Considerând impedanțele ventilelor blocate sub tensiune pozitivă și negativă egale, vom avea tensiune de aceeași valoare pe ambele ventile.

În momentul  $\omega t = \alpha$  de la sistemul de comandă (SC) pe grila tiristorului  $VS_1$  se aplică un impuls de comandă, care amorsează tiristorul  $VS_1$ . Căderea de tensiune pe ventilul  $VS_1$  va fi nulă și tensiunea  $u_{1,0}$  (pozitivă) cade pe sarcină, iar pe  $VS_2$  cade



tensiune dublă  $2u_2$ . Prin  $VS_1$  și sarcină curge curentul  $i_1=i_d$ . La momentul  $\omega t=\pi$  tensiunea pe secundarul transformatorului  $u_{1,0}$  devine negativă și tiristorul  $VS_1$  este blocat, iar curentul sarcinii și tensiunea pe sarcină devin nule.

În momentul  $\omega t=\pi+\alpha$  de la sistema de comandă (SC) pe grila tiristorului  $VS_2$  se aplică un impuls de comandă, care amorsează tiristorul  $VS_2$ . Căderea de tensiune pe ventilul  $VS_2$  va fi nulă și tensiunea  $u_{2,1}$  (pozitivă) cade pe sarcină, iar pe  $VS_1$  cade tensiune dublă  $2u_2$ . Prin  $VS_2$  și sarcină curge curentul  $i_2=i_d$ . La momentul  $\omega t=2\pi$  tensiunea pe secundarul transformatorului  $u_{2,0}$  devine negativă și tiristorul  $VS_2$  este blocat, iar curentul sarcinii și tensiunea pe sarcină devin nule.

Cum s-a menționat, particularitatea principală a redresorului comandat este posibilitatea reglării valorii medii a tensiunii redresate. După cum este reprezentat în fig. 3.2., la unghiul de comandă  $\alpha=0$  (vezi fig.3.2.a) forma tensiunii redresate este identică cu cazul redresorului necomandat și valoarea ei medie este maximală:

$$U_{d0} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2. \tag{3.2}$$

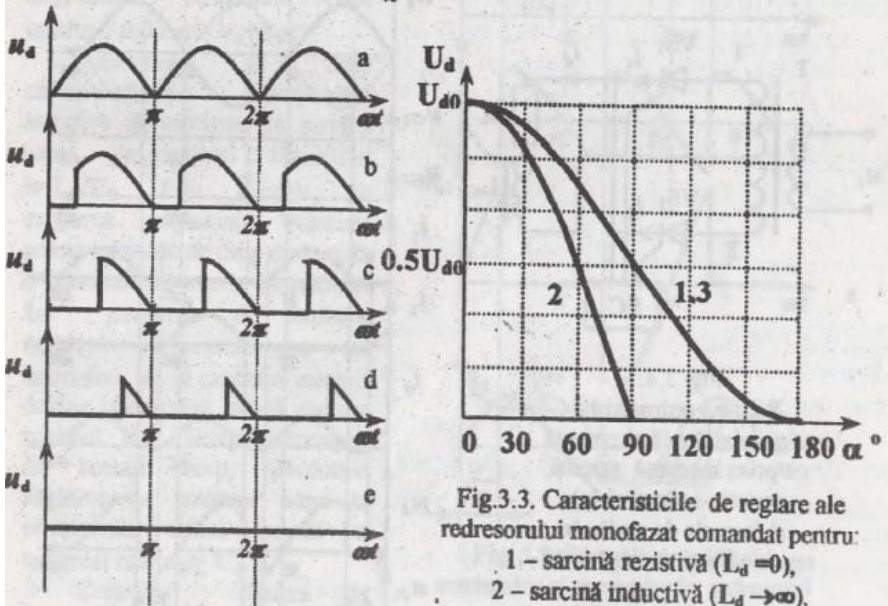


Fig. 3.2. Formele de undă ale tensiunii redresate pentru:

- a -  $0 < \alpha < \pi/2$ ,    b -  $\alpha = \pi/2$ ,
- c -  $\pi/2 < \alpha < \pi$ ,    d -  $\alpha = \pi$

Fig.3.3. Caracteristicile de reglare ale redresorului monofazat comandat pentru:

- 1 - sarcină rezistivă ( $L_d=0$ ),
- 2 - sarcină inductivă ( $L_d \rightarrow \infty$ ),
- 3 - sarcină inductivă ( $L_d \rightarrow \infty$ )  
cu diodă de fugă.

La unghiul de comandă  $\alpha = \pi$  (vezi fig. 3.2.e) forma tensiunii redresate se reduce la o dreaptă orizontală și valoarea ei medie este nulă (minimală).

Prin urmare, la schimbarea valorii unghiului de comandă de la 0 la  $\pi$  valoarea medie a tensiunii redresate va varia de la  $0,9U_2$  la 0.

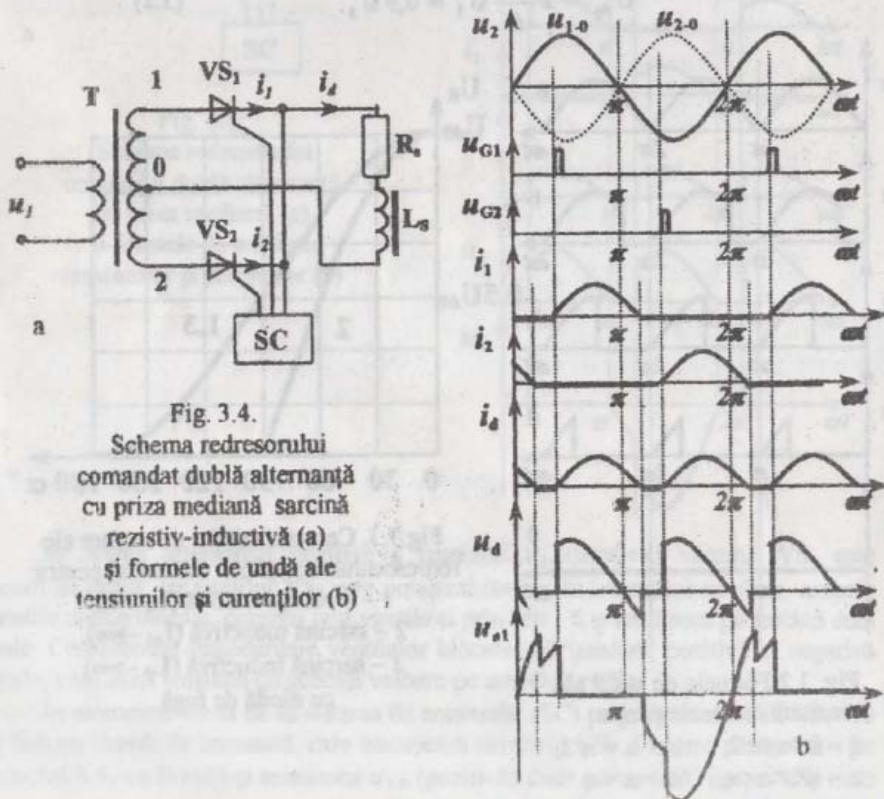
Dependența valorii tensiunii redresate  $U_d$  de valoarea unghiului de comandă  $\alpha$   $U_d = f(\alpha)$  se numește *caracteristică de reglare* a redresorului comandat:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = U_{\infty} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (3.3)$$

și forma ei, trasată conform expresiei (3.3), este reprezentată în fig. 3.3. (curba 1).

### 3.3.2. Sarcină rezistiv-inductivă

Schema și formele de undă sunt reprezentate în fig. 3.4. Caracterul inductiv al sarcinii schimbă formele de undă ale curentului sarcinii  $i_d = f(\omega t)$ , care nu mai repetă



forma tensiunii, spre deosebire de cazul sarcinii cu caracter rezistiv. După momentul amorsării tiristorului curentul  $i_d$  crește lent, datorită înmagazinării energiei în inductanță. La scăderea curentului energia este restituită și curentul continuă să curgă după schimbarea polarității (din pozitivă în negativă) tensiunii de pe secundarul transformatorului și ventilul respectiv rămâne în conducție, până energia este epuizată și curentul scade la zero. Acest fenomen aduce la apariția porțiunilor negative pe diagramele temporale ale tensiunii redresate  $u_d=f(\omega t)$ .

Intervalele de timp corespunzătoare porțiunilor negative de tensiune pe sarcină cresc proporțional raportului  $r=L_s/R_s$ . Prin urmare, la creșterea inductanței sarcinii aceste intervale de timp cresc și la o anumită valoare a inductanței  $L_s$  porțiunile de tensiune negativă se extind pe tot intervalul  $\alpha$  și curentul sarcinii devine neîntrerupt, adică dispăre regimul de curenți întrerupți. În același timp, porțiunile negative de tensiune aduc la micșorarea valorii medii a tensiunii redresate  $U_d$ .

Creșterea duratei de conducție a ventililor aduce la apariția și creșterea intervalelor

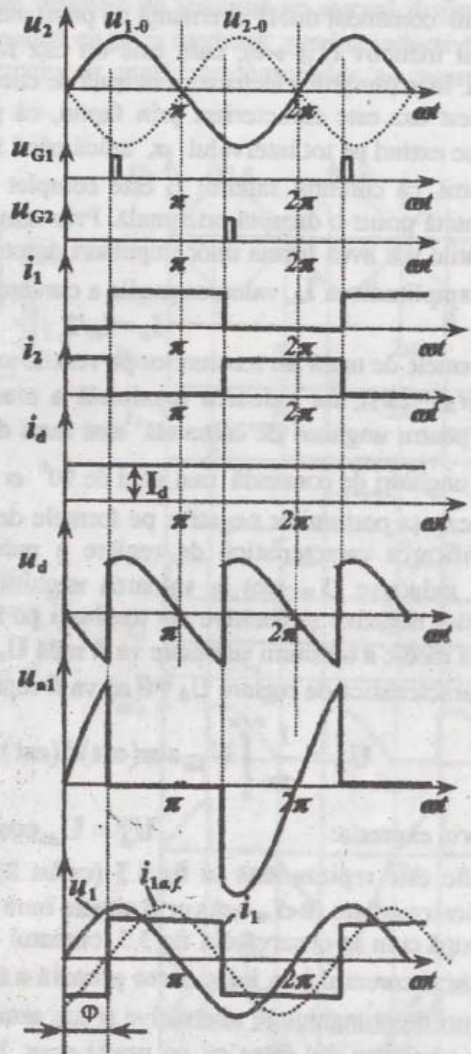


Fig. 3.5. Formele de undă ale tensiunilor și curenților în redresorul comandat dublă alternanță cu priza mediană sarcină inductivă ( $L_s \rightarrow \infty$ )



de timp în care tensiunea pe ventilul blocat este dublă pozitivă.

În figura 3.5. sunt reprezentate formele de undă pentru tensiunile și curenții în redresorul comandat dublă alternanță cu priza mediană, când sarcina are un caracter pronunțat inductiv ( $L_s \rightarrow \infty$ ), care este un caz foarte des întâlnit în practică (spre exemplu, în acționările electrice cu mașină de curent continuu).

Acest caz este caracterizat prin faptul, că porțiunile negative de tensiune pe sarcină se extind pe tot intervalul  $\alpha$ , adică până la amorsarea tiristorului următor, și prin faptul, că curentul sarcinii  $i_d$  este complet netezit și are diagrama temporală reprezentată printr-o dreaptă orizontală. Prin urmare, formele de undă ale curenților prin ventile vor avea forma unor impulsuri dreptunghiulare cu durata și pauza egale cu  $\pi$  și amplitudinea  $I_d$ , valoarea medie a curentului prin ventil va fi:

$$I_a = I_d / 2 \quad (3.4)$$

Formele de undă ale tensiunilor pe ventile sunt formate din porțiuni de tensiune dublă ( $u_{2,1} = 2u_2$ ), iar valoarea maximală a tensiunii repetitive pe ventil pozitivă  $U_{DRM}$  (pentru unghiuri de comandă mai mari de  $90^\circ$   $\alpha \geq 90^\circ$ ) și negativă  $U_{RRM}$  (pentru unghiuri de comandă mai mici de  $90^\circ$   $\alpha \leq 90^\circ$ ) este  $2\sqrt{2}U_2$ .

Prezența porțiunilor negative pe formele de undă ale tensiunii pe sarcină duce la modificarea caracteristicii de reglare a redresorului. Spre exemplu, în cazul sarcinii inductive ( $L_s \rightarrow \infty$ ) la valoarea unghiului de comandă de  $\alpha = 90^\circ$  arile porțiunilor negative și pozitive ale tensiunii pe sarcină devin egale și, prin urmare, valoarea medie a tensiunii redresate va fi nulă  $U_d = 0$ .

Caracteristica de reglare  $U_d = f(\alpha)$  va fi reprezentată analitic:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = U_{a0} \cos \alpha, \quad (3.5)$$

adică prin expresia:

$$U_d = U_{a0} \cos \alpha, \quad (3.5a)$$

iar grafic este reprezentată în fig.3.3 (curba 2). Caracteristicile de reglare pentru cazuri intermediare ( $0 < L_s < \infty$ ) vor fi situate între curbele 1 și 2 din fig.3.3.

După cum se observă din fig.3.5, curentul consumat din rețeaua de alimentare, care este și curentul prin înfășurarea primară a transformatorului,  $i_1$ , are forma unor impulsuri dreptunghiulare alternative și are armonica fundamentală,  $i_{1,f}$ , întârziată față de tensiunea din rețea cu un unghi  $\varphi = \alpha$ . Prin urmare, putem menționa două dezavantaje ale funcționării redresorului comandat:

- ✓ introducerea armonicilor superioare în rețeaua de alimentare, reprezentată prin factorul de armonici;
- ✓ consumul de energie reactivă inductivă, care este reprezentat printr-un factor de putere mai mic de unitate  $\cos \varphi < 1$ .

Pentru a mări factorul de putere a redresorului și pulsațiile tensiunii redresate în caz de sarcină inductivă este folosită *dioda de fugă*, care se conectează în paralel cu sarcina în așa mod încât porțiunile negative de tensiune pe sarcină dispar. Schema redresorului comandat dublă alternanță cu priza mediană sarcină inductivă ( $L_S \rightarrow \infty$ ) cu diodă de fugă ( $VD_0$ ) și formele de undă ale tensiunilor și curenților sunt reprezentate în fig. 3.6.

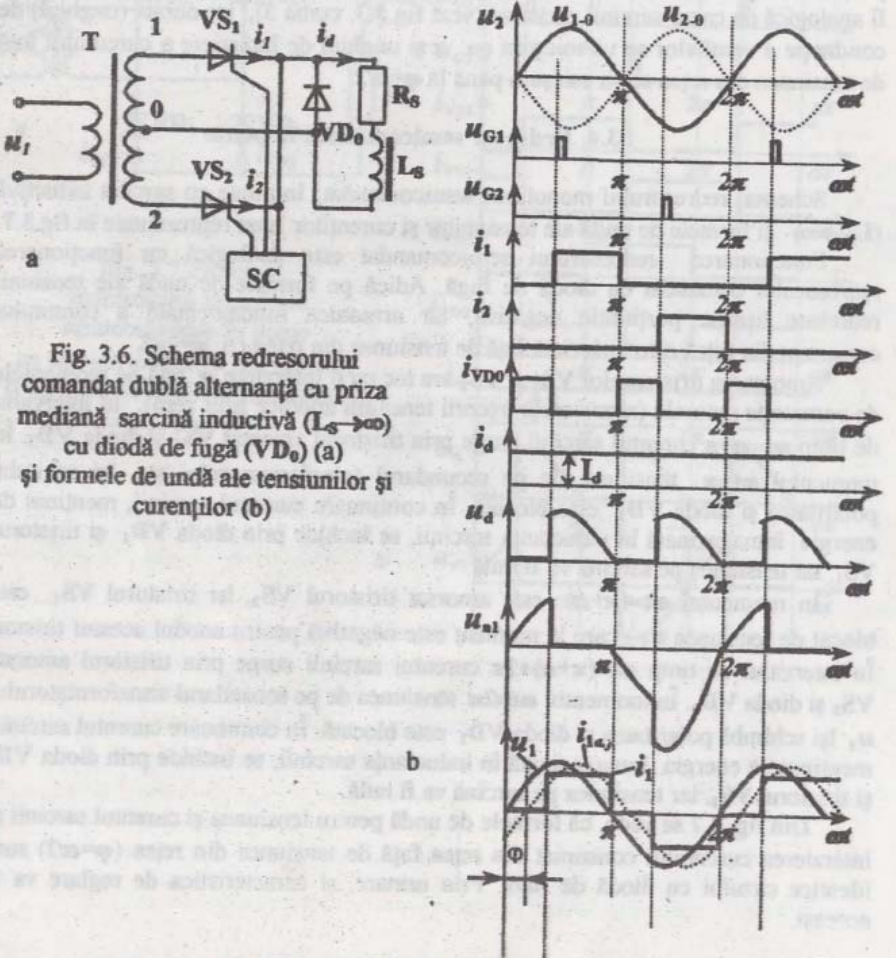


Fig. 3.6. Schema redresorului comandat dublă alternanță cu priza mediană sarcină inductivă ( $L_S \rightarrow \infty$ ) cu diodă de fugă ( $VD_0$ ) (a) și formele de undă ale tensiunilor și curenților (b)

În intervalele de timp  $\alpha$  curentul sarcinii este menținut de energia înmagazinată în inductanța sarcinii. În lipsa diodei de fugă curentul sarcinii se închide prin unul din ventile și înfășurarea secundară a transformatorului, pe care tensiunea la moment este negativă. Dioda de fugă  $VD_0$  scurtcircuetează acest circuit, curentul sarcinii se închide prin dioda de fugă, iar ventilul respectiv este blocat de tensiunea negativă de pe secundarul transformatorului. Datorită șuntării sarcinii prin dioda de fugă porțiunile negative de tensiune pe sarcină dispar și forma caracteristicii de reglare va fi analogică cu cazul sarcinii rezistive (vezi fig.3.3. curba 3), iar durata (unghiul) de conducție a ventilelor se va micșora cu  $\alpha$  și unghiul de întârziere a curentului față de tensiunea din rețea se va micșora până la  $\varphi=\alpha/2$ .

### 3.4. Redresor semicomandat în punte

Schema redresorului monofazat semicomandat în punte cu sarcină inductivă ( $L_d \rightarrow \infty$ ) și formele de undă ale tensiunilor și curenților sunt reprezentate în fig.3.7.

Funcționarea redresorului semicomandat este analogică cu funcționarea redresorului comandat cu diodă de fugă. Adică pe formele de undă ale tensiunii redresate lipsesc porțiunile negative, iar armonica fundamentală a curentului consumat din rețea este întârziată față de tensiunea din rețea cu  $\varphi=\alpha/2$ .

Amorsarea tiristoarelor  $VS_1$  și  $VS_2$  are loc cu o întârziere  $\alpha$  față de momentele de comutație naturală (momentele trecerii tensiunii anodice prin zero). În intervalul de timp  $\omega t = \alpha + \pi$  curentul sarcinii curge prin tiristorul amorsat  $VS_1$  și dioda  $VD_2$ . În momentul  $\omega t = \pi$  tensiunea de pe secundarul transformatorului  $u_2$  își schimbă polaritatea și dioda  $VD_2$  este blocată. În continuare curentul sarcinii, menținut de energia înmagazinată în inductanța sarcinii, se închide prin dioda  $VD_1$  și tiristorul  $VS_1$ , iar tensiunea pe sarcină va fi nulă.

În momentul  $\omega t = (\pi + \alpha)$  este amorsat tiristorul  $VS_2$ , iar tiristorul  $VS_1$  este blocat de tensiunea  $u_2$ , care la moment este negativă pentru anodul acestui tiristor. În intervalul de timp  $\omega t = (\pi + \alpha) + 2\pi$  curentul sarcinii curge prin tiristorul amorsat  $VS_2$  și dioda  $VD_1$ . În momentul  $\omega t = 2\pi$  tensiunea de pe secundarul transformatorului  $u_2$  își schimbă polaritatea și dioda  $VD_1$  este blocată. În continuare curentul sarcinii, menținut de energia înmagazinată în inductanța sarcinii, se închide prin dioda  $VD_2$  și tiristorul  $VS_1$ , iar tensiunea pe sarcină va fi nulă.

Din fig. 3.7 se vede, că formele de undă pentru tensiunea și curentul sarcinii și întârzierea curentului consumat din rețea față de tensiunea din rețea ( $\varphi=\alpha/2$ ) sunt identice cazului cu diodă de fugă. Prin urmare, și caracteristica de reglare va fi aceeași.



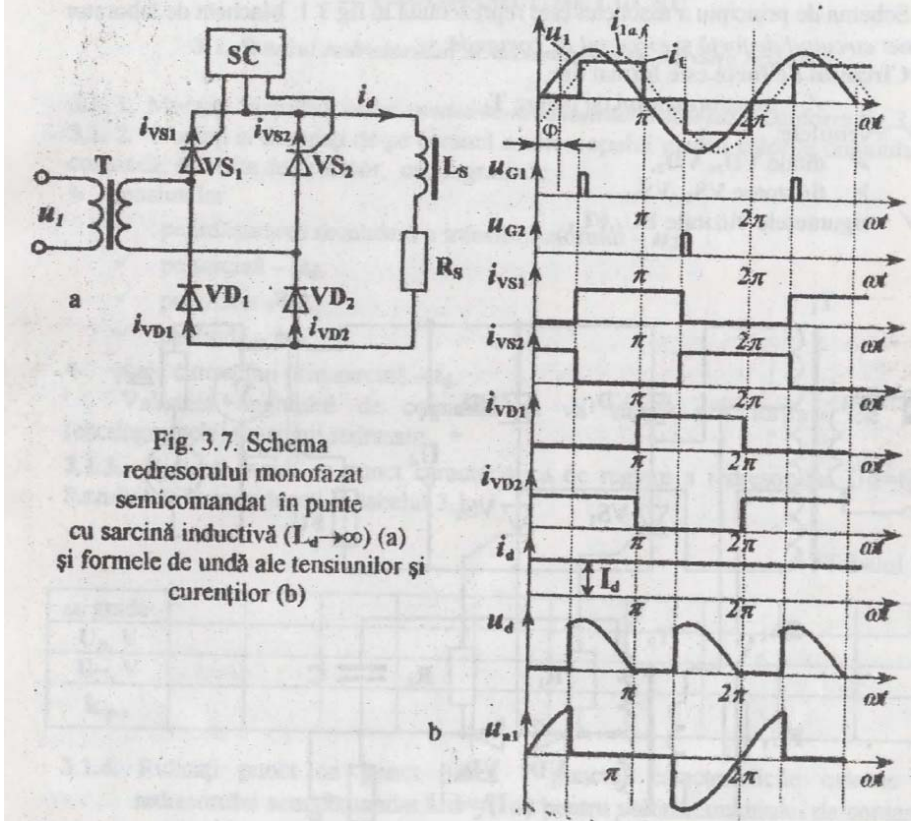


Fig. 3.7. Schema redresorului monofazat semicomandat în punte cu sarcină inductivă ( $L_d \rightarrow \infty$ ) (a) și formele de undă ale tensiunilor și curenților (b)

**Redresor trifazat comandat în punte**

Cea mai largă aplicare în convertoarele de putere a găsit puntea redresoare trifazată.

Schema redresorului trei fazat comandat în punte este reprezentată în fig.4.1. Particularitățile funcționării RTCP constau în reținerea în timp cu unghiul  $\alpha$  a momentului de amorsare a ventilelor următoare referitor la momentele de comutație naturală. Această metodă de comandă este realizată prin întârzierea cu unghiul  $\alpha$  a impulsurilor de comandă furnizate de sistemul de comandă. Funcționarea redresorului trifazat comandat în punte pentru valoarea unghiului de comandă  $\alpha=30^0$  este ilustrată prin formele de undă ale tensiunilor și curenților în figura 4.2.

Deoarece pentru circulația curentului sarcinii și, prin urmare, funcționarea convertorului este necesară conducția a câte un ventil din fiecare grup de ventile, pentru asigurarea pornirii circuitului de forță a RTCP este realizată dublarea impulsurilor de comandă. Cu acest scop fiecare impuls de comandă este simultan aplicat și pe poarta ventilului cu numărul de ordine precedent. În fig.4.1 pentru dublarea impulsurilor de comandă transformatoarele de impulsuri ( $T_7-T_6$ ) (prin care se aplică impulsurile de comandă de la canalele sistemului de comandă) au câte două înfășurări secundare.

În caz de sarcină inductivă ( $L_s \rightarrow \infty$ ) blocarea ventilor este deasemenea întârziată cu același unghi  $\alpha$ . Forma de undă a tensiunii redresate conține porțiuni de tensiune negativă, care reduc valoarea tensiunii redresate. Formele de undă a tensiunii redresate pentru diferite valori ale unghiului de comandă sunt prezentate în fig.4.3.

Pentru domeniul de valori ale unghiului  $\alpha$  de la  $0$  la  $60^0$  trecerea tensiunii redresate de pe o tensiune de linie pe alta are loc la valori pozitive ale tensiunilor de linie și, prin urmare, forma tensiunii redresate este analogică și pentru cazul sarcinii rezistive cât și pentru cazul sarcinii inductive. Caracteristica de reglare se deosebește pentru sarcină rezistivă sau inductivă când unghiul  $\alpha$  are valori mai mari de  $60^0$ . În locul porțiunilor de tensiune negativă (în cazul  $L_s \rightarrow \infty$ ) pe formele de undă ale tensiunii redresate în cazul când sarcina este rezistivă tensiunea este nulă.

În cazul  $L_s \rightarrow \infty$  expresia analitică pentru caracteristica de reglare poate fi găsită aflând media  $U_d$  pe intervalul  $-\pi/3+\alpha \div +\pi/3+\alpha$  în modul următor:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{6} U_2 \sin(\omega t) d(\omega t) = U_{d0} \cos \alpha ,$$

adică are forma analogică cu cazul monofazat (vezi fig.4.5.a).

În cazul  $L_s=0$  expresia analitică pentru caracteristica de reglare pentru domeniul de valori ale  $\alpha$ :  $60^0 \leq \alpha \leq 120^0$  este:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_2 \sin(\omega t) d(\omega t) = U_{d0} [1 + \cos(60^0 + \alpha)] ,$$

care este reprezentată în fig.4.5.b.



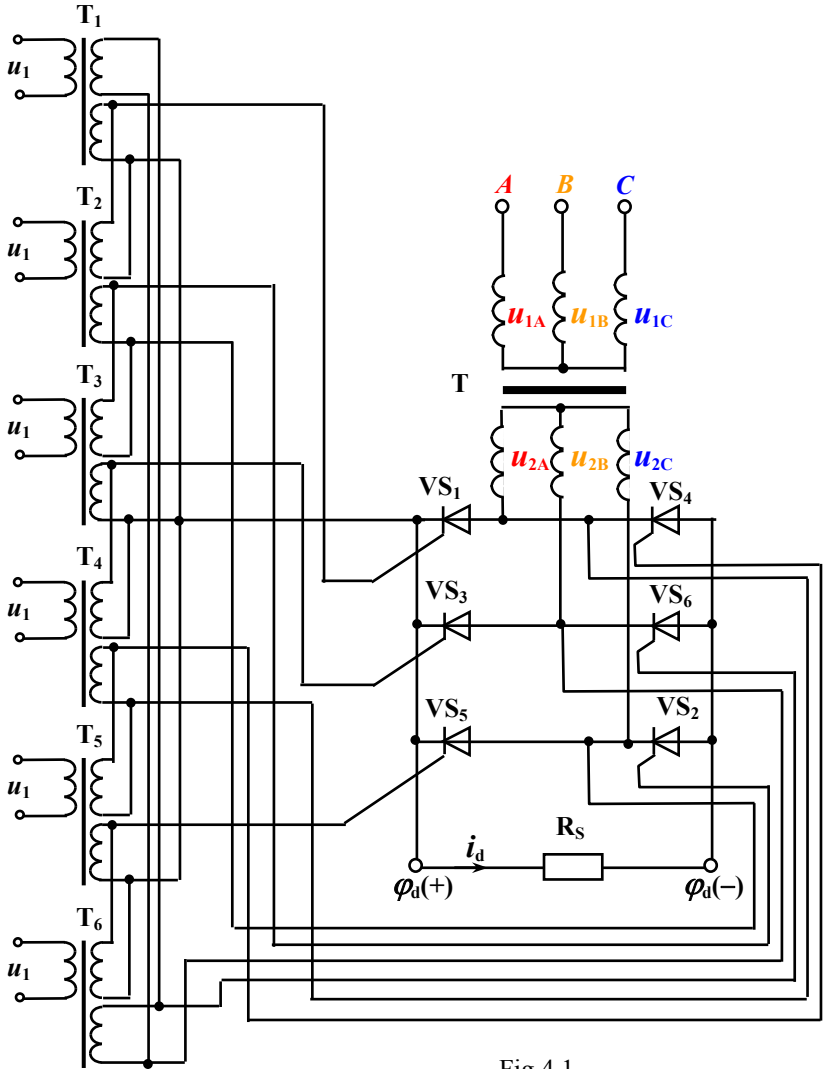


Fig.4.1.  
Three-phase controlled  
bridge rectifier

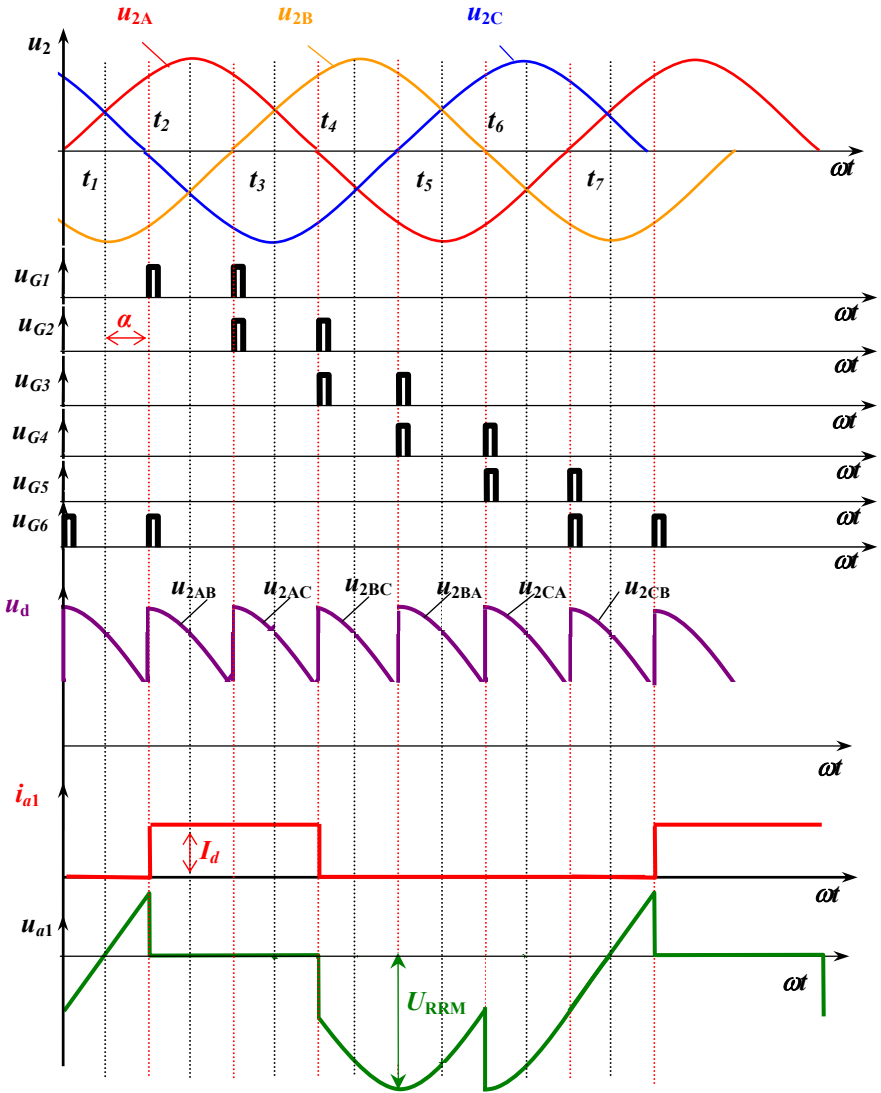


Fig. 4.2. The waveforms of voltages and currents (b) three-phase controlled rectifier:  $\alpha=30^\circ$

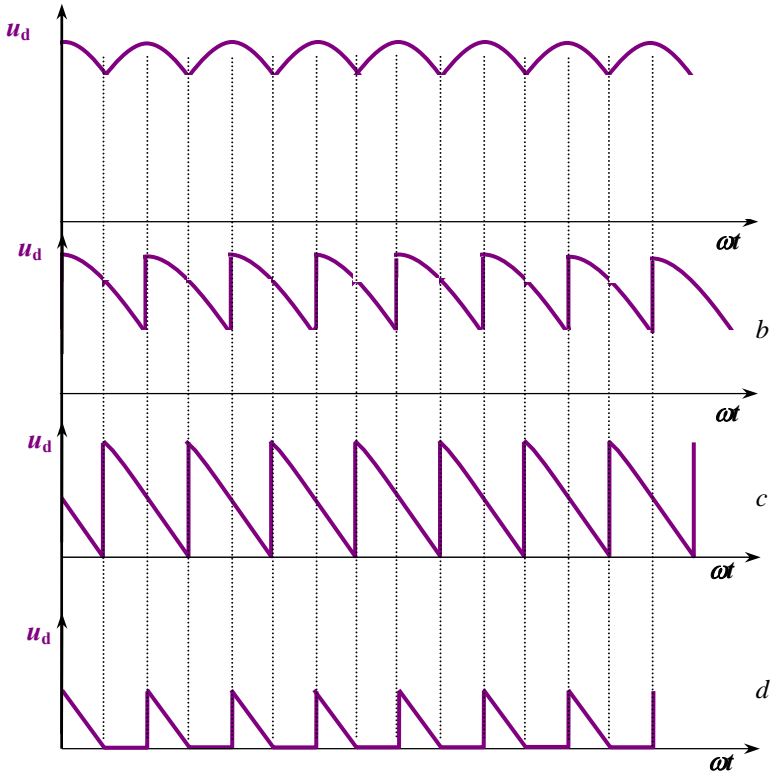


Fig. 4.3. The waveforms of rectified voltage  
 three-phase controlled rectifier with resistive load ( $L_d=0$ ):  
 $a - \alpha=0^\circ$ ,  $b - \alpha=30^\circ$ ,  $c - \alpha=60^\circ$ ,  $d - \alpha=90^\circ$

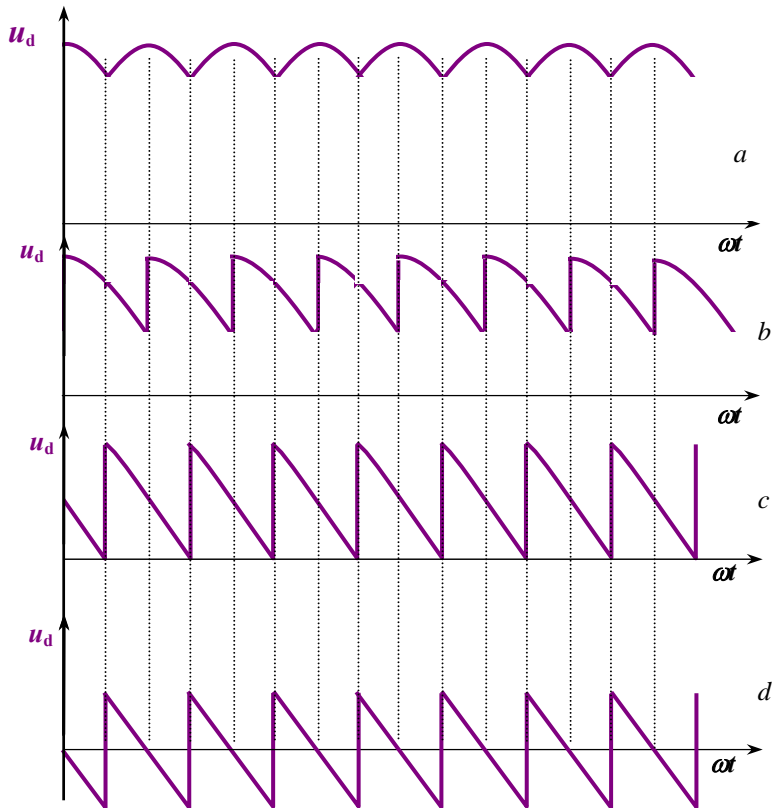


Fig. 4.4. The waveforms of rectified voltage  
 three-phase controlled rectifier with inductive load ( $L_d \rightarrow \infty$ ):  
 $a - \alpha=0^\circ$ ,  $b - \alpha=30^\circ$ ,  $c - \alpha=60^\circ$ ,  $d - \alpha=90^\circ$

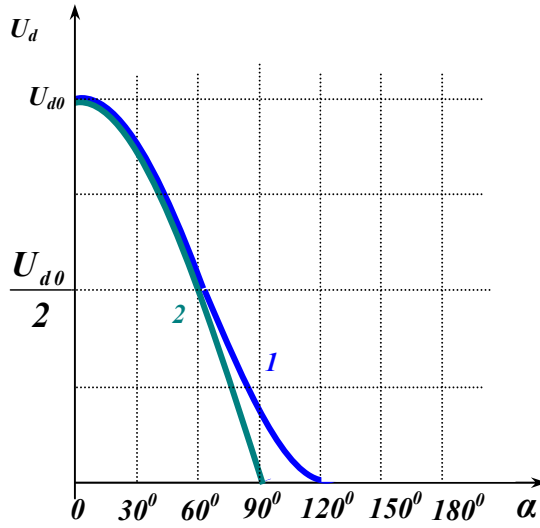


Fig.4.5. The control characteristics of three-phase controlled rectifier for:  
*a* – resistive load ( $L_d=0$ ),  
*b* – inductive load ( $L_d \rightarrow \infty$ )

## Invertoare conduse de rețea

Regimul de inverter, reprezintă procesul de transformare a energiei de c.c în energie de c.a. Invertoarele conduse de rețea, realizează conversia energiei spre rețeaua de alimentare-proces invers redresării. Invertoarele conduse de rețea sunt realizate pe aceleași circuite ca și redresoarele comandate. În calitate de sursă de c.c servește mașina de c.c, care funcționează în regim de generator. Reactorul netezește ondulațiile curentului de intrare a inverterului condus de rețea. În regim de redresor, în calitate de sursă, este rețeaua de c.a. prin urmare pentru  $\alpha = 0$ , faza curentului consumată din rețea, coincide cu faza tensiunii de alimentare. În acest caz, mașina de c.c este consumator și funcționează în regim de motor. În regimul de inverter al inverterului MCC, este generator, iar rețeaua de c.a este consumator. În acest regim, pentru sensul păstrat al curenților, determinat de tiristoare, polarizarea tensiunii  $E_\alpha$ , este inversă. Schimbarea polarității MCC la bornale convertorului, este una din condițiile trecerii convertorului, în regim de inverter. Prin urmare, în inverter ventilele vor fi în conducție, preponderent, în timpul alternanțelor negative ale tensiunilor secundare. În acest regim, înfășurările secundare ale transformatorului sunt conectate pe rând prin reactorul  $L_d$  și ventilele respective, la sursa de c.c  $E_d$ . În așa mod se capătă transformarea c.c  $i_d$  în c.a  $i_1$  și transformarea energiei în rețeaua de c.a. Pentru acest regim unghiul de comandă  $\alpha$  este,

$$\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi.$$

Blocarea tiristorului, curentul odată cu amorsarea tiristorului următor, are loc sub acțiunea tensiunii inverse pe anod, create de tensiunea secundară. Prin urmare, comutarea trebuie să aibă loc pînă la apariția tensiunii pozitive pe anodul tiristorului precedent. În caz contrar, acest tiristor va rămîne în conducție și în circuitul convertorului se formează regim de s.c, numit unghi de inverter,  $\beta = \pi - \alpha$ .

În concluzie, pentru trecerea convertorului din regim de redresor, în regim de inverter, sunt necesare următoarele condiții:

1. Trebuie schimbată polaritatea sursei de c.c în  $E_\alpha$ .
2. Trebuie asigurată circulația curentului prin ventile, preponderent, în timpul polarității negative a tensiunilor secundare.

## *Invertor monofazat, condus de rețea cu priză- mediană*

### **Schema:**

În intervalul de timp de la  $\omega t = 0$  până la  $\omega t = \alpha$ , în conducție este ventilul  $VS_2$  și curentul circulă prin  $VS_2$  și semiînfașurarea secundară  $W_{0-2}$ , datorită t.e.m  $E_d$ .

În așa mod, alternanța negativă a tensiunii  $U_{2-0}$ , determină tensiunea pe invertor  $U_d$ . În momentul  $\omega t = \alpha$ , se aplică un impuls de comandă pe grila tiristorului  $VS_1$  și el este amorsat. Este declanșat procesul de comutare a curentului redresat,  $I_d$ , de la  $VS_2$  la  $VS_1$ , care durează un interval de timp, corespunzător unghiului de comutație  $\gamma$ .

În timpul procesului de comutare, tensiunea pe invertor este nulă, curentul  $i_{a1}$ , crește de la zero până la  $I_d$ , iar  $i_{a2}$  scade de la  $I_d$  la zero. În continuare, curentul circulă prin  $VS_1$  și tensiunea pe invertor este determinată de  $U_{1-0}$ .

În momentul  $\omega t = \alpha + \pi + \gamma \div \omega t = 2\pi$ , pe  $VS_1$  se aplică tensiunea negativă.

Deasemenea, în intervalul,  $\omega t = \alpha + \gamma \div \omega t = \pi$ , pe  $VS_2$  se aplică tensiune negativă, adică pe parcursul acestui interval de timp,  $\theta = \beta - \gamma$ , pe ventil se aplică tensiune negativă și ventilul își restabilește proprietățile de redresor, datorită procesului de dispariție a purtătorilor de sarcină din structura tiristorului.

Deoarece, porțiunile de tensiune negativă sunt mai mari, decât porțiunile de tensiune pozitivă, a tensiunii pe invertor, valoarea medie a tensiunii pe invertor este negativă, ceea ce confirmă faptul că are loc transferul de energie spre rețeaua de alimentare.

Tensiunile pe ventile sunt duble, față de tensiunile de pe invertor.

Valoarea minimă a unghiului  $\theta$ , trebuie să fie:

$\theta_{\min} = 2\pi f t_{r,r}$ , unde:  $t_{r,r}$  - timpul de revenire în inversor al transformatorului.

În cazul când  $\theta < \theta_{\min}$ , are loc răsturnarea invertorului.

### **Procesele de comutare în invertorul condus de rețea, monofazat, riză-mediană**

Relațiile pentru procesele de comutare în invertorul condus de rețea monofazat, priză – mediană, pot fi căpătate din relațiile respective în redresorul comandat, prin înlocuirea unghiului de comandă, în redresor unghiul  $\alpha$ , cu unghiul de pe inverter  $\beta$ .

Prin urmare, vom căpăta:

$$\beta = \pi - \alpha$$
$$i_{c.f} = \frac{\sqrt{2}}{X_a} \cdot U_2 \cdot \cos(\omega t - \beta) \quad (1)$$
$$i_{c.t} = -\frac{\sqrt{2}}{X_a} \cdot U_2 \cdot \cos \beta \quad (2)$$

La sfârșitul procesului de comutare curentul de comutație va fi:

$$i_c = \frac{\sqrt{2}}{X_a} \cdot U_2 [\cos(\omega t - \beta) - \cos \beta] \quad (3)$$

$$I_d = \frac{\sqrt{2}}{X_a} \cdot U [\cos(\beta - \gamma) - \cos \beta]_2 \quad (4)$$

Prin urmare, pentru un convertor concret, când  $U_2$  și  $X_a$  sunt stabilite și pentru o valoare concretă a unghiului  $\beta$ , creșterea curentului  $I_d$ , duce la micșorarea unghiului  $\theta$ , deoarece odată cu creșterea curentului redresat, crește energia înmagazinată în reactanțele de scăpări  $X_a$  și respectiv crește unghiul de comutație  $\gamma$ . În așa mod, odată cu creșterea curentului redresat pe ventil, apare pericolul micșorării unghiului  $\theta$  sub valoarea  $\theta_{\min}$ . Din acest motiv, criteriul alegerii unghiului  $\beta$  este asigurarea valorii necesare a curentului redresat maxim, cu condiția că  $\theta \geq \theta_{\min}$ .

Prin urmare, pentru curentul redresat maxim, vom avea:

$$I_{d\max} = \frac{\sqrt{2}}{X_a} \cdot U (\cos \theta_{\min} - \cos \beta) \quad (5)$$

Din expresia 5, găsim valoarea lui  $\beta$ :

$$\beta = \arccos \left( \cos \theta_{\min} - \frac{X_a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{U_2} \cdot I_{d\max} \right) \quad (6)$$

Dacă neglijăm rezistența activă în puntea de c.c, atunci t.e.m  $E_d$ , este echivalentă de tensiunea de inverter  $U_d$  este pozitivă, convertorul este în regim de redresor.

În cazul regimului de inverter, procesul de comutare aduce la creșterea modulului tensiunii redresate cu  $\Delta U_{d\gamma}$ .

Pentru  $\gamma = 0$ , vom avea:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\beta}^{2\pi-\beta} \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t) \cdot (\omega t) \quad (7)$$

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \beta \quad \text{sau} \quad U_d = U_{do} \cos \beta \quad (8)$$

$$\text{unde: } U_{do} = \frac{2\sqrt{2}}{5} U_2 \approx 0.9 U_2$$

Dacă nu ținem cont de procesele de comutație, caracteristica de reglare este:



Când ținem cont de procesul de comutație, tensiunea medie a inverterului se micșorează cu  $\Delta U_{d\gamma}$ .

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\beta}^{\pi-(\beta-\gamma)} \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 [\cos(\beta-\gamma) - \cos\beta] \quad (9)$$

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{U_{d0}}{2} (\cos(\beta-\gamma) - \cos\beta) \quad (10)$$

$$U_d = U_{d0} \cos\beta + \Delta U_{d\gamma} \quad (11)$$

$$U_d = U_{d0} \cos\beta + \frac{U_{d0}}{2} (\cos(\beta-\gamma) - \cos\beta) \quad (12)$$

Valoarea medie a tensiunii inverterului are sens opus cu  $E_d$ , atunci creșterea tensiunii creșterea curentului redresat,  $I_d$ , creșterea tensiunii este limitată de micșorarea diferențială  $\beta-\gamma$  până la  $\theta_{\min}$ .

$$E_{d\max} = U_{d\max} = \frac{U_{d0}}{2} (\cos\theta_{\min} + \cos\beta) \quad (13)$$

Caracteristica de intrare a inverterului

Din (9) și (4), găsim  $\Delta U_{d\gamma}$

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{X_a}{\pi} I_d \quad (14)$$

Înlocuim (14) în (11), expresia pentru caracteristica de intrare a convertorului

$$E_d = U_d = U_{d0} \cos\beta + \frac{X_a}{\pi} I_d \quad (15)$$

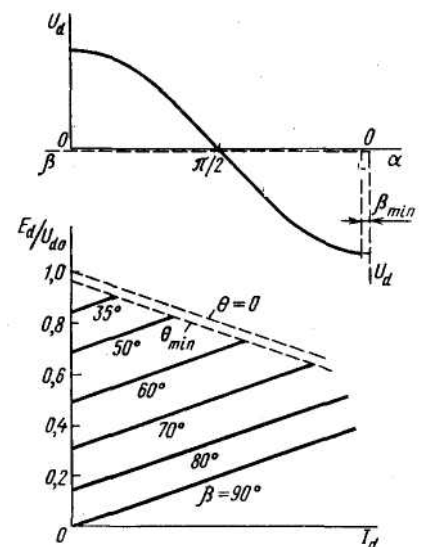
Spre deosebire de cazul redresorului, aici se folosește unghiul  $\beta$ , iar tensiunea de comutație este mai mare ca zero. Când curentul redresat atinge valoarea maximă a tensiunii redresate,  $\theta = \theta_{\min}$ . Pentru valori mai mari ale curentului redresat, are loc răsturnarea convertorului. Odată cu micșorarea unghiului  $\beta$ , valoarea limită a curentului redresat maxim, se micșorează. Această valoare este găsită din caracteristica de limitare a inverterului. Pentru a o găsi, vom exprima  $\cos\beta$  prin  $\theta_{\min}$ .

Din expresia (15),  $\cos\beta$  în expresia pentru caracteristica (15)

$$\cos\beta = \cos\theta_{\min} - \frac{X_a}{\sqrt{2}U_2} I_{d\max} \quad (16)$$

$$E_{d\max} = U_{d0} \cos\theta_{\min} - \frac{X_a}{\pi} I_{d\max} \quad (17)$$

Observăm că, panta caracteristicii de limitare, este egală ca valoare, dar are sens opus cu panta caracteristicilor de intrare.



### **Procese de comutare în redresor trifazat, comandat, în punte**

Dacă ținem cont de reactanțele de scăpări, raportate la înfășurările transformatorului, observăm că comutația curentului sarcinii, de la un ventil la altul, nu are loc momentan. Procesul de comutare durează un interval de timp corespunzător unghiului de comutație  $\gamma$ . În acest interval de timp, în grup se află în conducție, două ventile. Prin ventilul precedent, curentul scade de la  $I_d$  la zero, iar prin ventilul următor, curentul crește de la zero la  $I_d$ . În timpul proceselor de comutare, potențialul bornei pozitive, este media tensiunii de fază, între care are loc comutarea. Prin urmare tensiunea pe sarcină va fi media, între media tensiunii de linie, între care are loc comutarea. Din acest motiv  $U_{dmed}$  se va micșora cu  $\Delta U_{d\gamma}$  și vom avea:

$$U_d = U_{do} \cos \alpha - \Delta U_{d\gamma} \quad (1)$$

Analiza proceselor de comutare se face în mod analogic cu cazul redresorului trifazat, necomandat, în punte, cu condiția că,  $U_{d\gamma}$ , este întârziată față de momentele de comutație naturală cu  $\alpha$

$$U_{d\gamma} = \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) \quad (2)$$

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (3)$$

În conturul de comutație, circulă curentul de comutație, care îl vom găsi:

$$i_c = \frac{\sqrt{6} U_2}{2 X_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \omega t)] \quad (4)$$

$$\omega t = \gamma \quad (5)$$

$$i_c = I_d$$

Pentru condiția (5) din expresia (4), obținem:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2 X_a}{\sqrt{6} U_2} I_d \quad (6)$$

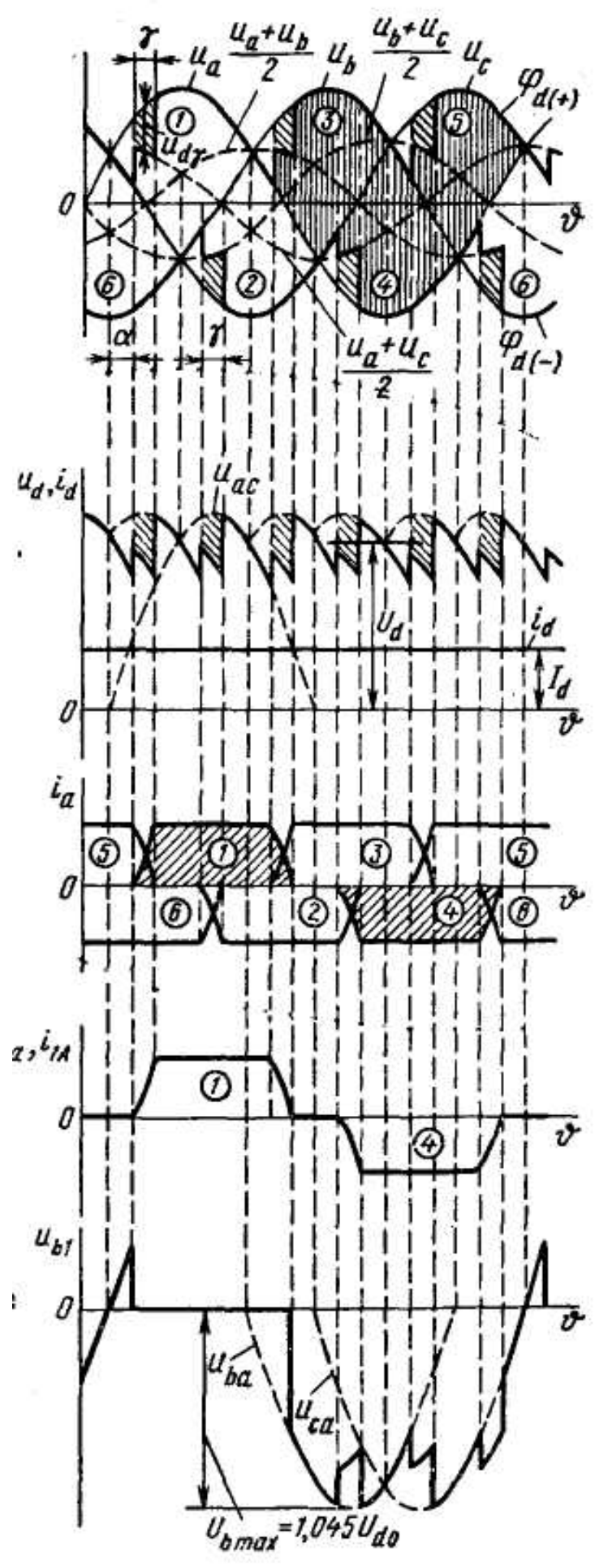
Introducem expresia (6) în expresia (3), în rezultat obținem:

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3 X_a}{\pi} I_d \quad (7)$$

Prin urmare, caracteristicile externe ale redresorului trifazat comandat în punte, ținând cont de procesele de comutare, sunt descrise de expresia:

$$U_d = U_{do} \cos \alpha - \frac{3 X_a}{\pi} I_d \quad (8)$$

Prin urmare, caracteristicile externe, ale redresoarelor trifazate în punte, comandate, ținând cont de procesele de comutare, sunt descrise de expresia (8)



## CONVERTOARE PENTRU ACȚIONĂRI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU

### CONVERTOARE PENTRU ACȚIONĂRI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU

Reglarea turațiilor mașinii de curent continuu poate fi efectuată prin trei metode:

1. varierea tensiunii pe indus
2. reglarea curentului în înfășurarea de excitație
3. metoda combinată

Tensiunea sau curentul respectiv sunt reglate în redresoare comandate din care mai frecvent sunt folosite redresoarele în punte mono sau tri-fazate.

Pentru prima metodă se folosește un redresor comandat de mare putere pentru reglarea tensiunii pe indus, iar pentru curentul de excitație  $I_{exc}$  este asigurat de un redresor necomandat de mică putere.

Pentru a doua metodă tensiunea pe indus poate fi furnizată de un redresor necomandat de putere și un redresor necomandat de mică putere ce reglează  $I_{exc}$ . Necăținând la faptul că prima metodă este mult mai costisitoare ea se folosește pe larg datorită caracteristicilor dinamice bune, pe când în metoda a doua sistemul poate funcționa cu o viteză mai mică.

A treia metodă se folosește în cazuri mai speciale. În majoritatea acționărilor electrice automatizate de curent continuu este necesară și reversificarea sensului turațiilor mașinii de curent continuu.

O altă problemă este legată de formarea regimului de frînare recuperativă. Într-o variantă mai simplă se folosește un convertor, care poate funcționa în regim de redresor la pornire și regim de inverter la frînare, iar pentru schimbarea sensului turațiilor se schimbă polaritatea tensiunii aplicate pe indus cu un comutator mecanic.

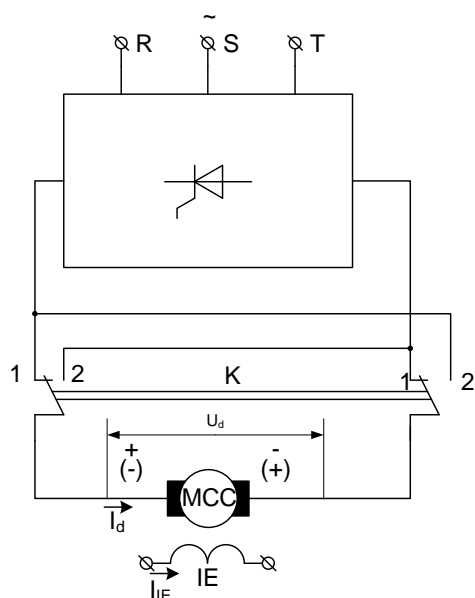


Fig. Schema structurală a redresorului reversibil

Dacă ținem cont de neliniaritățile în zona cu curenți mici din cauza regimului de curent întrerupt, caracteristicile externe ale convertorului pot fi omologate cu caracteristicile mecanice ale acționării. Caracteristicile externe  $U_d = f(I_d)$ ,  $n = f(M)$ , deoarece turațiile mașinii sunt în relație directă cu tensiunea de indus  $U_d$ . Când comutatorul K se pune în poziția 1, pe indus se aplică tensiunea  $U_d$ . De la sistemul de comandă spre poartă va fi format  $\alpha = 30^\circ$  și conform caracteristicii pentru o sarcină mecanică neschimbată scade cuplul și curentul cresc turațiile și  $U_d$ .

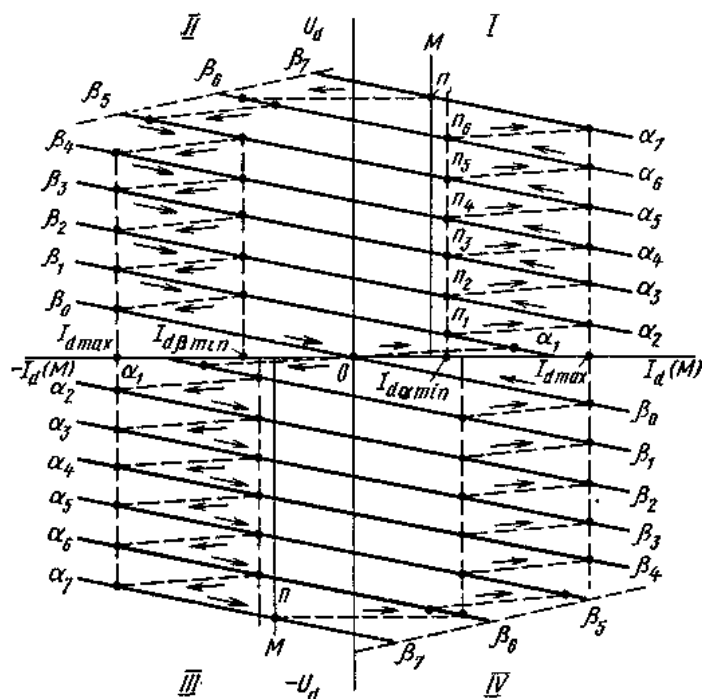


Fig. Caracteristica externă a tiristorului reversibil de curent continuu

Neajungînd la valoarea identificată se formează un alt unghi de comandă  $\alpha_1$  se trece pe orizontală cu aceleași turații și, prin urmare, crește brusc curentul și cuplul, iar în continuare conform acestei caracteristici scade curentul și cuplul, cresc turațiile. Pornirea motorului de curent continuu și atingerea regimului nominal (necesar) cu turațiile respective se face pe zig-zag pe caracteristica externă.

Timpul creșterii turațiilor motorului de curent continuu respectiv este limitat de valoarea curentului maximal cu acest scop în circuitul indusului

este instalat un traductor de curent, care semnalizează prin bucla de reacție spre sistemul de comandă.

Procesul de pornire se efectuează la turațiile necesare, adică la pornirea respectivă printr-un semnal de reacție de la tahometru care se aplică în sistem de reglare automată. În așa mod în cadranul I convertorul funcționează în regim redresor cu  $\alpha < 90^\circ$ , iar mașina în regim de motor (consumator) energia este transmisă prin convertor din rețea spre motorul de curent continuu.

Pentru frînarea mașinii, comutatorul K se trece în poziția 2 și tensiunea electromotoare  $E_d$  de pe indusul mașinii își schimbă polaritatea de la bornele de ieșire a convertorului. În așa mod convertorul trece în regim de invertor, iar motorul de curent continuu în regim de convertor.

Energia fiind întoarsă spre rețea pe caracteristica convertorului corespunzător unghiului  $\beta_1$  ce variază  $0^\circ < \beta_1 < 90^\circ$ . Turațiile se micșorează neajungînd la  $I_{dmin}$ , unghiul de invertor  $\beta$  se mărește pînă la  $\beta_2$  și de la orizontală se trece pe caracteristica de invertor corespunzătoare unghiului  $\beta_2$ . În același mod turațiile mașinii se micșorează, funcționarea are loc în cadranul II, unde se face frînarea recuperativă.

Dacă poziția comutatorului nu va fi schimbată și unghiul de comandă  $\alpha$  se va micșora în continuare ( $\alpha < 90^\circ$ ), de exemplu  $\alpha_1$ , funcționarea trece în cadranul III unde are loc pornirea mașinii de curent continuu în sens opus celui precedent al turațiilor, iar prin o schimbare a poziției comutatorului din II-I se va trece în cadranul IV, unde se realizează frînarea recuperativă din acest sens al turațiilor.

## CONVERTOARE PENTRU ACȚIONĂRI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU

Funcționarea acestei acționări depinde mult de funcționarea fidelă a comutatorului mecanic K. Acest dezavantaj poate fi depășit prin folosirea convertoarelor reversibile în care sunt conectate două seturi de tiristoare cu alte cuvinte două convertoare simple. Conexiunile mai des folosite sunt:

- antiparalel
- încrucișat după cum sunt prezentate în fig.

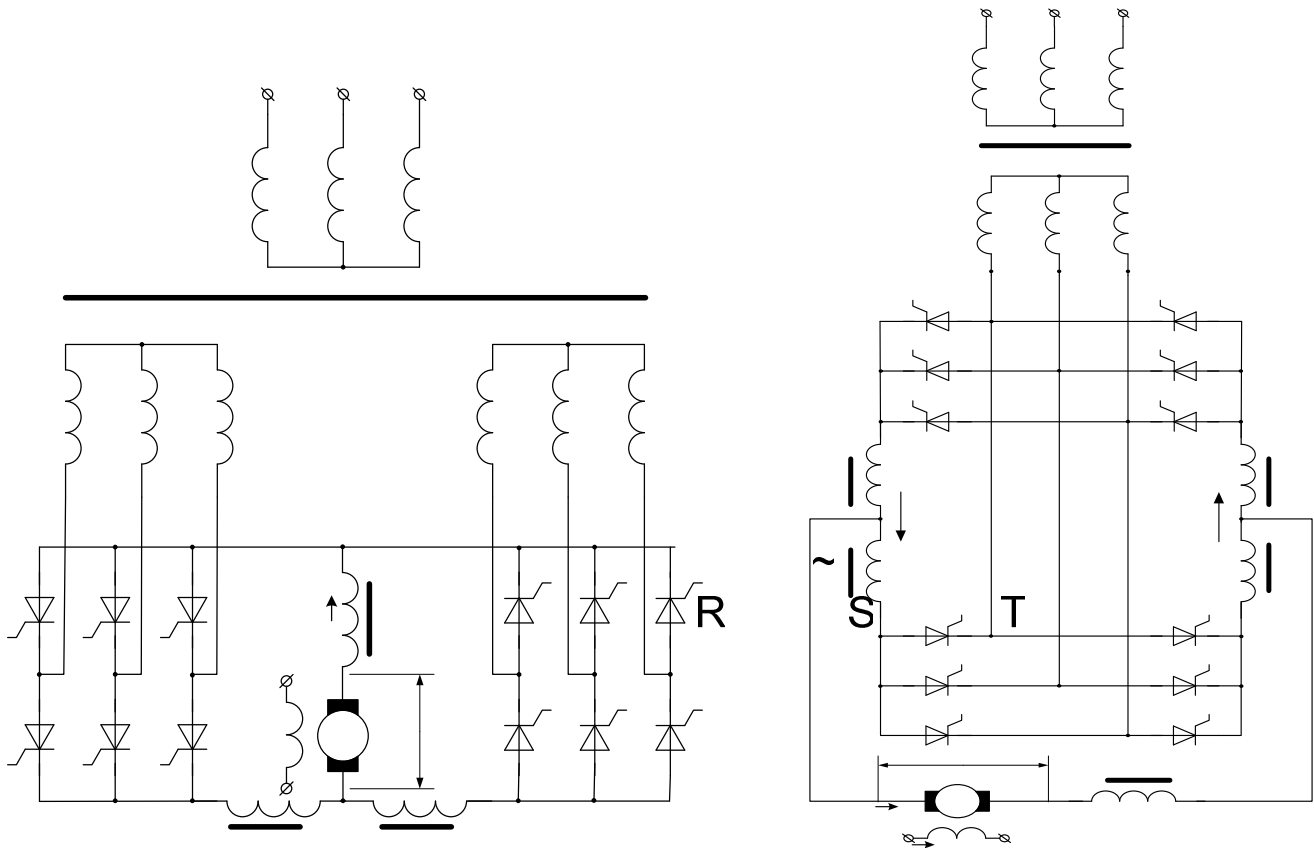


Fig. Schema conexiunii încrucișată și antiparalel a două seturi de tiristoare

a găsit conexiunea antiparalel a două conexiuni pentru formarea excitației reversibile fiecare din două seturi de redresoare pot funcționa atât în regim de redresor cât și inverter. Comanda redresoarelor respective poate fi comună și redresată.

În caz de comutare comună impulsul de comandă se aplică pe grilele tiristoarelor din ambele seturi în așa mod încât un set să funcționeze ca redresor, iar celălalt ca inverter. Tensiunile respective  $U_{d\alpha I}$  și  $U_{d\beta II}$  corespund polarității funcționării mașinii de curent continuu spre exemplu cadranul I, unde I set este redresor II este inverter.

$$U_{d\alpha I} = U_{d\beta II}$$

Respectiv

$$U_{d\alpha I} \cos \alpha_I = -U_{d\beta II} \cos \alpha_{II}$$

Fiind alimentate cu aceeași tensiune secundară

$$U_{d\alpha I} = U_{d\beta II}$$

prin urmare

$$\cos \alpha_I + \cos \alpha_{II} = 0$$

Condiția de comandă comună este:

$$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ$$

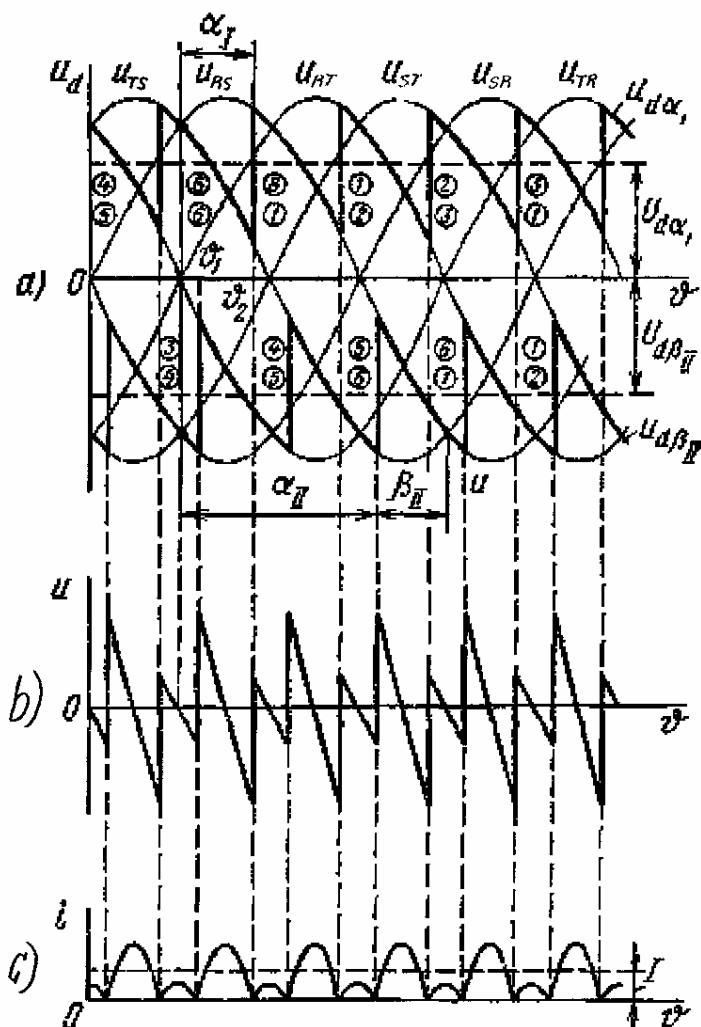


Fig. Curbele tensiunii de ieșire a redresoarelor a), tensiunii b) și a curentului c)

Prin urmare dacă setul II funcționează în regimul de inverter vom avea:

$$\beta_{II} = 180^\circ - \alpha_{II} \quad \beta_{II} = \alpha_I$$

Adică unghiul de inverter în II set este egal cu valoarea unghiului de comandă în I set

Dacă sensul direct al turațiilor motorului de curent continuu corespunde polarității indicate pe schemă a tensiunii  $U_d$ , atunci în cadranul I, primul set funcționează ca redresor și mașina funcționează ca motor, curentul prin indus de la stînga la dreapta. În acest timp setul II poate funcționa ca inverter, dar este inactiv (curentul prin tiristoarele acestui set nu circulă).

Pentru a trece în cadranul II unghiul de comandă  $\alpha$  se mărește respectiv se mărește și unghiul de inverter în setul II în așa mod este impusă frînarea recuperativă, iar curentul prin indus și prin convertor va circula în sens invers.

În continuare  $\beta_{II}$  se mărește pînă la  $90^\circ$  și în cadranul II trecîndu-se de pe o caracteristică pe alta, turațiile se micșorează, dacă este nevoie pînă la zero. Cînd unghiul de comandă  $\alpha_{II}$  va fi micșorat în continuare. În continuare  $\alpha_{II}$  îl micșorează și trece în cadranul III pentru același sens al curentului se impune pornirea mașini în sens invers cu acest scop setul II funcționează (activ ca redresor) respectiv  $\alpha_{II}$  va fi mai mic de  $90^\circ$  adică  $\alpha_I > 90^\circ$ , adică setul I este gata să funcționeze ca inverter, și în cazul cînd tensiunea electromotoare pe indus  $E_d$ , care acum va avea polaritatea (- +) are valoare distul de mare și unghiul  $\alpha_{II}$  se va mări

spre  $90^0$ , iar unghiul  $\alpha_1$  se va micșora spre  $90^0$  ( $\beta_1$  crește spre  $90^0$ ) în acest caz curentul își schimbă sensul și circulă prin tiristoarele setului I prin urmare se trece în cadranul IV, unde are loc frînarea recuperativă din acest sens al turațiilor.

Dezavantajul principal al mecanismelor de comandă comună îl constituie prezența tensiunii de egalizare și curentului de circulație între seturile de tiristoare. Tensiunea de egalizare este diferența valorilor instantanee a tensiunilor de pe cele două seturi de frînare.

Curenții de circulație formați de această tensiune de egalizare circulă prin contur interioare ale convertorului formate de tiristoarele în conducție din aceeași parte a celor două seturi, dar din faze diferite și tensiunile respective de faze.

Deoarece rezistența în circuitele interne ale convertorului sunt mici, curenții de circuit pot atinge valori foarte mari și pot depăși valorile admisibile pentru tiristoare, pentru a evita străpungerea tiristoarelor în circuitele interne ale convertorului sunt impuse reactoarele de limitare a curentului  $L_{01}, L_{02}, L_{03}, L_{04}$ . Dacă reactoarele sunt saturate atunci  $2 L_{01}, L_{02}, L_{03}$  de exemplu sunt saturate de curentul sarcinii, iar alte două servesc pentru limitarea curenților de circulație, în cazul când reactoarele sunt nesaturate, pot fi folosite numai două  $L_{01}$  și  $L_{04}$  sau  $L_{02}$  și  $L_{03}$ . Inductanțele acestor reactoare sunt alese de regulă în așa mod încât curenții de circulație să nu depășească  $0,1 I_d$  respectiv reactoarele de redresare duc la gamă liberă a curentului.

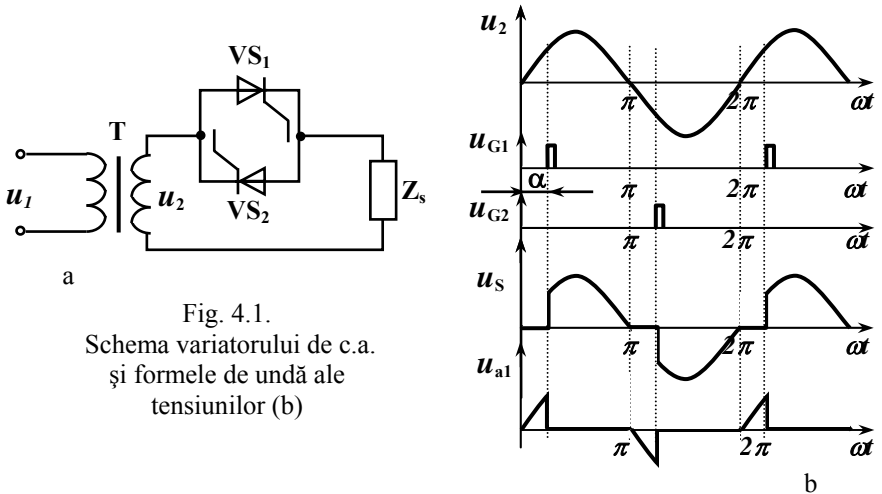
### **Comanda separată**

La comanda separată dispăre necesitatea reactoarelor de limitare a curentului deoarece impulsurile de comandă se aplică pe grilele tiristorelor unui set (necesar) în celălalt set tiristoarele rămân blocate, prinn urmare nu există tensiune de egalizare și curenți de circulație, însă la comanda separată caracteristicile dinamice al acționării sunt mai proaste, deoarece trecerea de la un set de ventile la altul impune o pauză pentru scăderea curentului pînă la zero și blocarea fermă a tiristoarelor.



## 1.2. Variatoare de c.a. monofazate

Întrucât curentul alternativ debitat receptorului își modifică sensul de 2 ori pe durata unei perioade, un întreruptor static de c. a. monofazat conține, în general, fie o pereche de ventile electrice conectate antiparalel, fie un dispozitiv semiconductor bidirecțional (triac). Schema circuitului clasic al variatorului de c.a. monofazat este reprezentată în fig.4.1.a. Conectarea/deconectarea sarcinii la înfășurarea secundară a transformatorului de putere **T** (la sursă) în timpul alternanței pozitive a tensiunii  $u_2$



este realizată de tiristorul  $VS_1$ , iar pe parcursul alternanței pozitive a tensiunii  $u_2$  – de tiristorul  $VS_2$ . Acest variator are cel mai simplu circuit de putere, dar presupune un dispozitiv de comandă mult mai complicat (catozii tiristoarelor nefiind conectați împreună), deoarece între canalele sistemului de comandă va fi prezentă tensiunea anodică înaltă.

Acest dezavantaj este exclus în variatoarele de c.a. cu circuitul de putere format de o punte semicomandată (vezi fig.4.2.a). Schema presupune o cădere de tensiune mai înaltă pe întreruptor (pe un tiristor și o diodă). În timpul alternanței pozitive curentul curge prin tiristorul  $VS_1$  și dioda  $VD_2$ , iar în timpul alternanței negative curentul curge prin tiristorul  $VS_2$  și dioda  $VD_1$ .

O varianta mai economică de variator de c.a. este reprezentată în fig.4.2.b. Aici funcția de întreruptor o are un tiristor, conectat în diagonala de tensiune continuă a

unei punți redresoare necomandate, care funcționează la fiecare alternanță, controlând valoarea medie a curentului alternativ prin sarcină.

Rolul tiristoarelor, conectate în antifază, (întreruptorului) îl poate realiza un triac (vezi fig.4.2.c). Pentru a realiza efectiv separarea galvanică între sistema de comandă și circuitul de forță pot fi folosite optocuploarele cu fototiristoare (vezi fig.4.2.d).

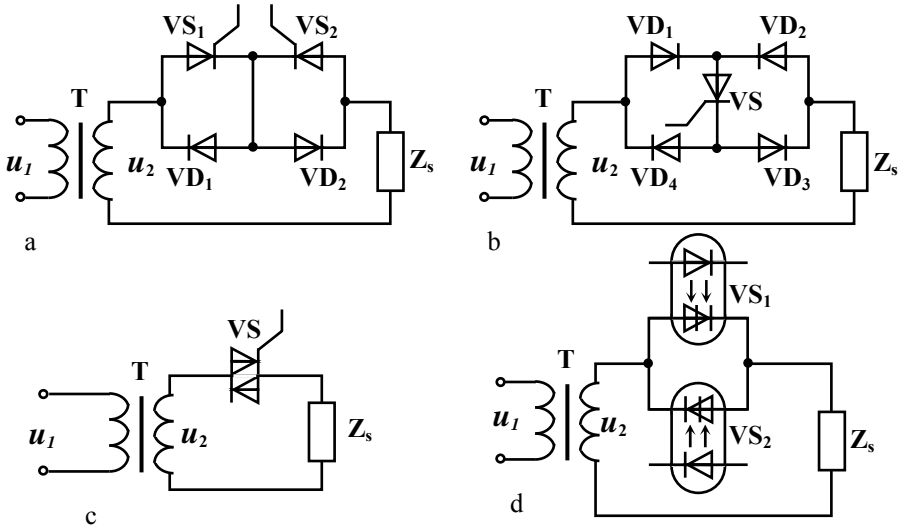


Fig. 4.2.

Scheme de variatoare de c.a.:

- a – variator cu punte semicomandată, b – variator tiristor în punte de diode, c – variator cu triac, d – variator cu optocuploare

Comanda impuls-fază este analogică cu cazul redresoarelor comandate. În caz de comandă impuls-fază întreruptorul static conectează periodic receptorul (la fiecare alternanță) cu o anumită întârziere reglabilă  $\alpha$  (unghi de comandă), față de momentele anulărilor naturale ale tensiunii alternative. Funcționarea variatorului de c.a. cu tiristoare antiparalel (fig.4.1.a) este ilustrată prin formele de undă ale tensiunilor din circuit, prezentate în fig.4.1.b. Valoarea eficace a tensiunii pe sarcină depinde de durata aflării tiristorului în regim de conducție.

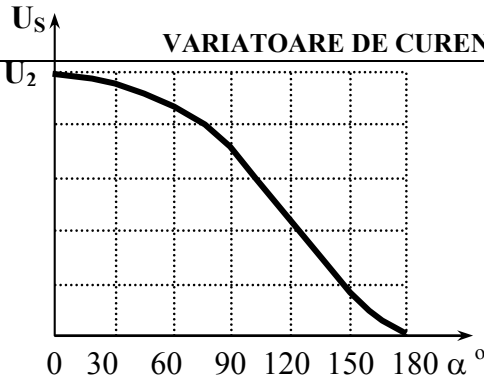


Fig.4.3. Caracteristica de reglare a variatorului de c.a.

Prin urmare, valoarea eficace a tensiunii (curentului) în receptor poate fi astfel variată prin reglarea unghiului de comandă  $\alpha$  (cu ajutorul sistemii de comandă pe poartă) de la o valoare maximă - obținută la  $\alpha=0^\circ$ , până la valoarea zero - realizată pentru  $\alpha=180^\circ$ . Dependența valorii eficace a tensiunii pe sarcină ca funcție de valoarea unghiului de comandă  $\alpha$  este reprezentată de **caracteristica de reglare**, care are forma analitică reprezentată de expresia:

$$U_s = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (\sqrt{2}U_2)^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)}, \quad (4.1)$$

iar forma grafică este reprezentată în fig.4.3.

În redresoarele comandate de tensiune înaltă redresarea în circuitul înfășurării secundare este realizată de un redresor necomandat (cu diode), iar în circuitul înfășurării primare este conectat un variator de c.a. În așa mod se capătă o variantă mult mai ieftină.

### 1.3. Variatoare de c.a. trifazate

În cazul unor receptoare de mare putere, când alimentarea se face din rețeaua trifazică, sunt necesare variatoare de c. a. trifazate. Soluțiile principale constau în conectarea pe fiecare fază a câte unui variator monofazat cu două tiristoare în conexiune antiparalelă (sau una din variantele, reprezentate în fig.4.2). Schemele celor mai răspândite variante de variatoare de c.a. trifazate sunt reprezentate în fig.4.4: pentru conexiunea cu fir nul (a), pentru conexiunea în stea (b) și conexiunea în triunghi (c) a variatoarelor monofazate. Alimentarea fiecărui variator monofazat se face cu una din tensiunile de fază (fig.4.4.a și b) sau de linie (fig.4.4.c).

Funcționarea fiecărui variator pe fază este identică cu cazul monofazat și nu depinde de procesele din alte faze.

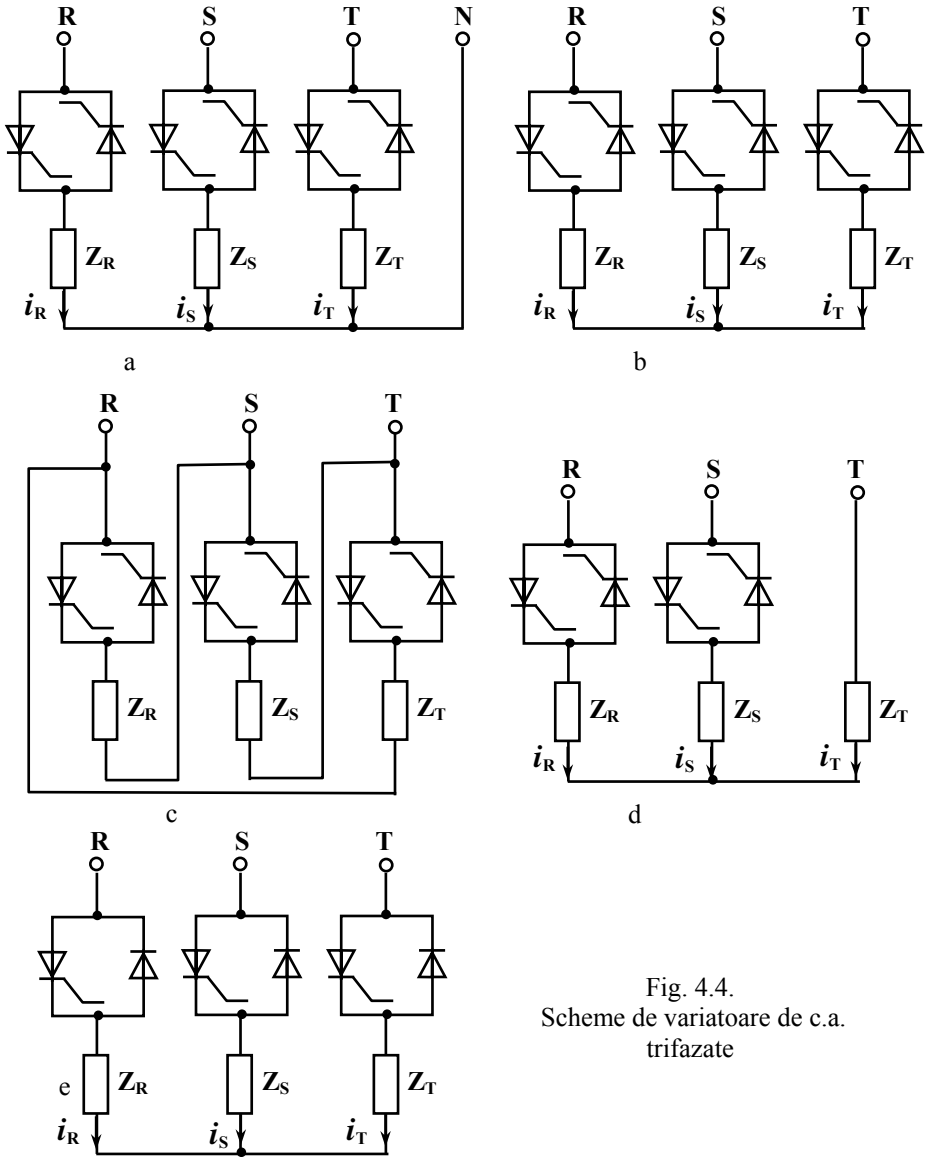


Fig. 4.4.  
Scheme de variatoare de c.a.  
trifazate

## VARIATOARE DE CURENT ALTERNATIV

## 1.1. Noțiuni generale

*Variatoarele de curent (tensiune) alternativ (c.a.) sunt convertoare statice, care transformă c.a. de la sursă (din rețea) în c.a. de aceeași frecvență, dar cu posibilitatea reglării tensiunii eficiente pe sarcină (receptor, solicitant, consumator). Prin urmare, variatorul de c.a. reglează fluxul de energie de la sursă spre consumator.*

Elementul de bază a variatoarelor de c.a. îl constituie întreruptorul static, având rolul de a conecta/deconecta un receptor la/de la sursa de c.a. Întreruptoarele statice pot fi utilizate atât pentru simplă conectare/deconectare a receptorului la/de la sursă, cât și (mai ales) pentru varierea tensiunii alternative aplicate receptorului (implicând posibilitatea reglării continue și cu un foarte bun randament al puterii debitate receptorului din rețea).

Variatoarele de c.a. pot fi folosite:

- ↳ în acționări electrice de c.a. pentru reglarea turațiilor (vitezei) motoarelor asincrone,
- ↳ echipament de sudare cu c.a.,
- ↳ alimentarea reglabilă a instalațiilor de tensiune înaltă,
- ↳ alimentarea reglabilă a cuptoarelor electrice,
- ↳ iluminat electric reglabil etc.

Variatoarele de c.a. pot fi:

- monofazate și
- trifazate;
  - ◆ simetrice și
  - ◆ asimetrice;
    - ❖ reversibile și
    - ❖ ireversibile.

După metoda de comandă variatoarele de c.a. pot fi:

- cu comandă impuls-fază,
- cu comandă în trepte,
- cu modulația duratei în timp.

Conectarea celor 3 perechi de tiristoare (sau alt tip de întreruptor) este absolut necesară în cazul receptoarelor trifazate având conductor nul. În cazul absenței acestuia se poate renunța la variatorul monofazat pe una din faze (vezi fig.4.4.d) sau se pot utiliza, pe fiecare fază, întreruptoare statice semicomandate (tiristor conectat antiparalel cu o diodă) (vezi fig.4.4.e). Spre deosebire de variatoarele prezentate mai sus (fig.4.4.a, b și c), care sunt *simetrice*, aceste variatoare se numesc *asimetrice*. În cazul variatoarelor de c.a. trifazate asimetrice analiza funcționării pe fază se face ținând cont de celelalte faze prin expresia:

$$\mathbf{i}_R + \mathbf{i}_S + \mathbf{i}_T = 0. \quad (4.2)$$

Pentru acționări electrice reversibile pot fi folosite variatoare de c.a. trifazate de tipul celui reprezentat în fig.4.5. Pentru un sens al turațiilor mașinii asincrone sunt comandate tiristoarele din cuplurile 2,4 și 5, iar pentru sensul invers al turațiilor sunt comandate tiristoarele din cuplurile 1,3 și 5, astfel schimbându-se pe sarcină două faze cu locul.

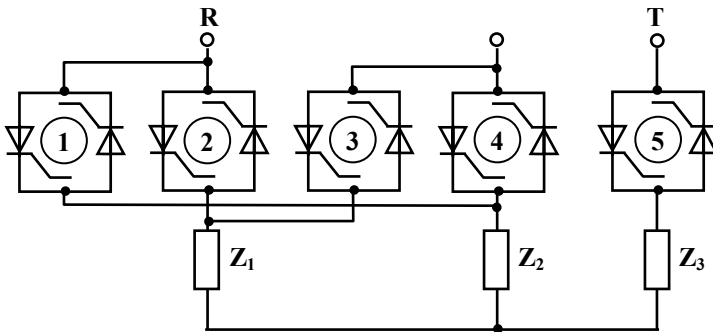


Fig. 4.5.  
Schema variatorului de c.a. trifazat reversibil

## CHOPPERE

## 1.1. Conversoare cu modulația duratei în timp. Noțiuni generale.

Conversoarele cu modulația duratei în timp (CMDT) sunt conversoare care funcționează pe principiul întreruptorului și servesc pentru reglarea tensiunii sau curentului pe receptor, iar la general: comandă fluxul de energie între sursă și receptor. Cu ajutorul CMDT sursa de curent continuu sau alternativ este conectată/deconectată la receptor (sarcină) și, prin urmare, mai pot fi numite variatoare de c.c. (care se mai numesc *chopper*) sau de c.a., respectiv. În consecință la ieșirea CMDT sunt formate impulsuri.

Pentru a comanda fluxul de energie orientat de la sursă spre sarcină (în unele cazuri și invers) pot fi reglate durata( $t_i$ ) sau perioada( $T$ ) impulsurilor și vom avea, respectiv:

- *conversoare cu modulația duratei;*  
când durata impulsurilor este variabilă, iar perioada (frecvența) este constantă:  
 $t_i = \text{var}, T = \text{const}$ .
- *conversoare cu modulația frecvenței,*  
când frecvența (perioada) este variabilă, iar durata impulsurilor este constantă:  
 $T = \text{var}, t_i = \text{const}$ .

- *conversoare cu modulația duratei și frecvenței,*  
când și durata impulsurilor și perioada (frecvența) sunt variabile:  
 $t_i = \text{var}, T = \text{var}$ .

În practică mai frecvent sunt folosite conversoare cu modulația duratei.

În funcție de elementele cu care sunt echipate conversoarele se deosebesc:

- ↳ conversoare cu dispozitive semicomandate (tiristoare convenționale),
- ↳ conversoare cu dispozitive complet comandate cum ar fi:
  - \* TB (tranzistoare bipolare),
  - \* FET (tranzistoare cu efect de câmp),
  - \* GTO (tiristoare cu stingere pe poartă)
  - \* IGBT (tranzistoare bipolare cu grilă izolată).

În funcție de polaritatea și metoda de reglare a tensiunii de ieșire CMDT pot fi:

- ↳ *ireversibile și*
- ↳ *reversibile.*

În CMDT ireversibile tensiunea de ieșire are amplitudinea și polaritatea neschimbate, iar comanda se face variind durata impulsurilor. CMDT ireversibile funcționează într-un cadran sau în două cadrane.

În CMDT reversibile tensiunea de ieșire poate căpăta ambele polarități. La ieșirea CMDT reversibile tensiunea este alternativă și amplitudinea alternanțelor este reglată (diferită) sau tensiunea este alternativă și durata alternanțelor este reglată (diferită). CMDT reversibile, de regulă, au circuitul în punte și funcționează în patru cadrane.

Pentru CMDT putem menționa următoarele avantaje:

- ❑ *randament înalt*, deoarece pierderile pe dispozitivul comandat (ventil) sunt minimale;
- ❑ *sensibilitate slabă la variațiile temperaturii*, deoarece parametrul reglat este timpul;
- ❑ *gabarite și masă mici și permanent sunt gata de funcționare.*

și dezavantajele:

- ❖ *regimul de impulsuri este însoțit de apariția armonicilor superioare și, prin urmare, este necesară folosirea filtrelor, care aduc la creșterea inerției;*
- ❖ *apariția perturbațiilor datorită vitezei înalte de comutare a curentului.*



### 1.3. Chopper ireversibil cu dispozitive complet comandate.

În schemele chopperelor pentru dispozitivele complet comandate (care, după cum s-a menționat mai sus, pot fi: TB, FET, GTO, IGBT) vom folosi simbolul tiristoarelor cu stingere pe poartă (GTO).

În figura 5.2. sunt reprezentate schema de forță (a) și diagramele temporale ale tensiunilor și curenților pentru cazul cu sarcină rezistiv-inductivă (b) în circuit pentru chopperul ireversibil într-un cadran cu dispozitive complet comandate. Vom analiza două cazuri cu caracter diferit al sarcinii.

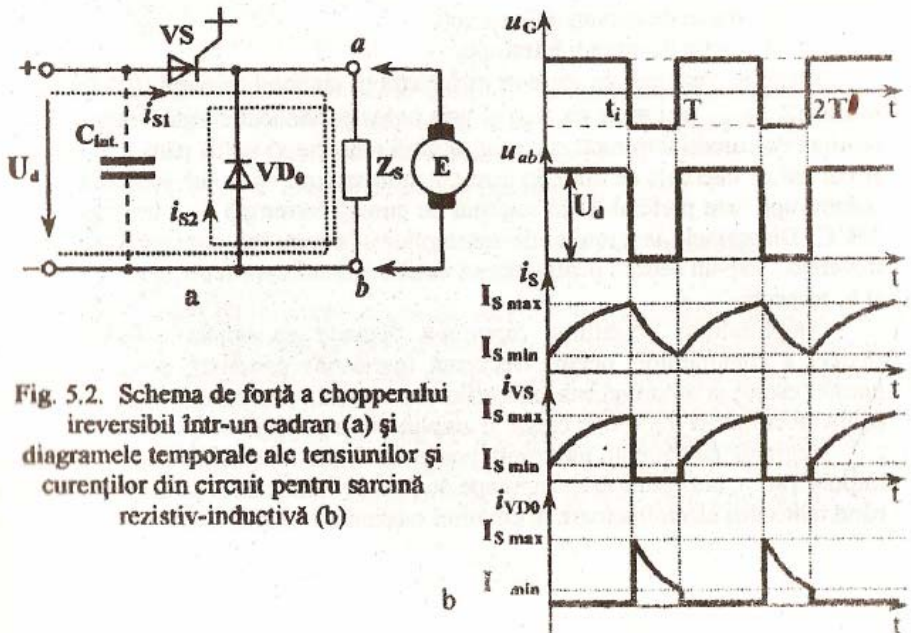


Fig. 5.2. Schema de forță a chopperului ireversibil într-un cadran (a) și diagramele temporale ale tensiunilor și curenților din circuit pentru sarcină rezistiv-inductivă (b)

### 1.3.1. Sarcină activ-inductivă

În intervalul de timp de la 0 la  $t_i$ , dispozitivul VS este în conducție și curentul sarcinii (vezi  $i_{S1}$  în fig.5,2.a) se închide prin VS, la bornele sarcinii ( $a$  și  $b$ ) se aplică tensiunea  $U_d$ , sarcina consumă energie de la sursă (o parte din ea se înmagazinează în inductanța sarcinii) și curentul sarcinii crește exponențial de la  $I_{S \min}$  la  $I_{S \max}$ .

În intervalul de timp de la  $t_i$  la T dispozitivul VS este blocat și curentul sarcinii (vezi  $i_{S2}$  în fig.5,2.a) se închide prin dioda de fugă  $VD_0$  și este menținut în același sens de TEM de autoinducție. La bornele sarcinii ( $a$  și  $b$ ) tensiunea este nulă. Energia înmagazinată în inductanța sarcinii se consumă pe rezistența sarcinii și pe rezistența diodei de fugă  $VD_0$ . Curentul sarcinii scade exponențial de la  $I_{S \max}$  la  $I_{S \min}$ .

De regulă, la intrarea chopperelor este montat un filtru ( $C_{int}$ ) pentru protecția dispozitivelor de supratenziuni.

### 1.3.2. Sarcină cu TEM

Când în calitate de sarcină a chopperului este o mașină de curent continuu (MCC) (de exemplu, indusul mașinii), în circuitul de ieșire va fi prezentă o tensiune electromotoare (TEM), care va schimba cardinal funcționarea chopperului și vor fi posibile două regimuri:

- regim de curenți neîntreruși,
- regim de curenți întreruși.

Dacă în regimul de curenți neîntreruși curentul sarcinii își are valoarea minimală  $I_{S \min}$  mai mare ca zero și prin indus permanent curge curentul, atunci în regimul de curenți întreruși curentul sarcinii reușește să scadă până la valoarea zero și vor exista intervale de timp, în care curentul sarcinii va fi nul. Regimul de curenți neîntreruși este preferabil, iar regimul de curenți întreruși este inadmisibil pentru MCC. Diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuitul chopperului ireversibil într-un cadran pentru aceste două regimuri sunt reprezentate în fig. 5.3 a și b, respectiv.

Amplitudinea pulsațiilor curentului depinde de durata impulsurilor  $t_i$  și frecvența comutațiilor: pentru frecvență (perioadă) constantă odată cu creșterea duratei crește și amplitudinea pulsațiilor curentului; iar pentru o durată constantă odată cu creșterea frecvenței crește și amplitudinea pulsațiilor.

Regimul de curenți întreruși poate să apară la sarcinii mici, când durata impulsurilor  $t_i$  are valori foarte aproape de valoarea constantei de timp a sarcinii, sau când tensiunea electromotoare în circuitul sarcinii are valori mari.

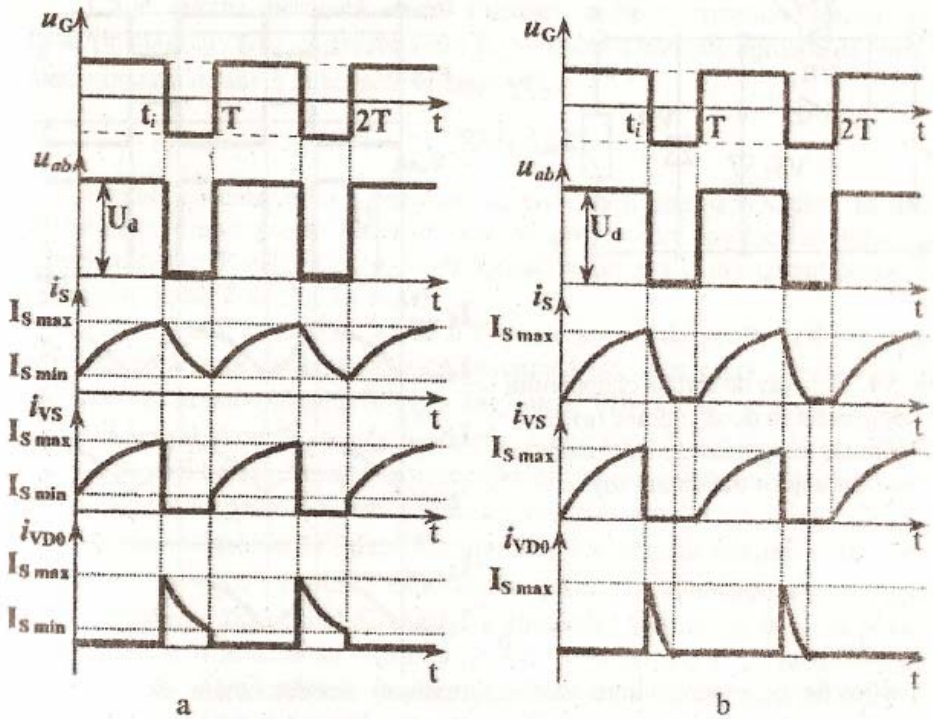


Fig. 5.3. Diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuitul chopperului ireversibil într-un cadran pentru sarcină cu TEM la:

- a – regim de curenți neîntreruși,
- b – regim de curenți întreruși

#### 1.4. Chopper ireversibil cu dispozitive complet comandate cu șuntare (în două cadrane)

În figura 5.4. sunt reprezentate schema de forță (a) și diagramele temporale ale tensiunilor și curenților (b) în circuit pentru chopperul ireversibil în două cadrane cu dispozitive complet comandate. În acest chopper, datorită prezenței a încă unui dispozitiv complet comandat  $VS_2$  și a unei diode  $VD_1$ , care șuntează dispozitivul  $VS_1$ , este posibil sensul invers al fluxului de energie, când energia din circuitul sarcinii este recuperată sursei. Adică, pe lângă regimul deja cunoscut vor avea și regimul de *frânare recuperativă*. Dispozitivele  $VS_1$  și  $VS_2$  sunt comandate în antifază.



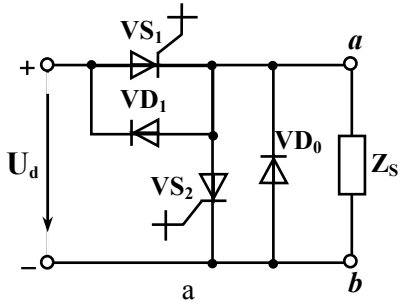
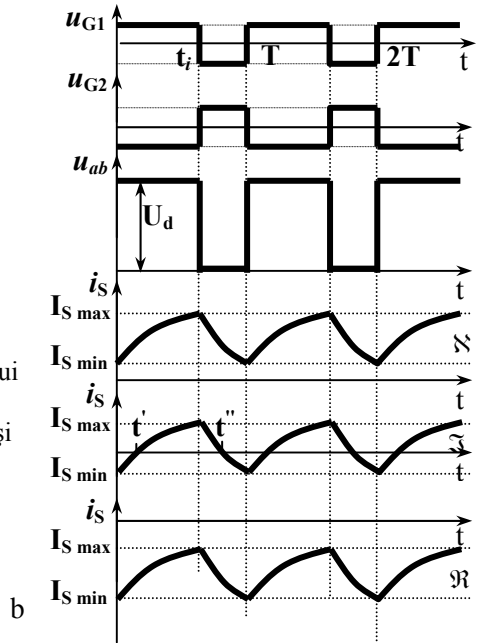


Fig. 5.4. Schema de forță a chopperului ireversibil în două cadrane (a) și diagramele temporale ale tensiunilor și curenților din circuit (b)



În funcție de raportul între valoarea tensiunii electromotoare din circuitul sarcinii  $E$  și tensiunea medie impusă de sursă la bornele sarcinii (a și b),  $\gamma U_d$ , unde  $\gamma$  este factorul de umplere al impulsurilor:

$$\gamma = \frac{t_i}{T}, \quad (5.2)$$

sunt posibile trei regimuri de funcționare:

1. TEM mică

$$E < \gamma U_d$$

Când sarcina mecanică este mare și, prin urmare, TEM  $E$  este mică, fluxul de energie este orientat de la sursă spre sarcină (MCC). Curentul sarcinii are un singur sens și este neîntrerupt. Prin urmare, are loc funcționarea în primul cadran (tensiunea și curentul cu sens pozitiv). Diagrama temporală a curentului din circuit pentru acest regim este curba  $\mathcal{N}$  din fig.5.4.b. În intervalul de timp de la 0 la  $t_i$  curentul curge prin  $VS_1$  și sarcină, iar în intervalul de timp de la  $t_i$  la  $T$  curentul se închide prin dioda de fugă  $VD_0$ ;

2. regimul de curent alternativ

Când sarcina mecanică scade, valoarea medie a curentului sarcinii scade, turațiile mașinii cresc și crește TEM  $E$ . Valoarea TEM este aproape de tensiunea medie impusă de sursă la bornele sarcinii  $\gamma U_d$ :

$$E \sim \gamma U_d$$

Fluxul de energie ca și curentul sarcinii va fi alternativ, adică în diferite momente de timp va avea sensuri diferite și, prin urmare, are loc funcționarea în ambele cadrane (I și II). Diagrama temporală a curentului din circuit pentru acest regim este curba  $\mathfrak{J}$  din fig.5.4.b.

În intervalul de timp de la  $0$  la  $t_i$   $VS_1$  este în conducție. De la  $0$  la  $t'$  energia înmagazinată în perioada precedentă în sarcină este recuperată sursei și curentul, care are sens negativ, curge prin dioda de șuntare  $VD_1$ . În momentul  $t'$  curentul își schimbă sensul și curge în continuare prin dispozitivul  $VS_1$  până la momentul  $t_i$ , când  $VS_1$  va fi blocat. Curentul crește exponențial. În intervalul de timp de la  $t'$  la  $t_i$  sensul fluxului de energie este orientat de la sursă spre sarcină.

Din momentul blocării dispozitivului  $VS_1 - t_i$  curentul sarcinii se închide prin dioda de fugă  $VD_0$  și scade exponențial până în momentul  $t''$ , când atinge valoarea zero și își schimbă sensul. În intervalul de timp de la  $t_i$  la  $t''$  energia înmagazinată în sarcină se consumă pe rezistența sarcinii și pe rezistența diodei de fugă  $VD_0$ . După schimbarea sensului său, curentul va curge prin dispozitivul  $VS_2$ . În acest interval de timp (de la  $t''$  la  $T$ ) energia înmagazinată în sarcină se consumă pe rezistența sarcinii și pe rezistența dispozitivului  $VS_2$ ;

3. *TEM mare*

$$E > \gamma U_d$$

Dacă sarcina mecanică pe MCC scade, turațiile cresc și TEM  $E$  crește. Sensul curentului sarcinii și fluxului de energie se schimbă. Fluxul de energie este orientat de la sarcină (MCC) spre sursă. Curentul sarcinii are un singur sens (negativ) și este neîntrerupt. Prin urmare, are loc funcționarea în cadranul doi (tensiunea și curentul cu sensuri diferite). Diagrama temporală a curentului din circuit pentru acest regim este curba  $\mathfrak{R}$  din fig.5.4.b.

În intervalul de timp de la  $0$  la  $t_i$  curentul curge prin  $VD_1$  și energia de la MCC este orientată spre sursă, iar în intervalul de timp de la  $t_i$  la  $T$  curentul se închide prin dispozitivul  $VS_2$  și energia înmagazinată în sarcină se consumă pe rezistența sarcinii și pe rezistența dispozitivului  $VS_2$ .

Chopper reversibil cu dispozitive complet comandate

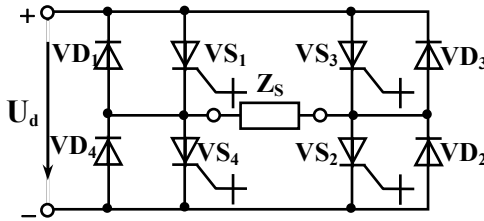


Fig. 5.5. Schema chopperului reversibil cu dispozitive complet comandate

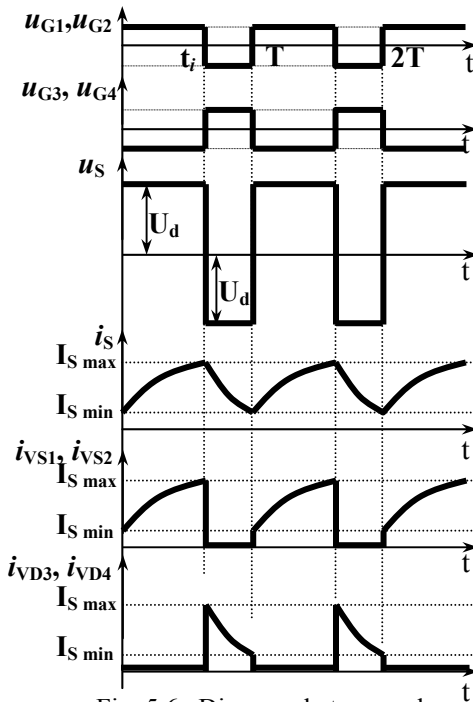


Fig. 5.6. Diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuitul chopperului reversibil cu comandă simetrică

În chopperele reversibile este posibilă funcționarea în patru cadrane: atât tensiunea, cât și curentul și, prin urmare, și sensul turațiilor mașinii, și sensul fluxului de energie pot avea ambele sensuri. Chopperele reversibile fără comutator electromecanic (sau mecanic) au, de regulă, schema în punte. Schema unui chopper reversibil în punte cu dispozitive complet comandate este reprezentată în figura 5.5.

În cazul acestui chopper este posibilă comanda în trei moduri:

- comandă simetrică,
- comandă asimetrică,
- comandă eșantionată.

1.5.1. Comandă simetrică

Diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuitul chopperului reversibil cu comandă simetrică sunt reprezentate în fig. 5.6.

Dispozitivele sunt comandate în perechi VS<sub>1</sub> cu VS<sub>2</sub> și VS<sub>3</sub> cu VS<sub>4</sub> în antifază. În intervalul de timp de la 0 la t<sub>i</sub> VS<sub>1</sub> și VS<sub>2</sub> sunt puse în conducție, iar VS<sub>3</sub> și VS<sub>4</sub> sunt blocate. În acest interval de timp curentul sarcinii curge prin VS<sub>1</sub> și VS<sub>2</sub> și tot prin ele pe sarcină se aplică tensiunea sursei U<sub>d</sub> cu polaritatea + - (pe care o vom considera pozitivă).

În intervalul de timp de la t<sub>i</sub> la T VS<sub>1</sub> și VS<sub>2</sub> sunt blocate, iar VS<sub>3</sub> și VS<sub>4</sub> sunt puse în conducție. Pe sarcină se

aplică tensiunea sursei de alimentare cu polaritate negativă, iar curentul sarcinii continuă să curgă în același sens (menținut de energia înmagazinată în sarcină) și se închide prin  $VD_3$  și  $VD_4$ .

Valoarea medie a tensiunii pe sarcină este:

$$U_s = U_d (2\gamma - 1). \quad (5.3)$$

Prin urmare, când factorul de umplere va fi mai mic de 0,5, tensiunea medie pe sarcină va fi negativă:

$$\gamma < 0,5 \Rightarrow U_s < 0,$$

iar când  $\gamma > 0,5 \Rightarrow U_s > 0$ .

Pentru comanda simetrică putem menționa următoarele dezavantaje:

- ❖ tensiunea pe sarcină este alternativă (își schimbă polaritatea în fiecare perioadă),
- ❖ factorul undulațiilor capătă valori mari.

Aceste dezavantaje fac ca ea să fie folosită în echipamente de putere mică.

### 1.5.2. Comandă asimetrică

Diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuitul chopperului reversibil cu comandă asimetrică sunt reprezentate în fig. 5.7.

Dispozitivele unui braț ( $VS_1$  și  $VS_4$ ) sunt comandate în antifază. În celălalt braț un dispozitiv este permanent în conducție ( $VS_2$ ), iar altul ( $VS_3$ ) - permanent este blocat. Pentru a schimba sensul turațiilor mașinii comanda pe brațe se va schimba cu locul.

Dacă sarcina este rezistiv-inductivă și nu conține TEM, funcționarea este în modul următor:

În intervalul de timp de la 0 la  $t_1$

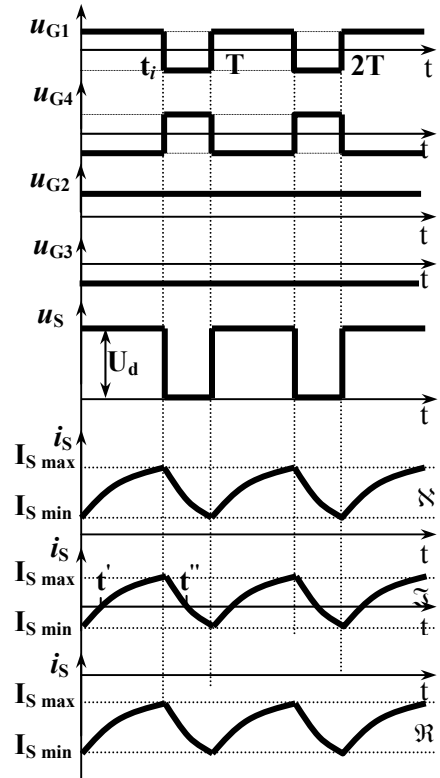


Fig. 5.7.

Diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuitul chopperului reversibil cu comandă asimetrică

$VS_1$  și  $VS_2$  sunt puse în conducție, iar  $VS_3$  și  $VS_4$  sunt blocate. În acest interval de timp curentul sarcinii curge prin  $VS_1$  și  $VS_2$  și tot prin ele pe sarcină se aplică tensiunea sursei  $U_d$  cu polaritate pozitivă. Curentul sarcinii crește exponențial.

În intervalul de timp de la  $t_i$  la  $T$   $VS_1$  este blocate, iar  $VS_2$  este în conducție. Tensiunea aplicată pe sarcină este nulă, iar curentul sarcinii continuă să curgă în același sens (menținut de energia înmagazinată în sarcină) și se încheie prin dioda  $VD_4$  și dispozitivul  $VS_2$ . Curentul sarcinii scade exponențial. Diagrama temporală a curentului pentru acest caz este reprezentată prin curba  $\mathfrak{K}$  (fig.5.7).

Dacă în circuitul sarcinii se conține TEM (MCC), atunci sunt posibile iarăși trei cazuri în funcție de raportul între  $E$  și  $\gamma U_d$ :

1. când

$$E < \gamma U_d,$$

funcționarea chopperului și diagrama curentului vor fi analogice cu cazul expus mai sus (curba  $\mathfrak{K}$ );

2. dacă  $\gamma$  rămâne aceeași, iar turațiile MCC și TEM cresc, vom avea:

$$E \sim \gamma U_d,$$

adică regim de curent alternativ. Pentru acest caz funcționarea este în modul următor: În intervalul de timp de la  $0$  la  $t'$  curentul sarcinii are sens negativ și curge prin diodele  $VD_1$  și  $VD_2$  și are loc recuperarea energiei, înmagazinate în sarcină, spre sursă. În intervalul de timp de la  $t'$  la  $t_i$  curentul sarcinii are sens pozitiv (crește exponențial) și curge prin dispozitivele  $VS_1$  și  $VS_2$  și fluxul de energie este orientat de la sursă spre sarcină. În intervalul de timp de la  $t_i$  la  $t''$  curentul sarcinii are sens pozitiv (scade exponențial) și se încheie prin dioda  $VD_4$  și dispozitivul  $VS_2$ . În intervalul de timp de la  $t''$  la  $T$  curentul sarcinii are sens deja și curge prin dispozitivul  $VS_4$  și dioda  $VD_2$ . Diagrama curentului în acest caz are forma reprezentată de curba  $\mathfrak{Z}$  în fig.5.7;

3. în cazul când TEM crește în continuare

$$E > \gamma U_d$$

vom avea regim de recuperare. Curentul sarcinii are permanent sens negativ și diagrama are forma reprezentată de curba  $\mathfrak{R}$  în fig.5.7, iar fluxul de energie este preponderent orientat de la MCC (sarcină) spre sursă. În intervalul de timp de la  $0$  la  $t_i$  curentul sarcinii curge prin diodele  $VD_1$  și  $VD_2$ , iar de la  $t_i$  la  $T$  - prin dispozitivul  $VS_4$  și dioda  $VD_2$ .

Pentru această comandă (asimetrică) am putea menționa ca avantaje:

- ◆ tensiunea pe sarcină este de o singură polaritate,
- ◆ pulsațiile sunt mai mici.



### 1.5.3. Comandă eşantionată

Diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuitul chopperului reversibil cu comandă eşantionată sunt reprezentate în fig. 5.8.

Dispozitivele  $VS_3$  și  $VS_4$  sunt permanent blocate, iar dispozitivele  $VS_1$  și  $VS_2$  sunt blocate în intervalele de la  $t_i$  la  $T$  în perioade diferite succesiv. Pentru a schimba sensul turațiilor mașinii comanda pe perechi se va schimba cu locul.

În intervalul de timp de la  $0$  la  $t_i$  dispozitivele  $VS_1$  și  $VS_2$  sunt în conducție, pe sarcină se aplică tensiune pozitivă și curentul sarcinii curge prin dispozitivele  $VS_1$  și  $VS_2$ . În intervalul de timp de la  $t_i$  la  $T$   $VS_1$  este blocat și pe sarcină tensiunea este nulă, iar curentul sarcinii se închide prin dispozitivul  $VS_2$  și dioda  $VD_4$ . În intervalul de timp de la  $T$  la  $T+t_i$  dispozitivele  $VS_1$  și  $VS_2$  sunt în conducție, pe sarcină se aplică tensiune pozitivă și curentul sarcinii curge prin dispozitivele  $VS_1$  și  $VS_2$ . În intervalul de timp de la  $T+t_i$  la  $2T$   $VS_2$  este blocat și pe sarcină tensiunea este nulă, iar curentul sarcinii se închide prin dispozitivul  $VS_1$  și dioda  $VD_3$ .

Pentru comanda eşantionată putem menționa ca avantaj: frecvența comutărilor dispozitivului este de două ori mai mică.

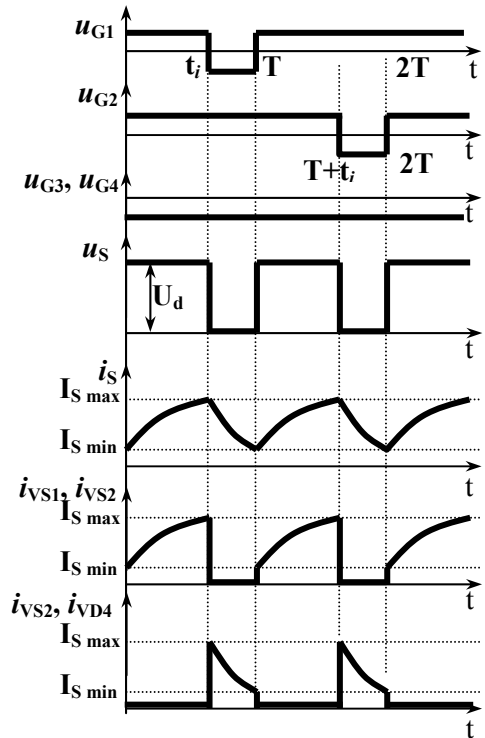


Fig. 5.8.

Diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuitul chopperului reversibil cu comandă eşantionată

### 1.1. Noțiuni generale

*Invertoarele* sunt convertoare care transformă curentul continuu în curent alternativ, adică *convertoare c.c.-c.a.* Spre deosebire de *invertoarele conduse de rețea*, care servesc pentru orientarea fluxului de energie spre rețeaua existentă de c.a.; *invertoarele autonome* funcționează pentru un consumator (sarcină, receptor, solicitant) autonom de rețeaua de alimentare și are ca sursă, de regulă, o baterie acumulatorie, o baterie solară, o mașină de curent continuu. De asemenea, spre deosebire de invertoarele conduse de rețea, care formează c.a. cu frecvența determinată de rețea; invertoarele autonome formează la ieșire c.a. cu o frecvență constantă sau reglabilă determinată în circuitul invertoarelor.

Pentru invertoarele autonome pot fi enumerate următoarele **domenii de utilizare:**

- ↪ alimentarea echipamentului de c.a. în cazurile când unica sursă de energie electrică este o baterie acumulatorie, o baterie solară etc. (spre exemplu, în condiții de câmp),
- ↪ alimentarea echipamentului de c.a. în caz de avarie (întreruperi) în rețeaua de alimentare de c.a.,
- ↪ alimentarea echipamentului tehnologic de frecvență diferită de frecvența standard (încălzire cu inducție, frecvență înaltă etc.),
- ↪ acționări electrice sau tracțiune electrică cu mașini de c.a. (asincrone sau sincrone) comandate prin frecvență.

În caz general față de invertoarele autonome pot fi înaintate următoarele **cerințe:**

- ❖ randament maximal,
- ❖ posibilitatea reglării frecvenței de ieșire în limite largi,
- ❖ posibilitatea reglării frecvenței curentului de ieșire,
- ❖ stabilitatea tensiunii de ieșire la variațiile regimului de lucru al sarcinii,
- ❖ formele de undă ale curentului și tensiunii la ieșire cât mai aproape de sinusoidă,
- ❖ consum propriu de energie minimal,
- ❖ posibilitatea funcționării în regim de mers în gol.

Invertoarele autonome se pot **clasifica:**

- ↪ după ***numărul de faze:***
  - monofazate,
  - polifazate (2 faze, 3 faze etc.);
- ↪ după ***tipul ventilelor:***
  - cu dispozitive complet comandate,
  - cu tiristoare convenționale;
- ↪ după ***conexiunea ventilelor:***
  - cu fir neutru,

- în punte;
- ↳ în funcție de procesele electromagnetice, care au loc în circuitul inverterului autonom se deosebesc:
  - *invertoare de curent,*
  - *invertoare de tensiune,*
  - *invertoare de rezonanță.*

În *invertoarele de curent* la intrare în serie cu sursa este conectat un filtru inductiv cu o inductanță foarte mare ( $L_d \wedge \infty$ ), încât curentul sursei se va menține constant. Adică sursa funcționează în regim de generator de curent.

În *invertoarele de tensiune* la intrare în paralel cu sursa este conectat un filtru capacitativ cu o capacitate foarte mare, încât tensiunea sursei se va menține constantă. Adică sursa funcționează în regim de generator de tensiune.

*Invertoarele de rezonanță* au schema de forță ca și invertoarele de curent, însă inductanța de intrare nu este foarte mare, ci este aleasă în așa mod ca împreună cu condensatorul de comutare și ținând cont și de caracterul reactiv al sarcinii să se formeze un circuit oscilant cu frecvența de rezonanță puțin mai mare ca frecvența de ieșire.

## 1.2. Invertor monofazat de curent în punte cu condensator de comutare paralel

În fig. 6.1.a este reprezentată schema inverterului monofazat de curent în punte cu tiristoare convenționale cu condensator de comutare paralel, iar în fig.6.1.b – diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuit. Tiristoarele sunt comandate în perechi ( $VS_1$  cu  $VS_2$  și  $VS_3$  cu  $VS_4$ ) în antifază. În circuitul de intrare este conectat droselul  $L_d$  cu o inductanță foarte mare ( $L_d \rightarrow \infty$ ), încât curentul de intrare este fără pulsații și are o valoare constantă  $I_d$ , iar curenții prin ventile au forma unor impulsuri dreptunghiulare.

În prima semiperioadă sunt puse în conducție ventilele  $VS_1$  și  $VS_2$ , iar  $VS_3$  și  $VS_4$  rămân blocate. În acest interval de timp prin  $VS_1$  și  $VS_2$  curge curentul  $I_d$  și tot această valoare cu sens pozitiv o are curentul de ieșire  $i_{ieș}$ . curentul de ieșire se ramifică în curentul  $i_C$ , care încarcă condensatorul de comutare  $C$  cu polaritatea  $+ -$ , scăzând exponențial, și curentul sarcini  $i_S$ , care crește cu același ritm, deoarece:

$$i_S + i_C = i_{ieș} = I_d. \quad (6.2)$$

În semiperioada secundă sunt puse în conducție ventilele  $VS_3$  și  $VS_4$  și condensatorul de comutare devine scurtcircuitat de toate ventilele. Curentul de descărcare a condensatorului curge în sens opus curentului tiristoarelor  $VS_1$  și  $VS_2$ , îl reduce foarte repede la zero și aduce la blocarea acestor tiristoare. După această blocare condensatorul de comutare  $C$  se reîncarcă de la sursă prin  $VS_3$  și  $VS_4$  cu polaritatea  $(-)(+)$ . Vom menționa, că descărcarea condensatorului va avea loc și prin sarcină. Curentul sarcinii își schimbă sensul în fiecare semiperioadă.

Pentru a limita creșterea bruscă a curentului prin anozii tiristoarelor, în serie cu tiristoarele sunt montate reactoare de limitare a vitezei de creștere a curentului.

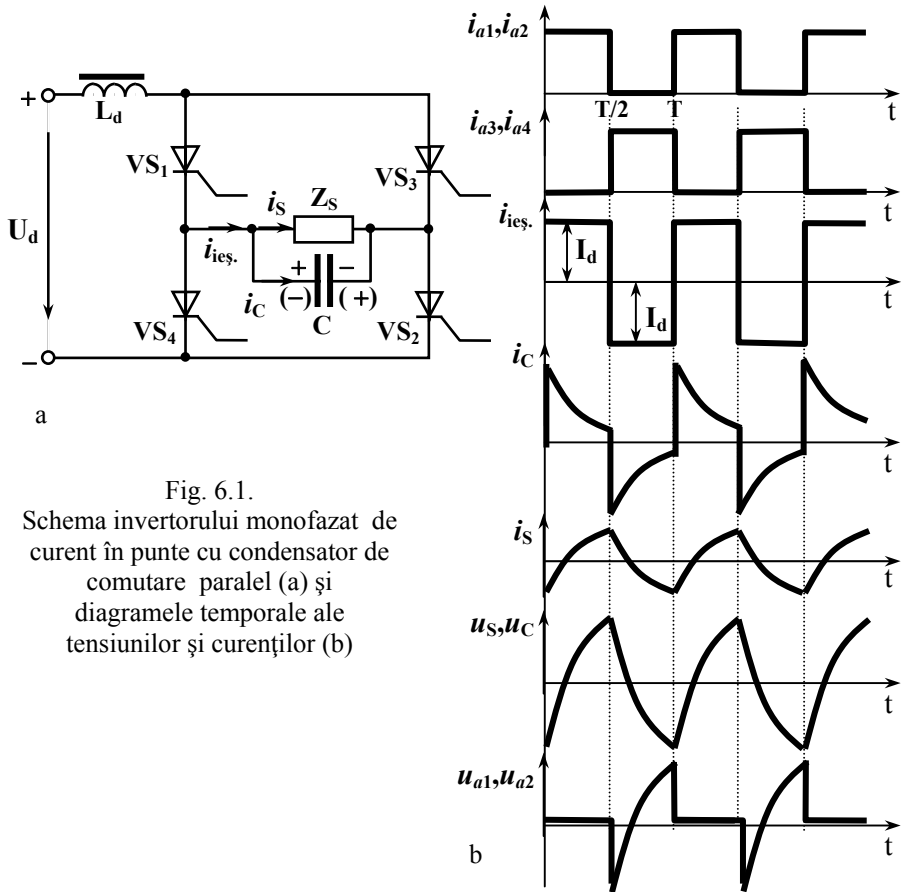


Fig. 6.1.  
 Schema inverterului monofazat de  
 curent în punte cu condensator de  
 comutare paralel (a) și  
 diagramele temporale ale  
 tensiunilor și curenților (b)

### 1.3. Invertor monofazat de curent cu priză mediană cu condensator de comutare paralel

În fig. 6.2.a este reprezentată schema invertorului monofazat de curent cu priză mediană cu tiristoare convenționale cu condensator de comutare paralel, iar în fig.6.2.b – diagramele temporale ale tensiunilor și curenților în circuit. Sarcina este cuplată prin transformatorul  $T$  cu priză mediană. Tiristoarele  $VS_1$  și  $VS_2$  sunt comandate în antifază.

În timpul primei semiperioade a oscilațiilor de ieșire este în conducție  $VS_1$ , iar  $VS_2$  este blocat și condensatorul este încărcat prin tiristorul  $VS_1$ , dioda  $VD_2$  și semiînfașurarea  $w_{1-2}$  primară a transformatorului  $T$  cu polaritatea  $+ -$ . Curentul prin  $w_{1-2}$  induce în  $w_2$  tensiunea sarcinii.

În semiperioada secundă este amorsat tiristorul  $VS_2$  și tensiunea de pe armăturile condensatorului  $C$  contribuie la blocarea tiristorului  $VS_1$ . În continuare condensatorul de comutare  $C$  se încarcă prin  $VS_2$ , dioda  $VD_1$  și semiînfașurarea  $w_{1-1}$  cu polaritate inversă celei precedente  $(-) (+)$ . Curentul prin  $w_{1-1}$  induce în  $w_2$  tensiunea sarcinii, care va avea acum sens invers. Diodele  $VD_1$  cu  $VD_2$  servesc pentru separarea condensatorului  $C$  de comutare de sarcină, pentru a evita descărcarea condensatorului prin sarcină.

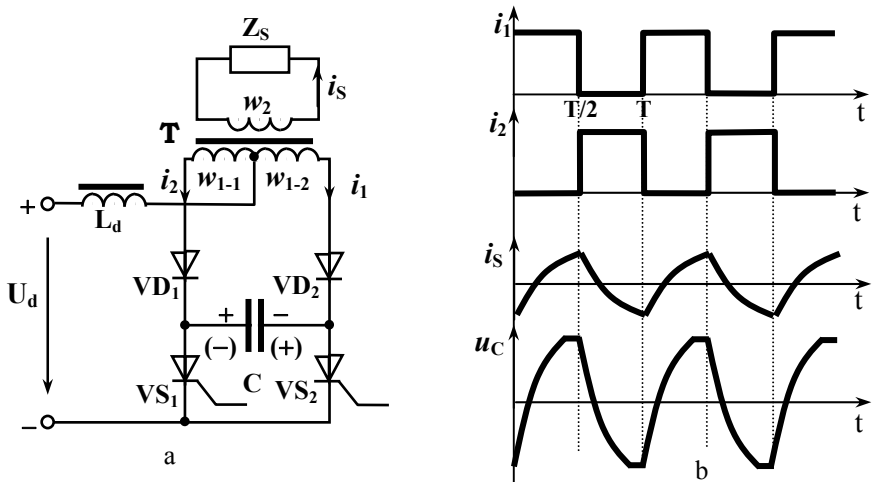


Fig. 6.2. Schema invertorului autonom monofazat de curent cu priză mediană cu condensator de comutare paralel (a) și diagramele temporale ale tensiunilor și curenților (b)

1.4. Invertor trifazat de curent cu condensatoare de comutare în paralel

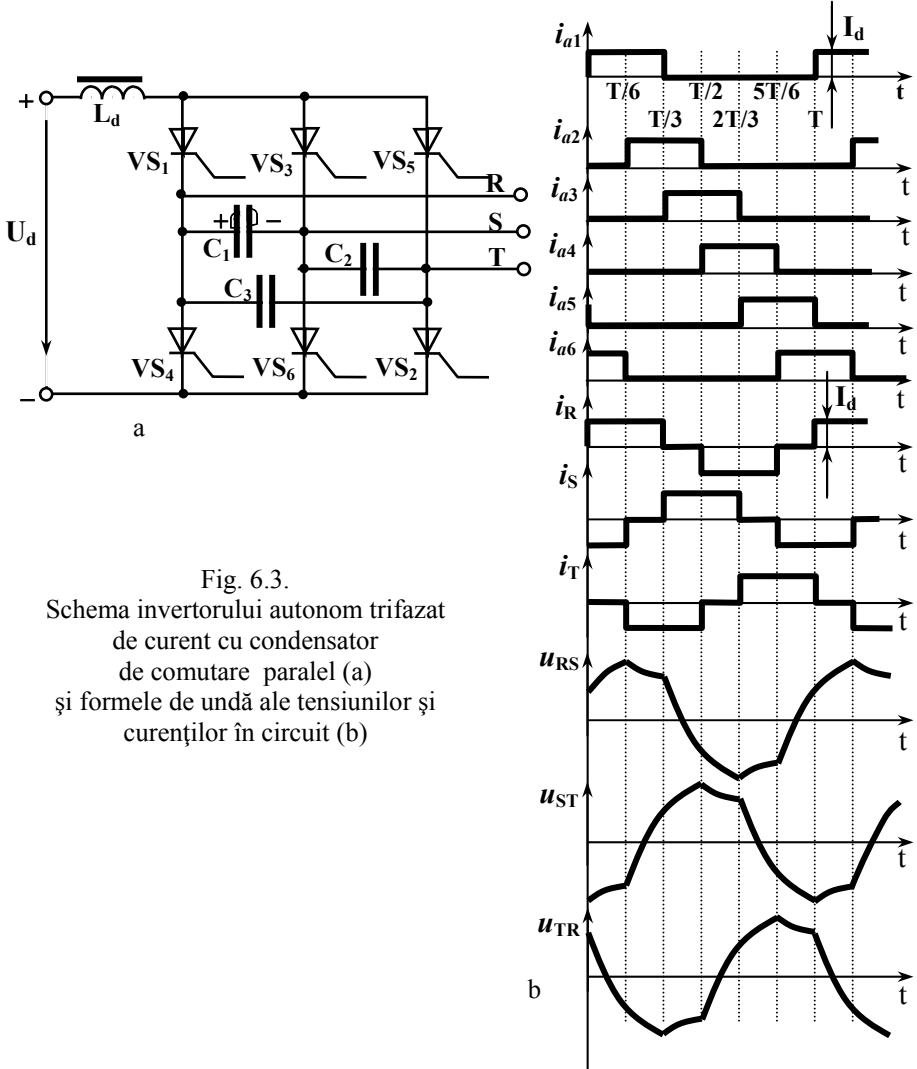


Fig. 6.3.

Schema invertorului autonom trifazat de curent cu condensator de comutare paralel (a) și formele de undă ale tensiunilor și curenților în circuit (b)

În fig. 6.3. sunt reprezentate schema invertorului trifazat de curent cu condensator de comutare paralel (a) și formele de undă ale tensiunilor și curenților în circuit (b). Principiul de funcționare a invertorului trifazat este analogic cu principiul de funcționare a invertoarelor monofazate și este ilustrat prin formele de undă ale tensiunilor și curenților din circuitul invertorului. Ordinea funcționării tiristoarelor este ca și în redresorul trifazat în punte:

$VS_1$	cu	$VS_6,$	$VS_1$	cu	$VS_2,$
$VS_3$	cu	$VS_2,$	$VS_3$	cu	$VS_4,$
$VS_5$	cu	$VS_4,$	$VS_5$	cu	$VS_6,$

$VS_1$  cu  $VS_6,$  etc.

Deoarece fiecare tiristor conduce în pereche cu un tiristor din alt grup timp de  $1/6$  de perioadă a oscilațiilor de ieșire, după care mai conduce  $1/6$  de perioadă în pereche cu următorul tiristor din celălalt grup; comanda tiristorului se face, sau cu

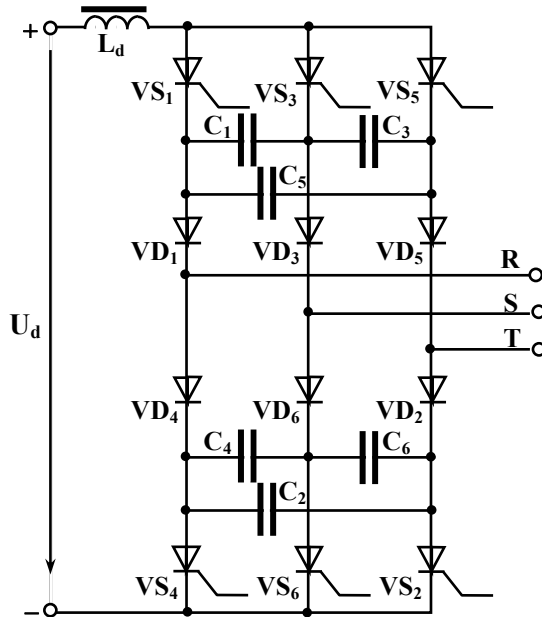


Fig. 6.4. Schema inverterului trifazat de curent cu condensatoare de comutare paralele și diode de separare

două impulsuri scurte cu un interval de  $1/6$  de perioadă între ele, sau cu un impuls durată căruiă este mai mare de  $1/6$  de perioadă.

Comutarea tiristoarelor are loc datorită condensatoarelor de comutare  $C_1$ ,  $C_2$  și  $C_3$ , care pot fi conectate "în stea" (vezi fig.6.3.a) sau "în triunghi" în circuitul inverterului. Aici are loc comutarea între ventile: blocarea unui tiristor are loc după amorsarea tiristorului următor din același grup de ventile. Spre exemplu: blocarea tiristorului  $VS_1$  va avea loc după amorsarea tiristorului  $VS_3$  datorită tensiunii acumulate pe armăturile condensatorului  $C_1$  cu polaritatea  $+ -$  prin  $VS_1$  și  $VS_6$  (când  $VS_1$  a fost în conducție). Pe anodul tiristorului  $VS_1$  se aplică tensiunea de polarizare inversă de pe  $C_1$  și el ( $VS_1$ ) este blocat.

Forma tensiunilor de ieșire este cu mult mai aproape de forma sinusoidală, în comparație cu forma tensiunii de ieșire la invertoarele monofazate (formele de undă, atât pentru tensiunile de linie, cât și pentru curenții de fază sunt reprezentate în fig.6.3.b). Curenții de fază au caracter alternativ și sunt formați din impulsuri dreptunghiulare, iar tensiunile de linie au formele de undă formate din porțiuni exponențiale, cauzate de încărcarea - descărcarea condensatoarelor de comutare.

Pentru a evita descărcarea condensatoarelor de comutare prin circuitul sarcini, sunt folosite diodele de separare între condensatoare și sarcină în modul, în care este demonstrat în figura 6.4. Aici diodele  $VD_1$ ,  $VD_2$ ,  $VD_3$ ,  $VD_4$ ,  $VD_5$ ,  $VD_6$  nu admit scurgerea curenților de descărcare prin sarcină și, prin urmare, vom avea nevoie deja de două seturi de condensatoare de comutare:  $C_1$ ,  $C_3$ ,  $C_5$  și  $C_2$ ,  $C_4$ ,  $C_6$ .

### 1.5. Invertor monofazat de tensiune

Invertoarele autonome monofazate de tensiune, de regulă, sunt formate în baza schemei în punte, după cum este reprezentat în fig.6.5. La intrarea inverterului este inclus un condensator de capacitate mare, care menține tensiunea de intrare a inverterului  $U_d$  constantă. Sarcina este conectată în diagonala punții.

Vom analiza funcționarea inverterului cu dispozitive complet comandate, ținând cont că în circuitul inverterului cu tiristoare convenționale se vor adăuga circuitele de comutare. Pentru a căpăta o formă simetrică și alternativă a tensiunii de ieșire  $u_s$  dispozitivele sunt comandate în perechi ( $VS_1$  cu  $VS_2$  și  $VS_3$  cu  $VS_4$ ) în antifază, astfel încât durata (unghiul) de conducție a unui dispozitiv este o semiperioadă ( $T/2$ ) a oscilațiilor de ieșire. În regim staționar forma curentului sarcinii rezistiv-inductiv  $i_s$  este simetrică, alternativă și este formată din porțiuni exponențiale cu constanta de timp  $\tau=L_s/R_s$  (vezi fig.6.5.b).

În prima semiperioadă (de la  $t=0$  la  $t=T/2$ ) sunt în conducție  $VS_1$  și  $VS_2$ . Pe sarcină se aplică tensiunea de intrare  $U_d$  cu polaritatea  $+ -$  (vezi fig.6.5.a), considerată pozitivă. Curentul sarcinii curge prin  $VS_1$  și  $VS_2$  (sens pozitiv) și crește exponențial.



În semiperioadă secundă (de la  $t=T/2$  la  $t=T$ ) sunt puse în conducție  $VS_3$  și  $VS_4$ , iar  $VS_1$  și  $VS_2$  sunt blocate. Pe sarcină se aplică tensiunea de intrare  $U_d$  cu polaritatea inversă  $(-)(+)$  (vezi fig. 6.5.a), considerată negativă. Datorită caracterului inductiv al sarcinii curentul va continua să curgă în același sens prin sarcină și se va închide prin diodele  $VD_1$  și  $VD_2$  până la momentul  $t_2$ , când curentul atinge valoarea zero. Energia înmagazinată în inductanța sarcinii este recuperată sursei. Prin urmare, rolul diodelor în circuitul inverterului este de a conduce curentul reactiv al sarcinii. După momentul  $t_2$  curentul sarcinii își schimbă sensul, crește exponențial și se închide prin dispozitivele  $VS_3$  și  $VS_4$ .

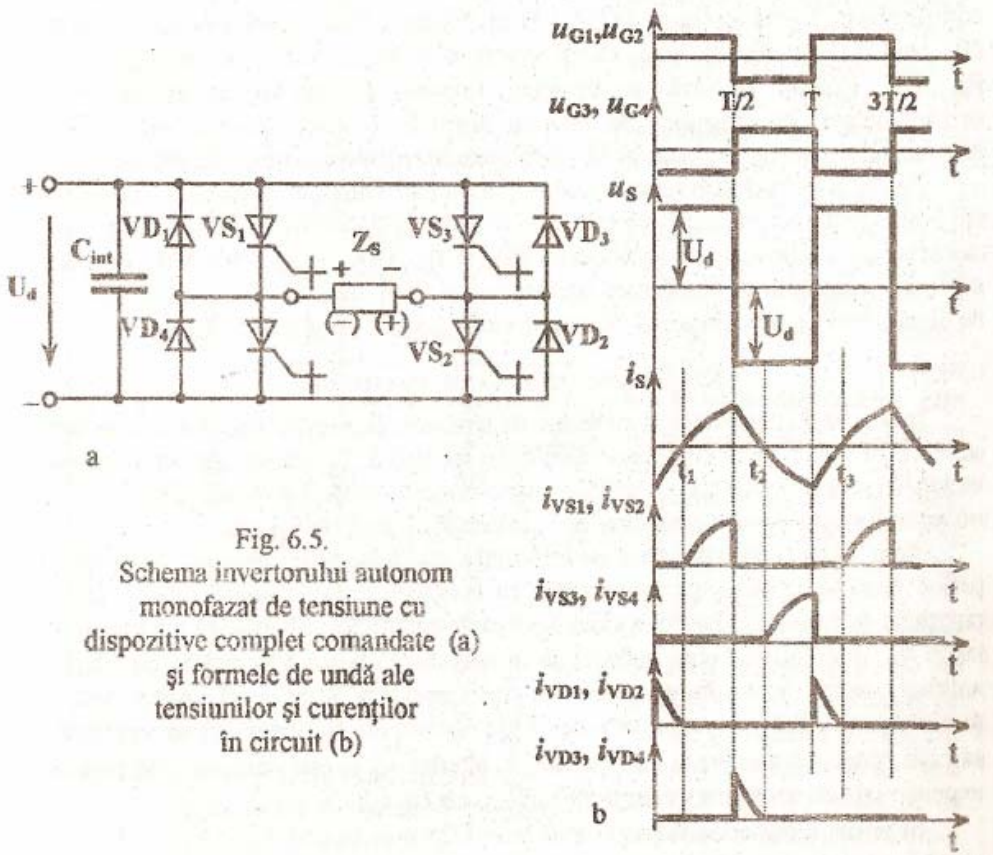


Fig. 6.5.  
Schema inverterului autonom  
monofazat de tensiune cu  
dispozitive complet comandate (a)  
și formele de undă ale  
tensiunilor și curenților  
în circuit (b)

1.6. Invertoare de rezonanță

Invertoarele de rezonanță au circuitul de forță cu schemă analogică invertoarelor de curent, cu inductanță în circuitul de intrare. Inductanța droselului de intrare se alege din condiția ca încărcarea condensatorului de comutație să aibă loc în cadrul unui proces oscilant (ținând cont și de reactanța sarcinii). Frecvența de rezonanță a procesului oscilant trebuie să fie puțin mai mare ca frecvența curentului alternativ de ieșire. Prin urmare, curentul unui ventil scade la zero și ventilul reușește să se blocheze înainte de a fi amorsat ventilul următor.

În invertoarele de rezonanță forma curentului de ieșire este foarte aproape de sinusoidală și acest fapt reduce considerabil pierderile de comutare, exclude necesitatea reactoarelor de limitare a curentului în circuitul ventilelor. Toate acestea fac invertoarele de rezonanță preferabile pentru folosirea la frecvențe înalte (circa 12 kHz): acționări cu motoare de c.a. cu turații foarte înalte, echipament cu ultrasunet, electrotermic etc.

Pentru a exemplifica funcționarea invertoarelor de rezonanță vom analiza schema și formele de undă ale tensiunilor și curenților în circuitul invertoarelor monofazat de rezonanță în punte cu condensator de comutare paralel cu sarcina, care sunt prezentate în fig.6.6.

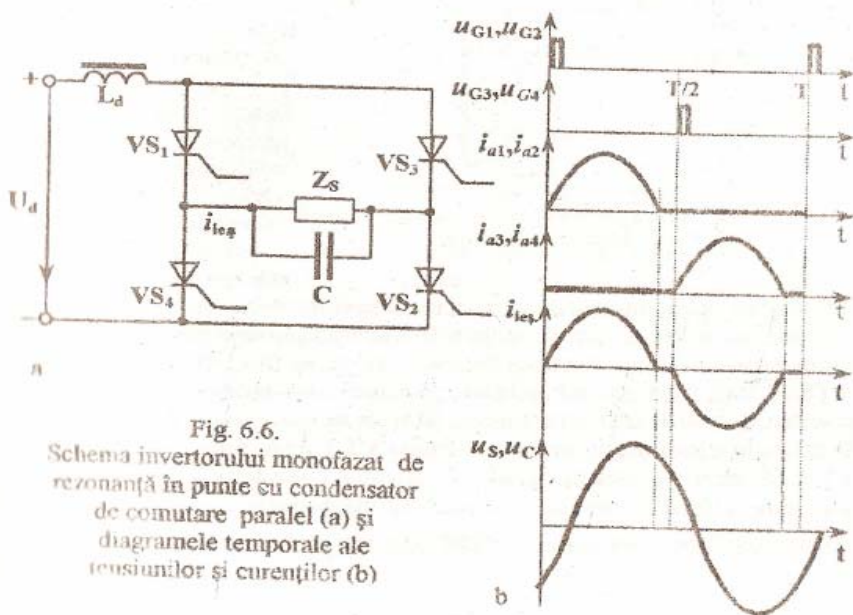


Fig. 6.6. Schema invertoarelor monofazat de rezonanță în punte cu condensator de comutare paralel (a) și diagramele temporale ale tensiunilor și curenților (b)

După amorsarea tiristoarelor  $VS_1$  și  $VS_2$  începe procesul de încărcare a condensatorului  $C$  și curentul de încărcare mai întâi crește, iar apoi scade sinusoidal. Atunci când curentul  $i_{ie}$  scade la zero, analogic sunt anulați și curenții prin tiristoarele  $VS_1$  și  $VS_2$  ( $i_{a1}, i_{a2}$ ), tiristoarele sunt blocate. În acest timp tensiunea pe condensator este mai mare ca tensiunea sursei de alimentare și, prin urmare, pe  $VS_1$  și  $VS_2$  se aplică tensiune inversă. Intervalul de timp de la  $t_1$  la  $t_2$  nu conduce nici un ventil și curentul de intrare al invertoarelor este nul și tiristoarele  $VS_1$  și  $VS_2$  au posibilitate de revenire.

## CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

Convertoare de frecvență sunt circuite de frecvență care transformă curentul alternativ cu tensiunea  $U_1$  și frecvența  $f_1$ , în curent alternativ cu tensiunea  $U_2$  și  $f_2$  care pot fi reglabile. Convertoarele de frecvență sunt folosite preponderent în acționările moderne cu motoare de curent alternativ, cu motoare asincrone sau sincrone rotative sau liniare.

Convertoarele de frecvență pot fi:

- convertoare directe de frecvență (cicloconvertoare)
- convertoare indirecte de frecvență ( convertoare de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu)

Cicloconvertoarele pot fi :

- cu comutație naturală
- cu comutație forțată

### Convertoare indirecte de frecvență

În aceste convertoare se face conversia dublă a energiei electric. Schema bloc poate fi reprezentată în felul următor:

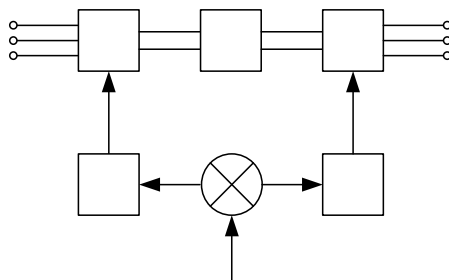


Fig. Schema bloc a convertorului indirect de frecvență

unde:

R –redresor

F - filtru de netezire

IA – inverter automat

SCR – sistem de comandă redresor

SCI – sistem de comandă inverter

Redresorul poate fi comandat, necomandat sau semicomandat.

Invertorul poate fi de curent, tensiune sau rezonanță.

Când inverterul este de curent filtru este inductiv și convertorul este numit convertor de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu. În cazul când inverterul este de tensiune, filtru este capacitiv și convertorul este numit convertor de frecvență cu circuit intermediar de tensiune continuă.

În acest convertor curentul alternativ este redresat, în filtru sunt netezite

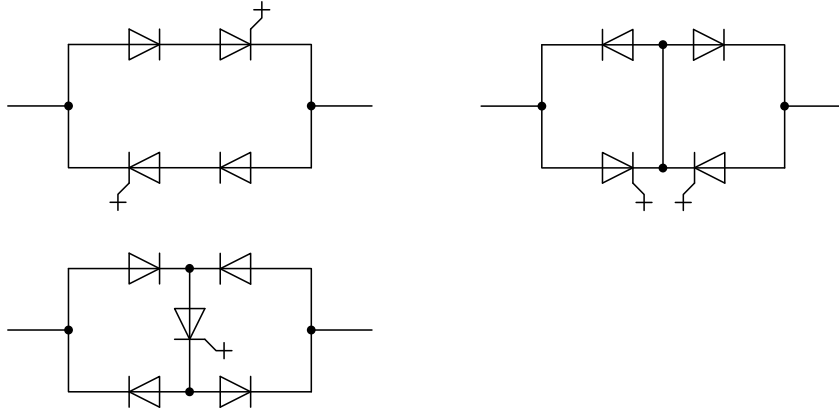
## CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

ondulațiile, iar intervalul autonom formează curent alternativ cu oricare altă frecvență, stabilită în cadrul inverterului.

Dezavantajul principal al acestor convertoare îl constituie convertizarea dublă, deci  $\eta$  este redus. Pentru realizarea transferului de energie în ambele sensuri, între sursă și consumator am avea nevoie de dispozitive complet comandate ambele părți ale curentului.

La moment așa dispozitive nu se produc și din acest motiv pot fi folosite grupuri de ventile care în ansamblu pot realiza aceste funcții.

Cîteva exemple de așa grupuri de ventile:



În convertoare directe de frecvență recuperarea energiei poate fi asigurată și prin alte metode, modificînd circuitul convertorului. Să cercetăm, ca exemplu, un convertor monofazat cu tensiune continuă în care se realizează recuperarea energiei

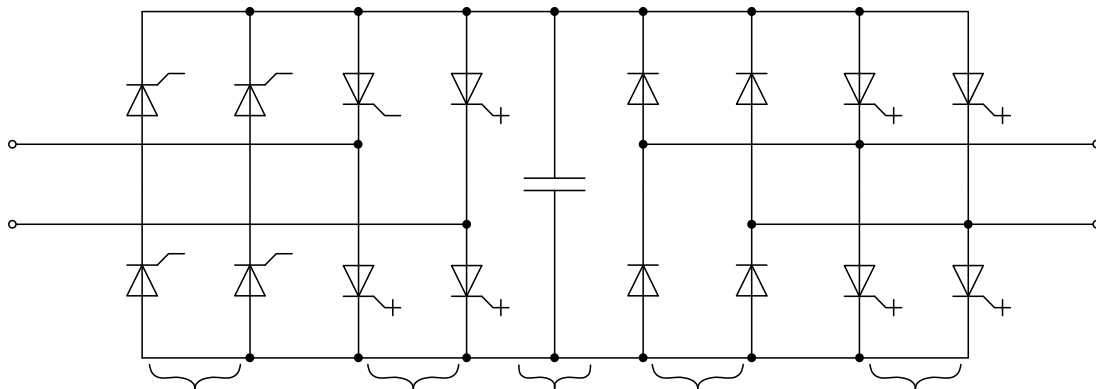


Fig. Convertor monofazat cu tensiune continuă

unde:

RC – redresor comandat

PR – punte recuperativă

F – filtru capacitiv

PCI – punte de curent invers

IAT – inverter autonom de tensiune

Transferul de energie de la sursă ( $U_1$ ) la consumator ( $U_2$ ) se face prin

## CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

---

redresorul comandat și IAT. Recuperarea energiei spre rețeaua de alimentare se face prin redresarea în puntea de curent invers și convertirea în puntea recuperativă. Ultima exercită funcția de convertor.

În cazul convertorului de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu când filtru este inductiv și invertorul de curent dispune de necesitatea diodelor de curent invers și a punții de recuperare, deoarece sensul curentului continuu prin circuit intermediar nu se schimbă în acest caz. Redresorul pentru recuperare este trecut în regim de inverter condus de rețea. Dacă consumatorul nu este o mașină electrică-reversibilă structura convertorului de frecvență este mai simplă întrucât el nu mai trebuie să asigure flux bidimensional. În cazul unor convertoare de frecvență de mică putere se folosește redresor necomandat, iar reglarea tensiunii  $U_2$  se face cu un variator de tip Chopper intercalat în circuitul intermediar de curent continuu.

### Convertoare directe de frecvență ( cicloconvertoare)

Cicloconvertoarele asigură realizarea ciclului într-o singură treaptă din curent continuu cu  $f_1$  în curent cu altă frecvență  $f_2$  mai mică ca  $f_1$ .

Cicloconvertoarele funcționează pe principiul conectării – deconectării succesive ciclice a fazelor receptorului direct la fazele rețelei (sursei) cu ajutorul unei rețele de întrerupătoare statice (ventile comandate sau semicomandate).

Cicloconvertoarele se deosebesc prin următoarele momente:

- randamentul de conversie ridicat, care este un avantaj deosebit în cazul receptoarelor de mare putere,
- posibilitatea reglării frecvenței și tensiunii de ieșire,
- fiind realizate exclusiv pe baza tiristoarelor convenționale și/sau bidirecționale.

Complexitatea circuitului de comandă este proporțională cu numărul ventilelor

- necesitatea corectării factorului de putere la intrare și reducerii armonicilor la ieșire cu ajutorul unor circuite suplimentare.

La baza funcționării cicloconvertoarelor se află convertorul reversibil (convertoare dublu sau convertorul în patru cadrane) care este capabil să realizeze atât ambele polarități ale tensiunii de ieșire  $U_2$  cât și ambele sensuri ale curentului  $I_2$  în circuitul convertorului. Un asemenea convertor se obține prin conectarea antiparalelă a două convertoare, care funcționează în două cadrane, fiecare (regim convertor- inverter) prin comanda fazei impulsurilor de amorțire  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  a tiristoarelor în raport cu faza tensiunii de intrare se poate obține la bornele receptorului o tensiune medie redresată continuu reglabilă de ambele polarități (tensiune alternativă).

Forma de undă a tensiunii de ieșire constă din porțiuni ale tensiunii din rețea formate de tiristoare. Pentru o calitate mai bună este utilizată rețeaua trifazată. Printr-o programare adecvată a tuturor unghiurilor de conversie cicloconvertoarelor poate sintetiza tensiunea de ieșire din arce de sinusoidă, aparținând tensiunii de intrare. Astfel încât valoarea medie să varieze periodic după o lege sinusoidală, trapezoidală etc.

În mod inevitabil tensiunea de ieșire va avea pe lângă armonica fundamentală și un anumit conținut de armonici superioare.

## CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

Să vedem cum funcționează un cicloconvertor semicomandat).

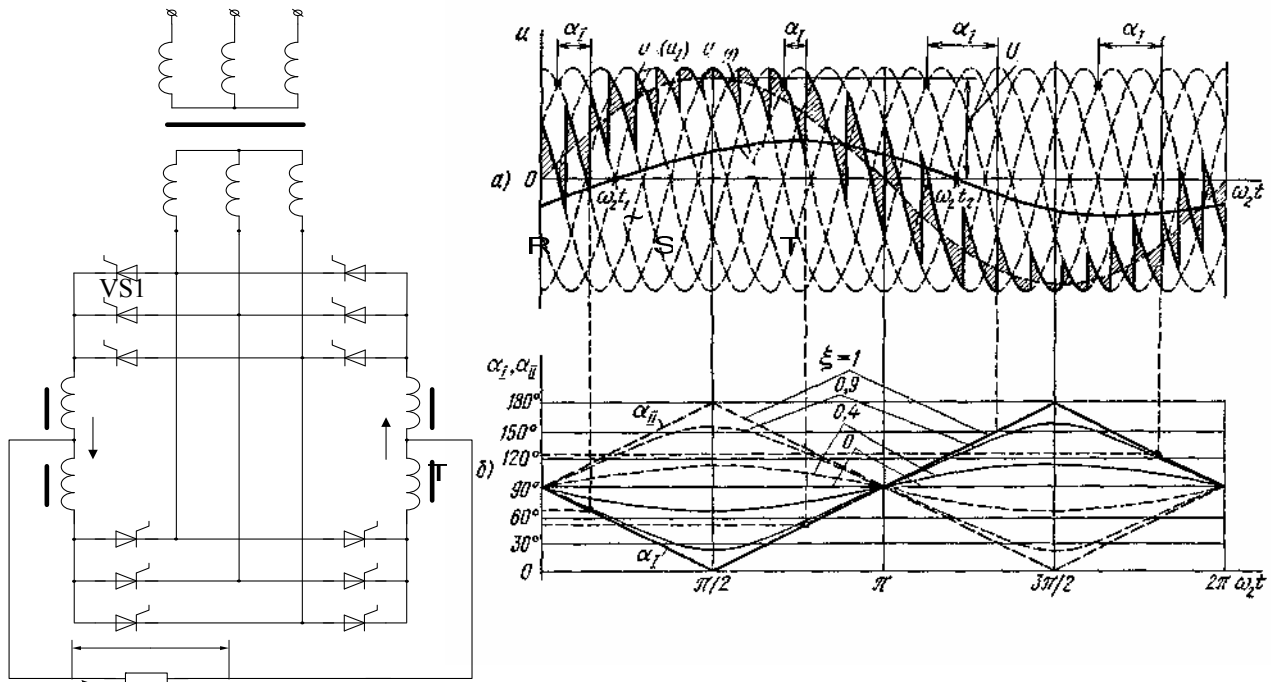


Fig. Schema transformatorului de frecvență nemijlocit (direct) Curba tensiunii de ieșire a), caracteristica schimbării în timp Ventilele sunt amorțate, în fiecare set de ventile în ordinea cunoscută din funcționarea redresorului comandat unghiul de amorțare sunt variate ciclic în timp, în consecință tensiunea de ieșire este formată din porțiuni ale tensiunii de linie din rețea avînd armonica fundamentală  $\omega_2$ . Pentru formarea alternanței pozitive pe sarcină setul I, funcționează în regim de redresor, iar setul II este trecut în regim de inverter. Pentru formarea alternanței negative setul I este trecut în regim de inverter, iar setul II funcționează în regim de redresor.

Tensiunea de ieșire a cicloconvertorului poate fi reprezentată ca tensiune medie redresată la ieșirea redresorului comandat.

De exemplu pentru setul 1 de tiristoare se poate scrie:

$$u_s = U_{smo} \cos \alpha_1(t) \quad (1)$$

unde:

$U_{smo}$  - amplitudinea tensiunii de ieșire sau valoarea tensiunii de ieșire pentru  $\alpha_1 = 0$

Prin urmare modificînd unghiul de comandă putem obține tensiune de ieșire variabilă după o lege dorită. Din alt punct de vedere, dacă vom neglija pulsațiile tensiunii de ieșire pentru o lege sinusoidală putem scrie:

$$u_s = U_{sm} \sin(\omega_2 t) \quad (2)$$

unde:

$U_{sm}$  - amplitudinea tensiunii pe sarcină

Prin urmare pentru a obține o tensiune sinusoidală cu  $\omega$  la ieșire, unghiul de comandă trebuie să fie variat în timp conform expresiei:

## CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

$$\alpha_I = \arccos(\xi \sin \omega_2 t) \quad (3)$$

unde:

$$\xi = \frac{u_{sm}}{u_{smo}} \quad (4)$$

În mod analogic pentru setul II de ventile putem scrie:

$$\alpha_{II} = \arccos(-\xi \sin \omega_2 t) \quad (5)$$

cînd:

$\xi = 1$  adică amplitudinea  $U_{ieș}$  este maximă unghiul de comandă va fi variat în timp, pentru a forma un sfert de perioadă a tensiunii de ieșire ( $0 < \omega_2 t < \frac{\pi}{2}$ ) unghiul  $\alpha_I$  se va micșora liniar de la  $90^\circ$  la  $0^\circ$  iar unghiul  $\alpha_{II}$  se va mari de la  $90^\circ$  la  $180^\circ$  pentru formarea următorului sfert de perioada  $\frac{\pi}{2} < \omega_2 t < \pi$ ,  $\alpha_I$  crește de la  $0^\circ$  la  $90^\circ$ , iar  $\alpha_{II}$  scade de la  $180^\circ$  la  $90^\circ$  pentru a forma sfertul III  $\omega_2 t$  de la  $\pi$  pînă la  $\frac{3\pi}{2}$ ,  $\alpha_I$  crește de la  $90^\circ$  la  $180^\circ$ , iar  $\alpha_{II}$  scade de la  $90^\circ$  la  $0^\circ$ .

Pentru ultimul sfert de perioadă  $\omega_2 t$ ,  $\alpha_I$  variază de la  $180^\circ - 90^\circ$  iar  $\alpha_{II}$  de la  $0^\circ - 90^\circ$ .

$\xi < 1$  unghiul de comandă variază în domenii mai înguste și neliniar în timp, deoarece în acest convertor se funcționează pe comanda naturală valorile extreme ale unghiului de comandă sunt limitate de regimul de răsturnare în așa mod  $\alpha$  nu poate fi mai mare de  $180^\circ - (\gamma + \theta_{\min})$ ,  $\alpha$  nu poate fi mai mic  $(\gamma + \theta_{\min})$ , unde:  $\gamma$ - unghiul de comutare

$$\theta_{\min} = \frac{2\pi f_1}{tR_R}$$

$tR_R$  - timpul de revenire

Cicloconvertoarele 3-3fazate sunt formate pe baza a trei cicloconvertoare 3-1fazate comandate cu un defazaj de  $120^\circ$  a tensiunii formate pentru a menține la un nivel acceptabil conținutul de armonici al tensiunii de ieșire este necesar ca

$$f_2 \leq \frac{f_1}{3} .$$

În consecință cicloconvertoarele pot fi utilizate mai avantajos în aplicațiile care necesită frecvență joasă.

Structura cicloconvertorului permite reversibilitatea funcționării sale. Deci conectarea la rețea a unor mașini electrice care vor funcționa ca motor electric inclusiv cu reacție de frînare recuperativă sau ca generator.

Performanțele cicloconvertoarelor permit folosirea acestora în principal

## CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ

---

pentru reglarea turației unor motoare de obicei de mare putere și lente cu și fără includerea lor în bucle de stabilizare automată a turației.

O altă direcție de aplicare a cicloconvertoarelor constă în utilizarea acestora pentru stabilizarea frecvenței, tensiunii debitate pe un generator alternativ antrenat de exemplu de un motor cu ardere internă care are turație variabilă .

Cicloconvertorul transformă frecvența variabilei de intrare într-o frecvență constantă la ieșire stabilizată suplimentar cu ajutorul buclei de reglare automată.