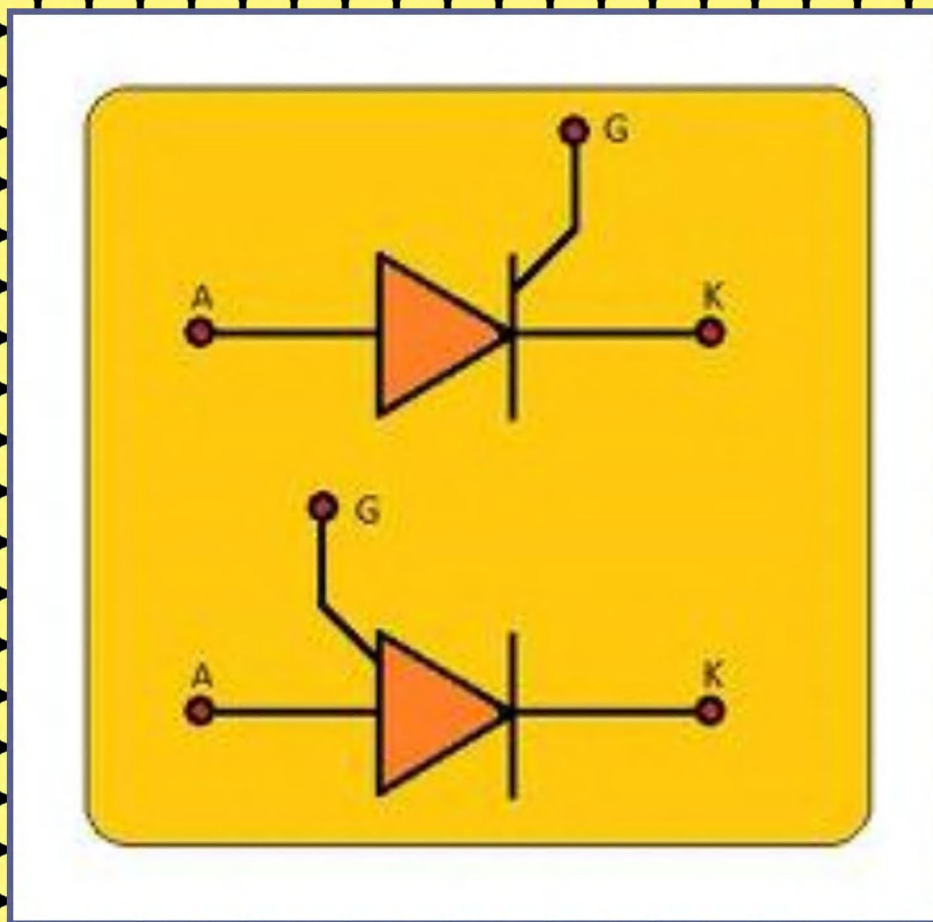


MIHAI PUIU - BERIZINȚU

ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ DE PUTERE



Editura *ALMA MATER*

UNIVERSITATEA DIN BACĂU
FACULTATEA DE INGINERIE

Conf. dr. ing. MIHAI PUIU - BERIZINȚU

ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ
DE PUTERE

CURS ȘI LUCRĂRI PRACTICE

Editura ALMA MATER – Bacău, 2007

Referenți științifici:

Prof. univ. dr. ing. Dan Rotar

Prof. univ. dr. ing. Petru Livinți

Prefață

Lucrarea “Electronică industrială de putere – curs și lucrări practice” se adresează, în special, studenților de la specializările Energetică industrială și Mecatronică de la Facultatea de inginerie a Universității din Bacău, conținutul acesteia fiind în acord cu programele de studii de la aceste specializări. În același timp, prin tematica abordată, lucrarea poate prezenta un mai larg interes, cum ar fi: pentru studenții de la alte specializări, pentru specialiști, ingineri și cadre didactice care studiază sau desfășoară activități în domenii cu aplicații ale electronicii de putere.

În această primă ediție, cursul cuprinde șase capitole și un număr de șapte lucrări pentru aplicațiile practice de laborator.

În prima parte a cursului sunt tratate dispozitivele semiconductoare de putere cel mai des utilizate: tiristoare, tranzistoare de putere bipolare, MOS și IGBT, triacul.

În următoarele capitole sunt tratate, din punct de vedere al aplicațiilor industriale, principalele categorii de conversoare statice de putere: variatoare de tensiune alternativă, redresoarele și invertoarele cu comutație naturală, variatoarele de tensiune continuă și invertoarele cu comutație forțată. Lucrarea se limitează la studiul părții energetice (de putere) a conversoarelor statice, părțile de comandă și reglare a acestora, realizate cu dispozitive și circuite electronice de curenți slabi, fiind studiate la alte discipline din planul de învățământ.

Partea de lucrări practice de laborator cuprinde tematica de studiu experimental și prin modelare și simulare pe calculator a unor dispozitive și circuite electronice de putere de interes pentru specializările menționate mai sus. Astfel, prima lucrare este destinată studiului caracteristicilor statice ale unor dispozitive semiconductoare de putere (dioda și tiristorul). În următoarele trei lucrări sunt studiate contactoarele și întrerupătoarele statice de c.c. și de c.a. O lucrare este destinată studiului circuitelor de comandă a tiristoarelor și triacelor, cu aplicații la variatoare de tensiune alternativă și la redresoare monofazate. În ultimele două lucrări se studiază redresoarele comandate și invertoarele cu comutație forțată, cu aplicații la reglarea vitezei sistemelor de acționare electrică cu motoare de c.c. și respectiv, de c.a.

Autorul își manifestă deplina receptivitate pentru eventualele observații și sugestii din partea cititorilor în vederea îmbunătățirii și completării acestei lucrări.

C U P R I N S

Partea I: ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ DE PUTERE – Curs

1. Obiectul cursului. Definiții, clasificări	9
2. Dispozitive semiconductoare de putere	11
2.1. Generalități	11
2.2. Dioda semiconductoare de putere	13
2.2.1. Structura. Caracteristica statică tensiune – curent	13
2.2.2. Caracteristici dinamice ale diodei semiconductoare de putere	14
2.3. Tiristorul	16
2.3.1. Structura. Caracteristici statice	16
2.3.2. Caracteristici dinamice ale tiristorului	17
2.3.2.1. Amorsarea tiristorului prin comanda porții	17
2.3.2.2. Amorsarea tiristorului prin depășirea tensiunii de străpungere V_{BO} și amorsarea prin efect du/dt	18
2.3.2.3. Viteza de creștere a curentului prin tiristor – efectul di/dt	19
2.3.2.4. Blocarea (stingerea) tiristorului	19
2.3.3. Protecția tiristoarelor	21
2.3.3.1. Protecția tiristoarelor la supracurenți	21
2.3.3.2. Protecția tiristoarelor la supratensiuni	23
2.3.4. Conectarea în serie a tiristoarelor	26
2.3.5. Conectarea în paralel a tiristoarelor	28
2.4. Triacul	31
2.5. Tiristorul cu blocare pe poartă (GTO)	32
2.6. Tranzistorul bipolar de putere	33
2.7. Tranzistorul MOS de putere	35
2.8. Tranzistorul bipolar cu poartă izolată (IGBT)	36
3. Variatoare de tensiune alternativă (VTA)	37
3.1. Generalități	37
3.2. Variatoare de tensiune alternativă monofazate	38
3.2.1. Variatorul monofazat cu tiristoare antiparalel	38
3.2.2. Variatorul monofazat cu un singur tiristor	43
3.2.3. Variator monofazat cu tiristor și diodă de descărcare	43
3.2.4. Variator monofazat cu punte redresoare și tiristor	44
3.2.5. Variator monofazat cu tiristoare și diode în antiparalel	44
3.3. Variatoare de tensiune trifazate	45
4. Redresoare de putere	47
4.1. Structură. Caracteristici generale	47
4.2. Redresoare monofazate	48

4.2.1. Redresorul monofazat cu punct median (M2)	48
4.2.1.1. Funcționarea redresorului în sarcină rezistivă	49
4.2.1.2. Funcționarea redresorului în sarcină rezistiv – inductivă	49
4.2.1.3. Procesul de comutație a curentului la redresorul comandat	51
4.2.1.4. Funcționarea în regim de invertor a redresorului monofazat	54
4.2.2. Redresorul monofazat în punte (P2)	57
4.2.2.1. Redresorul în punte monofazată complet comandată	57
4.2.2.2. Redresorul în punte monofazată cu diodă de fugă	58
4.2.2.3. Redresoare monofazate în punte semicomandată	59
4.3. Redresoare trifazate	60
4.3.1. Redresorul trifazat cu punct median sau în stea (M3)	60
4.3.2. Redresorul în punte trifazată (P6)	63
5. Variatoare de tensiune continuă (VTC)	65
5.1. Principii generale. Clasificare	65
5.2. Variatorul de tensiune continuă pentru un cadran	67
5.2.1. Funcționarea ideală a variatorului pentru cadranul I	67
5.2.2. Funcționarea ideală a variatorului pentru cadranul II	69
5.2.3. Variația tensiunii continue la ieșirea variatorului	70
5.2.4. Comutația forțată a variatoarelor de tensiune continuă	71
5.3. Variatoare de tensiune continuă pentru două cadrane	73
5.3.1. Variatorul de tensiune continuă $\pm I$ pentru cadranele I–II	73
5.3.2. Variatorul de tensiune continuă $\pm U$ pentru cadranele I–IV	75
5.4. Variatoare de tensiune continuă pentru patru cadrane	77
6. Invertoare cu comutație forțată	79
6.1. Principii generale. Clasificare	79
6.2. Invertoare monofazate	81
6.2.1. Invertoare de curent cu stingere autonomă	81
6.2.2. Invertoare de tensiune cu stingere independentă	83
6.2.3. Reglarea tensiunii de ieșire a invertoarelor	85
6.3. Invertoare trifazate	87
6.3.1. Invertorul în punte trifazată	87
6.3.2. Invertoare trifazate cu stingere independentă	89
6.3.3. Invertoare trifazate cu stingere autonomă	90
6.3.4. Invertoare trifazate cu stingere pe fază	91
 Partea a II-a: <i>ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ DE PUTERE – Lucrări practice</i>	
<i>Lucrarea nr. 1: Simbolurile și caracteristicile statice ale elementelor de circuit ...</i>	95
<i>Lucrarea nr. 2: Contactoare statice de curent continuu</i>	105
<i>Lucrarea nr. 3: Întrerupătoare statice de curent continuu</i>	109
<i>Lucrarea nr. 4: Contactoare statice de curent alternativ</i>	113
<i>Lucrarea nr. 5: Circuite de comandă în fază a tiristoarelor și triacelor</i>	117
<i>Lucrarea nr. 6: Studiul redresorului monofazat în punte semicomandată</i>	123
<i>Lucrarea nr. 7: Studiul invertorului PWM în punte trifazată</i>	129
<i>Bibliografie</i>	135

Partea I

***ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ
DE PUTERE
– CURS –***

Capitolul 1

OBIECTUL CURSULUI. DEFINIȚII. CLASIFICĂRI

Electronica industrială are ca obiect studiul aplicațiilor electronicii în industrie. Întrucât, în prezent, aplicațiile electronicii în industrie sunt foarte numeroase și diversificate, electronica industrială se confundă cu electronica aplicată.

Electronica industrială de putere este partea electronicii aplicate care studiază dispozitivele electronice de putere și echipamentele energetice realizate cu acestea, utilizate pentru modificarea parametrilor energiei electrice.

Echipamentele energetice realizate cu dispozitive electronice de putere realizează conversia statică a energiei electrice, fiind numite *convertoare statice de putere* sau *mutatoare*. Ele sunt amplasate între sursa de energie și consumator (receptor), având rolul de a modifica unii dintre parametrii energiei electrice cum sunt: valorile tensiunilor și curenților, frecvența, numărul de faze, etc., în funcție de cerințele consumatorului.

Convertoare statice de putere asigură transmisia unor puteri mari (valori mari ale tensiunilor și curenților) și, pentru ca pierderile de energie pe dispozitivele semiconductoare de putere să fie cât mai mici, acestea funcționează în regim de comutație (saturat – blocat, on – off).

În funcție de natura mărimilor electrice de la intrare și ieșire și a modului de conversie a energiei electrice, convertoarele statice de putere pot fi grupate în următoarele categorii:

① **redresoare, R** – realizează conversia energiei electrice de curent alternativ în energie electrică de curent continuu;

② **invertoare, I** – realizează conversia energiei electrice de curent continuu în energie electrică de curent alternativ;

③ **variatoare de tensiune alternativă (curent alternativ), VTA** – realizează modificarea valorilor tensiunilor și curenților alternativi fără modificarea frecvenței;

④ **variatoare de tensiune continuă (curent continuu), VTC**, numite și **CHOPPER-e** – realizează modificarea valorii tensiunii continue (curentului continuu);

⑤ **convertoare (convertizoare) directe de frecvență** sau **cicloconvertizoare, CDF** – realizează modificarea directă a frecvenței unui sistem de tensiuni alternative;

⑥ **convertoare (convertizoare) indirecte de frecvență, CIF**, sau **convertizoare de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu** – realizează modificarea frecvenței tensiunii și curenților utilizând un circuit intermediar de curent continuu (dublă conversie: curent alternativ – curent continuu, curent continuu – curent alternativ, ca/cc – cc/ca);

⑦ **convertoare indirecte de tensiune continuă, CITC** – realizează modificarea valorilor tensiunilor și curenților continui folosind un circuit intermediar de curent alternativ (dublă conversie a energiei: curent continuu – curent alternativ, curent alternativ – curent continuu, cc/ca – ca/cc);

În figura 1 se prezintă schematic, într-o formă sugestivă, principalele categorii de convertoare statice de putere prezentate mai sus.

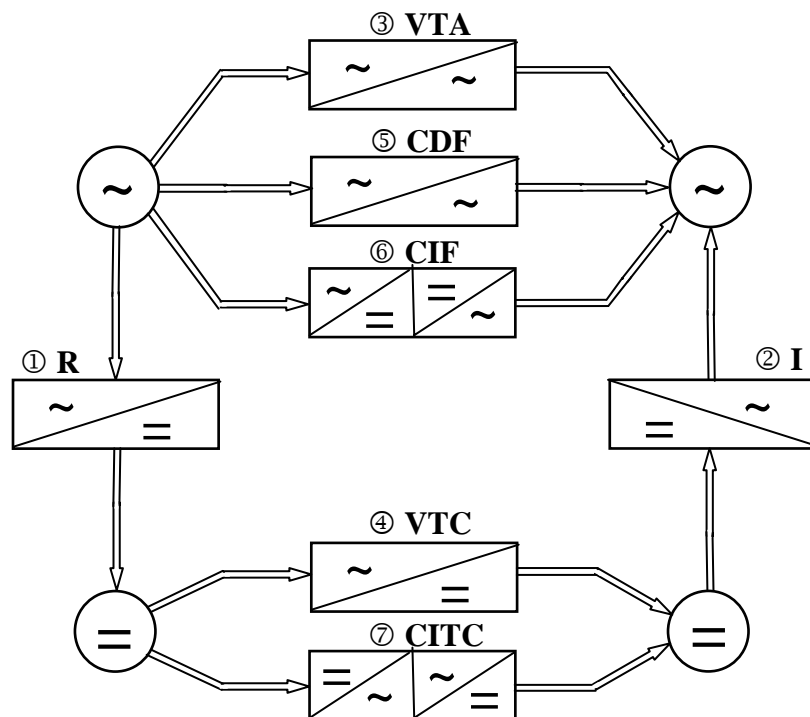


Fig. 1.1. Principalele categorii de convertoare statice de putere.

Partea energetică (de forță) a convertoarelor statice de putere se realizează cu dispozitive semiconductoare de putere, fie ca elemente individuale (discrete), fie, în tehnologiile moderne, cu module de forță integrate, conținând grupări tipizate de dispozitive sau chiar întreaga parte de forță a unui convertor. Se produc în prezent, pentru o gamă largă de puteri, module de putere compacte, care conțin pe lângă elementele semiconductoare de putere și driver-ele de comandă ale acestora, senzorii de măsură și protecție, numite "**module de putere inteligente**" - **IPM** (*Mitsubishi, Siemens, Hitachi, International Rectifier, etc.*).

Comanda și controlul convertoarelor statice de putere se realizează cu echipamentele de comandă și reglare, ECR. Acestea pot fi realizate cu structuri analogice, numerice sau hibride și pot avea o structură modulară pentru producțiile industriale pe scară mare. Pe lângă comanda dispozitivelor de putere ale convertorului, ECR pot controla instalații complexe, în care, pe lângă convertor, pot intra mașini electrice, hidraulice, termice sau diverse alte utilaje. În tehnica modernă, ECR se realizează prin utilizarea unor microprocesoare specializate – microcontrolere, procesoare numerice de semnal (DSP), automate programabile, etc.

Capitolul 2

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

2.1. GENERALITĂȚI

Dispozitivele semiconductoare de putere sunt elementele de bază ale părții energetice (de forță) ale convertoarelor statice de putere. Tehnologia și performanțele acestora au înregistrat un progres remarcabil într-un interval de timp relativ scurt, având în vedere că primele dispozitive de acest tip au apărut în urmă cu circa 50 de ani. Astfel, diodele semiconductoare, la început cu germaniu și apoi cu siliciu, au apărut după anul 1950, iar primul tiristor, numit inițial redresor cu siliciu comandabil (SCR – Silicon Controlled Rectifier) a fost realizat de General Electric (S.U.A) în anul 1958.

În prezent se fabrică dispozitive semiconductoare de putere (diode, tiristoare, tranzistoare, etc.), capabile să suporte tensiuni inverse maxime de ordinul miilor de volți ($6 \div 10$ kV), curenți de ordinul a $1000 \div 1200$ A, sau să lucreze la frecvențe de comutație de ordinul a $20 \div 25$ kHz (tranzistoare de putere MOS sau IGBT).

Dispozitivele semiconductoare de putere pot fi necomandabile (dioda) sau comandabile (tiristoare, tranzistoare de putere, etc.).

O clasificare a dispozitivelor semiconductoare, relativă din punctul de vedere al delimitării categoriilor, se poate face în funcție de puterea maximă disipată în funcționare, astfel:

- a) dispozitive de mică putere – puteri disipate maxime de $5 \div 10$ W;
- b) dispozitive de medie putere – puteri disipate maxime de $50 \div 100$ W;
- c) dispozitive de mare putere – puteri disipate maxime de peste 100 W.

Această clasificare, aparent convențională, are meritul de a grupa în fiecare clasă de puteri o serie de caracteristici comune cum sunt: tehnologia de fabricație, construcția propriu-zisă, valorile parametrilor electrici și termici, particularități de utilizare.

Performanțele dispozitivelor semiconductoare de putere sunt îmbunătățite continuu în timp în vederea apropiierii cât mai mult a caracteristicilor acestora de caracteristicile unui comutator ideal:

- în starea închis sau saturat (ON), căderea de tensiune pe dispozitiv să fie nulă (foarte mică);
- în starea deschis sau blocat (OFF), curentul rezidual prin dispozitiv să fie nul (foarte foarte mic);
- tranziția între cele două stări distincte (ON – OFF) să se facă cu viteză infinită (foarte mare).

Deoarece puterea maximă disipată pe dispozitivul în conducție la saturație scade odată cu reducerea căderii de tensiune directe, clasificarea dispozitivelor semiconductoare în funcție de această putere devine irelevantă. O categorisire mai exactă a dispozitivelor semiconductoare în clase de puteri se face după nivelul curenților maximi admiși și a tensiunilor inverse maxime suportate, așa cum se arată în figura 2.1 [5].

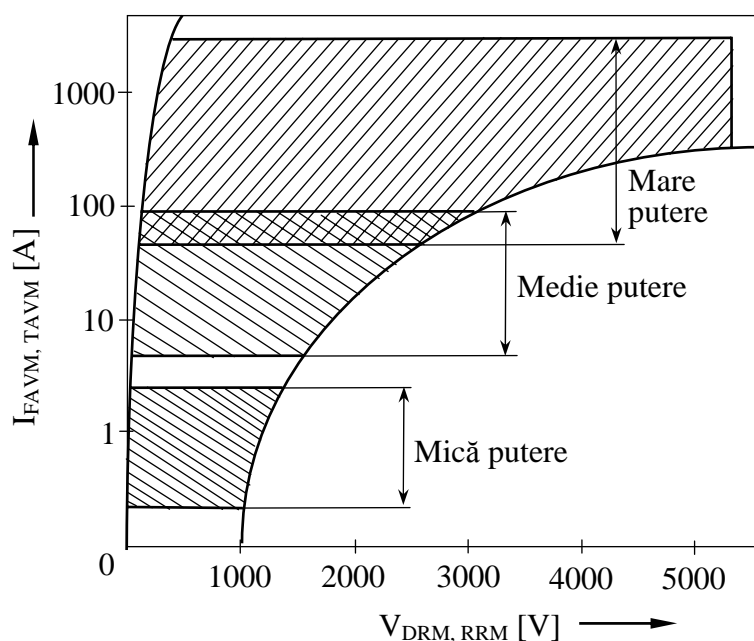


Fig. 2.1.

2.2. DIODA SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

2.2.1. Structura. Caracteristica statică tensiune – curent.

Diodele constituie o clasă de dispozitive semiconductoare cu două terminale care au la bază o joncțiune p-n a cărei comportare este bine cunoscută în literatura de specialitate. Diodele semiconductoare au diferite destinații funcționale care depind de geometria structurilor și de condițiile externe de polarizare.

Diodele semiconductoare de putere sunt utilizate în principal în regim de redresor. O astfel de diodă conține două straturi cu tip de conducție diferit care formează joncțiunea p-n (fig. 2.2) la care sunt conectate cele două terminale:

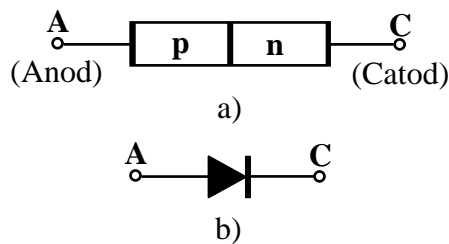


Fig. 2.2. Dioda semiconductoare:
a) structura; b) simbolul grafic.

- anodul (A) conectat la stratul p;

- catodul (C) conectat la stratul n.

La polarizarea directă, când anodul este pozitiv față de catod, dioda prezintă o rezistență de valoare redusă la trecerea curentului electric.

La polarizarea inversă, când anodul este negativ față de catod, dioda prezintă o rezistență de valoare foarte mare și curentul prin diodă este foarte mic, practic neglijabil.

Caracteristica statică tensiune – curent (volt – amper) a diodei semiconductoare ideale este prezentată în fig. 2.3 și corespunde expresiei analitice a curentului de forma

$$I = I_0(e^{\frac{qV}{kT}} - 1) \quad (2.1)$$

în care:

- I_0 = curentul invers de saturație al diodei;
- V = tensiunea aplicată la borne (joncțiunii);
- q = sarcina electronului;
- k = constanta lui Boltzmann;
- T = temperatura absolută.

În mod uzual se notează $V_T = kT/q$ numită tensiune termică ($V_T = 25,9$ mV la $T = 300$ K) și expresia analitică a caracteristicii ideale se scrie:

$$I = I_0(e^{V/V_T} - 1) \quad (2.2)$$

La polarizarea directă a diodei prin aplicarea pe anod a unei tensiuni pozitive față de catod, aceasta intră în conducție dacă tensiunea depășește valoarea V_p numită *tensiune de prag*, notată uneori și cu V_{BO} (Break Over Voltage). Valorile tensiunii de prag sunt:

$V_p = (0,5 \dots 0,6)V$ pentru diodele cu siliciu;

$V_p = (0,2 \dots 0,5)V$ pentru diodele cu germaniu.

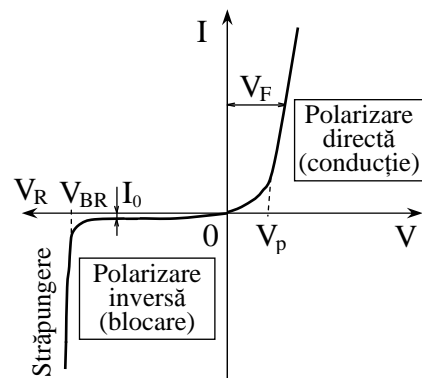


Fig. 2.3.

La valoarea curentului nominal, căderea de tensiune pe dioda în conducție, notată cu V_D (tensiune directă) sau cu V_F (Forward Voltage), are valori cuprinse în intervalul (0,7 ... 1)V pentru diodele cu siliciu utilizate în prezent.

La polarizarea inversă, la tensiuni relativ mari, $V_R = |-V| \gg V_T$, se poate considera $e^{V/V_T} \approx 0$ și, așa cum rezultă din relația (2.2), prin diodă circulă un curent invers de valoare foarte mică (de ordinul micro- sau nanoamperilor)

$$I \approx -I_0 \quad (2.3)$$

numit *curent de saturație* la polarizare inversă, *curent rezidual* (I_R) sau *de fugă*.

Dacă tensiunea inversă V_R crește peste o anumită valoare, se produce fenomenul multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină și joncțiunea se străpunge. Tensiunea inversă la care dioda se poate distruge datorită curentului invers se numește *tensiune de străpungere*, notată V_{BR} (Breakdown Voltage).

2.2.2. CARACTERISTICI DINAMICE ALE DIODEI SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

În aplicațiile electronicii de putere, de multe ori, foarte importanți sunt timpii de comutație ai diodei. Timpul de tranziție a diodei din starea de conducție (on) în starea de blocare (off) trebuie să fie cât mai redus.

Se consideră circuitul din figura 2.4.

Dacă la momentul t_1 se inversează polaritatea tensiunii aplicată diodei D (se trece comutatorul K pe poziția ②), curentul prin diodă $i = i_F$ nu se anulează brusc, ci scade de la valoarea I_{FM} cu panta $-di_F/dt$, trecând prin zero la momentul t_2 și schimbându-și sensul (fig. 2.5). Pe intervalul $t_2 \rightarrow t_3$, numit *timp de stocare*, $t_s = t_3 - t_2$, curentul invers $-i = i_R$ crește până la valoarea maximă I_{RRM} . Curentul invers de pe durata timpului de stocare t_s este determinat de evacuarea sarcinii Q_s acumulată pe capacitatea joncțiunii pn.

Pe intervalul de timp $t_3 \rightarrow t_4$ curentul invers i_R scade, astfel că la momentul t_4 când curentul invers a atins valoarea $0,1I_{RRM}$, procesul de blocare al diodei s-a produs.

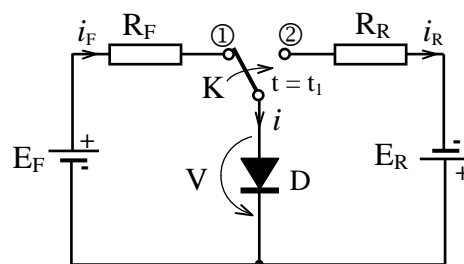


Fig. 2.4.

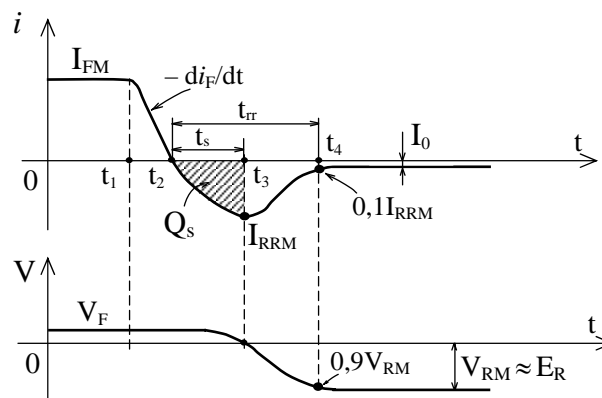


Fig. 2.5.

Timpul total de blocare al diodei, calculat din momentul t_2 al anulării curentului direct până în momentul t_4 , când curentul invers scade la 0,1 din valoarea sa maximă I_{RRM} , se numește *timp de revenire inversă* sau *timp de blocare* la polarizare inversă și se notează cu t_{rr} sau t_{off} .

Timpul de blocare t_{rr} (t_{off}) este dependent de valoarea raportului I_{FM}/I_{RRM} , adică de valoarea curentului comutat. Pentru o diodă dată, micșorarea timpului de blocare se poate realiza prin micșorarea curentului comutat I_F . Un timp de blocare de valoare mare micșorează frecvența maximă la care poate lucra dioda și mărește pierderile de comutație, ceea ce conduce la încălzirea diodei în timpul funcționării.

Din punct de vedere practic, tranziția unei diode din starea de blocare în starea de conducție la polarizare directă are loc instantaneu ($t_{on} \ll t_{off}$).

Capabilitatea în putere a unei diode este determinată în principal de pierderile pe dispozitiv P_d în starea de conducție și de rezistența termică joncțiune-capsulă R_{thj-c} .

În curent continuu, puterea disipată pe dioda în conducție directă este

$$P_d = I_F(V_p + I_F r_D) \quad (2.4)$$

în care s-a notat cu: I_F – intensitatea curentului direct, V_p – tensiunea de prag, r_D – rezistența dinamică a diodei în punctul de funcționare considerat.

Puterea maximă pe care o poate disipa dioda în conducție directă se poate determina cu relația [5]:

$$P_{dmax} = \frac{\Delta\theta}{R_{thj-c}} = \frac{\theta_j - \theta_a}{R_{thj-c}} = \frac{125^\circ - \theta_a}{R_{thj-c}}. \quad (2.5)$$

Dacă se neglijează în relația (2.2) unitatea față de exponențială, tensiunea (căderea de tensiune) pe dioda ideală în conducție directă se poate exprima prin:

$$V_D \approx \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I}{I_0}\right). \quad (2.6)$$

Căderea de tensiune în conducție directă V_D la un curent $I = \text{constant}$ depinde de temperatură prin termenul (kT/q) și prin curentul I_0 . Experimental, se constată că rata de creștere a curentului de saturație I_0 cu temperatura are valori cuprinse între 7 ... 8%/°C, ceea ce este echivalent cu dublarea valorii lui I_0 la o creștere a temperaturii cu 10°C.

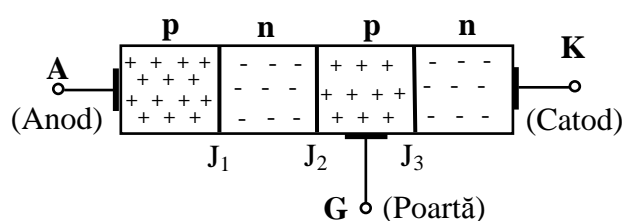
Coeficientul de variație cu temperatura a căderii de tensiune V_D la un curent direct constant este [13]:

$$\frac{dV_D}{d\theta} = -2mV/^\circ C. \quad (2.7)$$

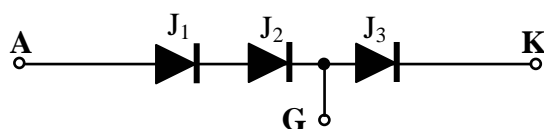
2.3. TIRISTORUL

2.3.1. STRUCTURA. CARACTERISTICI STATICE.

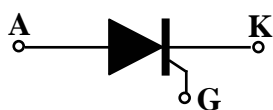
Tiristoarele sunt dispozitive semiconductoare comandabile cu o structură formată din patru sau mai multe straturi semiconductoare cu tip de conducție diferit. Astfel, structura tiristorului în construcție normală, numit și tiristor convențional (SCR), conține patru straturi semiconductoare în serie, p-n-p-n, care formează trei joncțiuni J_1 , J_2 , J_3 , așa cum se arată în figura 2.6,a). Cele două straturi din mijloc (n și p) sunt mai slab dopate față de straturile marginale (p și n). Tiristorul convențional are trei electrozi:



a)



b)



c)

Fig. 2.6. Tiristorul convențional: a) structura;
b) schema echivalentă cu diode; c) simbolul grafic.

- o nodul A conectat la stratul p marginal;
- o catodul K conectat la stratul n marginal;
- o electrodul de comandă G, numit poartă sau grilă (gate), conectat la stratul p dinspre catod.

Joncțiunile pn – J_1 , J_2 , J_3 – pot fi echivalate cu trei diode conectate în serie așa cum se arată în figura 2.6,b).

În lipsa unui semnal de comandă pe poartă, tiristorul este blocat și nu permite trecerea curentului electric în ambele sensuri, indiferent de polaritatea tensiunii aplicată între anod și catod. Dacă această tensiune nu depășește o valoare limită de străpungere la

polarizare inversă (V_{BR}) sau de basculare la polarizare directă (V_{BO}), prin tiristor, ca și în cazul diodei, circulează un curent rezidual de valoare neglijabilă.

În figura 2.7, a) se prezintă caracteristica statică tensiune–curent a tiristorului fără semnal de comandă pe poartă ($I_G = 0$).

Caracteristica statică a tiristorului la polarizare inversă (anodul negativ față de catod, A–, K+) este asemănătoare cu cea a diodei. Pentru tensiuni mai mici ca tensiunea de străpungere V_{BR} (Breakdown Voltage), prin tiristor circulează curentul rezidual I_R .

La polarizarea tiristorului în sens direct (anodul pozitiv față de catod, A+, K–), prin tiristor circulează numai curentul rezidual direct I_D . Dacă tensiunea de polarizare directă depășește tensiunea de străpungere V_{BO} (BreakOver Voltage), se produce autoaprinderea (autoamorsarea) și tiristorul intră în conducție necontrolat, curentul fiind limitat de circuitul de sarcină. În modul, valorile tensiunilor directă V_{BO} și inversă V_{BR} sunt egale și depășirea acestora nu este permisă deoarece se disipă puteri foarte mari care distrug tiristorul după câteva amorsări succesive.

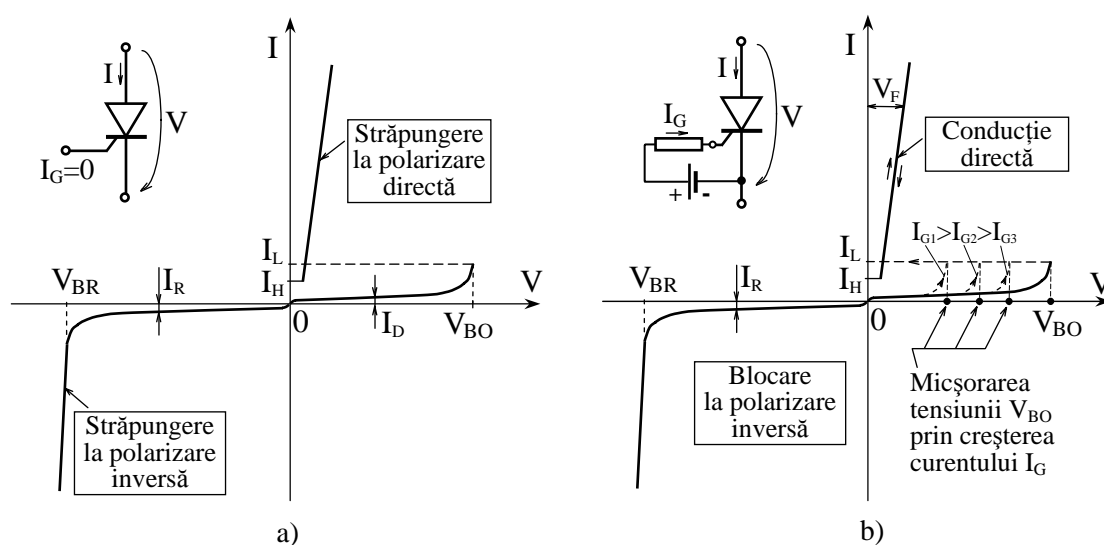


Fig. 2.7. Caracteristicile statice ale tiristorului:
a) fără comandă pe poartă; b) cu comandă pe poartă.

În mod normal, amorsarea tiristorului se realizează la polarizarea directă (anodul pozitiv față de catod) prin aplicarea pe poartă a unei tensiuni pozitive față de catod, respectiv prin injectarea unui curent I_G dinspre poartă spre catod. Rolul curentului de poartă I_G este de a injecta goluri în stratul interior p care, împreună cu electronii stratului n de catod, provoacă avalanșa joncțiunii mediane de comandă și aduce tiristorul în stare de conducție. Dacă la comanda porții curentul anodic depășește o valoare limită I_L , numit *curent de agățare* (*Latching current*) sau *curent de acroșare* ($I_L < 0,01I_n$), tiristorul rămâne în conducție și după anularea curentului de poartă. Creșterea curentului de poartă conduce la micșorarea tensiunii de amorsare a tiristorului așa cum se arată în figura 2.7, b).

Pentru ca tiristorul aflat în conducție la polarizare directă să nu se stingă (blocheze), trebuie ca curentul anodic să nu scadă sub o valoare minimă I_H , numit *curent de menținere* (*Holding current*).

Blocarea sau stingerea (dezamorsarea) tiristorului se face la scăderea curentului anodic sub valoarea I_H și, evident, la schimbarea polarității tensiunii anod – catod U_{AK} .

2.3.2. CARACTERISTICI DINAMICE ALE TIRISTORULUI

Caracteristicile dinamice ale tiristorului evidențiază fenomenele care au loc în timpul proceselor de comutație, adică la trecerea din starea de blocare în cea de conducție (amorsarea sau aprinderea tiristorului) și la trecerea din starea de conducție la cea de blocare (stingerea sau dezamorsarea tiristorului).

2.3.2.1. Amorsarea tiristorului prin comanda porții

Pentru a trece tiristorul din starea de blocare în starea de conducție este necesară aplicarea unui impuls pozitiv de curent pe poarta acestuia când tiristorul este polarizat în sens direct (A+, K-). Trecerea tiristorului în starea de conducție nu se face instantaneu, ci după un interval de timp t_{gt} numit *timpe de intrare în conducție*:

$$t_{gt} = t_d + t_r \quad (2.8)$$

Timpul de intrare în conducție t_{gt} are două componente (fig. 2.8):

t_d – *timp de întârziere la aprindere* – intervalul de timp de când curentul aplicat porții I_G atinge 10% din valoarea sa finală I_{GM} până când tensiunea pe tiristor U_{AK} scade de la 90% din valoarea sa inițială U_{FM} ;

t_r – *timp de creștere* a curentului prin tiristor – intervalul de timp în care tensiunea directă pe tiristor U_{AK} scade la 90% la 10% din valoarea sa inițială U_{FM} când practic tiristorul este intrat în conducție și căderea de tensiune pe el este mică, $U_F = 1 \dots 2V$.

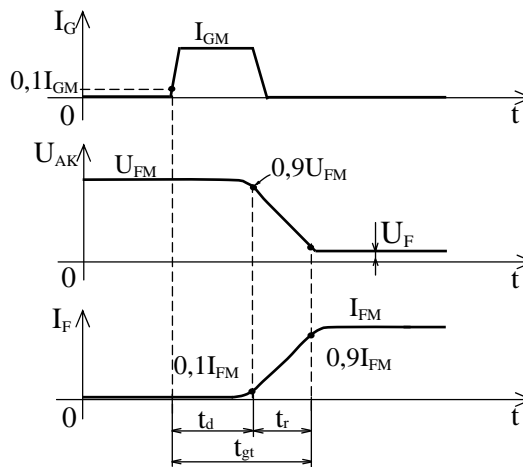


Fig. 2.8.

Timpul t_d poate fi micșorat prin soluții tehnologice (o construcție ramificată a porții) și prin creșterea valorii maxime a curentului de comandă a porții I_{GM} în limite rezonabile. Timpul t_d mai poate fi redus prin mărirea pantei de creștere dI_{GF}/dt a curentului aplicat porții. De asemenea, t_d scade odată cu creșterea valorii inițiale a tensiunii U_{AK} la care se comandă poarta și cu creșterea temperaturii.

Timpul t_r de creștere a curentului prin tiristor, numit și timp de comutare a curentului prin tiristor, depinde de caracteristicile circuitului de sarcină al tiristorului. Tipul sarcinii – rezistivă, rezistiv-inductivă sau rezistiv-inductivă și capacitivă – influențează viteza de creștere a curentului și de scădere a tensiunii pe tiristor.

2.3.2.2. Amorsarea tiristorului prin depășirea tensiunii de străpungere V_{BO} și amorsarea prin efect du/dt

Aprinderea tiristorului prin comanda porții și fenomenele care o caracterizează, descrise anterior, sunt considerate condiții normale de funcționare pentru tiristor.

Aprinderea tiristorului necomandat este un fenomen periculos pentru acesta și trebuie evitat. Creșterea tensiunii anodice directe U_{AK} peste valoarea de străpungere V_{BO} cu poarta necomandată determină aprinderea necontrolată (parazită) a tiristorului.

De asemenea, se poate produce aprinderea necontrolată a tiristorului la o variație foarte rapidă a tensiunii anodice directe aplicată acestuia datorită capacității prezentată de joncțiunea porții J_3 (fig. 2.5). Această aprindere necontrolată se datorează depășirii unei valori limită a vitezei (pantei) de creștere du/dt a tensiunii de polarizare directă anod – catod aplicată tiristorului, și este numită și *amorsare prin efect du/dt* . Valoarea critică $(du/dt)_{cr}$ la care se produce aprinderea necontrolată este un parametru important al tiristorului, dat în foile de catalog în $V/\mu s$ și care trebuie respectat cu strictețe în practică. Valoarea lui $(du/dt)_{cr}$ pentru un tiristor dat depinde de temperatura joncțiunii, scăzând exponențial cu valoarea acesteia. Valoarea lui $(du/dt)_{cr}$ crește dacă valoarea inițială a tensiunii aplicată tiristorului are un anumit nivel, față de cazul când este nulă.

2.3.2.3. Viteza de creștere a curentului prin tiristor – efectul di/dt

Valorile maxime ale vitezei de variație a curentului prin tiristor di/dt se produc mai ales în timpul aprinderii și stingerii acestuia. Ca și în cazul tensiunii, fiecare firmă constructoare dă în foile de catalog ale tiristoarelor valoarea critică a lui di/dt pentru tiristorul respectiv, $(di/dt)_{cr}$ în $A/\mu s$.

Depășirea valorii $(di/dt)_{cr}$ nu este admisă întrucât poate duce la încălzirea joncțiunii și la distrugerea tiristorului. Durata de viață în exploatare la solicitări mari di/dt a unui tiristor depinde, în primul rând de tehnologia sa de fabricație și, mai ales, de construcția porții. Se adoptă diferite soluții constructive în acest sens, cea mai utilizată la tiristoarele rapide, fiind o construcție ramificată a porții.

O importanță mare pentru obținerea la un tiristor dat a unui $(di/dt)_{cr}$, cât mai ridicat o au forma, amplitudinea și frontul curentului de comandă a porții. Un front mai abrupt al impulsului de comandă (câțiva $A/\mu s$) și o amplitudine inițială ridicată ($1 \div 5 A$), diminuează pierderile specifice în perioada de comutație în zona inițială din jurul porții (fig. 2.9).

Capabilitatea în di/dt a unui tiristor mai poate fi crescută prin scăderea curentului de sarcină.

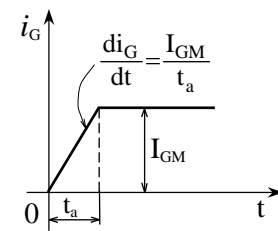


Fig. 2.9.

2.3.2.4. Blocarea (stingerea) tiristorului

Blocarea, stingerea sau dezamorsarea tiristorului este procesul de comutație prin care acesta trece din starea de conducție în starea de blocare. Tiristorul se blochează la reducerea curentului anodic sub valoarea de menținere I_H a acestuia. Scăderea curentului prin tiristor se poate produce prin mai multe căi. Astfel, dacă tiristorul funcționează în circuite de curent alternativ, în schemă de redresor sau de variator de tensiune alternativă, scăderea curentului se produce în mod natural la trecerea prin zero a tensiunii directe aplicate (în cazul unui circuit pur rezistiv) – *comutație naturală*.

Dacă tiristorul funcționează în circuite de curent continuu (variatoare de tensiune continuă sau invertoare autonome), blocarea acestuia se face prin întreruperea curentului prin tiristor și aplicarea unei tensiuni de polaritate inversă ($A-$, $K+$) – *comutație forțată*.

Fenomenele care se produc pe durata procesului de blocare a tiristorului sunt prezentate grafic în figura 2.10.

Ca urmare a scăderii tensiunii u aplicată la bornele circuitului, se produce scăderea curentului direct $i = i_F$ prin tiristor de la valoarea inițială I_{FM} cu o pantă $-di_F/dt$.

La scăderea curentului sub valoarea de menținere I_H , tiristorul nu se blochează totuși pentru că în semiconductor există un număr mare de purtători de sarcină care determină

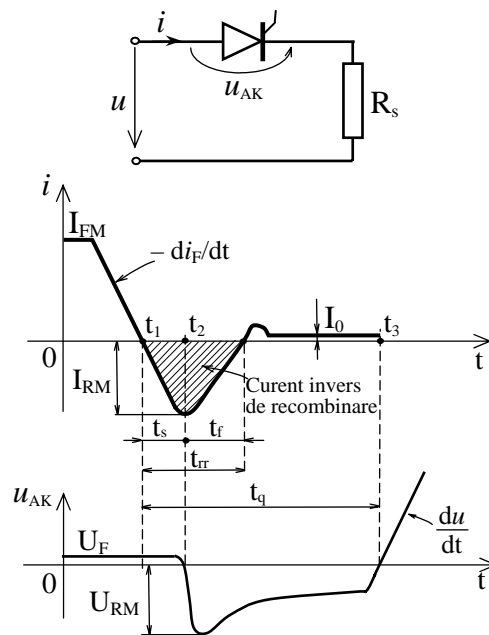


Fig. 2.10.

menținerea curentului prin tiristor. La momentul t_1 curentul i trece prin zero și își schimbă sensul, atingând la momentul t_2 valoarea maximă inversă I_{RM} . În continuare, curentul invers $-i = i_R$ scade în valoare absolută ca urmare a recombinării purtătorilor liberi din pastila de siliciu și, trecând din nou prin zero, își schimbă sensul, redevenind curent direct – curentul rezidual $I_0 < I_H$.

La momentul t_2 , căderea de tensiune pe tiristor u_{AK} se anulează și își schimbă sensul (tiristorul devenind sursă de tensiune ce debitează curentul i_R), crescând până la valoarea maximă inversă U_{RM} și apoi scade, anulându-se la momentul t_3 când tiristorul se consideră stins (blocat).

Intervalul de timp cuprins între momentul t_1 al anulării curentului i_F și momentul t_3 când tensiunea inversă pe tiristor $-u_{AK} = u_R$ se anulează, se numește *time de revenire* sau *de stingere (blocare)* a tiristorului și se notează cu t_q . Timpul de revenire t_q cuprinde timpii:

- t_s – *time de stocare* (storage time) = intervalul de timp în care curentul invers crește de la valoare zero (t_1) la valoarea maximă I_{RM} (t_2) pe seama purtătorilor de sarcină disponibili pentru recombinare.
- t_f – *time de cădere* (fall time) a curentului de sarcină = intervalul de scădere a curentului invers de la valoarea maximă I_{RM} la zero. În acest interval de timp se recombina și purtătorii de sarcină acumulați pe capacitatea joncțiunii J_3 (dinspre catod) până la anularea curentului invers.
- t_{rr} – *time de revenire în invers* (reverse recovery time) = intervalul de timp dintre cele două treceri prin zero a curentului invers.

Timpul de revenire t_q , numit și timp de revenire propriu-zisă, are o importanță deosebită din punctul de vedere al utilizatorului. Dacă nu se asigură acest timp pentru blocarea tiristoarelor, mutatorul cu tiristoare nu numai că funcționează corect, dar poate conduce la distrugerea tiristoarelor.

Timpul de blocare t_q depinde de amplitudinea curentului anodic I_{FM} înainte de blocare, deoarece acesta determină cantitatea de sarcină electrică ce trebuie eliminată din joncțiunea mediană a tiristorului. Pentru reducerea timpului de blocare se impune deci, fie alegerea unui tiristor de curent nominal suficient de mare, fie realizarea unor condiții de preluare a curentului de sarcină înainte de blocarea tiristorului.

Timpul de blocare poate fi diminuat considerabil prin aplicarea unei tensiuni inverse U_R la blocarea tiristorului deoarece aceasta determină eliminarea purtătorilor de sarcină din joncțiunea mediană, rămânând pentru recombinare un număr de purtători cu atât mai mic cu cât această tensiune este mai mare.

De asemenea, se precizează că timpul de blocare t_q este influențat de panta de scădere a curentului $-di_F/dt$ și de temperatura joncțiunii T_j .

În general, t_q este parametrul care determină frecvența de lucru a sistemului realizat cu tiristoare. În funcție de valoarea timpului de stingere t_q , tiristoarele se împart în două categorii:

$$80\mu s \leq t_q \leq 300\mu s \quad - \text{tiristoare normale};$$

$$4\mu s \leq t_q \leq 60\mu s \quad - \text{tiristoare rapide}.$$

În aplicațiile cu tiristoare rapide, valoarea timpului de revenire t_q are o mare importanță întrucât el determină frecvența maximă de lucru a circuitului respectiv și valoarea condensatorului de stingere (condensatorul ce aplică tensiunea inversă pe tiristor) la convertoarele cu stingere forțată.

2.3.3. PROTECȚIA TIRISTOARELOR

Tiristoarele, montate în diferite instalații, sunt supuse la solicitări de curent și tensiune, atât pe partea de forță, cât și pe partea de comandă a porții, solicitări care trebuie luate în considerare la proiectarea instalațiilor. Dacă valorile limită precizate în foile de catalog pentru fiecare tiristor nu sunt depășite în funcționarea normală, tiristoarele pot funcționa un timp practic nelimitat.

Valorile limită ale parametrilor tiristoarelor, valori ce nu trebuie depășite pentru a se garanta buna funcționare a acestora sunt:

- valori limită de temperatură;
- valori limită ale tensiunilor;
- valori limită pentru du/dt ;
- valori limită ale curenților;
- valori limită pentru di/dt ;
- valori limită ale parametrilor de comandă a porții;
- valori limită ale frecvenței de lucru.

2.3.3.1. Protecția tiristoarelor la supracurenți

Capacitatea tiristorului de a conduce curenți mari este limitată de posibilitatea de evacuare a căldurii disipate, deci de menținere a temperaturii joncțiunii la valori nepericuloase. Supracurenții apar pe duratele unor regimuri speciale de funcționare, altele decât cele normale și se caracterizează prin valori ale intensității curenților superioare celor limită admisibile în regim normal.

Supracurenții se pot grupa în două mari categorii: curenți de suprasarcină și curenți de scurtcircuit.

Curenții de suprasarcină, voiați sau accidentali, sunt dați de o depășire a valorilor nominale ale curentului din instalația în care este utilizat tiristorul. Acești supracurenți apar pe anumite durate ale procesului tehnologic, fiind determinați de condiții particulare, previzibile sau accidentale, de funcționare ale unor categorii de receptoare cu sarcini variabile în timp. În general, valoarea acestor curenți nu depășesc valoarea curentului nominal mai mult de 1,5 la 2,5 ori.

Curenții de scurtcircuit se datorează unor defecțiuni sau avarii care intervin în funcționarea instalațiilor cu tiristoare și, mai rar, din motive tehnologice.

Curentul de suprasarcină accidentală, notat I_{TSM} (surge on-state current), reprezintă valoarea maximă pe care o poate susține tiristorul în conducție pe o durată limitată la 10 ms. Caracteristica termică timp – curent a unui tiristor stabilește duratele maxime admisibile τ de menținere a unor curenți de suprasarcină I^* , fără distrugerea termică a dispozitivului semiconductor. Curentul de suprasarcină se exprimă în valori relative (normate) prin relația:

$$I^* = \frac{I_{T(OV)M}}{I_{TSM}} < 1 \quad (2.9)$$

în care curentul $I_{T(OV)M}$ este supracurentul maxim previzibil, respectiv valoarea curentului la care tiristorul trebuie stins pentru a se preveni distrugerea sa.

După durata admisibilă τ de menținere a curentului de suprasarcină, tiristorul își poate pierde temporar capacitatea de blocare în direct.

Pentru fiecare tiristor, producătorul dă în catalog caracteristica termică timp – curent, pentru condiții bine determinate de temperatură a joncțiunii, tipului de răcire, etc.

În figura 2.11 se exemplifică forma acestor caracteristici pentru care s-a luat ca parametru tensiunea inversă maximă V_{RM} pe care tiristorul o mai poate bloca după anularea supracurentului față de tensiunea de vârf repetitivă V_{RRM} pe care o poate suporta periodic tiristorul în condiții normale.

Protecția tiristoarelor la curenți de suprasarcină se realizează prin două procedee generale:

- întreruperea curentului;
- limitarea amplitudinii curentului și a vitezei sale de creștere di/dt .

Prima metodă se aplică în cazul curenților previzibili de suprasarcină, protecția obținându-se prin întreruperea acestora cu siguranțe fuzibile, întrerupătoare automate de sarcină, prin blocarea impulsurilor de comandă pe poartă a tiristoarelor.

Cea de-a doua metodă se bazează pe limitarea valorii curenților de defect prin dimensionarea optimală a impedanțelor sursei de alimentare și sarcinii.

Protecția la supracurenți trebuie să fie sensibilă, suficient de rapidă și selectivă, adică să acționeze înainte de defectarea dispozitivului semiconductor protejat și să întrerupă numai ramurile în care s-a instalat regimul de supracurent.

Curenții de scurtcircuit au intensități mai mari și sunt menținuți pe durate mici (uzual sub 10 ms) față de curenții de suprasarcină.

Solicitarea termică admisibilă la scurtcircuit a unui tiristor, I^2t (I fiind valoarea eficace a curentului), este dată sub formă de curbe în foile de catalog pentru fiecare tip de dispozitiv semiconductor. În figura 2.12 se prezintă forma tipică a caracteristicilor $I^2t = f(\tau)$, τ fiind durata supracurentului.

Elementele de protecție la scurtcircuit pot fi împărțite în două categorii:

- elemente capabile să reducă viteza de creștere a curenților de scurtcircuit și să limiteze valoarea lor în timp;
- elemente capabile să întrerupă curentul de scurtcircuit.

Mijloacele principale de protecție, capabile să limiteze viteza de creștere și amplitudinea curenților de scurtcircuit sunt:

- impedanța transformatorului în cazul instalațiilor cu tiristoare alimentate de la rețeaua de curent alternativ;

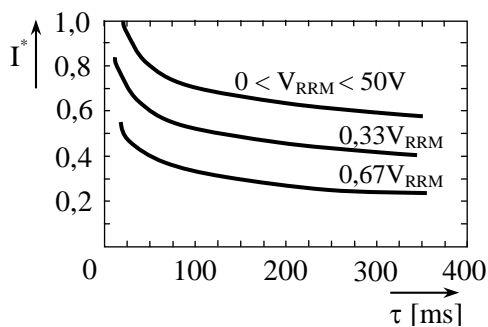


Fig. 2.11.

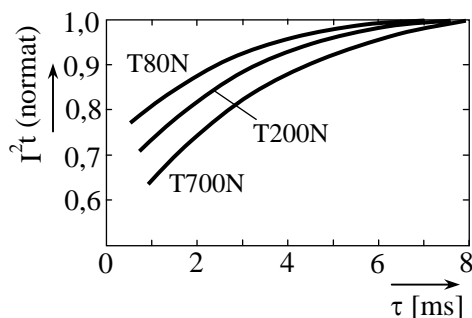


Fig. 2.12.

- inductanțe suplimentare montate pe partea de alimentare în c.a. sau în c.c.;
- inductanțe și/sau rezistoare conectate în serie cu sarcina.

Mijloacele principale de protecție care întrerup curenții de scurtcircuit sunt:

- întreruptoare automate de curent alternativ montate pe partea de alimentare în c.a. (în primarul sau în secundarul transformatorului de alimentare);
- întreruptoare rapide de curent continuu ce pot fi montate pe sursa de alimentare în c.c. sau în serie cu sarcina de c.c.;
- scurtcircuitoare, montate pe intrarea echipamentului cu tiristoare;
- întreruperea comenzii și stingerea forțată a tiristoarelor la producerea unui scurtcircuit;
- siguranțe fuzibile ultrarapide care, de regulă, se montează în serie cu fiecare tiristor sau grupuri de tiristoare. Siguranțele fuzibile se pot monta și pe sursa de alimentare (în primarul sau secundarul transformatorului de rețea) sau în serie cu sarcina.

Pentru o protecție sigură, eficientă, caracteristicile de acționare ale elementelor de protecție utilizate pentru întreruperea curenților de scurtcircuit, trebuie corelate cu caracteristicile termice ale tiristorului protejat. În acest sens, caracteristicile de protecție ale elementelor utilizate (de tipul, timp de întrerupere – supracurent, de exemplu) trebuie să se situeze grafic, la aceeași scară, sub caracteristicile corespunzătoare valorilor limită ale tiristorului protejat.

2.3.3.2. Protecția tiristoarelor la supratensiuni

Supratensiunile la care pot fi supuse tiristoarele unei instalații pot avea cauze interne sau externe instalației respective.

Supratensiunile de origine externă depind, de regulă, de felul sursei de alimentare și de caracterul sarcinii conectate la ieșirea instalației cu tiristoare. Din această categorie fac parte:

- *supratensiuni atmosferice* – apar în cazul echipamentelor cu tiristoare de pe vehiculele de transport electric urban și interurban și la întreruptoarele, redresoarele și invertoarele de înaltă tensiune realizate cu tiristoare;
- *supratensiuni de comutație* – apar, în principal, la întreruperea bruscă a curentului în circuite inductive ce cuprind transformatoare, mașini electrice etc.

Supratensiunile de origine internă sunt generate în interiorul echipamentului cu tiristoare, atât la funcționarea normală, cât și în cazul apariției unor defecte interne.

În funcționare normală, tiristoarele sunt supuse la supratensiuni în procesul de comutație, în special la blocarea acestora datorită scăderii rapide a curentului invers. Nivelul acestor supratensiuni depinde foarte mult de schema în care funcționează tiristorul (de inductivitățile din circuit, de tipul circuitului de stingere forțată, etc.).

Unul dintre defectele interne ce poate genera supratensiuni constă în arderea unei siguranțe fuzibile determinată de apariția unui supracurent (de exemplu la clacarea unui tiristor dintr-un grup de tiristoare). În funcție de configurația schemei, tensiunea de arc produsă la arderea rapidă a fuzibilului siguranței se poate aplica tiristoarelor conectate în serie sau paralel.

Depășirea, chiar pe durate extrem de scurte, a tensiunilor inverse sau de blocare poate duce la distrugerea tiristorului. Mijloacele de protecție utilizate pentru suprimarea sau limitarea supratensiunilor la valori nepericuloase pot fi realizate cu elemente clasice (eclatoare, descărcătoare tubulare, catodice sau cu rezistență variabilă), cu dispozitive semiconductoare (supresoare cu seleniu, varistoare, diode cu avalanșă controlată) și cu rețele RC. Dispozitivele cu elemente clasice se utilizează în prezent mai rar și îndeosebi la protecția împotriva supratensiunilor atmosferice. Dispozitivele cu elemente semiconductoare și rețelele RC pot fi conectate pe înfășurările primare sau secundare ale transformatoarelor de rețea, la intrarea mutatoarelor, în paralel cu fiecare tiristor și pe partea de curent continuu.

Efectul de limitare al grupului RC montat în paralel cu tiristorul protejat este ilustrat în figura 2.13 și se bazează pe rezonanța serie a elementelor sale cu inductanțele din circuit. Astfel, energia impulsurilor cu valori de vârf mari și pante abrupte (fig. 2.13,b) este înmagazinată și apoi livrată sub formă de oscilații amortizate, de amplitudine redusă (fig. 2.13,c), fenomen cunoscut sub numele de *supresie*.

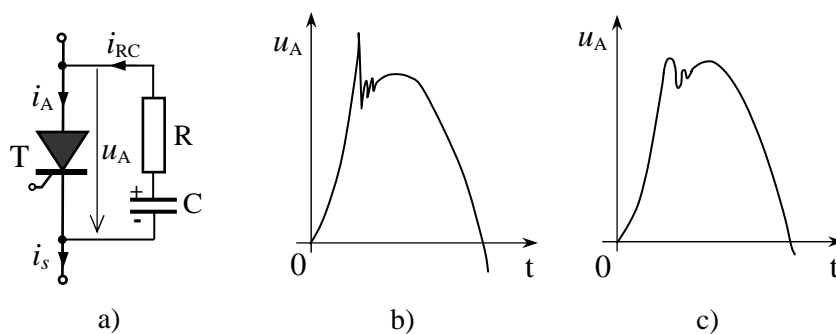


Fig. 2.13. Limitarea supratensiunilor cu rețea RC

Circuitul de protecție RC montat în paralel cu tiristorul poate realiza următoarele funcții:

- micșorarea vitezei de creștere du/dt a tensiunii de blocare;
- supresia supratensiunilor de valori medii datorate comutației tiristoarelor, mai precis efectului de stocare a purtătorilor de sarcină;
- supresia supratensiunilor de comutație de energie mare datorate conectărilor directe la rețea sau pe transformatorul de rețea.

Grupul RC conectat în paralel cu tiristorul mai poate facilita și amorsarea acestuia, în special în cazul unor sarcini inductive așa cum se ilustrează în figura 2.14. Curentul i_{RC} de descărcare a condensatorului încărcat cu polaritatea din figura 2.13,a), sumat curentului de sarcină i_s (fig. 2.14), conduce la un curent superior curentului de agățare I_L . În aceste condiții, tiristorul poate fi amorsat cu un impuls relativ scurt de curent pe poartă (consum energetic redus pe circuitul de comandă al porții).

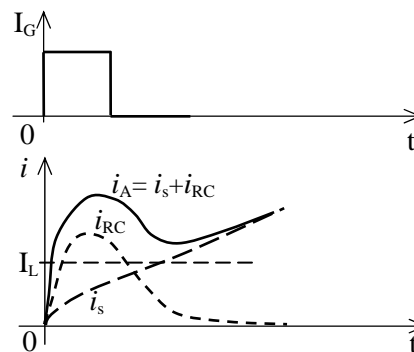


Fig. 2.14. Efectul grupului RC asupra amorsării tiristorului în sarcină inductivă.

Panta mare de creștere a curentului i_{RC} și amplitudinea sa ridicată pot duce la distrugerea tiristorului, valoarea sa maximă fiind limitată în practică la circa 50A.

În cazul tiristoarelor de puteri mari, circuitul de protecție RC se conectează prin intermediul unei punți redresoare după schema din figura 2.15. Rolul punții redresoare PR este de a reduce oscilațiile curentului de încărcare a condensatorului la apariția supratensiunii. La amorsarea tiristorului, curentul de descărcare al condensatorului este limitat de rezistența R_1 .

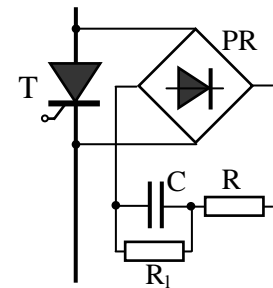


Fig. 2.15.

Grupurile RC se utilizează și pentru protecția la supratensiuni externe, datorate rețelei de alimentare sau sarcinii convertorului static. În schema prezentată în figura 2.16,a) se arată modul de conectare a rețelelor RC în secundarul transformatorului de rețea al unui redresor trifazat cu tiristoare și la ieșirea redresorului, pe partea de curent continuu, pentru protecția la supratensiuni generate de sarcină.

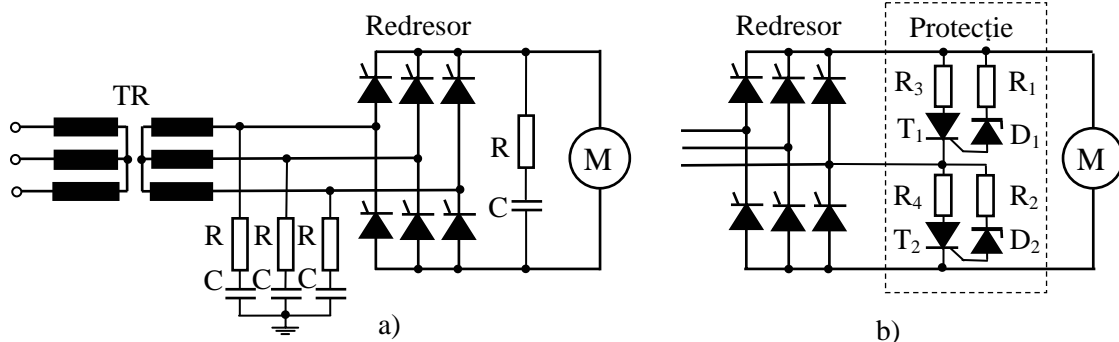


Fig. 2.16.

Un exemplu de protecție cu dispozitive semiconductoare la supratensiuni generate de sarcină se prezintă în figura 2.16,b). În regim normal de funcționare, tiristoarele T_1 și T_2 sunt blocate. Nivelul tensiunii la bornele motorului este fixat de diodele cu avalanșă controlată D_1 și D_2 . Diodele cu avalanșă controlată au proprietatea că, la depășirea tensiunii de străpungere, multiplicarea în avalanșă a purtătorilor de sarcină se face în întregul volum al structurii semiconductoare. În acest fel, spre deosebire de diodele redresoare normale, diodele cu avalanșă controlată pot suporta impulsuri scurte de curent invers cu amplitudini mari de până la 10^3 A. La creșterea tensiunii la bornele sarcinii (motorului) peste valoarea de străpungere a diodelor D_1 , D_2 se comandă amorsarea tiristoarelor T_1 , T_2 și astfel sarcina este șuntată de rezistențele R_3 , R_4 . După dispariția supratensiunii, tiristoarele T_1 și T_2 se blochează la trecerea prin zero a tensiunilor rețelei de alimentare

2.3.4. CONECTAREA ÎN SERIE A TIRISTOARELOR

Conectarea în serie a tiristoarelor este impusă de necesitatea obținerii unor tensiuni de lucru mai mari decât capacitatea în tensiune a unui singur tiristor. Funcționarea în serie este fiabilă dacă se asigură repartiția uniformă a tensiunilor pe tiristoare, atât în regim permanent, cât și în regim tranzitoriu. Aceasta este posibil numai dacă se iau măsuri pentru împerecherea caracteristicilor de amorsare, stingere și blocare a tiristoarelor.

Diferențele dintre timpii de întârziere la amorsare ca urmare a neîmperecherii caracteristicilor de amorsare pot provoca instabilitatea tensiunilor directe de blocare la inițierea aprinderii. De exemplu, la conectarea în serie a tiristoarelor T_1, T_2 (fig. 2.16,a), având fiecare tensiunea maximă de blocare în direct V_{DM} , dacă caracteristicile de amorsare nu sunt împerecheate (așa cum sunt presupuse în figura 2.16,b), la momentul t_1 , după amorsarea tiristorului T_1 , întreaga tensiune a sursei $2V_{DM}$ se va aplica pe tiristorul T_2 .

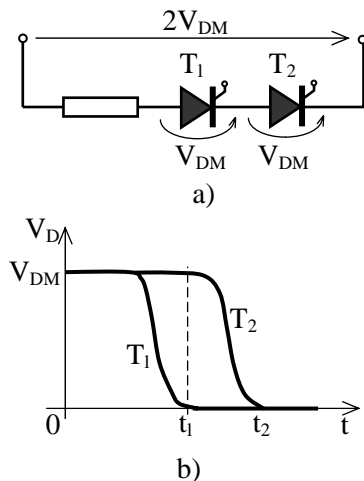


Fig. 2.16.

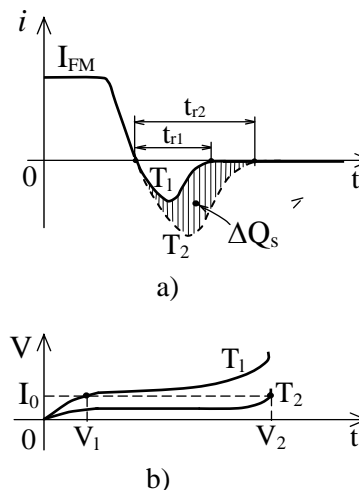


Fig. 2.17.

Același efect poate să apară și datorită diferențelor dintre timpii de stingere prin polarizare inversă a tiristoarelor. În exemplul prezentat în figura 2.17,a) tiristorul T_1 își atinge primul capacitatea de blocare în invers și preia supra sa întreaga tensiune inversă aplicată celor două tiristoare înseriate până la eliminarea prin intermediul curentului său rezidual invers a diferenței de sarcină ΔQ_s stocată de tiristorul T_2 .

Dispersia caracteristicilor corespunzătoare stării de blocare în direct conduce, de asemenea, la repartiția neuniformă a tensiunilor pe tiristoare. Astfel, într-un grup de tiristoare înseriate, tiristorul care are curentul rezidual cel mai mic va suporta cel mai mare procent din tensiunea de blocare. Considerând caracteristicile ipotetice din figura 2.17,b) pentru două tiristoare înseriate, la același curent I_0 , tiristorul T_2 suportă o tensiune V_2 mai mare ca tensiunea V_1 a tiristorului T_1 . La creșterea curentului în circuit este astfel posibilă străpungerea tiristorului T_2 ca urmare a depășirii tensiunii sale de străpungere în direct V_{BO2} .

• Egalizarea statică a tensiunilor pe tiristoarele înseriate

Pentru distribuția egală a tensiunilor (uniformizarea tensiunilor) de blocare pe tiristoarele înseriate, se utilizează cel mai des o rețea de rezistoare conectate în paralel cu tiristoarele așa cum se arată în figura 2.18.

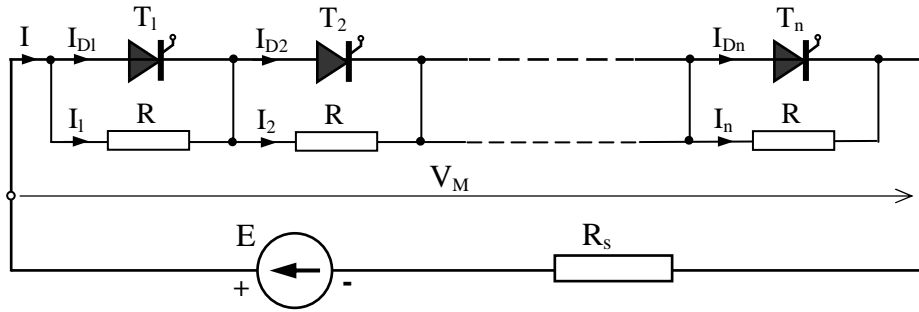


Fig. 2.18.

Dimensionarea rezistoarelor R se face astfel încât, în regim de blocare, fiecărui tiristor să i se aplice o tensiune maximă V_{DM} care să fie mai mică ca tensiunea de străpungere $V_{BO(BR)}$ ($V_{DM} < V_{BO(BR)}$).

Se consideră cazul cel mai defavorabil, când unul din tiristoare, de exemplu T_1 , are curentul rezidual minim, $I_{D1} = I_{Dmin}$, iar celelalte tiristoare au curenții reziduali egali, de valoare maximă: $I_{D2} = I_{D3} = \dots = I_{Dn} = I_{Dmax}$.

Curentul în circuit se poate scrie

$$I = I_{D1} + I_1 = I_{D2} + I_2 = \dots = I_{Dn} + I_n \quad (2.10)$$

și rezultă $I_2 = I_3 = \dots = I_n = I - I_{Dmin}$.

Tensiunea pe rezistorul conectat în paralel cu tiristorul T_1 este $V_{DM} = RI_1$ și tensiunile pe celelalte rezistoare fiind egale, $RI_2 = RI_3 = \dots = RI_n$, se poate scrie:

$$V_M = V_{DM} + (n-1)RI_2. \quad (2.11)$$

Notând cu $\Delta I_D = I_{Dmax} - I_{Dmin}$, din relația $I_{Dmin} + I_1 = I_{Dmax} + I_2$ se poate scrie $I_2 = I_1 - \Delta I_D$ și înlocuind în (2.11) rezultă:

$$V_M = V_{DM} + (n-1) \cdot R \cdot (I_1 - \Delta I_D). \quad (2.12)$$

Înlocuind în această ultimă relație $I_1 = V_{DM}/R$, avem

$$V_M = nV_{DM} - (n-1)R \cdot \Delta I_D, \quad (2.13)$$

din care rezultă:

$$R = \frac{nV_{DM} - V_M}{(n-1)\Delta I_D} \quad (2.14)$$

În foile de catalog, producătorul dă numai valorile maxime ale curenților de blocare (reziduali) ai tiristoarelor. Prin urmare, se poate considera $I_{Dmin} = 0$ și relația pentru calculul rezistențelor de egalizare devine

$$R = \frac{nV_{DM} - V_M}{(n-1) \cdot I_{Dmax}} \quad (2.15)$$

- **Egalizarea dinamică a tensiunilor pe tiristoarele înseriate.**

Egalizarea dinamică a tensiunilor se poate realiza cu grupuri RC conectate în paralel cu fiecare tiristor așa cum se arată în figura 2.19.

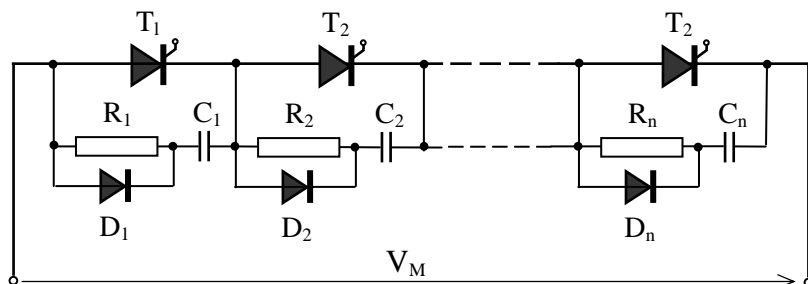


Fig. 2.19.

Intrarea tiristoarelor în conducție, nefiind simultană, cel mai lent va prelua excesul de tensiune de la tiristoarelor amorstate. Valorile rezistențelor R_1, R_2, \dots, R_n se stabilesc pe seama unui compromis privind limitarea curentului de descărcare prin tiristoare a condensatoarelor inițial încărcate la trecerea în conducție a tiristoarelor. Rezultă de aici, valori mari ale rezistențelor. Pe de altă parte, pentru asigurarea eficienței condensatoarelor la creșterea rapidă a tensiunii directe, rezistențele trebuie să aibă valori mici. Valorile uzuale ale acestor rezistențe în practică sunt de $5 \dots 50 \Omega$.

Diodele D_1, D_2, \dots, D_n conectate în paralel cu rezistoarele contribuie la creșterea eficienței intervenției condensatoarelor la blocarea nesimultană a tiristoarelor.

2.3.5. CONECTAREA ÎN PARALEL A TIRISTOARELOR

Numeroase aplicații cu tiristoare necesită curenți care nu pot fi asigurați de un singur tiristor, precum și o fiabilitate ridicată. În aceste cazuri apare necesitatea conectării în paralel a tiristoarelor.

Principala condiție pentru funcționarea corectă a tiristoarelor în aceste cazuri este egalizarea curenților prin ramurile conectate în paralel, atât în regim staționar, cât și în regim dinamic.

Comportarea tiristoarelor în regim dinamic – la amorcare – este ilustrată în figura 2.20 unde, caracteristică este tensiunea V_{ON} care reprezintă valoarea minimă a tensiunii anodice necesară amorșării sigure a tiristorului în prezența semnalului normal de comandă pe poartă.

În cazul mai multor tiristoare conectate în paralel, tiristorul care are tensiunea de întoarcere cea mai mică, intră primul în conducție și astfel este posibilă inhibarea (blocarea) trecerii în conducție a celorlalte tiristoare. Astfel, pentru cazul ipotetic

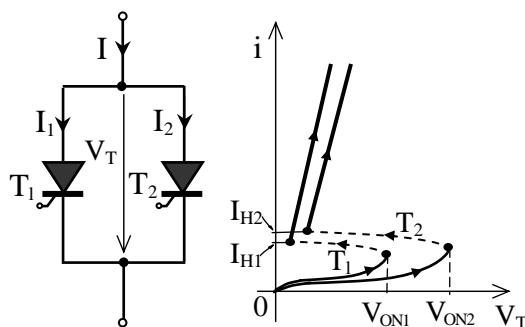


Fig. 2.20.

considerat în fig. 2.20, tiristorul T_1 amorsează primul deoarece $V_{ON1} < V_{ON2}$. Tiristorul T_2 nu va mai intra în conducție, indiferent de mărimea semnalului de comandă, deoarece tensiunea pe tiristoare, dată de căderea de tensiune pe tiristorul T_1 , este mai mică ca tensiunea V_{ON2} . Dacă tensiunile V_{ON1} și V_{ON2} au valori mici și foarte apropiate, trecerea în conducție a ambelor tiristoare se obține dacă impulsurile de comandă se dau simultan și au amplitudini suficient de mari.

Un alt parametru important pentru funcționarea tiristoarelor conectate în paralel este curentul de menținere I_H . În cazul considerat în figura 2.20, curenții de menținere în conducție sunt diferiți, $I_{H1} < I_{H2}$. Dacă tiristoarele sunt în conducție și din motive exterioare curentul din instalație I scade, tiristorul T_2 se va bloca primul, în timp ce tiristorul T_1 poate rămâne în conducție, preluând întregul curent.

Echilibrarea curenților pe ramurile cu tiristoare conectate în paralel se poate obține prin *împerecherea caracteristicilor* și prin *egalizarea forțată a curenților*.

Împerecherea caracteristicilor sau, cum se mai spune, împerecherea tiristoarelor, este posibilă dacă se cunoaște dispersia caracteristicilor exprimată prin clasa tiristoarelor. Clasa unui tiristor este stabilită de căderea de tensiune pe acesta în conducție, la curent maxim repetitiv de vârf (I_{DRM}). Dispersia căderilor de tensiune pe tiristoarele din aceeași clasă este de maxim 50mV și caracteristicile acestora fiind foarte apropiate, tiristoarele se pot considera împerecheate.

Factorul de neîmperechere reprezintă abaterea valorii curentului real prin sarcină I față de valoarea curentului maxim care s-ar obține dacă prin fiecare ramură în paralel ar curge același curent maxim permis I_{TM} și este dat de relația

$$\Delta I^* = \left(1 - \frac{I}{nI_{TM}}\right) \cdot 100[\%]. \quad (2.16)$$

La egalizarea forțată a curenților se recurge dacă se dorește obținerea unor valori $\Delta I^* < 10\%$ folosind tiristoare neîmperecheate. Soluția utilizată în practică constă în înserierea pe fiecare din ramurile cu tiristoare conectate în paralel a unor elemente care să constituie o impedanță Z preponderentă față de rezistența în conducție a tiristorului la stabilirea valorii curentului din ramura respectivă. Impedanțele Z înseriate cu tiristoarele pot fi numai rezistențe R de valori mici, dacă nu deranjează pierderea de putere pe acestea așa cum se arată în figura 2.21,a). În plus, dacă nu se pune problema randamentului, se poate utiliza metoda comenzii în cascadă (subordonată), ca în fig. 2.21,a). Impulsul de comandă se aplică numai pe poarta tiristorului T_1 care intră în conducție. Căderea de tensiune de cca $2 \div 3V$ de pe rezistența înseriată cu acesta, asigură comanda tiristorului T_2 ș.a.m.d.

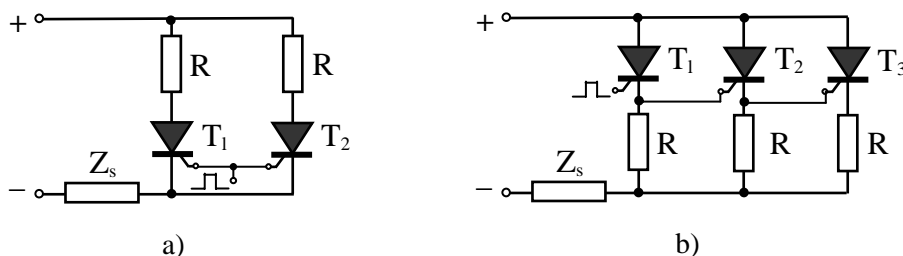


Fig. 2.21.

O altă soluție pentru egalizarea forțată a curenților pe ramurile în paralel constă în utilizarea bobinelor simple, fără miez, sau a bobinelor cuplate magnetic, mai ales în cazul când tiristoarele lucrează în scheme cu tensiune alternativă. Bobinele fără miez, în aer, se conectează ca și rezistoarele în serie pe fiecare ramură și prezintă avantajul că, pe lângă egalizarea curenților, asigură și protecția tiristoarelor la di/dt .

Metoda cea mai eficientă pentru echilibrarea curenților constă în utilizarea bobinelor cuplate magnetic, tip transformator cu raport 1:1. O schemă de acest tip pentru două tiristoare conectate în paralel este prezentată în figura 2.22,a). Când curentul prin tiristorul T_1 crește față de cel prin T_2 , în bobina L_1 se induce (autoinduce) o tensiune proporțională cu creșterea curentului și care se opune acestei creșteri. Tensiunea pe L_1 se transferă bobinei L_2 cu polaritate inversă, tinzând să crească curentul prin T_2 .

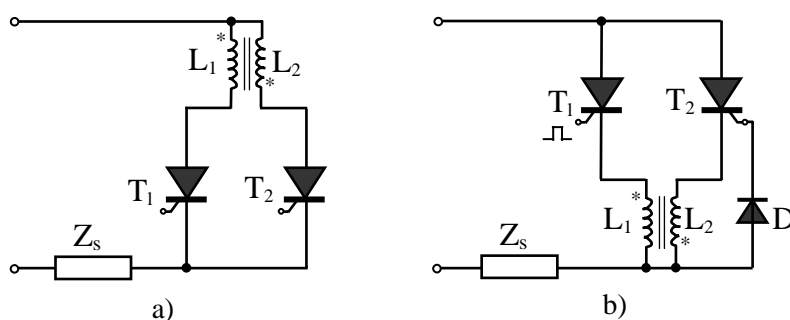


Fig. 2.22.

Pe baza aceluiași principiu se obține egalizarea forțată a curenților în schema din figura 2.22,b) cu realizarea comenzii în cascadă (subordonată). Astfel, la intrarea în conducție a tiristorului T_1 , tensiunea autoindusă în bobina L_1 care se opune creșterii curentului se transferă prin inducție mutuală cu polaritate inversată, în bobina L_2 , polarizând pozitiv poarta tiristorului T_2 în raport cu catodul acestuia. Drept rezultat se obține amorsarea tiristorului T_2 .

Pentru un număr mai mare de tiristoare conectate în paralel, bobinele se pot cupla ca în schemele prezentate în figura 2.23. Aceste scheme de principiu oferă soluții pentru necesitățile de fiabilitate sporită și siguranță în exploatare ale echipamentelor care conțin tiristoare conectate în paralel.

Se impune ca miezul bobinelor cuplate magnetic să aibă pierderi cât mai reduse și inducție de saturație mare pentru a se obține o sensibilitate foarte bună la variațiile curentului într-o plajă cât mai largă.

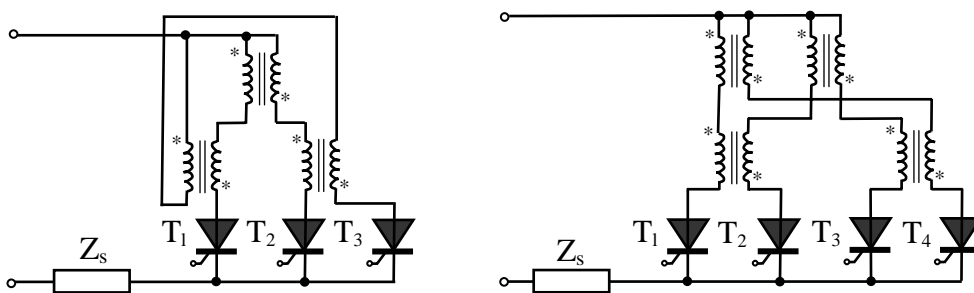


Fig. 2.23.

2.4. TRIACUL

Triacul (TRIode AC switch) este un dispozitiv semiconductor bidirecțional cu trei terminale, având o structură internă formată din șase straturi semiconductoare care delimitează cinci joncțiuni (fig. 2.24).

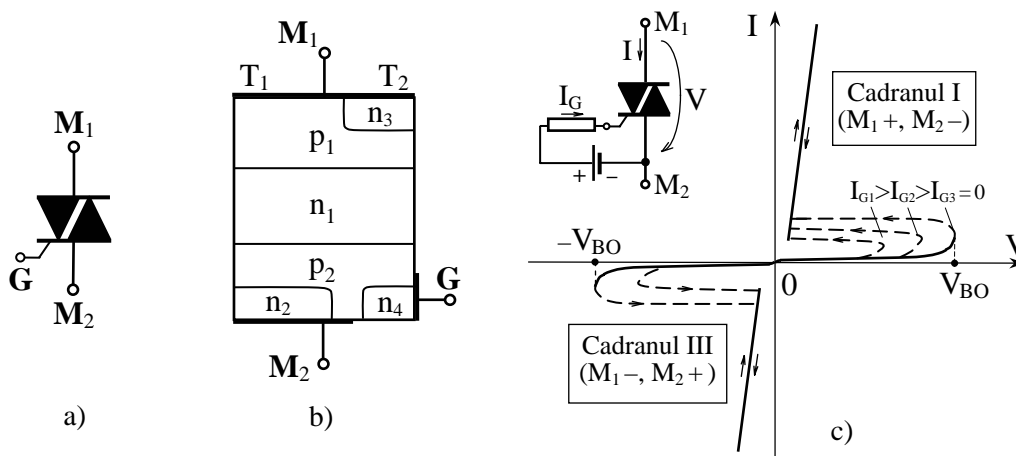


Fig. 2.24. Tiriacul: a) simbolul; b) structura; c) caracteristica statică.

Triacul poate fi considerat ca fiind alcătuit din două tiristoare convenționale integrate pe aceeași structură și conectate în antiparalel: tiristorul $T_1 - p_1n_1p_2n_2$; tiristorul $T_2 - p_2n_1p_1n_3$. Funcționarea ambelor tiristoare (T_1 și T_2) este controlată prin intermediul unui singur terminal de comandă, poarta G . Spre deosebire de tiristor care este un dispozitiv unidirecțional, triacul poate conduce curentul în ambele sensuri, în funcție de polaritatea tensiunii aplicate între terminalele M_1 și M_2 .

Caracteristica statică tensiune – curent a triacului este simetrică față de origine (fig. 2.24,c). Ramura din cadranul I corespunde situației când tensiunea aplicată pe terminalul M_1 este pozitivă față de terminalul M_2 , iar cea din cadranul III situației inverse ($M_1 - , M_2 +$). Dacă nu se aplică semnal de comandă pe poartă ($I_G = 0$), triacul este blocat în ambele sensuri ale tensiunii aplicate terminalelor M_1, M_2 , dacă aceasta nu depășește valoarea tensiunii de străpungere (basculare) V_{BO} . Trecerea triacului din starea blocat în starea de conducție se poate face, atât în cadranul I, cât și în cadranul III, indiferent de polaritatea semnalului de comandă al porții. Rezultă astfel patru moduri de amorsare a triacului prezentate în tabelul 2.1.

Tabelul 2.1.

Nr. crt.	Cadranul în care are loc conducția	Polaritatea lui M_1 față de M_2	Polaritatea impulsului de c-dă a porții față de M_2	Puterea de c-dă a porții
1.	I	pozitivă	pozitiv	100%
2.	I	pozitivă	negativ	$\approx 300\%$
3.	III	negativă	pozitiv	$\approx 400\%$
4.	III	negativă	negativ	$\approx 200\%$

Analizând posibilitățile de amorsare ale triacului prezentate în tabelul 2.1 din punctul de vedere al sensibilității la impulsul de comandă al porții, rezultă că situațiile optime se obțin la polarizarea pozitivă a porții în raport cu terminalul M_2 polarizat negativ față de M_1 (I,+) și la polarizarea negativă a porții în raport cu terminalul M_2 polarizat pozitiv față de M_1 (III, -).

În prezent, triacele se realizează în gama de medie putere, pentru tensiuni de până la 1600V. Prezenta a două configurații de tiristoare dispuse antiparalel în aceeași structură, implică existența unui "cuplaj" reciproc care limitează performanțele dinamice și siguranța în funcționare a triacului. Astfel, triacul are unii parametri dinamici cum sunt di/dt , du/dt , t_q mai mici ca ai tiristoarelor normale.

2.5. TIRISTORUL CU BLOCAREA PE POARTĂ (GTO)

Tiristorul cu blocare pe poartă GTO (**G**ate **T**urn-**O**ff **T**hystistor) este un dispozitiv semiconductor de putere cu structură pnpn denumit și tiristor bioperațional, care poate fi comandat integral (amorsat și respectiv, blocat) prin aplicarea de semnale corespunzătoare pe poartă: cu semnal pozitiv poate fi trecut în conducție și cu semnal negativ poate fi blocat fără a fi necesară inversarea polarității tensiunii aplicate între anod și catod. Tiristorul GTO îmbină proprietățile de bază ale unui tiristor convențional (sensibilitate mare la semnale de amorsare aplicate pe poartă, capacitate mare de blocare a tensiunii în direct/invers) cu cele ale unui tranzistor bipolar de putere (în primul rând, faptul că poate fi blocat prin aplicarea unui semnal de comandă pe poartă).

Deși este un dispozitiv semiconductor cu trei joncțiuni, tiristorul GTO se aseamănă cu tranzistorul bipolar npn prin polaritatea tensiunii de alimentare și prin polaritatea semnalelor de comandă pentru intrarea și ieșirea din conducție. Față de tranzistorul bipolar, tiristorul GTO prezintă avantajul unor puteri de valoare redusă consumate în circuitul de comandă a porții. Cele două procese de comutație – amorsare, blocare – necesită semnale de comandă numai pe duratele lor tranzitorii, după trecerea tiristorului GTO în una din cele două stări stabile (ON – OFF), prezența semnalului de comandă pe poartă nemaifiind necesară.

Tiristorul este amorsat prin aplicarea pe poartă a unui impuls pozitiv de curent (poarta polarizată pozitiv față de catod) de amplitudine I_{GT} și durată t_p și este blocat prin aplicarea unui impuls negativ de curent (poarta polarizată negativ față de catod) de amplitudine I_{GB} și durată t_n așa cum se arată în figura 2.25. În general, durata impulsurilor de comandă a porții are valori cuprinse între $5\mu s$ și $50\mu s$, iar amplitudinea impulsurilor de blocare I_{GB} este mai mare ca cea a impulsurilor de amorsare I_{GT} .

O limitarea funcțională importantă apare la curenți anodici de mică intensitate, când tiristorul GTO nu mai poate fi blocat, indiferent cât de mare este amplitudinea impulsului negativ aplicat porții.

Utilizarea tiristoarelor GTO în locul celor convenționale conduce la simplificări importante, atât în circuitele de forță, cât și în cele de comandă.

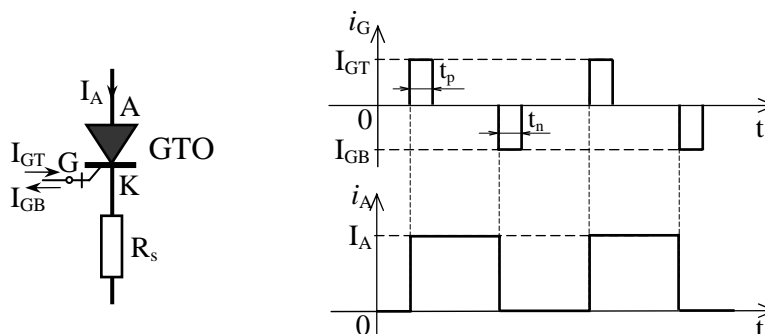


Fig. 2.25.

Tiristorul GTO este preferat tranzistoarelor de putere în aplicații de mare putere la frecvențe între 1 și 20 kHz datorită capacității sale ridicate în blocare a tensiunii și a fiabilității sale la suprasolicități de curent și tensiune. Tiristoarele GTO produse până în prezent au tensiuni de blocare ($V_{BO(BR)}$) de până la 4500V și curenți controlabili pe poartă până la 2000A.

2.6. TRANZISTORUL BIPOLAR DE PUTERE

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv semiconductor comandabil cu trei straturi npn sau npn, având trei terminale: colectorul – C, emitorul – E, baza – B (fig. 2.26).

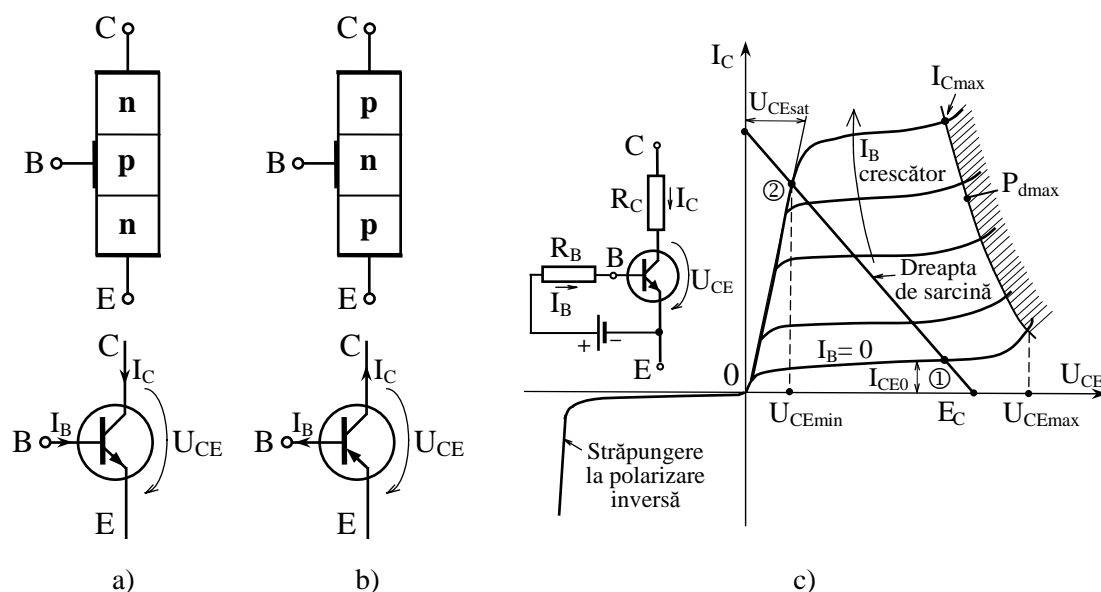


Fig. 2.26. Tranzistorul bipolar: a) structura și simbolul tranzistorului npn; b) structura și simbolul tranzistorului pnp; c) caracteristici statice.

În regim liniar, curentul de colector I_C este o funcție de curentul de bază I_B :

$$I_C = \beta_N I_B + I_{CE0} \quad (2.17)$$

în care β_N (notat și cu β_F sau h_{21E}) este coeficientul de amplificare în curent bază – emitor, $I_{CE0} = (\beta_N + 1)I_{CB0}$ este curentul rezidual direct colector – emitor, I_{CB0} – curentul rezidual al joncțiunii colector – bază la polarizare inversă.

Ecuția dreptei de sarcină este:

$$E_C = R_C I_C + U_{CE} \quad (2.17)$$

Pentru o anumită tensiune colector – emitor U_{CE} la $I_B = 0$, tranzistorul este blocat și prin acesta circulează curentul rezidual I_{CE0} (punctul ① din fig. 2.26,c). Prin creșterea curentului de bază I_B se poate ajunge în zona de saturație (punctul ② din fig. 2.26,c), când prin tranzistor circulează un curent de colector mare la o tensiune de saturație U_{CE} relative mică ($U_{CEsat} \geq 0,5V$).

Inversarea tensiunii colector – emitor provoacă străpungerea joncțiunii bază – emitor la o tensiune relativ mică, de cca 10V. Prin urmare, trebuie evitată funcționarea tranzistorului în invers, iar cazurile în care există posibilitatea inversării tensiunii de alimentare se introduce o diodă în serie cu circuitul de colector.

În aplicațiile tehnice, tranzistorul bipolar de putere funcționează, de obicei, în regim de comutație (saturat – blocat, ON – OFF). La $I_B = 0$ tranzistorul este blocat și este echivalent unui comutator deschis (OFF), iar la curentul de bază care-l aduce la saturație, tranzistorul saturat este echivalent unui comutator închis (ON).

La funcționarea în comutație (comutator ON – OFF) pierderea de putere pe tranzistor trebuie să fie cât mai mică. Această pierdere de putere este datorată curentului rezidual în regim de blocare ($\Delta P_{OFF} = U_{CE} I_{CE0}$), respective tensiunii de saturație și curentului de colector în conducție la saturație ($\Delta P_{ON} = U_{CEsat} I_C$). Valoarea tipică a tensiunii de saturație pentru un tranzistor bipolar de putere cu Si este $U_{CEsat} \approx 1,1V$.

Pierderile la funcționarea în regim de comutație a unui tranzistor sunt determinate în special de evoluția cuplului de valori $U_{CE} I_C$ pe durata trecerii din starea de saturație în cea de blocare.

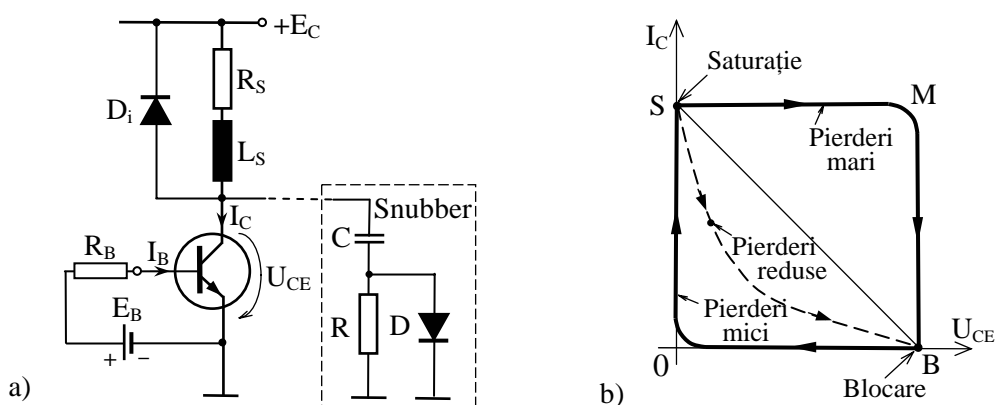


Fig. 2.26. a) Tranzistorul bipolar npn cu sarcină inductivă și rețea Snubber; b) explicativă privind pierderile de comutație.

Se consideră cazul unei sarcini inductive $L_S R_S$ în colector. Dacă tranzistorul este blocat și se trece în conducție la saturație, perechea de valori U_{CE}, I_C urmează traseul BOS după axele de coordonate (curentul I_C crește lent), pierderile de comutație fiind mici (fig. 2.26,b). Dacă tranzistorul este saturat și se comandă blocarea sa, dioda de curent invers D_i intră în conducție asigurând descărcarea energiei acumulate în inductanță, $U_{CE} \approx E_C$ și curentul de colector nu se anulează instantaneu. Perechea de valori U_{CE}, I_C parcurge drumul SMB ce corespunde zonei pierderilor mari de comutație.

O soluție de reducere a pierderilor la blocarea tranzistorului este utilizarea unei rețele, denumită Snubber, formată din condensatorul C , rezistorul R și dioda semiconductoră D așa cum se arată în figura 2.26,a). Când tranzistorul este saturat, această rețea nu influențează funcționarea tranzistorului deoarece dioda este blocată. În timpul blocării însă, tensiunea U_{CE} crește lent din cauza condensatorului C și diodei D înseriate între colector și masă. Perechea de valori U_{CE}, I_C urmează în acest caz un traseu situat în zona pierderilor reduse (curba trasată cu linie întrerupă în fig. 2.26,b).

Pentru îmbunătățirea factorului de amplificare în curent, tranzistorul bipolar de putere este comandat deseori prin intermediul unui alt tranzistor în *montaj Darlington*, așa cum se arată în figura 2.27. Dioda D_1 asigură o cale de extragere a sarcinilor la blocarea

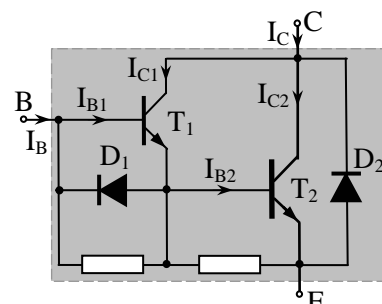


Fig. 2.27. Montajul Darlington.

tranzistorului T_2 , iar dioda D_2 este utilizată pentru protecția tranzistoarelor la tensiuni inverse. Dacă tranzistorul de comandă T_1 este integrat pe aceeași structură de siliciu cu tranzistorul de putere T_2 , câștigul în curent ajunge la valori foarte mari, dar timpul de comutație crește și implicit scade frecvența de lucru.

2.6. TRANZISTORUL MOS DE PUTERE

Tranzistorul MOS (Metal Oxid Semiconductor) este un tranzistor cu efect de câmp FET (Field Effect Transistor) care are multiplicat numărul de canale prin care trece curentul de drenă. În figura 2.28 se prezintă simbolul grafic și caracteristicile de ieșire ale tranzistorului MOS de putere cu canal n.

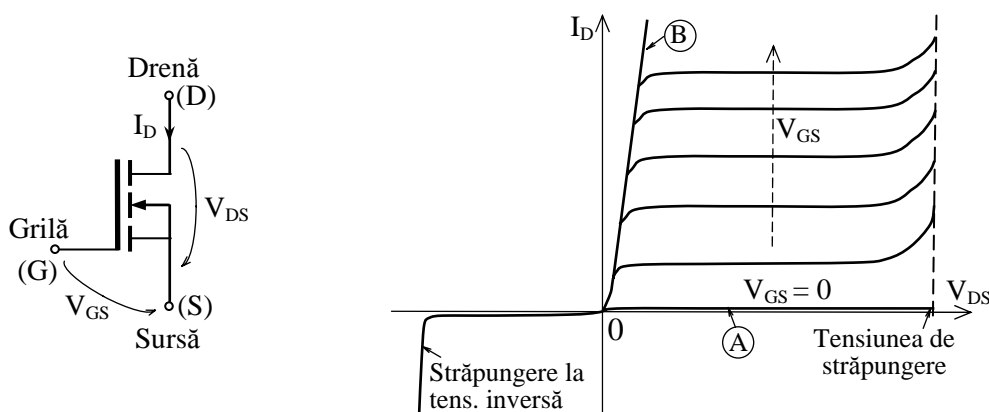


Fig. 2.28. Simbolul grafic și caracteristica de ieșire $I_{DS}(V_{DS}) / V_{GS} = \text{ct.}$ a tranzistorului MOS de putere

În aplicațiile electronicii de putere tranzistorul MOS este utilizat ca întrerupător electronic și funcționează în regim de comutație. În lipsa tensiunii de comandă, $V_{GS} = 0$, curentul de drenă este practic neglijabil și punctul de funcționare al tranzistorului se află pe dreapta A (întrerupător deschis). În starea de conducție a tranzistorului este necesar ca pierderile să fie minime, ceea ce înseamnă că tensiunea V_{DS} trebuie să fie cât mai mică. Acest lucru se obține dacă tensiunea V_{GS} este suficient de mare, uzual în jur de 10V, astfel încât punctul de funcționare să se situeze pe dreapta B.

Față de tranzistoarele bipolare de putere, tranzistoarele MOS prezintă unele avantaje importante cum sunt:

- comanda se realizează în tensiune, nu în curent, ceea ce înseamnă un consum foarte mic de putere în circuitul de comandă;
- circuite de comandă mai simple;
- ușor de conectat în paralel (coeficientul de temperatură al rezistenței în conducție drenă-sursă r_{DS} este pozitiv, ceea ce contribuie la egalizarea automată a curenților prin tranzistoarele în paralel fără a folosi alte elemente în acest scop);
- timpi de comutație mai mici și deci frecvențe de lucru mai mari.

Tranzistoarele MOS de putere produse până în prezent sunt capabile să opereze la tensiuni de ordinul a 1000V și să vechiculeze curenți medii de până la 70A; pentru durate scurte ele pot conduce curenți de până la 280A (curenți de vârf). În plus, tranzistoarele MOS de putere sunt mult mai stabile termic decât corespondentele lor bipolare la același tip de capsulă, putând opera la puteri disipate mai mari.

2.7. TRANZISTORUL BIPOLAR CU POARTĂ IZOLATĂ (IGBT)

Tranzistoarele bipolare și MOSFET au fiecare în parte o serie de performanțe foarte avantajoase pentru aplicațiile electronicii de putere, dar și unele dezavantaje care limitează domeniul lor de utilizare. Astfel, tranzistorul bipolar în raport cu cel MOS are avantajele:

- capacitate mare în curent și tensiune,
- cădere mică de tensiune în conducție,

dar prezintă și unele dezavantaje cum sunt:

- timpi relativi mari de comutație;
- curent de comandă mare și consum însemnat de putere pentru comandă.

Față de tranzistoarele bipolare, tranzistoarele MOSFET au ca principale avantaje

- timpi de comutație mici,
- comandă în tensiune și deci consum mic de putere pentru comandă,

în schimb, au capabilități mai mici în tensiune și curent.

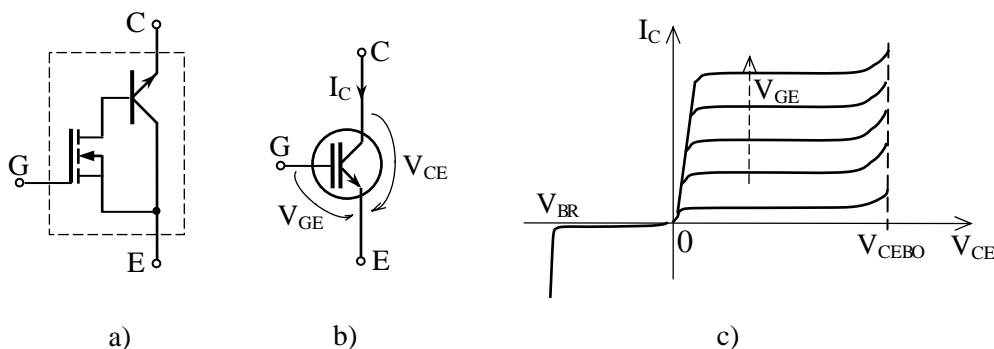


Fig. 2.29. Tranzistorul IGBT: a) schema echivalentă simplificată; b) simbolul grafic; c) caracteristica de ieșire $I_C(V_{CE}) / V_{GE} = \text{ct.}$

O îmbinare a avantajelor celor două tipuri de tranzistoare s-a realizat printr-un nou dispozitiv semiconductor de putere – tranzistorul bipolar cu poartă izolată, denumit prescurtat IGBT (**I**nsulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor).

IGBT este realizat pe o structură de bază cu patru straturi semiconductoare pnpn ca și tiristoarele convenționale, dar cu poarta izolată în tehnologie MOS. O schemă echivalentă simplificată pentru IGBT este constituită dintr-o conexiune Darlington a unui tranzistor bipolar cu un tranzistor MOSFET, așa cum se arată în figura 2.29. Comanda IGBT-ului se realizează prin intermediul tranzistorului MOS cu canal n, deci se realizează comanda în tensiune, iar existența tranzistorului pnp între colector și emitor conduce la căderi mici de tensiune în conducție și la capabilități ridicate în tensiune și curent. Caracteristicile statice sunt similare celor de la tranzistoarele MOS.

Dintre performanțele atinse până în prezent de tranzistoarele IGBT se menționează:

- cădere de tensiune în conducție cuprinsă între 0,9 ... 2,2 V;
- capabilitate în curent până la 1000A și în tensiune până la 4500V;
- frecvențe de lucru până la 20 kHz.

Capitolul 3

VARIATOARE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ

3.1. Generalități

Variatoarele de tensiune alternativă (VTA), numite și variatoare de curent alternativ, sunt convertoare statice cu comutație naturală care se utilizează pentru modificarea tensiunilor alternative (curenților alternativi), fără schimbarea frecvenței.

VTA permit reglarea puterii în sistemele de alimentare a receptoarelor monofazate sau trifazate, fiind plasate între sursa de curent alternativ și receptor (fig.3.1,a) și sunt constituite dintr-un comutator static KS și dispozitivul de comandă DC (fig. 3.1,b).

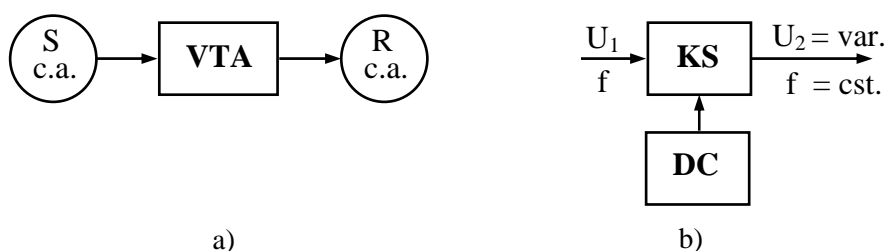


Fig. 3.1. Locul, rolul și structura variatoarelor de tensiune alternativă.

Deoarece este necesară circulația curentului în ambele sensuri, comutatoarele statice pot fi realizate cu perechi de tiristoare conectate în antiparalel sau cu triace. Din punct de vedere funcțional aceste două variante sunt identice, deosebirile fiind doar în legătură cu circuitele de comandă (fig. 3.2).

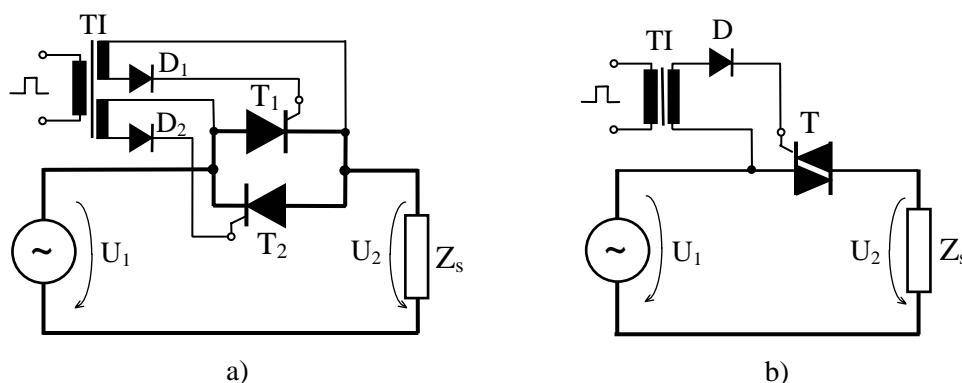


Fig. 3.2. Scheme de principiu ale comutatoarelor monofazate:
a) cu tiristoare antiparalel; b) cu triac.

Comutatoarele cu tiristoare (fig. 3.2,a) se utilizează în cazul puterilor mari pentru care nu există triace. Montajul cu tiristoare antiparalel necesită separarea galvanică a impulsurilor de comandă pe porțile tiristoarelor ceea ce se poate realiza utilizând, de exemplu, un transformator de impuls TI. Diodele D_1 și D_2 se impun pentru blocarea impulsurilor negative pe poartă. Pentru puteri relativ mici este avantajoasă soluția folosirii unui triac pentru comutatorul monopolar (fig. 3.2,b).

Reglarea tensiunii alternative poate fi realizată în principal prin două moduri de comandă a ventilelor variatorului:

- comanda progresivă sau cu control de fază, caz în care se asigură comanda câte unui tiristor sau a triacului pe fiecare semiperioadă a tensiunii de intrare;
- comanda intermitentă, variatorul funcționând ca întrerupător închis/deschis ciclic pe intervale de timp prestabilite.

Prima metodă de comandă este cel mai des utilizată deoarece schemele de comandă sunt mai simple și se obține un reglaj mai fin al tensiunii.

Din punct de vedere al tensiunii de ieșire, variatoarele de tensiune alternativă pot fi monofazate sau trifazate.

Variatoarele de tensiune alternativă sunt utilizate pentru reglarea puterii în diferite instalații energetice cum sunt cele de iluminat sau de încălzire electrică. De asemenea, VTA pot fi utilizate pentru reglarea între anumite limite ale vitezei motoarelor electrice de curent alternativ, monofazate sau trifazate.

La puteri mari, cuprinse între $0,1 \div 50$ MVA, variatoarele trifazate sunt utilizate în instalații de compensare dinamică a puterii reactive în rețelele electroenergetice.

3.2. VARIATOARE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ MONOFAZATE

3.2.1. Variatorul monofazat cu tiristoare antiparalel

Se consideră variatorul monofazat de tensiune alternativă realizat cu o pereche de tiristoare conectate în antiparalel cu schema de principiu prezentată în figura 3.3,a). Se consideră cazul comenzii în fază a tiristoarelor când dispozitivul de comandă, nedefinit aici, furnizează alternativ impulsuri de comandă pe porțile celor două tiristoare cu un unghi de comandă α pe fiecare alternanță a tensiunii de alimentare. În cazul convertoarelor monofazate, *unghiul de comandă* α al unui tiristor reprezintă, unghiul dintre momentul trecerii naturale prin zero a tensiunii și momentul amorțirii tiristorului.

❶ Funcționarea variatorului monofazat în sarcină rezistivă.

În cazul unei sarcini pur rezistive ($L_s = 0$), undele de tensiune și curent pe rezistorul de sarcină R_s au aceeași formă de variație în timp. Tensiunea de alimentare se consideră sinusoidală, de forma

$$u(t) = U_m \sin \omega t, \quad (3.1)$$

unde $U_m = \sqrt{2}U$ este valoarea maximă sau amplitudinea, U fiind valoarea efectivă a tensiunii de alimentare.

În figura 3.3 sunt prezentate formele de undă ale tensiunilor și curenților pentru variatorul monofazat cu tiristoare antiparalel funcționând în sarcină rezistivă la un

anumit unghi de comandă α al tiristoarelor.

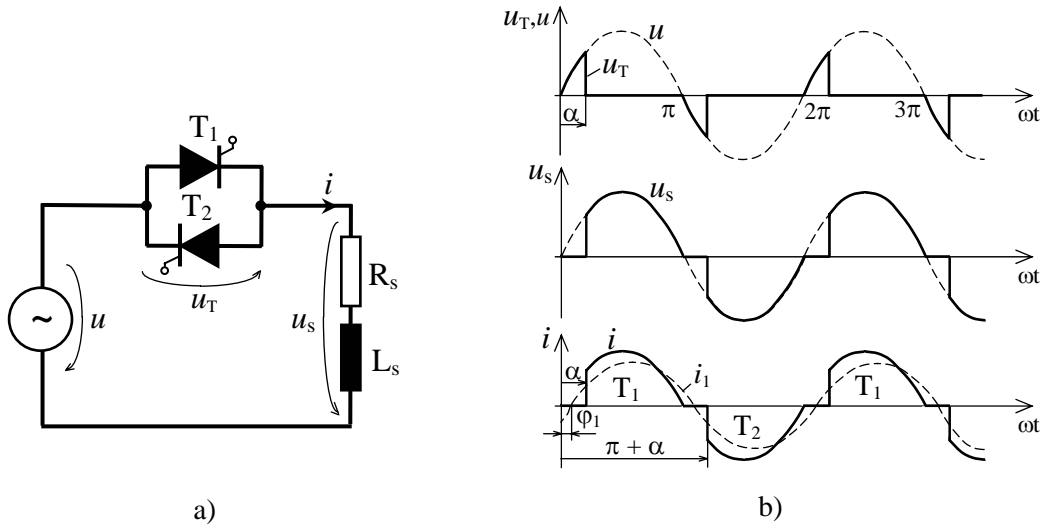


Fig. 3.3. Variatorul monofazat cu tiristoare antiparalele: a) schema electrică; b) undele de tensiune și de curent la funcționarea în sarcină rezistivă.

Tiristorul T_1 poate conduce în timpul alternanțelor pozitive, iar tiristorul T_2 în timpul alternanțelor negative. Pe duratele în care unul sau altul dintre cele două tiristoare se află în conducție, tensiunea u_s aplicată sarcinii este egală cu tensiunea u de alimentare, iar pe duratele în care ambele tiristoare sunt blocate, tensiunea pe sarcină este nulă, iar tensiunea u_T pe tiristoare este egală cu tensiunea de alimentare.

În intervalele de conducție a tiristoarelor, curentul prin sarcină este dat de relația

$$i(t) = \frac{U_m}{R_s} \sin \omega t, \quad \alpha \leq \omega t \leq \pi \quad (3.2)$$

și este nul când ambele tiristoare sunt blocate. Curentul prin sarcină este nesinusoidal și prin descompunerea sa în serie Fourier se obține o undă fundamentală $i_1(t)$ defazată cu un unghi φ_1 față de unda tensiunii de alimentare. Se constată astfel că, deși sarcina este pur rezistivă, sursa de alimentare trebuie să furnizeze o anumită putere reactivă. Mărimea unghiului de defazaj φ_1 și implicit a puterii reactive consumate depinde de valoarea unghiului α de comandă a tiristoarelor.

Caracteristica externă de comandă a variatorului reprezintă variația tensiunii pe sarcină u_s cu unghiul de comandă α al tiristoarelor. Având în vedere forma de variație în timp a tensiunii u_s prezentată în figura 3.3,a), valoarea efectivă $U_s(\alpha)$ a acestei tensiuni se calculează cu relația:

$$U_s(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t)} = U \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \quad (3.3)$$

Pentru $\alpha = 0$, tensiunea pe rezistorul de sarcină are valoarea efectivă maximă, egală cu valoarea efectivă U a tensiunii de alimentare, iar pentru $\alpha = \pi$ este nulă.

Dacă amorsarea tiristoarelor se realizează la un unghi de comandă nul, $\alpha = 0$, schema funcționează în regim de contactor monopolar de curent alternativ și curentul de sarcină este sinusoidal și în fază cu tensiunea de alimentare.

2 Funcționarea variatorului monofazat în sarcină inductivă.

Curbele tensiunilor și curentului la funcționarea variatorului monofazat în sarcină pur inductivă sunt prezentate în figura 3.4. Tensiunea la bornele sarcinii este egală cu tensiunea de alimentare pe intervalele de conducție a tiristoarelor și este nulă pe intervalele în care tiristoarele sunt blocate. La intrarea în conducție a unui tiristor, curentul din circuit se determină din ecuația

$$L_s \frac{di}{dt} = U_m \sin \omega t \quad (3.4)$$

care are soluția

$$i(t) = -\frac{U_m}{\omega L_s} \cos \omega t + I_0. \quad (3.5)$$

Constanta de integrare I_0 se determină din condiția inițială, respectiv în momentul amorsării tiristorului T_1 la $\omega t = \alpha$, curentul $i(t)$ este nul. Rezultă astfel,

$$I_0 = \frac{U_m}{\omega L_s} \cos \alpha \quad (3.6)$$

și curentul este dat de relația

$$i(t) = \frac{U_m}{\omega L_s} (\cos \alpha - \cos \omega t) = \frac{U_m}{\omega L_s} \left[\sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right]. \quad (3.7)$$

Curentul $i(t)$ se anulează la momentul corespunzător unghiului $\beta = \omega t$ când tiristorul T_1 se blochează. Unghiul β se obține din (3.6) pentru $i = 0$ și $\omega t = \beta$. Rezultă astfel,

$$\beta = 2\pi - \alpha. \quad (3.8)$$

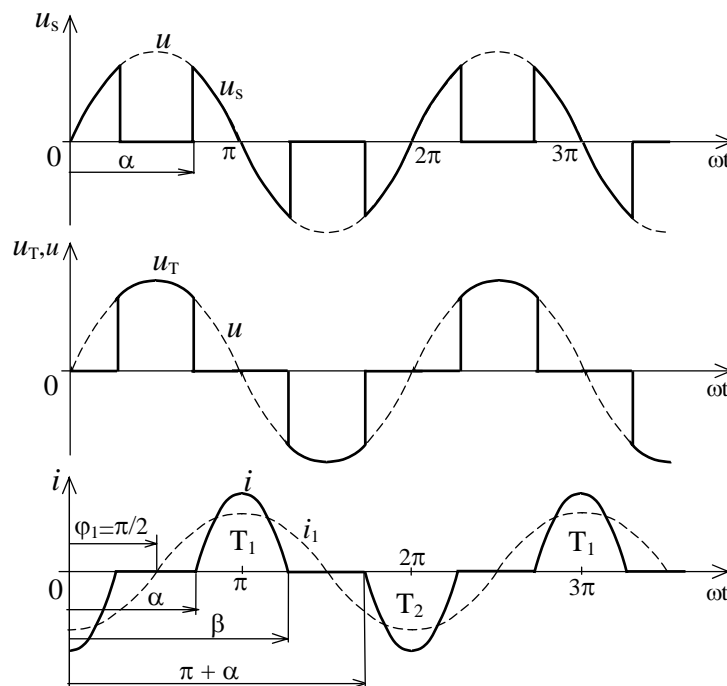


Fig. 3.4. Undele de tensiune și de curent la funcționarea în sarcină inductivă a variatorului monofazat de tensiune alternativă.

Pe durata semiperioadei negative tiristorul T_2 este amorsat la unghiul $\omega t = \pi + \alpha$ și se stinge la $\omega t = 3\pi - \alpha$.

Pentru ca variatorul să poată funcționa este necesar ca $\beta \leq \pi + \alpha$ (tiristorul T_1 să fie blocat în momentul amorsării tiristorului T_2) ceea ce impune ca unghiul de comandă să ia valori cuprinse în domeniul $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$.

Având în vedere forma de variație în timp a tensiunii pe sarcină $u_s(t)$ prezentată în figura 3.4, valoarea efectivă $U_s(\alpha)$ a acestei tensiuni poate fi calculată integrând pe un sfert de perioadă, astfel:

$$U_s(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi-\alpha} U_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t)} = U \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \quad (3.9)$$

Pentru $\alpha = \pi/2$, tensiunea pe inductanța de sarcină are valoarea efectivă maximă, egală cu valoarea efectivă U a tensiunii de alimentare, iar pentru $\alpha = \pi$ este nulă.

Curentul prin sarcină nu este sinusoidal, iar componenta fundamentală $i_1(t)$ este defazată cu $\pi/2$ în urma tensiunii de alimentare.

Pentru $\alpha = \pi/2$ se obține funcționarea schemei în regim de contactor monopolar de curent alternativ și curentul de sarcină devine sinusoidal.

● Funcționarea variatorului monofazat în sarcină rezistiv-inductivă.

Pentru cazul general al sarcinii rezistiv – inductive, undele de tensiune și curent sunt prezentate în figura 3.5.

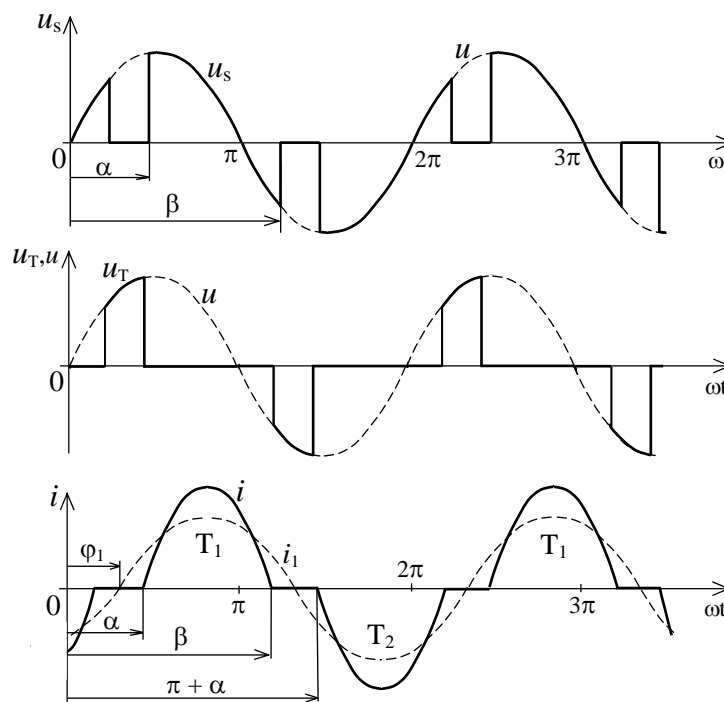


Fig. 3.5. Undele de tensiune și de curent la funcționarea în sarcină inductivă a variatorului monofazat de tensiune alternativă.

După amorsarea unui tiristor, ecuația diferențială care descrie funcționarea circuitului este

$$R_s i + L_s \frac{di}{dt} = U_m \sin \omega t, \quad i(0) = I_0, \quad (3.10)$$

care are soluția

$$i(t) = \frac{U_m}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}} \sin(\omega t - \varphi) + I_0 e^{-t/\tau} \quad (3.11)$$

în care $\varphi = \arctg \frac{\omega L_s}{R_s}$ este unghiul de defazaj dintre curentul și tensiunea la bornele sarcinii, iar $\tau = L_s/R_s$ este constanta de timp a circuitului.

Constanta de integrare I_0 care este valoarea inițială a curentului se determină impunând condiția ca pentru $\omega t = \alpha$, adică în momentul amorsării tiristorului T_1 , curentul $i(t)$ să fie nul. În acest fel, din (3.11) rezultă:

$$I_0 = -\frac{U_m}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}} e^{-\alpha/\omega\tau} \sin(\alpha - \varphi) \quad (3.12)$$

În final, expresia curentului pe intervalul de conducție al unui tiristor este:

$$i(t) = \frac{U_m}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega t - \alpha)/\omega\tau} \right] \quad (3.13)$$

Pentru $\omega t = \beta$, fig. 3.5, curentul se anulează și rezultă:

$$\left[\sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\beta - \alpha)/\omega\tau} \right] = 0. \quad (3.14)$$

Blocarea tiristorului T_1 trebuie să se producă înaintea aplicării impulsului de comandă pe poarta tiristorului T_2 , deci înainte de $\omega t = \pi + \alpha$, astfel încât T_2 să poată fi amorsat. Pentru a satisface această condiție, care se exprimă prin $\beta \leq \pi + \alpha$, trebuie să avem $\alpha \geq \varphi$.

În caz contrar, dacă $\alpha < \varphi$, din (3.14) rezultă că $\sin(\beta - \varphi) < 0$ sau $\beta - \varphi \geq \pi$. Cu atât mai mult $\beta - \alpha > \pi$ și deci ar însemna că $\beta > \pi + \alpha$ ceea ce vine în contradicție cu condiția stabilită anterior ($\beta \leq \pi + \alpha$), necesară pentru amorsarea tiristorului T_2 .

Curentul prin sarcină nu este sinusoidal, iar componenta fundamentală i_1 din spectrul de armonici a curentului $i(t)$ este defazată cu unghiul φ_1 în urma tensiunii de alimentare ($0 \leq \varphi_1 \leq \alpha$).

Dacă unghiul de comandă $\alpha = \varphi$, schema funcționează în regim de contactor monopolar de curent alternativ și curentul de sarcină este sinusoidal.

3.2.2. Variator monofazat cu un singur tiristor

Variatorul monofazat cu un singur tiristor prezentat în figura 3.6,a) poate fi utilizat în cazul sarcinilor rezistive.

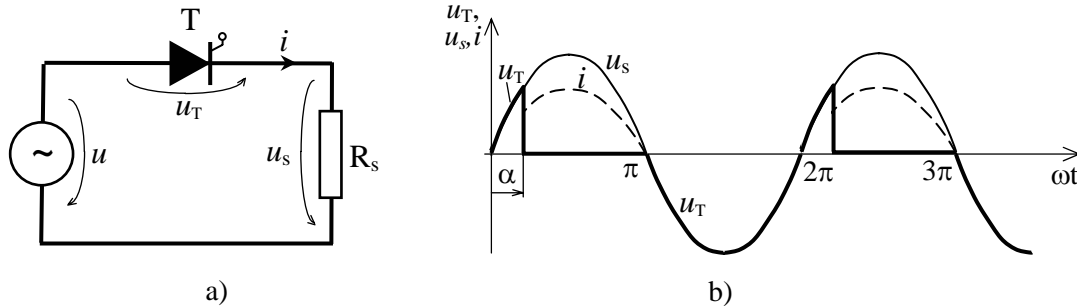


Fig. 3.6. Variatorul monofazat cu un tiristor: a) schema electrică;
b) undele de tensiune și de curent la funcționarea în sarcină rezistivă.

Tiristorul conduce curentul de sarcină numai pe durata alternanțelor pozitive ale tensiunii de alimentare. Valoarea efectivă a tensiunii la bornele sarcinii este:

$$U_s(\alpha) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t)} = \frac{U}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \quad (3.15)$$

în care U reprezintă valoarea efectivă a tensiunii de alimentare u .

Se constată că tensiunea pe sarcină poate fi reglată în domeniul $(0 \div 0,707)U$, valoarea maximă, $1/\sqrt{2}U \approx 0,707U$, obținându-se pentru $\alpha = 0$ (variatorul ideal cu diodă).

3.2.3. Variator monofazat cu tiristor și diodă de descărcare

În cazul sarcinilor rezistiv – inductive, durata de circulație a curentului prin sarcină poate fi mărită cu ajutorul unei diode de descărcare, numită și diodă de fugă D , conectată în paralel cu sarcina ca în figura 3.7,a).

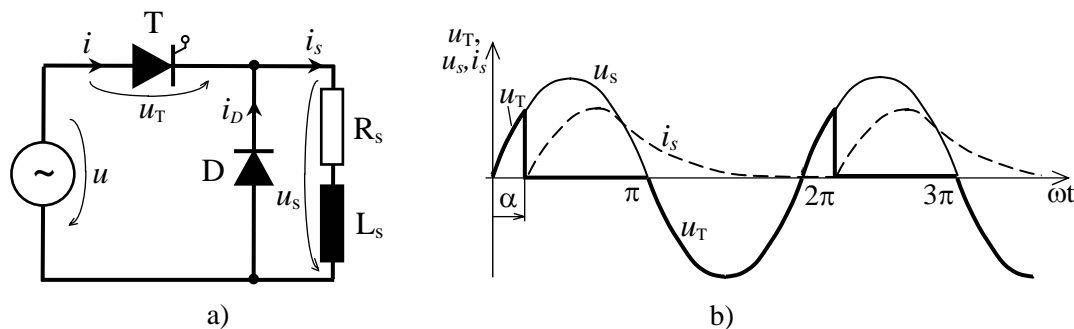


Fig. 3.7. Variatorul monofazat cu tiristor și diodă de fugă: a) schema electrică;
b) undele de tensiune și de curent la funcționarea în sarcină rezistiv – inductivă.

La anularea alternanțelor pozitive ale tensiunii de alimentare, tiristorul T iese din conducție și curentul de sarcină este preluat de dioda de fugă D care asigură calea de descărcare a energiei înmagazinată în inductanță. Curentul de descărcare se amortizează exponențial cu constanta de timp a circuitului L_s/R_s .

3.2.4. Variator monofazat cu punte redresoare și tiristor

În figura 3.8, a) se prezintă schema unui variator monofazat format dintr-o punte redresoare cu diode și un tiristor. Tiristorul T este conectat pe diagonala de curent continuu a punții.

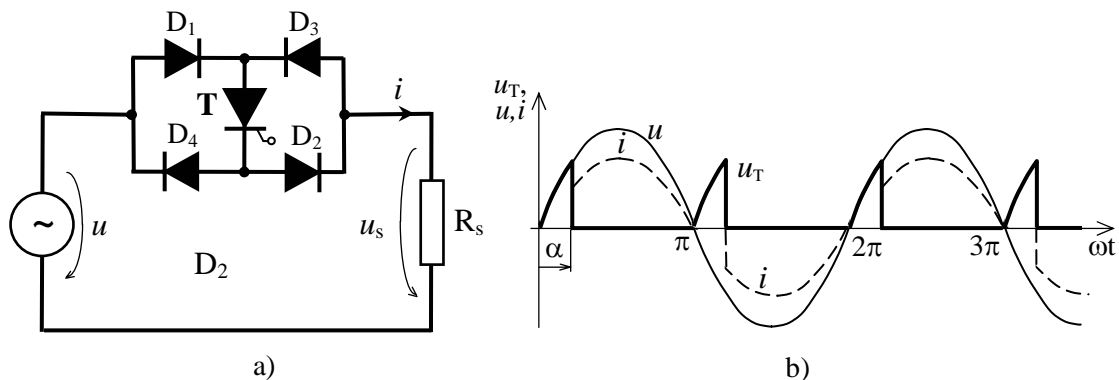


Fig. 3.8. Variatorul monofazat cu punte și tiristor: a) schema electrică; b) undele de tensiune și de curent la funcționarea în sarcină rezistivă.

Pe duratele alternanțelor pozitive ale tensiunii de alimentare u , curentul de sarcină i este condus de diodele D_1, D_2 și tiristorul T, iar pe duratele alternanțelor negative de diodele D_3, D_4 și tiristorul T. Din privința tensiunii și curentului sarcinii, această schemă este identică funcțional cu variatorul cu două tiristoare în antiparalel.

Schema prezintă avantajul utilizării unui singur tiristor, dar prezintă unele dezavantaje, în special la funcționarea în sarcină rezistiv – inductivă, cum sunt:

- se poate pierde ușor controlul comenzii tiristorului, acesta rămânând tot timpul în conducție;
- la ieșirea din conducție, pe tiristor apare brusc tensiunea sursei de alimentare și acesta poate amorsa la du/dt .

3.2.5. Variator monofazat cu tiristoare și diode în antiparalel

Schema unui variator monofazat realizat cu două tiristoare cu diode conectate în paralel (antiparalel) este prezentată în figura 3.9.

Curentul de sarcină i este condus de tiristorul T_1 și dioda D_1 pe duratele alternanțelor pozitive ale tensiunii de alimentare și de tiristorul T_2 și dioda D_2 pe duratele alternanțelor negative.

Montajul prezintă avantajul unei comenzi mai facile, necesitând un singur dispozitiv de comandă, deoarece catozii celor două tiristoare sunt legați la un punct comun. De asemenea, prezența diodelor în antiparalel cu tiristoarele asigură protecția tiristoarelor la supratensiuni inverse.

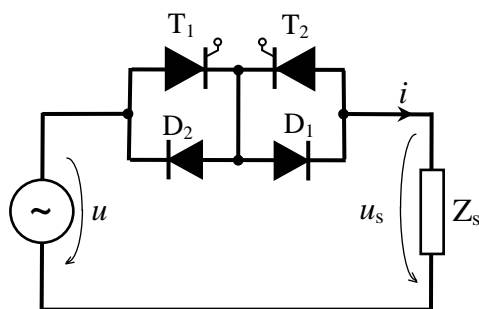


Fig. 3.9. Variator monofazat cu tiristoare și diode în antiparalel.

3.3. VARIATOARE DE TENSIUNE TRIFAZATE

Variatoarele de tensiune alternativă trifazate se obțin prin conectarea pe fiecare fază a câte unui variator monofazat (fig. 3.10, a, b) sau pot fi realizate după o schemă ca cea din figura 3.10, c). Variatoarele monofazate V_R , V_S , V_T pot avea una din structurile prezentate în figura 3.10, d), e), f), g).

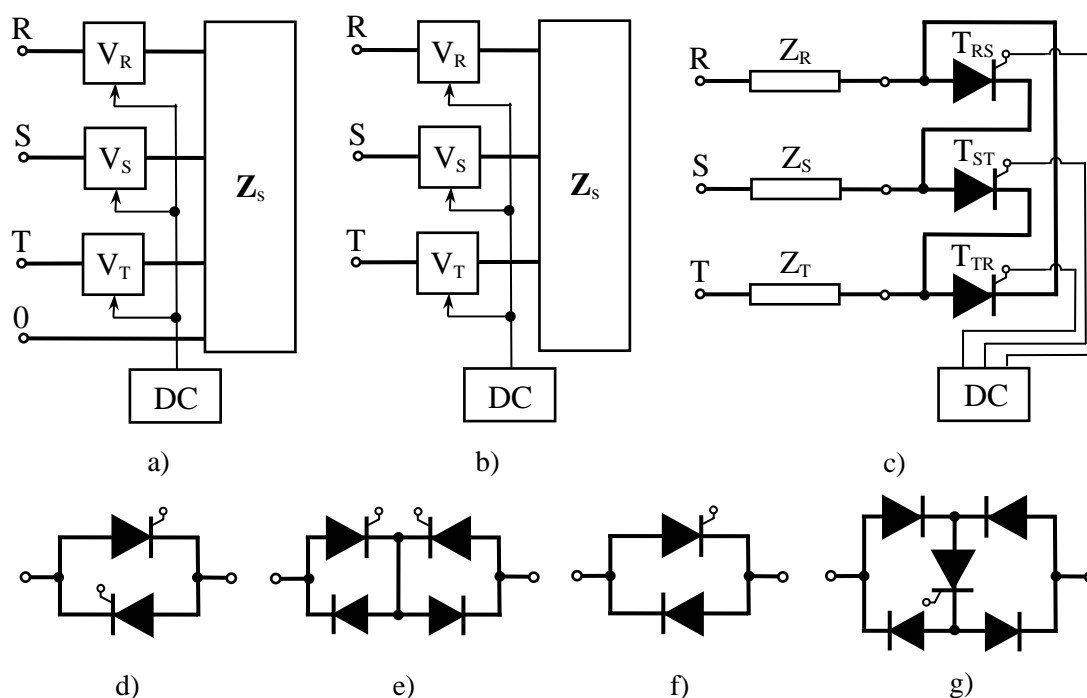


Fig. 3.10. Scheme de variatoare de tensiune trifazate (a, b, c) și de variatoare monofazate utilizate pentru variatoarele trifazate (d, e, f, g).

Pentru variatorul trifazat cu fir neutru, fig. 3.10, a), se pot utiliza variantele d) sau e), iar pentru cele fără fir neutru, fig. 3.10, b), se pot utiliza oricare din variantele monofazate d), ... , g).

Dispozitivul de comandă DC asigură impulsurile pentru comanda tiristoarelor potrivit unei diagrame de stare impusă de regimul de funcționare al variatorului.

Funcționarea variatorului trifazat cu conductor de nul, pentru un consumator conectat în stea, rezultă simplu din funcționarea unui variator monofazat de tensiune alternativă deoarece, în acest caz, funcționarea variatorului de pe o fază este independentă de funcționarea variatoarelor de pe celelalte faze.

În cazul variatoarelor trifazate fără conductor de nul, funcționarea variatoarelor monofazate de pe cele trei faze nu mai este independentă, procesele care au loc în acest caz fiind mult mai complexe față de cele de la variatorul trifazat cu conductor de nul.

Variatoarele de tensiune alternativă au numeroase aplicații în practică. VTA trifazate sunt utilizate pentru reglarea puterii în diferite instalații energetice cum sunt cele de acționări electrice cu motoare asincrone.

La puteri mari, cuprinse între $0,1 \div 50\text{MVA}$, variatoarele trifazate sunt utilizate în instalații de compensare a puterii reactive în rețelele electroenergetice.

Se exemplifică aici o variantă simplă de compensator static de energie reactivă cu reactor controlat cu tiristoare, cunoscut și sub denumirea prescurtată de TCR ("Thyristor Controlled Reactor" în limba engleză) cu schema de principiu din fig. 3.11. Compensatorul se compune dintr-o baterie de condensatoare (BC) de capacitate constantă, un reactor trifazat controlat cu tiristoare (TCR) conectate în antiparalel pe fiecare ramură și un transformator trifazat (TR) de racordare la rețea a reactorului.

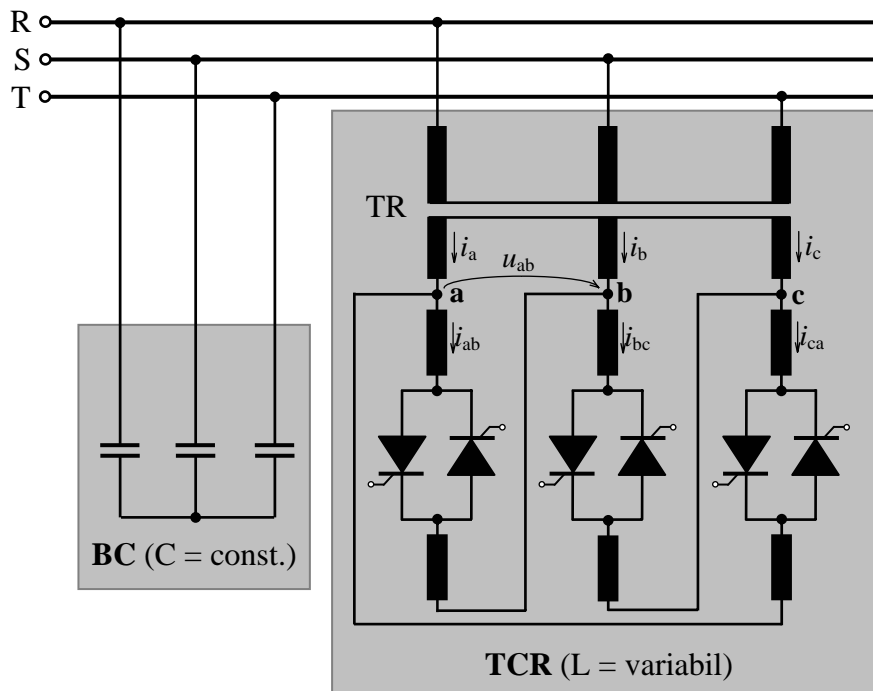


Fig. 3.11. Compensator de energie reactivă controlat cu tiristoare.

Transformatorul și inductanțele comandate pot fi conectate în stea sau triunghi. Conexiunea în triunghi este preferată pentru inductanțe, deoarece armonicile de ordinul 3 ale curenților de compensare i_a , i_b și i_c pot fi eliminate, iar transformatorul poate fi în conexiune Yy care este mai economică.

În figura 2.13 este ilustrată variația curentului de compensare i_{ab} în funcție de unghiul de comandă α a tiristoarelor. Prin modificarea acestui unghi între 90° el. și 180° el., amplitudinea fundamentalei curentului $i_{ab}^{(1)}$ și puterea reactivă solicitată de inductanțe variază între valoarea maximă și zero. Pentru $\alpha = 90^\circ$ el. ($\pi/2$), curenții de compensare sunt sinusoidali.

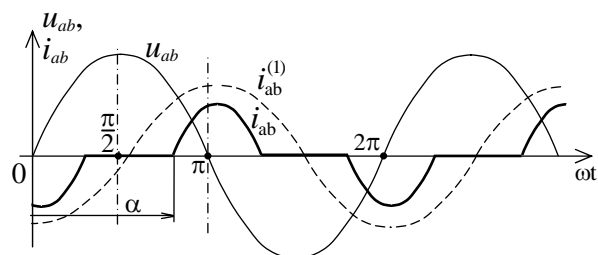


Fig. 3.12. Variația curentului de compensare cu unghiul de comandă α a tiristoarelor.

Dacă în rețeaua de alimentare există un deficit de putere reactivă, atunci prin adoptarea unei valori corespunzătoare pentru α , diferența dintre puterea reactivă cedată de condensatoare Q_C și cea solicitată de inductanțe $Q_L(\alpha)$ poate compensa acest deficit.

Capitolul 4

REDRESOARE DE PUTERE

4.1. STRUCTURĂ. CARACTERISTICI GENERALE.

Redresoarele se folosesc în sistemele electrice cu surse de curent alternativ și receptoare de curent continuu în scopul stabilirii legăturii și al controlului puterii, așa cum se arată în figura 4.1.a). În literatură de specialitate, ele sunt definite ca echipamente care transformă curentul alternativ în curent continuu.

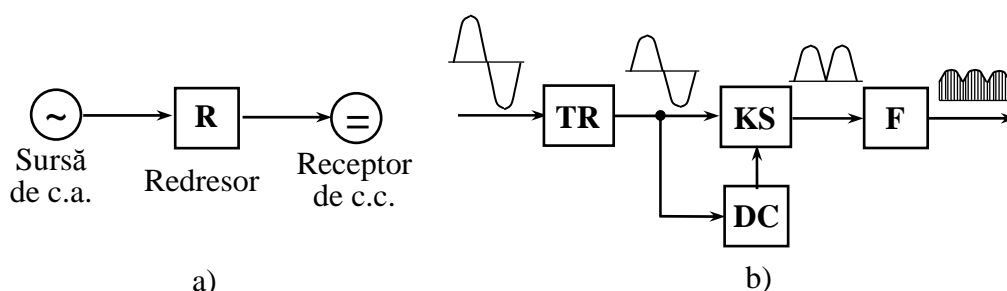


Fig. 4.1. Redresoare de putere: a) rolul și amplasarea; b) structura (TR – transformator de rețea, KS – comutator static, F – filtru, DC – dispozitiv de comandă)

Principalele elemente ale redresoarelor rezultă din schema structurală dată în figura 4.1.b). Față de structura prezentată aici, redresoarele utilizate în practică pot avea o structură mai simplă sau mai complexă. Astfel, se utilizează redresoare necomandate care constau doar din comutatorul static KS, precum și redresoare care conțin în plus, față de elementele date în figura 4.1.b), elemente de reglare, protecție și supraveghere.

Redresoarele pot fi fără sau cu transformator. Cele fără transformator se caracterizează prin simplitate, gabarit mic și preț de cost redus. Deși prezintă aceste avantaje, redresoarele fără transformator sunt utilizate pe scară redusă. Introducerea transformatorului în circuitul energetic al redresoarelor permite rezolvarea următoarelor probleme: transformarea tensiunii sursei astfel încât aceasta să fie în concordanță cu tensiunea receptorului; schimbarea numărului de faze (mărirea numărului de faze) în scopul „netezirii” tensiunii și a curentului redresat; obținerea punctului de nul pentru circuitele de redresare cu conexiunea în stea; izolarea rețelei de c.a. de rețeaua de c.c.; îmbunătățirea formei curentului primar; realizarea redresoarelor cu scheme de redresare complexe.

Redresoarele sunt caracterizate în principal prin următorii parametri:

- valorile medii ale tensiunii și curentului redresat, U_d , I_d ;
- valorile efective ale tensiunii și curentului redresat, U_{def} , I_{def} ;
- caracteristica externă $U_d = f(I_d)$;
- caracteristica de reglare $U_{d\alpha} = f(\alpha)$;
- factorul de undă $K_u = U_{def}/U_{d\alpha}$.

În instalațiile electroenergetice, redresoarele prezintă o serie de caracteristici particulare cum sunt:

- a) sarcina are caracter activ – inductiv; la curenți mari, reactanța rețelei care leagă convertorul cu sarcina devine comparabilă cu rezistența sarcinii;
- b) este necesar să se ia în considerație inductanța de dispersie a bobinelor transformatorului;
- c) de obicei, redresoarele de putere mare se realizează trifazic, pentru că parametrii tehnici ai redresoarelor trifazate sunt superiori și se asigură încărcarea uniformă a rețelei trifazate;
- d) deseori este necesară reglarea sau stabilizarea tensiunii la ieșirea redresoarelor sau a puterii transferate în sarcină, ceea ce necesită utilizarea redresoarelor comandate.

Majoritatea redresoarelor utilizate în practică funcționează cu comutație naturală, motiv pentru care, în continuare, se prezintă structura și funcționarea acestor redresoare. În scopul îmbunătățirii factorului de putere se construiesc și redresoare cu comutație forțată.

4.2. REDRESOARE MONOFAZATE

4.2.1. Redresorul monofazat cu punct median (M2)

Schema electrică de principiu a părții energetice a redresorului monofazat cu punct median, numit și redresor cu nul, este prezentată în figura 4.2,a).

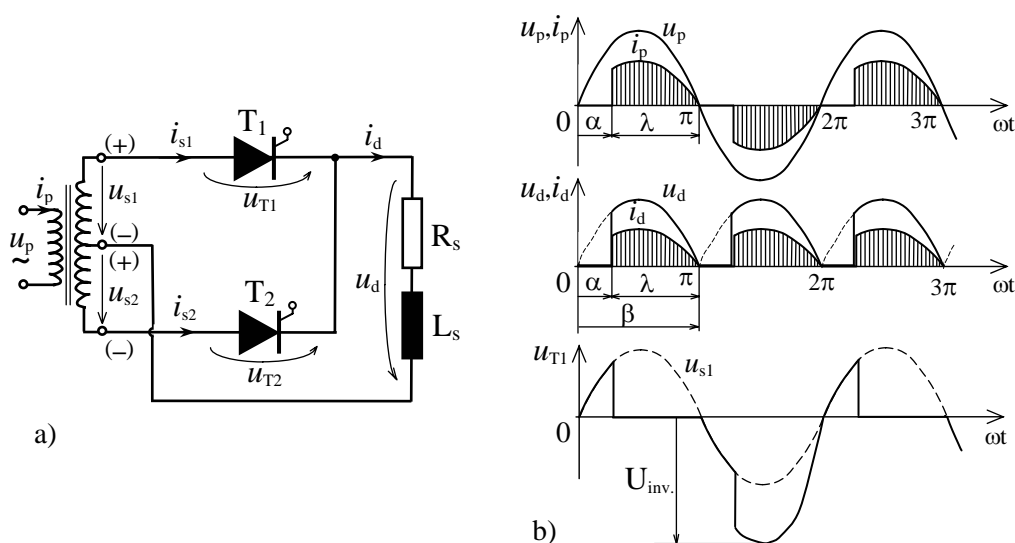


Fig. 4.2. Redresorul monofazat cu punct median: a) schema electrică; b) undele de tensiune și de curent la funcționarea în sarcină pur rezistivă.

4.2.1.1. Funcționarea redresorului în sarcină rezistivă

Când polaritatea tensiunilor din secundarul transformatorului este cea indicată în figura 4.2,a), tiristorul T_1 intră în conducție la momentul corespunzător unghiului α când este comandată poarta sa. Tiristorul T_1 iese din conducție la trecerea prin zero a tensiunii u_{s1} . Unghiul de conducție al curentului este $\lambda = \pi - \alpha$. Tiristorul T_2 este comandat și intră în conducție după schimbarea polarității tensiunii din secundarul transformatorului, respectiv la unghiul $\pi + \alpha$.

Pe duratele de conducție a unuia din tiristoare, sarcina fiind pur rezistivă, tensiunea u_d la bornele rezistorului de sarcină și curentul i_d prin acesta au aceeași formă de variație în timp cu tensiunea de alimentare, dar fără să schimbe de semn. Curentul prin sarcină este întrerupt pe fiecare semiperioadă a tensiunii de alimentare pe o durată corespunzătoare unghiului de comandă α al tiristoarelor.

Tensiunea rețelei de alimentare fiind presupusă sinusoidală, tensiunile din secundarul transformatorului sunt de forma:

$$\begin{cases} u_{s1} = U_{sm} \sin \omega t \\ u_{s2} = U_{sm} \sin(\omega t - \pi) = -u_{s1} \end{cases} \quad (4.1)$$

Valoarea medie a tensiunii redresate $U_{d\alpha}$ se calculează astfel:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_{sm} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{sm} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} U_{sm} (1 + \cos \alpha) \quad (4.2)$$

În regim de curent neîntrerupt ($\alpha = 0$ sau la redresorul ideal cu diode), avem

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{sm} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} U_{sm} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_s \approx 0,9 U_s, \quad (4.3)$$

unde U_s este valoarea efectivă a tensiunii din secundarul transformatorului. Prin urmare, valoarea medie a tensiunii redresate $U_{d\alpha}$ se poate scrie sub forma:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (4.4)$$

Valoarea efectivă a tensiunii redresate se calculează astfel:

$$U_{d\alpha_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{sm}^2 \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t)} = \frac{U_{sm}}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t)} = \frac{U_s}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha} \quad (4.5)$$

Valoarea maximă a tensiunii inverse aplicată tiristoarelor este $U_{inv.max} = 2U_{sm}$.

4.2.1.2. Funcționarea redresorului în sarcină rezistiv – inductivă

Funcționarea redresorului în sarcină rezistiv – inductivă ($R_s \neq 0$, $L_s \neq 0$) poate fi cu curent întrerupt sau cu curent neîntrerupt. Formele de undă ale tensiunilor și curenților pentru aceste două cazuri distincte sunt prezentate în figura 4.3. Trecerea de la regimul de curent întrerupt la cel de curent neîntrerupt poate avea loc, fie prin modificarea parametrilor sarcinii la un unghi de comandă constant, fie prin modificarea unghiului de comandă la un circuit de sarcină cu parametrii constanți.

Referindu-ne la **regimul de curent întrerupt** (fig. 4.3,a), la momentul $\omega t = \pi$ tensiunea secundară u_{s1} își schimbă semnul, însă tiristorul T_1 continuă să conducă curentul pentru descărcarea energiei acumulate în câmpul magnetic al inductanței L_s .

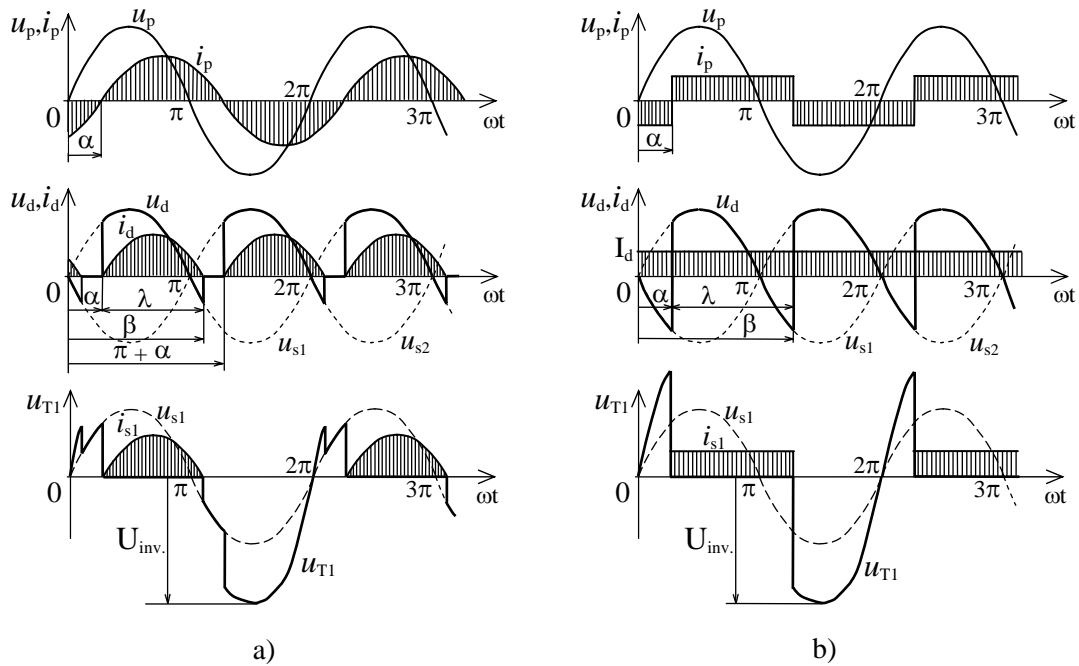


Fig. 4.3. Undele de tensiune și curent la redresorul monofazat cu punct median în sarcină rezistiv – inductivă: a) regimul cu curent întrerupt; b) regimul fără întreruperea curentului.

La momentul corespunzător unghiului $\beta = \alpha + \lambda$ (λ fiind unghiul de conducție), curentul se anulează și tiristorul T_1 iese din conducție. După un interval de timp în care curentul este nul, la momentul $\omega t = \pi + \alpha$ se comandă tiristorul T_2 și procesul se repetă.

Valoarea medie a tensiunii redresată în regim de curent întrerupt rezultă:

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} u_d d(\omega t) = \frac{U_{sm}}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_{sm}}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) = \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_s [\cos \alpha - \cos(\alpha + \lambda)] = U_{d0} \sin\left(\alpha + \frac{\lambda}{2}\right) \sin \frac{\lambda}{2}
 \end{aligned} \quad (4.6)$$

unde $U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_s \approx 0,9 U_s$ este valoarea medie pentru $\alpha = 0$ (redresorul ideal cu diode).

Regimul de curent neîntrerupt este caracteristic redresoarelor de putere cu sarcină puternic inductivă, $\omega L_s \gg R_s$. Curentul de sarcină este continuu, putând avea o valoare constantă, $i_d = I_d$ (fig. 4.3,b), dacă inductanța este suficient de mare.

În intervalele $[\alpha, \pi]$ și $[\pi + \alpha, 2\pi]$, curentul și tensiunea pe sarcină au același sens și se transmite energie din rețea în sarcină, o parte din aceasta acumulându-se în câmpul magnetic al inductanței.

În intervalele $[0, \alpha]$ și $[\pi, \pi + \alpha]$, tensiunea la bornele sarcinii își schimbă sensul și o parte din energia acumulată în inductanță este returnată rețelei de alimentare.

În regim de curent neîntrerupt, durata de conducție a tiristoarelor pe o perioadă a tensiunii de alimentare corespunde unui unghi de conducție $\lambda = \pi$.

Valoarea medie a tensiunii redresate în regim de curent neîntrerupt este:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d(\omega t) = \frac{U_{sm}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin \omega t d(\omega t) = U_{d0} \cos \alpha. \quad (4.7)$$

Valorile efective ale curenților din secundarul și respectiv primarul transformatorului de rețea rezultă:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d \approx 0,707 I_d, \quad (4.8)$$

respectiv

$$I_p = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = I_d. \quad (4.9)$$

Puterea de calcul a transformatorului de rețea este puterea maximă solicitată la funcționarea ideală în regim de curent neîntrerupt pentru $\alpha = 0$. Rezultă astfel:

– puterea aparentă a secundarului

$$S_s = 2U_s I_s = 2 \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = \frac{\pi}{2} U_{d0} I_d \approx 1,57 P_{d0}; \quad (4.10)$$

– puterea aparentă a primarului pentru un raport de transformare unitar

$$S_p = U_p I_p = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} I_d \approx 1,11 \cdot P_{d0}; \quad (4.11)$$

– puterea de calcul a transformatorului

$$S_T = \frac{S_p + S_s}{2} \approx 1,34 P_{d0}. \quad (4.12)$$

4.2.1.3. Procesul de comutație a curentului la redresorul comandat

La funcționarea redresorului în sarcini inductive fără întreruperea curentului, comutația curentului de sarcină între cele două tiristoare se realizează pe un interval de timp finit, în care tiristoarele se află simultan în conducție. Considerând procesul de comutare al curentului de pe tiristorul T_1 pe tiristorul T_2 (vezi fig. 4.2,a), pe intervalul de timp corespunzător *unghiului de comutare* γ , numit și unghi de suprapunere anodică, curentul tiristorului T_1 scade de la valoarea I_d la zero, iar curentul tiristorului T_2 crește de la zero la valoarea I_d .

La transformatoarele de putere medie sau mare, reactanțele de dispersie ale înfășurărilor sunt mult mai mari decât rezistențele lor. Se raportează la secundar reactanța inductivă a înfășurării primare, obținându-se în circuitele anodice ale tiristoarelor reactanțele echivalente $X_\sigma = \omega L_\sigma = X_{\sigma s} + X'_{\sigma p}$, ($X'_{\sigma p}$ – reactanța primară raportată la secundar). Schema electrică echivalentă astfel obținută, utilizată pentru studiul procesului de comutație a curentului la redresorul monofazat comandat cu punct median este dată în figura 4.4,a).

În intervalul de comutație se pot scrie ecuațiile:

$$\begin{aligned} u_{s2} - u_{s1} &= -L_\sigma \frac{di_{s1}}{dt} + L_\sigma \frac{di_{s2}}{dt} \\ i_{s1} + i_{s2} &= I_d \end{aligned} \quad (4.13)$$

Dacă se ia ca origine a timpului punctul 0_1 (momentul trecerii prin zero a tensiunii u_{s2} spre valori pozitive, fig. 4.3,b), condițiile inițiale sunt:

$$i_{s1}(\omega t = \alpha) = I_d, \quad i_{s2}(\omega t = \alpha) = 0 \quad (4.14)$$

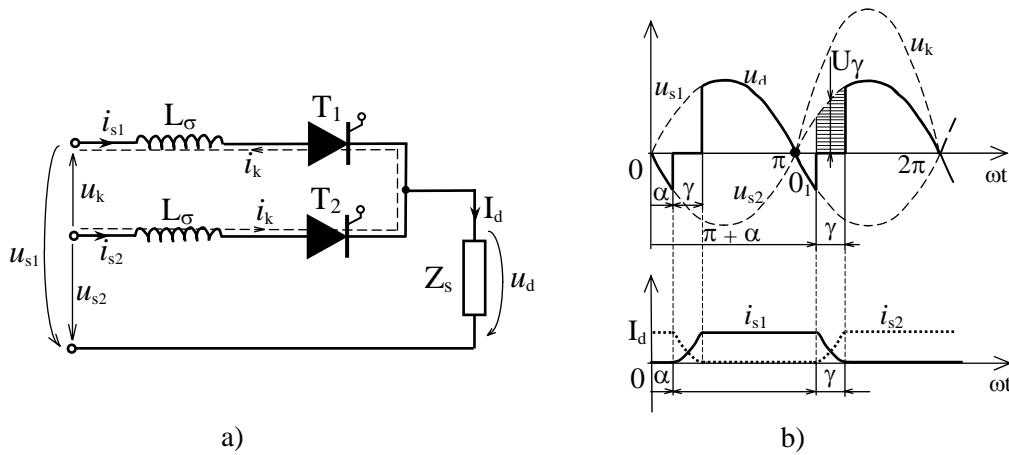


Fig. 4.4. Procesul de comutație la redresorul monofazat:
a) schema echivalentă; b) undele de tensiune și de curent.

În raport cu noua origine de timp, expresiile tensiunilor din secundarul transformatorului devin:

$$\begin{cases} u_{s1} = U_{sm} \sin(\omega t - \pi) = -U_{sm} \sin \omega t \\ u_{s2} = U_{sm} \sin \omega t \end{cases} \quad (4.15)$$

Tensiunea $u_k = u_{s2} - u_{s1}$ se numește *tensiune de comutație*:

$$u_k = 2U_{sm} \sin \omega t = U_{km} \sin \omega t \quad (4.16)$$

în care s-a notat cu $U_{km} = 2U_{sm}$ amplitudinea sau valoarea maximă a aceste tensiuni.

Ecuatiile (4.13) se scriu sub forma:

$$\begin{cases} L_{\sigma} \frac{d}{dt}(i_{s2} - i_{s1}) = U_{km} \sin \omega t \\ i_{s1} = I_d - i_{s2} \end{cases} \quad (4.17)$$

Cum I_d este presupus constant, rezultă ecuația diferențială

$$2L_{\sigma} \frac{di_{s2}}{dt} = U_{km} \sin \omega t, \quad (4.18)$$

cu condiția inițială $i_{s2}(\omega t = \alpha) = 0$.

Întrucât inductivitatea L_{σ} are valori mici în raport cu inductivitatea sarcinii L_s , curentul i_{s2} poate fi considerat ca un curent de scurtcircuit $i_{s2} = i_k$ pe durata procesului de comutație. Scurtcircuitul se menține până la ieșirea completă din conducție a tiristorului T_1 .

Ecuția (4.18) se scrie

$$2L_{\sigma} \frac{di_k}{dt} = U_{km} \sin \omega t, \quad (4.19)$$

cu condiția inițială $i_k(\omega t = \alpha) = 0$.

Soluția ecuației (4.19) este

$$i_k(t) = -\frac{U_{km}}{2\omega L_{\sigma}} \cos \omega t + I_{k0}. \quad (4.20)$$

Constanta de integrare I_{k0} se determină din condiția inițială

$$I_{k0} = \frac{U_{km}}{2\omega L_{\sigma}} \cos \alpha \quad (4.21)$$

și curentul de scurtcircuit este

$$i_k(t) = \frac{U_{km}}{2\omega L_\sigma} (\cos \alpha - \cos \omega t) = \frac{I_{km}}{2} (\cos \alpha - \cos \omega t). \quad (4.22)$$

La sfârșitul procesului de comutație, pentru $\omega t = \alpha + \gamma$, tiristorul T_1 este blocat, curenții $i_{s1} = 0$, $i_{s2} = i_k = I_d$ și unghiul de comutare γ se determină din

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2\omega L_\sigma}{U_{km}} I_d = \frac{X_\sigma I_d}{U_{sm}}, \quad (4.23)$$

unde $X_\sigma = \omega L_\sigma$ este reactanța de dispersie a transformatorului. Pentru $\alpha = 0$, rezultă

$$\gamma_0 = \arccos\left(1 - \frac{X_\sigma I_d}{U_{sm}}\right). \quad (4.24)$$

Pe durata procesului de comutație, tensiunea continuă pe sarcină este nulă:

$$u_d = u_{s2} - L_\sigma \frac{di_k}{dt} = u_{s2} - \frac{u_k}{2} = \frac{u_{s1} + u_{s2}}{2} = 0. \quad (4.25)$$

Rezultă:

$$u_{s2} = L_\sigma \frac{di_k}{dt} = L_\sigma \frac{di_{s2}}{dt}. \quad (4.26)$$

Datorită procesului de comutație, valoarea medie a tensiunii redresate scade cu valoarea $\Delta U_d = U_\gamma$ corespunzătoare intervalului de comutație:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\gamma}^{\pi+\alpha} U_{sm} \sin \omega t d(\omega t) = U_{d\alpha} - U_\gamma, \quad (4.27)$$

unde $U_{d\alpha}$ este valoarea medie a tensiunii redresate cu neglijarea procesului de comutație și este dată de relația (4.7).

Partea din valoarea medie a tensiunii redresate $U_{d\alpha}$, pierdută datorită procesului de comutație, este

$$U_\gamma = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_{s2} d(\omega t). \quad (4.28)$$

Deoarece în intervalul de comutație $u_{s2} = L_\sigma \frac{di_{s2}}{dt} = \omega L_\sigma \frac{di_{s2}}{d(\omega t)}$, unde $i_{s2}(\omega t = \alpha) = 0$ și $i_{s2}(\omega t = \alpha + \gamma) = I_d$, prin schimbarea limitelor de integrare în mod corespunzător, rezultă:

$$U_\gamma = \frac{1}{\pi} \int_0^{I_d} \omega L_\sigma di_{s2} = \frac{X_\sigma I_d}{\pi}. \quad (4.29)$$

Prin urmare, datorită existenței inductanțelor transformatorului, valoarea medie a tensiunii pe sarcină scade odată cu creșterea curentului I_d pentru că, în acest caz, crește valoarea unghiului de comutare γ . În acest fel, la redresorul monofazat, tensiunea redresată este dată de relația:

$$U_d = U_{d\alpha} - \frac{X_\sigma I_d}{\pi}. \quad (4.30)$$

Dependența tensiunii continue de unghiul de comandă α , $U_d = f(\alpha)$, reprezintă *caracteristica de reglare* (fig.4.5,a), iar dependența acestei tensiuni de curentul continuu de sarcină, $U_d = f(I_d)$, reprezintă *caracteristica externă* a redresorului (fig.4.5,b).

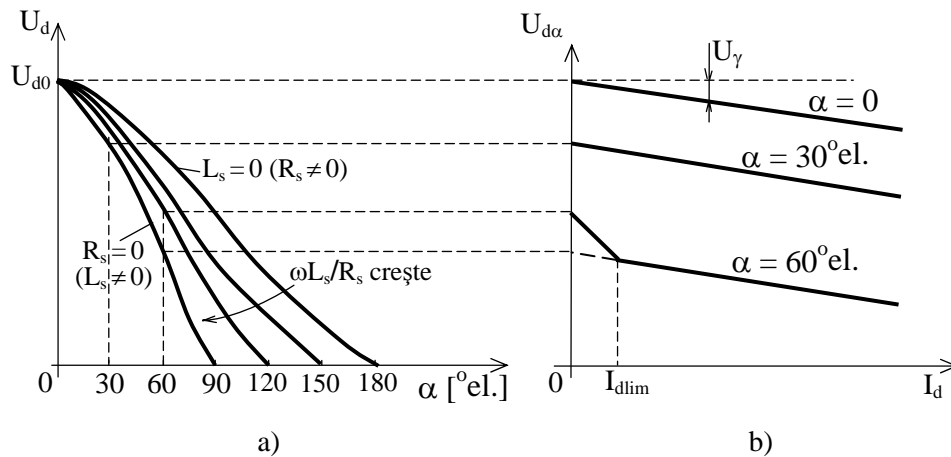


Fig. 4.5. Caracteristicile de reglare $U_d(\alpha)$ și caracteristicile externe $U_d(I_d)$ ale redresoarelor de putere comandate.

La redresoarele de putere medie și mare, panta caracteristicii externe $U_d(I_d)$ este determinată de procesele de comutație în regim de curent neîntrerupt în sarcină. Se poate constata că atunci când $\alpha = 60^\circ$ ($\pi/3$), la creșterea rezistenței R_s și micșorarea curentului I_d , redresorul trecând în regim de curent întrerupt, tensiunea U_d se mărește deoarece procesul de comutație nu mai are loc (fig. 4.5,b).

4.2.1.4. Funcționarea în regim de inverter a redresorului monofazat

Dacă sarcina redresorului comandat este o sarcină activă, de exemplu un motor de curent continuu, redresorul poate să funcționeze în anumite condiții în regim de inverter, adică să transfere energie de pe partea de curent continuu în rețeaua de curent alternativ. În acest caz, sarcina redresorului conține o sursă de tensiune electromotoare (contraelectromotoare) E a cărei polaritate este inversă în raport cu tensiunea de ieșire a redresorului (fig. 4.6).

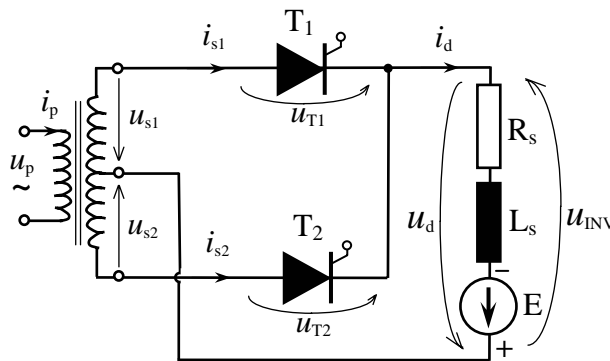


Fig. 4.6. Redresorul monofazat cu sarcină activă.

La funcționarea convertorului în regim de redresor, tensiunea și curentul sarcinii u_d , i_d au același sens și energia se transmite de la rețeaua de curent alternativ circuitului de curent continuu. Astfel, la funcționarea în regim de curent neîntrerupt ($R_s \neq 0$, $L_s = \infty$)

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} - E}{R_s} \quad (4.31)$$

Trecerea în regim de inverter prin schimbarea sensului fluxului de energie se poate realiza prin inversarea sensului tensiunii u_d la ieșirea redresorului (sensul curentului nu se poate schimba datorită conducției unidirecționale a tiristoarelor). Sensul tensiunii continue u_d se inversează dacă tiristoarele redresorului monofazat se comandă la unghiuri $\alpha > \pi/2$. Astfel, pentru $0 \leq \alpha \leq \pi/2$, $u_d > 0$, convertorul funcționează în regim de redresor, iar pentru $\pi/2 < \alpha < \pi$, $u_d < 0$, convertorul funcționează în regim de inverter.

În figura 4.7, a) și b) se prezintă diagramele tensiunilor și curenților la funcționarea redresorului în regim de inverter cu neglijarea procesului de comutație (reactanța transformatorului $X_\sigma = 0$) și respectiv, cu luarea în considerație a procesului de comutație (suprapunere anodică, $X_\sigma \neq 0$).

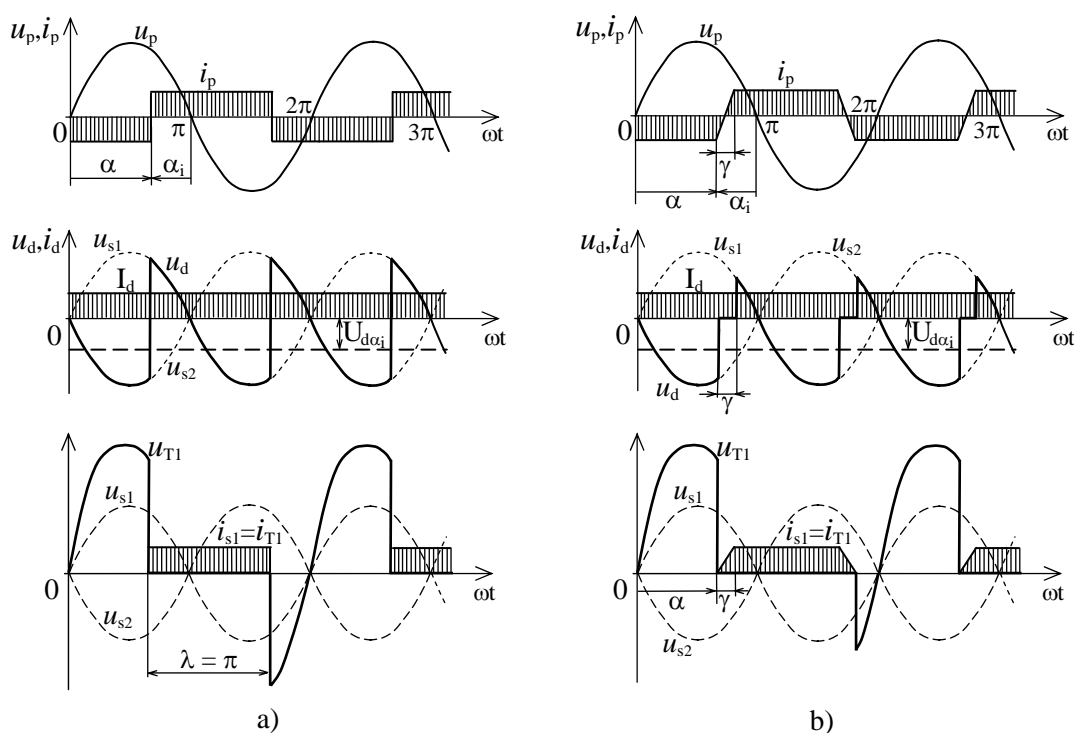


Fig. 4.7. Undele de tensiune și curent la funcționarea redresorului monofazat în regim de inverter: a) la neglijarea procesului de comutație; b) cu considerarea procesului de comutație.

La analiza funcționării inverterului, se utilizează notațiile:

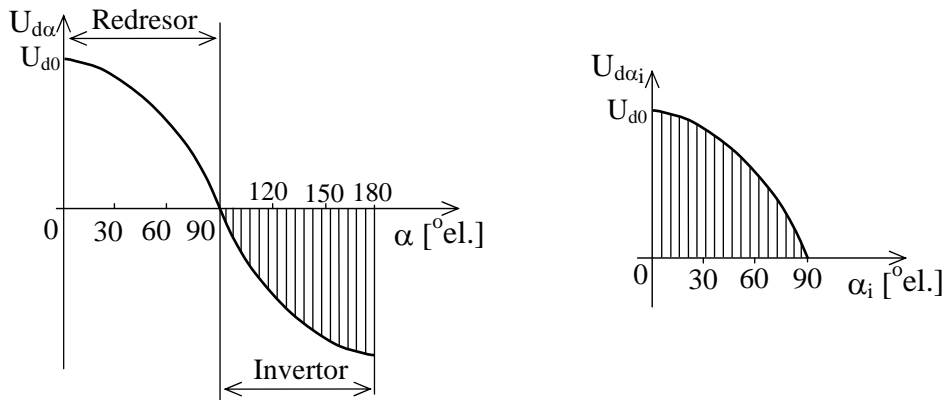
$\alpha_i = \pi - \alpha$ - unghiul de comandă a inverterului (unghi de avans);

$U_{d\alpha_i} = -U_{d\alpha}$ - tensiunea inversă a inverterului.

Introducând în expresia caracteristicii de reglare (4.7), $U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha$, unghiul α exprimat funcție de α_i , $\alpha = \pi - \alpha_i$, se obține:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos(\pi - \alpha_i) = -U_{d0} \cos \alpha_i = -U_{d\alpha_i} \quad (4.32)$$

Dependența tensiunii inverterului de unghiul de comandă a acestuia (unghiul de avans), $U_{d\alpha_i} = U_{d0} \cos \alpha_i$, reprezintă *caracteristica de reglare a inverterului condus de rețea (autonom)*, prezentată în figura 4.8.

Fig. 4.8. Caracteristicile de reglare $U_{d\alpha}(\alpha)$, $U_{d\alpha_i}(\alpha_i)$

Dacă se ia în considerare procesul de comutație real de la redresoarele de putere, inductanțele de scăpări ale transformatorului L_σ împiedică variația bruscă a curenților anodici și pe durata unghiului de comutație γ , tiristoarele T_1 și T_2 fiind în conducție simultan, tensiunea continuă pe sarcină este nulă, $u_d = 0$ (vezi fig. 4.7,b).

Valoarea medie a tensiunii redresorului $U_{d\alpha}$ scade cu creșterea curentului I_d și a unghiului de suprapunere γ , iar tensiunea inverterului, $U_{d\alpha_i} = -U_{d\alpha}$, crește (fig. 4.9). Înlocuind în (4.30) $\alpha = \pi - \alpha_i$, se obține:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha - \frac{X_\sigma I_d}{\pi} = U_{d0} \cos(\pi - \alpha_i) - \frac{X_\sigma I_d}{\pi} = -(U_{d0} \cos \alpha_i + \frac{X_\sigma I_d}{\pi}) = -U_{d\alpha_i}$$

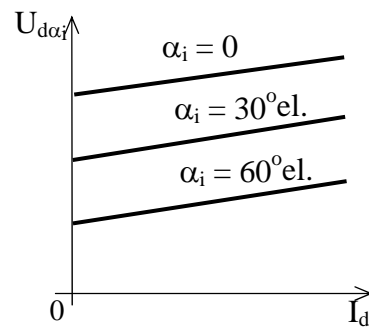
respectiv,

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha_i + \frac{X_\sigma I_d}{\pi} \quad (4.33)$$

Valoarea maximă a puterii de inversare, adică a puterii transmisă rețelei de curent alternativ în regim de inverter, se obține pentru $\alpha = \pi$ ($\alpha_i = 0$) când tensiunea $U_{d\alpha_i}$ are valoarea maximă. Această valoare însă nu poate fi atinsă la invertoarele reale deoarece unghiul de comandă trebuie să fie limitat la o valoare $\alpha_{\max} = \pi - \alpha_{i,\min}$ pentru a se asigura comutația tiristoarelor. Astfel, după cum se vede în diagrama de tensiuni din fig. 4.7,b), tensiunea inversă pe tiristorul care iese din conducție se menține pe un interval unghiular $\alpha_i - \gamma$. Blocarea sigură a tiristorului se face în condiția în care $\alpha_i - \gamma \geq \omega t_q$, condiție ce limitează unghiul de comandă în regim de inverter la valoarea

$$\alpha_{i,\min} = \omega t_q + \gamma \quad (4.34)$$

t_q fiind timpul de blocare al tiristorului. Când această condiție nu se îndeplinește, la apariția pe anod a tensiunii pozitive, tiristorul se deschide din nou fără semnal de comandă pe poartă, determinând apariția unui regim de avarie numit *răsturnarea inverterului*.

Fig. 4.9. Caracteristica de intrare a inverterului $U_{d\alpha_i}(I_d)$.

4.2.2. Redresorul monofazat în punte (P2)

4.2.2.1. Redresorul în punte monofazată complet comandată

Este un redresor bialternanță, cu două pulsuri pe perioadă la fel ca și redresorul monofazat cu punct median. Schema electrică a redresorului este dată în figura 4.10, iar i diagramele de tensiuni și curenți pentru funcționarea ideală în sarcină rezistivă ($L_s = 0$, $R_s \neq 0$) și respectiv în sarcină puternic inductivă ($L_s \rightarrow \infty$, $R_s \approx 0$) sunt prezentate în figura 4.11,a), respectiv 4.11,b).

Undele de tensiune și curent pe sarcina de curent continuu sunt identice cu cele de la redresorul monofazat cu punct median și relațiile de calcul ale acestora pentru cele două regimuri de funcționare (curent întrerupt și curent neîntrerupt) sunt aceleași.

Față de redresorul monofazat cu punct median, redresorul în punte complet comandată prezintă dezavantajul că utilizează un număr dublu de dispozitive comandate și deci este mai scump, iar pierderile de energie pe dispozitivele semiconductoare sunt de două ori mai mari. În schimb, redresorul în punte prezintă unele avantaje cum sunt: solicitarea tiristoarelor la tensiune inversă este mai mică ($U_{inv} = U_{sm}$ față de $U_{inv} = 2U_{sm}$ la redresorul cu punct median); puterea transformatorului este mai mică.

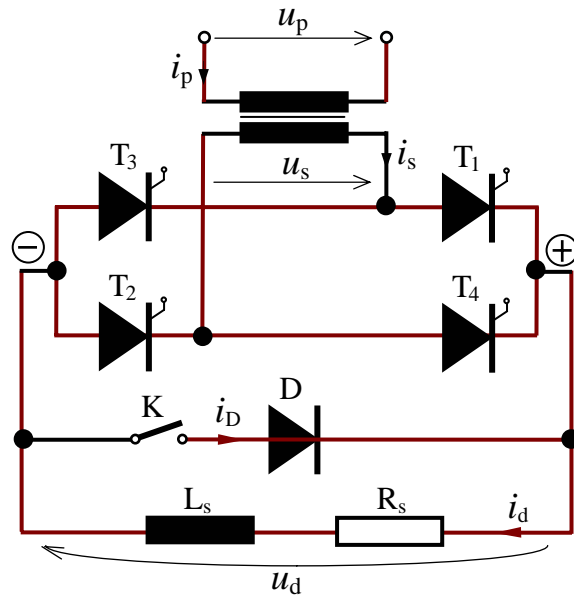


Fig. 4.10. Schema redresorului în punte monofazată complet comandată.

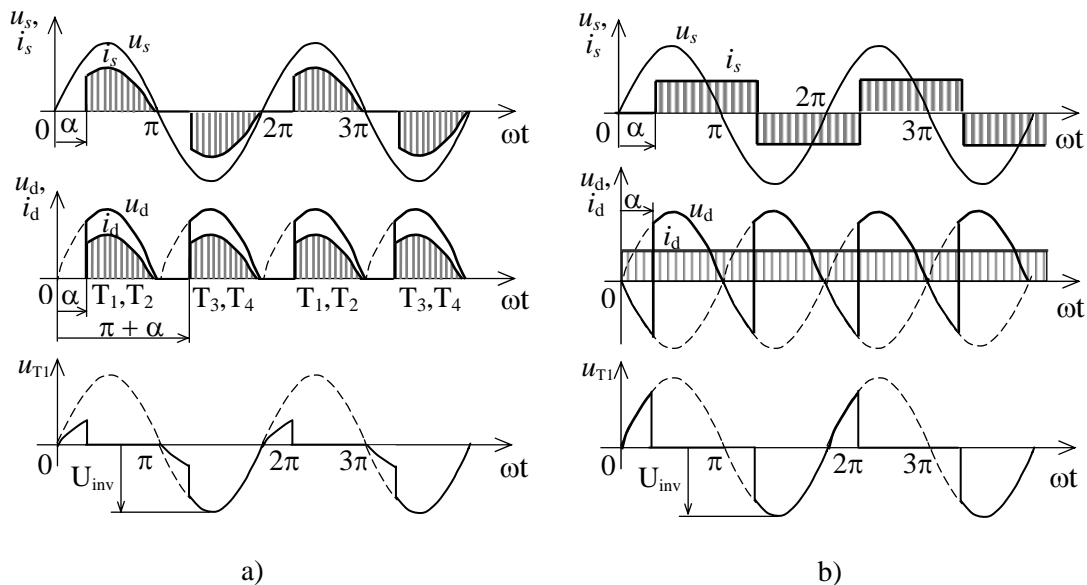


Fig. 4.11. Formele de undă ale tensiunilor și curenților la redresorul în punte monofazată: a) sarcină pur rezistivă; b) sarcină puternic inductivă ($L \rightarrow \infty$).

În regim de curent neîntrerupt, în cazul sarcinilor puternic inductive când curentul continuu este netezit perfect, $i_d = I_d = \text{const.}$, valorile efective ale curenților din primarul și secundarul transformatorului sunt egale,

$$I_s = I_p = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = I_d \quad (4.35)$$

și, în ipoteza unui raport de transformare unitar, puterea de calcul a transformatorului de rețea rezultă:

$$S_T = S_p = S_s = U_s I_s = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} I_d \approx 1,11 \cdot P_{d0} . \quad (4.36)$$

Fenomenele legate de procesul de comutație a curentului pe tiristoare sunt identice cu cele de la redresorul monofazat cu punct median. De asemenea, în cazul sarcinilor active, cu tensiune electromotoare, redresorul poate lucra în regim de invertor pentru unghiuri de comandă a tiristoarelor mai mari ca $\pi/2$ ($\alpha > \pi/2$).

4.2.2.2. Redresorul în punte monofazată cu diodă de fugă

Redresorul poate fi prevăzut cu o diodă D conectată în paralel cu sarcina, numită *diodă de fugă, de descărcare sau de conducție liberă* (situația când întrerupătorul K din schema prezentată în fig. 4.10 este închis).

În sarcini pur rezistive, precum și în sarcini inductive pentru $\alpha = 0$, existența diodei de fugă nu influențează cu nimic procesele ce au loc în absența acesteia.

În sarcini inductive, pentru $\alpha \neq 0$, pe intervalele de timp când tiristoarele punții sunt blocate, dioda de fugă asigură calea de închidere a curentului de descărcare a energiei acumulată în inductanța sarcinii (fig. 4.12). În acest caz, valorile efective ale curenților prin tiristoare și prin înfășurările transformatorului de rețea se reduc proporțional cu valoarea unghiului de comandă

$$I_p = I_s = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}} I_d \quad (4.37)$$

Valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{sm} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_s (1 + \cos \alpha) . \quad (4.38)$$

Valoarea medie a curentului prin dioda de fugă este:

$$I_D = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} I_d d(\omega t) = \frac{\alpha}{\pi} I_d . \quad (4.39)$$

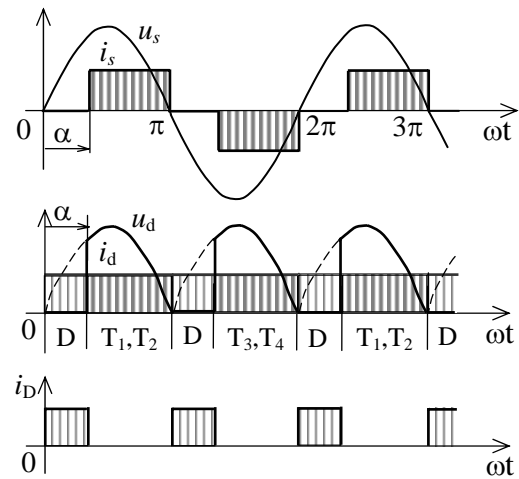


Fig. 4.12. Diagramele de tensiuni și curenți la redresorul în punte cu diodă de fugă.

4.2.2.3. Redresoare monofazate în punte semicomandată

În practică, pentru puteri relativ mici, se utilizează și redresoare monofazate în punte semicomandată. Două dintre schemele de acest tip utilizate mai des sunt prezentate în figura 4.13.

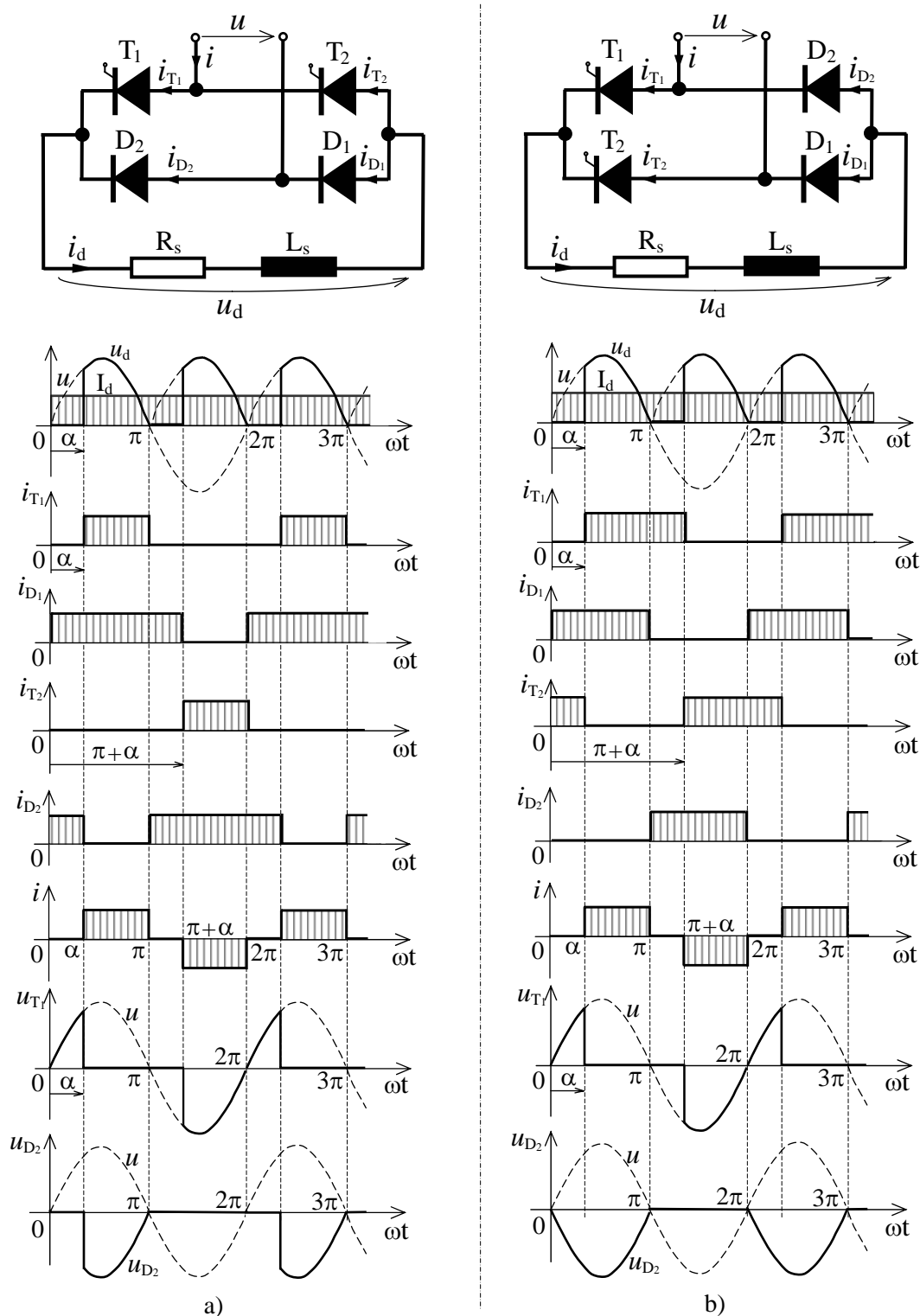


Fig. 4.13. Redresoare monofazate în punte semicomandată.

În sarcini inductive, curentul de descărcare al inductanței de sarcină se închide prin diodele D_1 și D_2 la schema din figura 4.13,a), respectiv printr-o diodă și un tiristor de pe aceeași ramură la schema din figura 4.13,b). La ambele scheme, pentru $\alpha \neq 0$, există intervale în care este întreruptă legătura cu sursa de alimentare ($i = 0$); în aceste intervale, curentul de sarcină se menține nenul datorită curentului de descărcare a energiei acumulate în câmpul magnetic al inductanței sarcinii.

Tensiunea u_d , în intervalele în care este întreruptă legătura cu sarcina este nulă, astfel că forma de variație în timp a tensiunii u_d este aceeași cu cea de la redresorul monofazat cu punct median la funcționarea în sarcină rezistivă.

4.3. REDRESOARE TRIFAZATE

Utilizarea redresoarelor multifazate (trifazate) în locul celor monofazate conferă unele avantaje cum sunt: uniformizarea încărcării fazelor rețelei de alimentare; micșorarea pulsației tensiunii redresate; reducerea puterii transformatorului; creșterea factorului de putere.

4.3.1. Redresorul trifazat cu punct median sau în stea (M3)

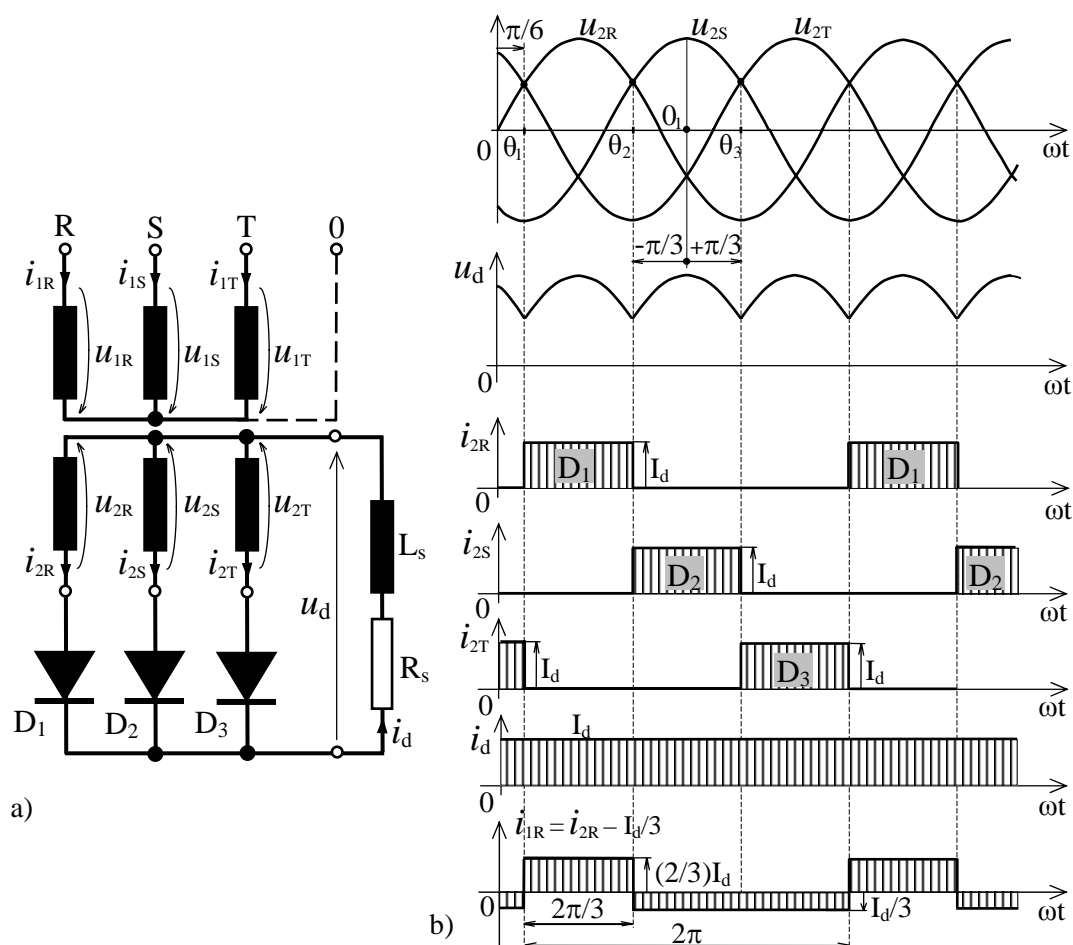


Fig. 4.14. Redresorul trifazat în stea: a) schema electrică; b) diagrame de tensiuni și curenți.

Schema electrică și diagramele de tensiuni și curenți pentru redresorul trifazat cu punct median sunt prezentate în figura 4.14, a) și b).

La redresorul ideal necomandat (cu diode), comutația naturală are loc în punctul de intersecție a două unde de tensiune succesive ($\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots$, fig. 4.14,b).

Astfel, la unghiul $\theta_1 = \pi/6$ intră în conducție dioda D_1 și curentul și tensiunea pe sarcină sunt: $i_d = i_{2R} = i_{D_1}$, $u_d = u_{2R}$; la $\theta_2 = \theta_1 + 2\pi/3$ intră în conducție dioda D_2 și curentul și tensiunea pe sarcină sunt: $i_d = i_{2S} = i_{D_2}$, $u_d = u_{2S}$. Dacă inductivitatea sarcinii este suficient de mare, se asigură netezirea curentului continuu, $i_d = I_d = \text{const.}$

Dacă se ia ca referință a timpului punctul 0_1 (vezi fig. 4.14,b), expresiile tensiunilor secundare sunt:

$$\begin{cases} u_{2R} = \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{2S} = \sqrt{2}U_2 \cos \omega t \\ u_{2R} = \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.40)$$

Se notează cu $\theta = \omega t$. Valoarea medie a tensiunii redresate:

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2}U_2 \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \approx 1,17 \cdot U_2, \quad (4.41)$$

U_2 fiind valoarea efectivă a tensiunii de fază în secundarul transformatorului.

Tensiunea redresată conține trei pulsuri pe perioadă, redresorul trifazat cu punct median numindu-se din acest motiv și *redresor cu trei pulsuri* (M3).

Valoarea efectivă a curentului în secundarul transformatorului sau a curentului prin diode este:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\theta} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d. \quad (4.42)$$

Considerând un raport de transformare unitar pentru transformator, valoarea efectivă a tensiunii de fază în primarul acestuia este egală cu cea tensiunii de fază din secundar:

$$U_1 = U_2 = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} U_{d0}. \quad (4.43)$$

Curentul în primar se calculează pe baza ecuației solenațiilor,

$$w(i_1 - i_2 + I_{2d0}) = 0 \quad (4.44)$$

în care w este numărul de spire (același pentru primar și secundar), iar I_{2d0} este componenta continuă care circulă numai prin înfășurarea secundară de valoare medie

$$I_{2d0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d d\theta = \frac{I_d}{3}. \quad (4.45)$$

Curentul în primarul transformatorului se calculează relația

$$i_1 = i_2 - \frac{I_d}{3} \quad (4.46)$$

și este reprezentat grafic pentru faza R, în fig. 4.14,b).

Valoarea efectivă a curentului în primarul transformatorului rezultă:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi/3} \left(\frac{2}{3} I_d\right)^2 d\theta + \int_{2\pi/3}^{2\pi} \left(\frac{1}{3} I_d\right)^2 d\theta \right)} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d. \quad (4.47)$$

Puterea de calcul a transformatorului de rețea se determină astfel:

– puterea în secundar

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} U_{d0} I_d = \frac{\sqrt{2}\pi}{3} P_{d0} \approx 1,48 \cdot P_{d0}; \quad (4.48)$$

– puterea în primar

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} U_{d0} I_d = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} P_{d0} \approx 1,21 \cdot P_{d0}; \quad (4.49)$$

– puterea aparentă a transformatorului (puterea de calcul) rezultă

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} \approx \frac{1,21 + 1,48}{2} P_{d0} = 1,35 \cdot P_{d0} \quad (4.50)$$

La **redresorul comandat** (cu tiristoare), unghiul de comandă α se măsoară față de punctul de comutație naturală (fig. 4.15). Dacă inductanța sarcinii este suficient de mare pentru a întreține prin descărcare curentul neîntrerupt, durata de conducție a unui tiristor corespunde unui unghi de 120° el. ($2\pi/3$), indiferent de unghiul de comandă α .

Valoarea medie a tensiunii redresate, neglijând procesul de comutație, este:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha} &= \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \cos \theta d\theta = \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) \right] = \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha \end{aligned}$$

respectiv,

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha \quad (4.51)$$

Pentru unghiuri de comandă $\alpha > 90^\circ$ el. ($\pi/2$), convertorul poate funcționa în regim de inverter condus de rețea, dacă pe partea de c.c. există o sursă de tensiune cu polaritate inversă față de cea a redresorului (de exemplu o mașină de c.c. funcționând în regim de generator).

Valoarea maximă a tensiunii inverse aplicată diodelor sau tiristoarelor, este valoarea maximă a tensiunii de linie din secundarul transformatorului:

$$U_{inv} = U_{2lm} = \sqrt{3} U_{2m} = \sqrt{6} U_2 \quad (4.52)$$

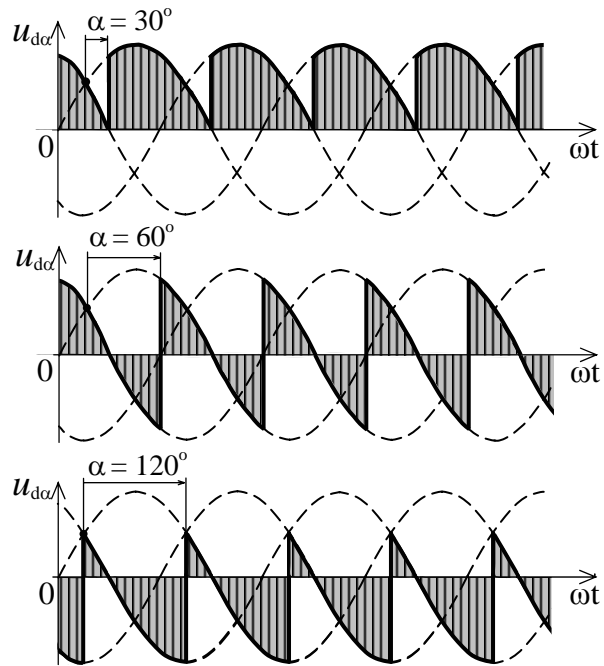


Fig. 4.15. Undele tensiunii redresate la redresorul M3 pentru diferite unghiuri de comandă α .

4.3.2. Redresorul în punte trifazată (P6)

Redresoarele în punte trifazată sunt cel mai des utilizate pentru puteri medii și mari. Schema electrică de forță și diagramele de tensiuni și curenți ale acestui redresor funcționând în sarcină inductivă sunt date în figura 4.16.

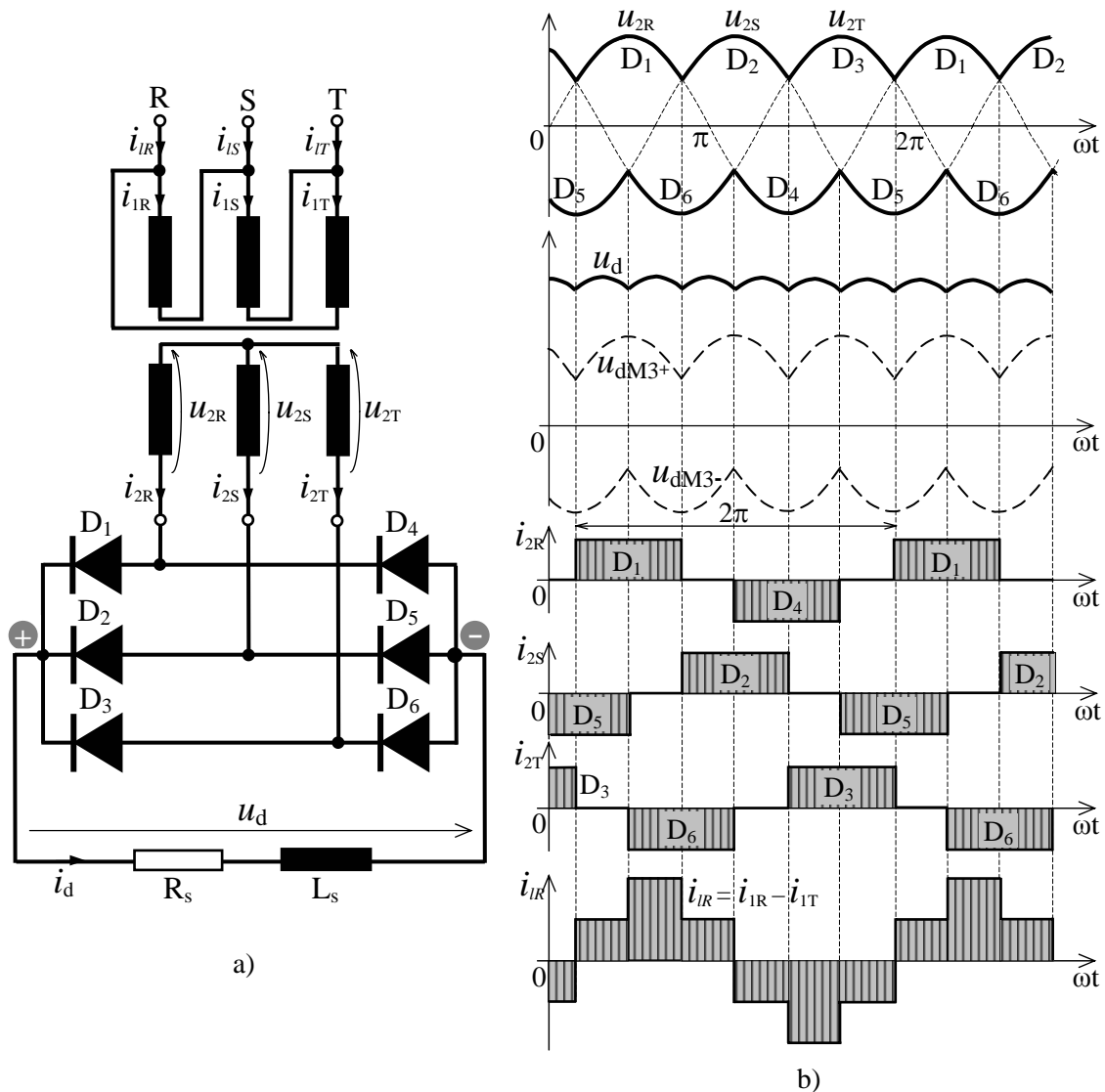


Fig. 4.16. Redresorul în punte trifazată: a) schema electrică; b) diagrame de tensiuni și curenți.

Diodele sau tiristoarele schemei formează două grupe: *grupa catodică* – D_1, D_2, D_3 , având catodii legați împreună la bara '+' și *grupa anodică* – D_4, D_5, D_6 , cu anozii legați împreună la bara '-'.

La redresorul ideal cu diode și sarcină puternic inductivă, astfel încât curentul este netezit perfect, $i_d = I_d = \text{const.}$, fiecare diodă conduce pe un interval corespunzător unghiului $2\pi/3$ pe o perioadă a tensiunii de alimentare. Conducția este asigurată de câte două dispozitive (diode, tiristoare): unul din grupa catodică și unul din grupa anodică. Comutația conducției pe două dispozitive se face la intervale de $\pi/3$, astfel că unda tensiunii redresate u_d conține șase pulsuri pe perioadă – convertor cu 6 pulsuri (P6).

Din punct de vedere funcțional, redresorul poate fi considerat a fi constituit din două redresoare M3 (M3⁺ și M3⁻) și nivelul tensiunii redresate este de două ori mai mare ca la redresorul M3:

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} U_{2l} \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 2 \sin \frac{\pi}{6} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \approx 2,34 \cdot U_2, \quad (4.52)$$

unde $U_{2l} = \sqrt{3} U_2$ este valoarea efectivă a tensiunii de linie din secundarul transformatorului.

Valoarea efectivă a curentului în secundarul transformatorului este:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d. \quad (4.53)$$

Pentru transformatorul cu raport unitar, $w_1 = w_2$,

$$I_1 = I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d. \quad (4.54)$$

Puterea de calcul a transformatorului rezultă:

$$S_T = S_1 = S_2 = 3 U_2 I_2 = 3 \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_{d0} I_d = \frac{\pi}{3} P_{d0} \approx 1,05 \cdot P_{d0}. \quad (4.55)$$

Puterea de calcul a transformatorului la redresorul P6 este mai mică ca cea de la redresorul M3 ($1,05 P_{d0}$ față de $1,35 P_{d0}$), deci o utilizare mai bună a transformatorului (nu mai apare magnetizarea corespunzătoare componentei continue de la M3).

Dacă primarul transformatorului se conectează în triunghi ca în figura 4.16,a), curentul de linie are o formă mai apropiată de sinusoidă, fiind dat de relația:

$$i_{lR} = i_{1R} - i_{1T} \quad \text{sau} \quad i_{lR} = i_{2R} - i_{2T} \quad (4.56)$$

dacă raportul de transformare este unitar.

La **redresorul comandat** (cu tiristoare), valoarea medie a tensiunii redresate rezultă:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2} U_{2l} \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \left[\sin \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right] = U_{d0} \cos \alpha, \quad (4.57)$$

unde $U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \approx 2,34 \cdot U_2$.

Valoarea maximă a tensiunii inverse aplicată tiristoarelor este și în acest caz egală cu valoarea maximă a tensiunii de linie din secundarul transformatorului:

$$U_{inv} = U_{2lm} = \sqrt{6} \cdot U_2. \quad (4.58)$$

Capitolul 5

VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

5.1. PRINCIPII GENERALE. CLASIFICARE.

Variatoarele de tensiune continuă (VTC) sunt convertoare statice care funcționează pe principiul comutației forțate. Sunt convertoare de tip curent continuu – curent continuu (c.c. – c.c.) care permit transformarea tensiunii constante a unei surse de c.c. în pulsuri de tensiune dreptunghiulare, fiind astfel posibilă modificarea valorii medii a tensiunii aplicate sarcinii. Obținerea pulsurilor dreptunghiulare de tensiune la ieșire se realizează cu ajutorul unui comutator static (CS) a cărei funcție este simbolizată printr-un întrerupător (fig. 5.1).

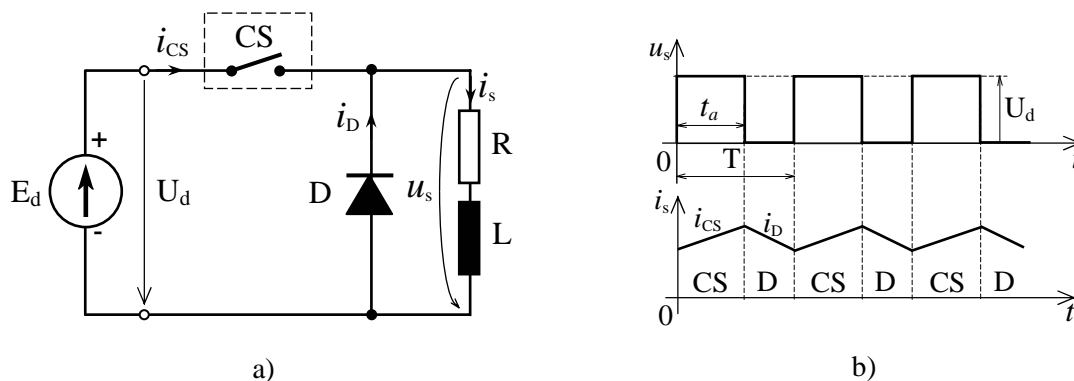


Fig. 5.1. Variator de tensiune continuă: a) schema de principiu;
b) unde tensiunii și curentului pe sarcină.

Comutatorul static (CS) este un întrerupător electronic care poate conecta și deconecta un receptor la sursa de alimentare de c.c. Comutatorul static poate fi realizat cu un tranzistor de putere (tranzistor bipolar, tranzistor cu efect de câmp – MOSFET, tranzistor cu grilă izolată – IGBT); cu tiristoare convenționale sau cu un tiristor cu blocare pe poartă – GTO.

Schema de principiu a variatorului de tensiune continuă din figura 5.1,a) conține, pe lângă comutatorul static CS, și o diodă de fugă D (denumită și diodă de conducție liberă sau de descărcare) care, în cazul sarcinilor inductive, asigură calea de descărcare a energiei acumulate în inductanța sarcinii la deconectarea întrerupătorului CS.

Variatorul de tensiune continuă este utilizat pe scară largă în domeniul tracțiunii electrice de curent continuu, de exemplu, la locomotive, tramvaie, troleibuze și vehicule electrice alimentate de la baterii de acumulare (automobile electrice, locomotive de mină, etc.). El permite alimentarea unui motor de c.c. cu o tensiune de valoare medie reglabilă, plecând de la o sursă de tensiune continuă constantă.

Variatoarele de tensiune continuă se utilizează adesea ca surse de alimentare cu tensiune reglabilă pentru invertoare, precum și în domeniul sudurii electrice.

Variatoarele de tensiune continuă se construiesc pentru puteri cuprinse în domeniul $10 \dots 10^7 \text{ W}$, cu frecvențe de comutație între 100 Hz și 1000 Hz, dar sunt și variatoare construite pentru frecvențe mai mari (10 kHz sau mai mult).

După raportul dintre valoarea medie a tensiunii de ieșire și valoarea tensiunii de intrare, variatoarele de tensiune continuă se clasifică în [10, 13]:

- *variator coborâtor* (STEP DOWN converter) la care tensiunea de ieșire este mai mică, cel mult egală cu cea de intrare sau *variator serie* (BUCK converter) deoarece dispozitivul comandat este conectat în serie între intrare și ieșire;

- *variator ridicător* (STEP UP converter) la care tensiunea de ieșire este mai mare, cel puțin egală cu cea de intrare sau *variator paralel* (BOOST converter) deoarece dispozitivul semiconductor comandat este în paralel cu sursa de alimentare;

- *variator coborâtor – ridicător* (STEP DOWN – UP converter) la care tensiunea de ieșire poate fi mai mică sau mai mare decât cea de intrare sau *variator serie-paralel* (BUCK – BOOST converter).

După cadranul planului (U_s, I_s) în care funcționează, variatoarele se pot grupa în:

- variator pentru un cadran, când furnizează sarcinii $+U_s$ și $+I_s$;
- variator pentru două cadrane, când furnizează sarcinii $\pm U_s$ și $+I_s$ sau $+U_s$ și $\pm I_s$;
- variator pentru patru cadrane, când furnizează sarcinii $\pm U_s$ și $\pm I_s$.

Dacă sarcina este pasivă, poate fi realizat doar un singur sens de transmisie al energiei, de la sursă la sarcină. În majoritatea cazurilor sarcina este o mașină de c.c. care poate avea două regimuri de funcționare, de motor, respectiv de generator. În regim de generator, sensul de transmisie al energiei se inversează, astfel că variatorul trebuie să poată funcționa în două cadrane. Pentru a realiza ambele sensuri de rotație și ambele regimuri de funcționare ale mașinii de c.c. este necesar un variator de patru cadrane. De regulă variatoarele pentru mai multe cadrane conțin câte un comutator static pentru fiecare cadran în parte.

Variatoarele de tensiune continuă se pot grupa și după modul de transfer al energiei, astfel:

- variator cu legătură directă, când nu există element de stocare a energiei între intrare și ieșire;

- variator cu legătură indirectă sau cu acumulare de energie, când există un element de stocare a energiei între intrare și ieșire.

În continuare se vor trata variatoarele de tensiune continuă cu frecvență de comutație constantă care au comutatorul static realizat cu tiristoare convenționale.

5.2. VARIATORUL DE TENSIUNE CONTINUĂ PENTRU UN CADRAN

Variatoarele pentru un cadran conțin un singur comutator static și o diodă de fugă. După modul de conexiune al acestor două elemente față de sursă și sarcină (mașină de c.c.), pot fi realizate pe rând toate cele patru cadrane ale planului (U_s , I_s). Dacă sarcina este pasivă (R , L), atunci funcționarea este posibilă doar în cadranul I sau III. Cu o schemă de un cadran se realizează un singur sens de circulație a curentului la aceeași polaritate de conectare a tensiunii sursei. Dacă sensurile curentului și tensiunii coincid, funcționarea poate fi în cadranul I sau III (regim de motor), iar dacă diferă, variatorul funcționează în cadranul II sau IV (regim de generator).

5.2.1. Funcționarea ideală a variatorului pentru cadranul I

Pentru studiul funcționării ideale a variatoarelor de tensiune continuă în regim permanent se fac următoarele ipoteze:

- inductanța L a sarcinii este infinită

$$L = \infty; \quad (5.1)$$

- durata procesului de comutație forțată este zero

$$t_c = 0. \quad (5.2)$$

Prima ipoteză, $L = \infty$, presupune că valoarea intensității curentului continuu care circulă prin sarcină este constantă în timp.

A doua ipoteză, $t_c = 0$, corespunde unui comutator ideal ce poate fi anclanșat și declanșat instantaneu.

Schema electrică a unui variator de tensiune continuă pentru cadranul I este prezentată în figura 5.2,a). Tiristorul principal T_p , tiristorul auxiliar T_a , dioda D_c , condensatorul C și inductanța L_c formează un dispozitiv capabil de a anclanșa și declanșa un curent continuu, acest montaj numindu-se *comutator static* (CS). Un impuls pozitiv de amorsoare pe poarta tiristorului principal T_p anclanșează comutatorul static, în timp ce un impuls pozitiv aplicat pe poarta tiristorului T_a declanșează comutatorul.

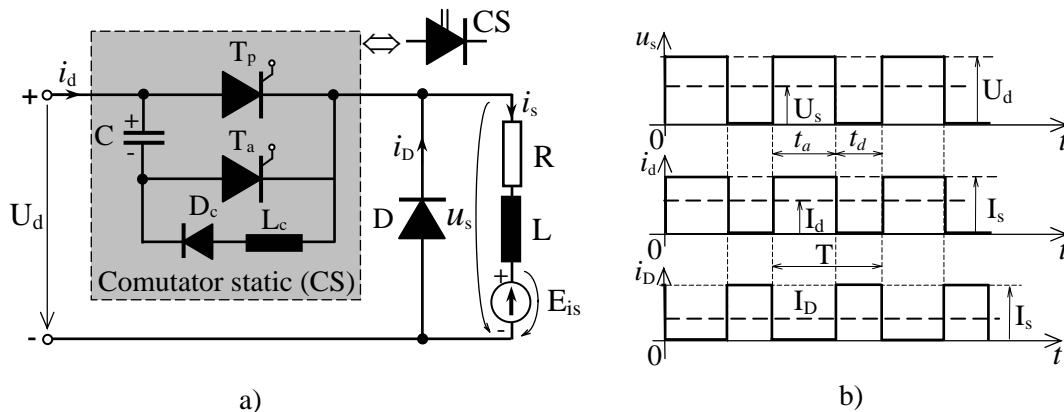


Fig. 5.2. Variatorul de tensiune continuă pentru cadranul I: a) schema electrică; b) formele de undă pentru tensiuni și curenți.

Condensatorul C, tiristorul auxiliar T_a , dioda D_c și inductanța L_c formează circuitul de stingere al tiristorului principal T_p .

Montajul variatorului de tensiune continuă mai conține dioda de fugă D conectată în paralel cu sarcina. Sarcina de rezistență R și de inductivitate L conține și o sursă internă de tensiune electromotoare (contraelectromotoare) E_{is} care sunt elementele tipice unui motor de c.c. Inductanța sarcinii este presupusă foarte mare, teoretic $L = \infty$, pentru a asigura un curent continuu I_s constant prin sarcină.

Atunci când contactorul static CS este anclanșat printr-un impuls de comandă aplicat tiristorului principal, tensiunea continuă u_s la ieșirea variatorului este egală cu cea de la intrare U_d , iar curentul de intrare i_d , corespunde curentului continuu I_s care circulă prin sarcină, fig. 5.2.b). Dioda D este blocată, $i_D = 0$, deoarece tensiunea $u_s = U_d$ polarizează invers dioda. Dacă contactorul static este declanșat cu ajutorul unui impuls de amorțire aplicat pe tiristorul auxiliar T_a , curentul i_d se anulează. Curentul continuu de sarcină I_s circulă acum prin dioda D și $i_D = I_s$. Datorită intrării în conducție a diodei D, tensiunea la bornele sarcinii u_s se anulează (mai exact este o tensiune negativă egală cu căderea de tensiune de pe dioda D aflată în conducție).

Curentul continuu I_s comută alternativ de la contactorul static CS la dioda D și invers. Fie t_a durată de anclanșare și t_d durată de declanșare a comutatorului static. Valoarea medie a tensiunii continue la bornele sarcinii rezultă:

$$U_s = \frac{1}{T} \int_0^{t_a} U_d dt = \frac{t_a}{T} U_d = D_{RC} U_d, \quad (5.3)$$

în care s-a notat cu
$$D_{RC} = \frac{t_a}{T} = \frac{t_a}{t_a + t_d} \quad (5.4)$$

raportul numit *durată relativă de conducție* sau *de anclanșare* a comutatorului static.

Valoarea medie a curentului de intrare este

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_a} I_s dt = \frac{t_a}{T} I_s = D_{RC} I_s, \quad (5.5)$$

iar valoarea medie a curentului prin dioda D este

$$I_D = \frac{1}{T} \int_{t_a}^T I_s dt = \left(1 - \frac{t_a}{T}\right) I_s = (1 - D_{RC}) I_s = \frac{t_d}{T} I_s. \quad (5.6)$$

Din ecuațiile (5.3) și (5.5) obținem

$$\frac{U_s}{U_d} = \frac{I_d}{I_s}, \text{ respectiv } U_s I_s = U_d I_d \quad (5.7)$$

ceea ce înseamnă că puterea absorbită de sarcină este egală cu cea furnizată de sursa de curent continuu de la intrarea variatorului. Această relație nu ține seama de pierderile de pe contactorul static, care sunt presupuse foarte mici, deci neglijabile.

La intrarea variatorului tensiunea U_d este constantă și curentul i_d este sub formă de pulsuri dreptunghiulare, în timp ce curentul prin sarcină I_s este constant, iar tensiunea u_s este sub formă de pulsuri dreptunghiulare.

Curentul la intrare i_d nu poate varia rapid, decât dacă sursa de tensiune continuă E_d nu prezintă inductanță internă (acumulatorul, de exemplu).

Acționând asupra raportului $D_{RC} = t_a / (t_a + t_d)$, este posibilă reglarea valorii medii a tensiunii continue U_s la bornele sarcinii. Conform ecuației (5.3) există o dependență liniară între U_s și durata relativă de anclanșare D_{RC} , figura 5.3. Această caracteristică, denumită *caracteristica ideală a variatorului de tensiune continuă*, este independentă de valoarea curentului continuu.

În cazul sarcinii variatorului de tensiune continuă putem exprima relația dintre valorile medii ale tensiunii și curentului continuu astfel:

$$I_s = \frac{U_s - E_{is}}{R} \quad (5.8)$$

Datorită conducției unidirecționale a comutatorului static CS și a diodei D, curentul I_s trebuie să fie pozitiv, ceea ce implică $U_s > E_{is}$ și, de asemenea, $0 \leq U_s \leq U_d$.

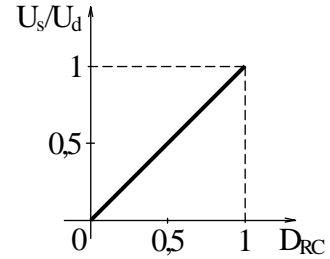


Fig. 5.3. Caracteristica ideală a VTC pentru cadranul I.

5.2.2. Funcționarea ideală a variatorului pentru cadranul II

La variatorul pentru cadranul I (fig. 5.2,a), transferul energiei se face de la intrare spre sarcina de curent continuu. Dacă dorim să inversăm sensul de transfer a energiei prin inversarea sensului curentului i_s prin sarcină (de exemplu, pentru frânarea unui motor de curent continuu), se utilizează schema din figura 5.4,a). În acest caz, contactorul static CS și dioda D își inversează pozițiile față de schema din figura 5.2,a). În această structură, variatorul permite recuperarea energiei în cazul frânării unei mașini de c.c. de tracțiune.

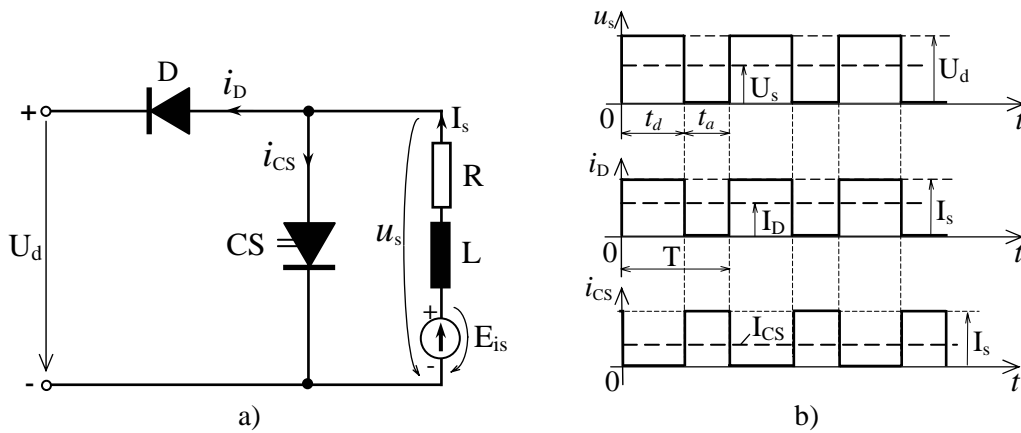


Fig. 5.4. Variatorul de tensiune continuă pentru cadranul II: a) schema electrică; b) formele de undă pentru tensiuni și curenți.

Pe duratele de anclanșare t_a ale contactorului static CS, tensiunea pe sarcină u_s este nulă (fig. 5.4,b). Dioda D este blocată și se evită astfel scurtcircuitarea sursei de alimentare de la intrare. Curentul de sarcină I_s se închide prin contactorul static CS.

Pe duratele t_d când contactorul static CS este declanșat, tensiunea pe sarcină u_s este egală cu tensiunea de la intrare U_d și curentul I_s circulă prin dioda D, asigurând astfel recuperarea energiei (transferul energiei de la sarcină la sursa de alimentare).

Valoarea medie U_s a tensiunii la bornele sarcinii este dată de relația:

$$U_s = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} U_d dt = \frac{t_d}{T} U_d = \left(1 - \frac{t_a}{t_a + t_d}\right) \cdot U_d = (1 - D_{RC}) \cdot U_d. \quad (5.9)$$

Valoarea medie I_d a curentului de intrare care coincide cu curentul i_D prin dioda D se determină astfel:

$$I_d = I_D = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} I_s dt = \frac{t_d}{T} I_s = (1 - D_{RC}) \cdot I_s, \quad (5.10)$$

iar valoarea medie I_{CS} a curentului prin CS este

$$I_{CS} = \frac{1}{T} \int_0^{t_a} I_s dt = \frac{t_a}{T} \cdot I_s = \frac{t_a}{t_a + t_d} \cdot I_s = D_{RC} \cdot I_s. \quad (5.11)$$

Se constată și în acest caz egalitatea puterilor dată de rel.(5.7), cu deosebirea că sensul de circulație a puterii este inversat, adică puterea furnizată de sarcina activă este egală cu cea transmisă sursei de curent continuu de la intrarea variatorului. Valoarea medie U_s a tensiunii la bornele sarcinii depinde și în acest caz de durata relativă de conducție D_{RC} a contactorului static conform rel.(5.9), caracteristica ideală a variatorului fiind cea din figura 5.5.

Curentul de sarcină este dat de relația:

$$I_s = \frac{E_{is} - U_s}{R} \quad (5.12)$$

cu conducția $E_{is} > U_s$.

Datorită acumulării de energie în inductanța sarcinii, este posibil transferul invers al puterii active, de la sarcină spre intrare, chiar dacă tensiunea U_d este mai mare ca valoarea medie U_s a tensiunii pe sarcină. În acest mod este posibilă frânarea utilă (cu recuperare) a motoarelor de c.c. până spre viteze foarte joase (ideal, până la oprire).

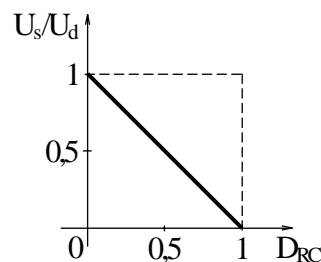


Fig. 5.5. Caracteristica ideală a VTC pentru cadranul II.

5.2.3. Variația tensiunii continue la ieșirea variatorului

Valoarea medie a tensiunii continue U_s depinde de duratele de anclanșare t_a și de declanșare t_d așa cum rezultă din ecuația (5.3) și din caracteristica ideală din fig. 5.3. Pentru, a modifica tensiunea continuă trebuie să intervenim asupra duratelor t_a și t_d , existând posibilitatea *modulării pulsurilor în durată sau în frecvență*. În cazul real, al unei inductanțe de sarcină L de valoare finită, variația tensiunii continue are influență și asupra ondulației curentului continuu de sarcină, i_s . Astfel, pentru ca ondulația curentului să rămână mică, trebuie ca perioada de pulsație (de comutație) T să fie mică, deci frecvența de comutație f_c , să fie cât mai mare posibil. Pe de altă parte o frecvență de pulsație ridicată face ca pierderile în comutație să devină inacceptabile. Astfel este necesar să fie făcut un compromis în alegerea frecvenței de pulsație f_c . În general, aceasta este situată între 100 Hz și 1 kHz.

În cazul **modulării în durată** a pulsurilor tensiunii de ieșire, frecvența de comutație f_c rămâne constantă. Se modifica durata de anclanșare t_a , acționând simultan și asupra duratei de declanșare t_d astfel că suma $t_a + t_d = T$ să rămână constantă, fig. 5.6. Teoretic raportul t_a/T poate fi modificat între 0 și 1. Totuși, trebuie să se țină cont că, în realitate, durata de anclanșare minimă este dată de timpul necesar reîncărcării negative a condensatorului de comutație C , în timp ce durata de declanșare minimă este limitată de durata de reîncărcare pozitivă a condensatorului.

Funcționarea la o frecvență de pulsație constantă este avantajoasă în cazul variatoarelor de tensiune continuă care au montat la intrare un condensator tampon (cazul variatoarelor alimentate de la surse care au inductanțe interne ce nu pot fi neglijate). În acest caz nu există nici un pericol ca frecvența de comutație f_c să se apropie de frecvența proprie f_0 a circuitului de intrare.

În cazul **modulării în frecvență** a pulsurilor tensiunii de ieșire, durata de anclanșare t_a este menținută constantă și modificată durata de declanșare t_d și în consecință perioada de pulsație T , respectiv frecvența de comutație f_c (fig. 5.7, a). Pentru micșorarea tensiunii continue de ieșire U_s , trebuie diminuată frecvența de comutație f_c . Diminuarea frecvenței de comutație spre valori mici este limitată datorită creșterii mari a ondulației curentului continuu.

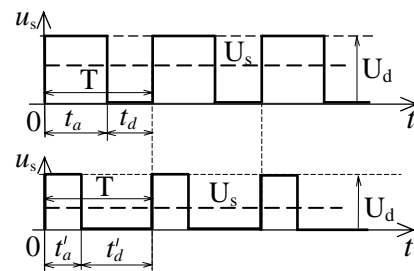


Fig. 5.6. Variația tensiunii continue prin modulația în durată a pulsurilor.

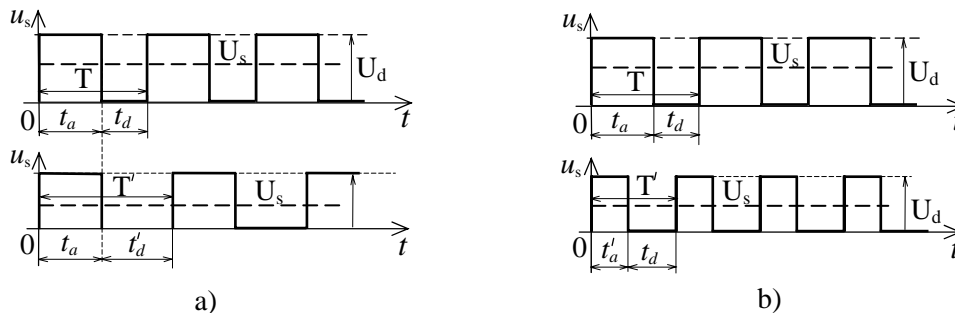


Fig. 5.7. Variația tensiunii continue prin modulația în frecvență a pulsurilor:
a) timpul de anclanșare $t_a = \text{const.}$; a) timpul de declanșare $t_d = \text{const.}$

O altă posibilitate de modulație a pulsurilor în frecvență constă în menținerea constantă a duratei de declanșare t_d și modificarea duratei de anclanșare t_a și, în consecință, a perioadei de comutație T , respectiv a frecvenței de comutație f_c (fig. 5.7,b). Pentru diminuarea tensiunii continue U_s este necesară în acest caz, creșterea frecvenței de comutație f_c .

5.2.4. Comutația forțată a variatoarelor de tensiune continuă

În studiul fenomenului comutației forțate vom considera inductanța L a sarcinii de c.c. ca fiind infinită, ceea ce face ca valoarea intensității curentului continuu I_s prin sarcină să fie constantă. Este necesar să fie examinată nu numai declanșarea, dar și anclanșarea contactorului static.

Pentru studiul fenomenului comutației forțate a unui variator de tensiune continuă se va folosi schema echivalentă din figura 5.8. Față de schema de principiu din figura 5.2, s-au adăugat inductanțele $L_{\sigma 1}$ și $L_{\sigma 2}$ care sunt mici inductanțe datorate conexiunilor. Aceste inductanțe limitează viteza de variație di/dt a curentului prin tiristorul principal T_p , respectiv auxiliar T_a . Pentru a nu depăși valorile admisibile ale vitezei de variație a curentului, câteodată este necesar să se introducă mici inductanțe suplimentare.

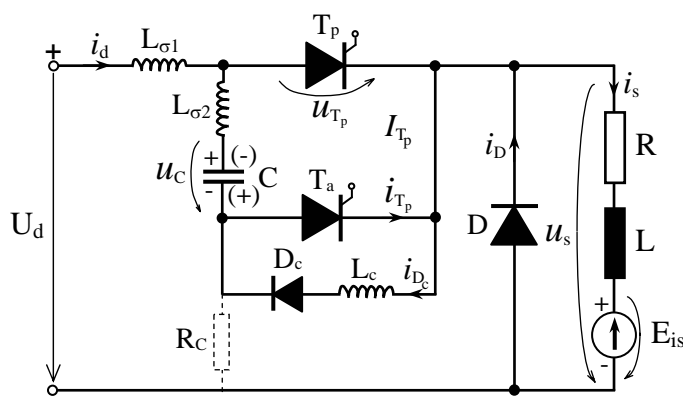


Fig. 5.8. Schema echivalentă a variatorului de tensiune continuă pentru cadranul I.

Se consideră că la momentul inițial $t \leq t_1$ (fig. 5.9), comutatorul static este declanșat. Curentul continuu I_s circulă prin sarcină și dioda de fugă D . Condensatorul C este încărcat cu polaritatea indicată în figura 5.8, stabilită în urma procesului de declanșare precedent. La momentul t_1 este comandat tiristorul principal T_p care intră în conducție și provoacă, pe de o parte, un curent de descărcare a condensatorului C pe traseul $+C, T_p, L_c, D_c, -C$ și, pe de altă parte, un curent de la sursa de alimentare pe traseul $+U_d, T_p, D, -U_d$. Acest ultim curent determină blocarea bruscă a diodei D și curentul continuu de la sursa de alimentare va circula numai prin sarcină.

Descărcarea condensatorului C este oscilatorie datorită caracterului inductiv – capacitiv a circuitului de descărcare. Polaritatea tensiunii la bornele condensatorului se schimbă (semnele din paranteze, fig. 5.8) și la momentul t_2 , când curentul de descărcare se anulează, dioda D_c iese din conducție și astfel se evită descărcarea condensatorului în sens contrar. Anclanșarea contactorului este terminată și nu circulă decât un curent de la sursa de alimentare, curent care traversează sarcina.

Pentru declanșarea comutatorului static, la momentul t_3 se amorsează tiristorul auxiliar T_a . Condensatorul C se descarcă pe traseul $+C, T_a, T_p, -C$. Curentul rezultat prin tiristorul principal T_p se anulează rapid, provocând blocarea acestuia. Curentul de sarcină circulă acum pe traseul C, T_a . Inductanța sarcinii menține acest curent practic constant. Condensatorul de comutație C se descarcă și se reîncarcă cu polaritate opusă. Când încărcarea condensatorului C este terminată, tiristorul auxiliar T_a se blochează și

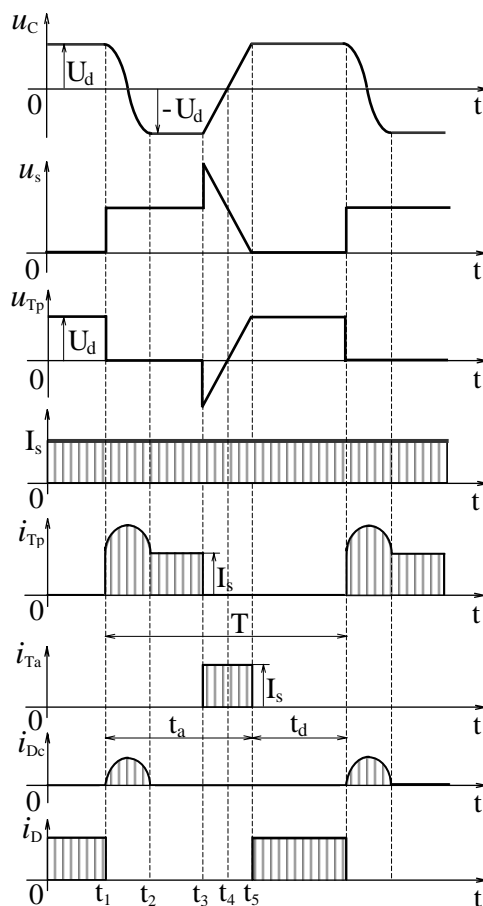


Fig. 5.9. Diagramele de tensiuni și curenți ale variatorului de tensiune continuă pentru un cadran.

declanșarea contactorului static este încheiată. Dioda D intră din nou conducție, preluând curentul de sarcină.

La prima anclanșare a contactorului static este necesar ca sarcina condensatorului de stingere C să aibă polaritatea indicată în figura 5.8. În acest scop, se comandă tiristorul auxiliar T_a și condensatorul C se încarcă prin sarcină de la sursa de alimentare. La sfârșitul încărcării condensatorului, curentul se anulează și tiristorul auxiliar se stinge.

Cu notațiile din figura 5.9, durata procesului de anclanșare a comutatorului static este $\Delta t_a = t_2 - t_1$, iar durata procesului de declanșare este $\Delta t_d = t_5 - t_3$. Condensatorul C se încarcă la curentul constant I_s și pentru intervalul $t_3 \div t_5$ se poate scrie $2U_d C = I_s \Delta t_d$ de unde rezultă:

$$\Delta t_d = \frac{2U_d C}{I_s} \quad (5.13)$$

Dacă tensiunea internă a sarcinii E_{is} este mare, condensatorul C poate să nu se încarce suficient. În acest caz este necesară introducerea unei rezistențe de valoare mare R_C schițată cu linie întreruptă în figura 5.8.

5.3. VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ PENTRU DOUĂ CADRANE

Variatoarele de tensiune continuă de două cadrane conțin totdeauna două comutatoare statice și cele două diode de fugă corespunzătoare, astfel că se poate considera că sunt formate din două variatoare de un cadran. Din punct de vedere al cadranelor pe care le realizează, pot fi de două tipuri:

a) *Variatoare de tensiune continuă care conectează tensiunea sursei U_d totdeauna cu aceeași polaritate*, dar permit inversarea curentului sarcinii, ceea ce se simbolizează cu $\pm I$. Variatoarele de două cadrane $\pm I$, realizează cadranele I și II sau III și IV și funcționează cu pulsuri unipolare de tensiune.

b) *Variatoare de tensiune continuă care pot conecta tensiunea sursei U_d cu ambele polarități ($\pm U$)*, dar permit circulația curentului de sarcină numai într-un singur sens. Variatoarele de două cadrane $\pm U$, realizează cadranele I și IV sau II și III ca și convertoarele cu comutație de la rețea de două cadrane corespunzătoare celor două regimuri: de redresor și de invertor.

5.3.1. Variatorul de tensiune continuă $\pm I$ pentru cadranele I - II

Schema de forță a variatorului $\pm I$ prezentată în figura 5.10 se compune din două variatoare de un cadran, unul pentru cadranul I (vezi fig. 5.2) și unul pentru cadranul II (vezi fig. 5.4), ambele conectate la aceeași sursă U_d și la aceeași sarcină.

Funcționarea variatorului în cadranul I se realizează prin conducția curentului de sarcină în sens pozitiv de comutatorul static CS_1 și dioda de descărcare D_1 , iar funcționarea în cadranul II se realizează prin conducția curentului în sens negativ de comutatorul static CS_2 și dioda de descărcare D_2 . Comutatorul CS_1 și dioda D_1 conectează sarcina la tensiunea U_d a sursei de alimentare, iar comutatorul CS_2 și dioda D_2 scurtcircuitază bornele sarcinii.

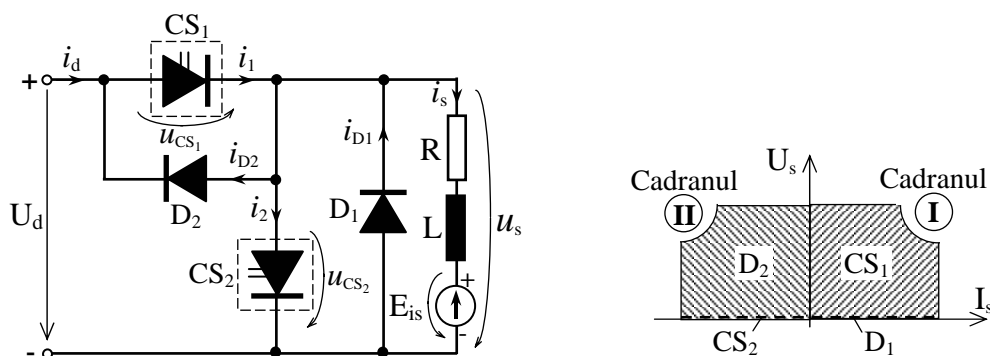
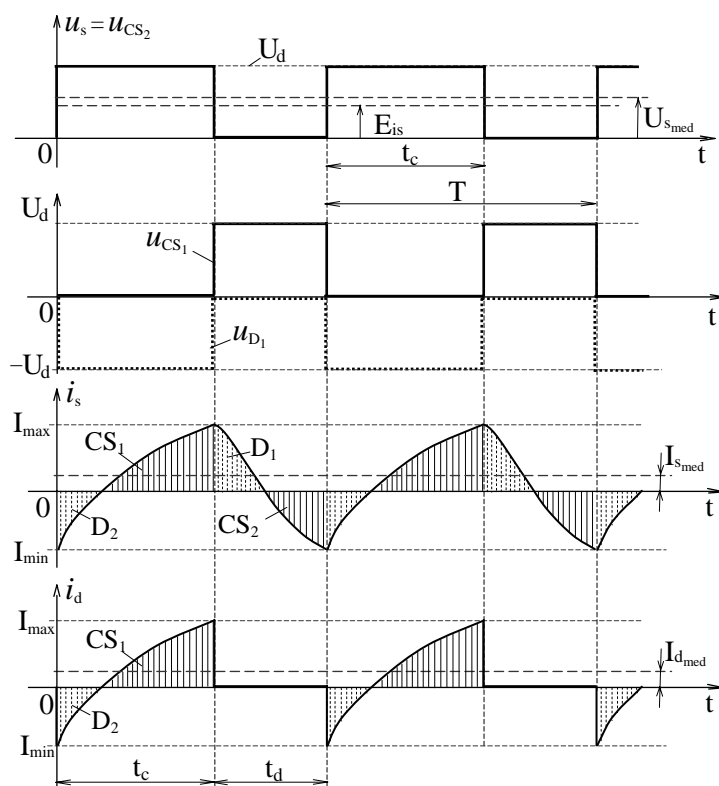


Fig. 5.10. Variatorul de tensiune continuă pentru cadranele I și II.

Cele două comutatoare statice (CS_1 și CS_2) sunt comandate în antifază, respectiv comanda de anclanșare a unui comutator succede comenzii de declanșare a celuilalt și reciproc. În felul acesta se asigură întotdeauna calea de circulație a curentului de sarcină i_s indiferent de sensul acestuia.

Considerând cazul real când inductanța sarcinii este suficient de mare, dar de valoare finită, curentul sarcinii i_s este neîntrerupt și variază exponențial între două valori limită, I_{min} și I_{max} așa cum se arată în figura 5.11. Sarcina este conectată la sursa de alimentare de tensiune U_d pe durata t_c , fie prin conducția comutatorului CS_1 , fie a diodei D_2 . Sarcina este deconectată de la sursa de alimentare și tensiunea u_s este nulă pe durata t_d când conduc comutatorul CS_2 sau dioda D_1 .

Fig. 5.11. Undele de tensiunilor și curenților la VTC $\pm I$ pentru cadranele I și II.

Dacă $I_{\max} > I_{\min} > 0$, variatorul funcționează în cadranul I, CS_2 și D_2 fiind blocați în permanență, iar dacă $I_{\min} < I_{\max} < 0$, variatorul funcționează în cadranul II, CS_1 și D_1 fiind blocați în permanență.

Dacă mașina de c.c. ce constituie sarcina variatorului funcționează în regim de motor și încărcarea acestuia scade, curentul mediu I_{smed} scade, iar la un moment dat I_{\min} se anulează și apoi devine negativ. Când $I_{\max} > 0$ și $I_{\min} < 0$, variatorul funcționează în ambele cadrane și curentul se inversează tot timpul prin sarcină și în sursă, așa cum s-a considerat în figura 5.11. Deoarece valoarea medie U_{smed} a tensiunii la bornele sarcinii este totdeauna pozitivă, mașina de c. c. funcționează în regim de motor când $I_{smed} > 0$ și puterea $P = U_{smed}I_{smed} > 0$ și în regim de generator când $I_{smed} < 0$ și $P = U_{smed}I_{smed} < 0$.

5.3.2. Variatorul de tensiune continuă $\pm U$ pentru cadranele I–IV

Schema de forță a variatorului $\pm U$ reprezentată în figura 5.12 se compune din două comutatoare statice și două diode de fugă, astfel montate încât să poată realiza conectarea la sarcină a tensiunii sursei U_d cu ambele polarități.

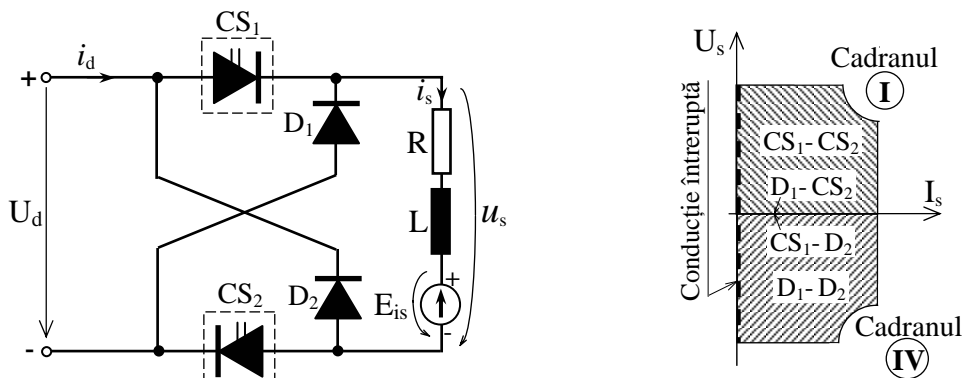


Fig. 5.12. Variatorul de tensiune continuă $\pm U$ pentru cadranele I și IV.

Pentru variatorul considerat sunt posibile două metode de comandă.

a) *Comanda separată* a comutatoarelor statice CS_1 și CS_2 , când sarcinii i se aplică impulsuri unipolare de tensiune, $+U_d$ în cadranul I și $-U_d$ în cadranul IV.

Pentru a realiza funcționarea în cadranul I, în afară de comanda lui CS_1 în regim de comutație, trebuie asidurată conectarea permanentă a lui CS_2 în vederea asigurării circulației curentului de sarcină. Pentru a funcționa în cadranul IV, CS_2 va lucra în regim de comutație, iar curentul de sarcină i_s va circula tot timpul prin D_1 . Dezavantajul acestui mod de comandă constă în faptul că pentru trecerea dintr-un cadran în altul se face prin schimbarea modului de comandă.

b) *Comanda concomitentă* a comutatoarelor statice CS_1 și CS_2 . În acest caz sarcinii i se aplică în mod continuu impulsuri de polaritate inversă, adică impulsuri bidirecționale de tensiune, $\pm U_d$, astfel se poate realiza trecerea dintr-un cadran în altul fără a schimba modul de comandă a variatorului.

În cele ce urmează se consideră cazul comenzii concomitente pentru care funcționarea variatorului poate fi urmărită în figura 5.13.

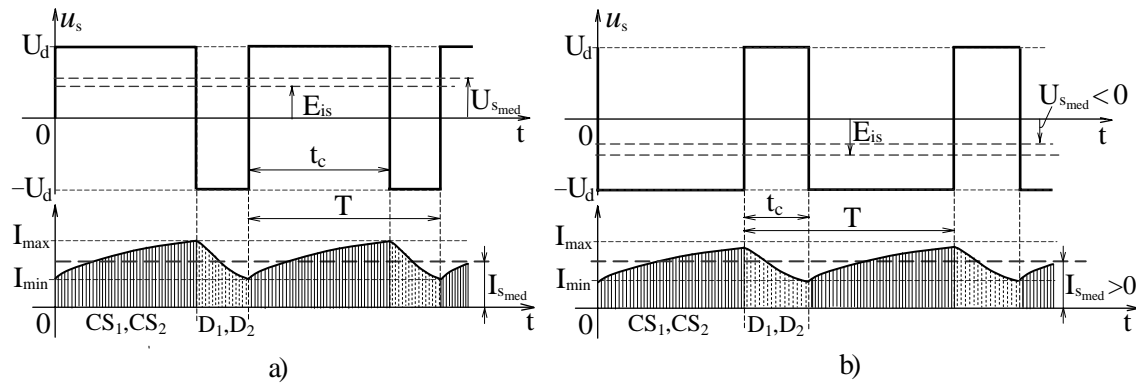


Fig. 5.13. Diagrame de tensiuni și curenți la VTC $\pm U$: a) funcționarea în cadrantul I; b) funcționarea în cadrantul IV.

Pe durata de timp t_c când sunt conectate concomitent CS_1 și CS_2 , tensiunea sursei U_d se aplică sarcinii cu polaritatea directă. Din momentul t_c până la sfârșitul perioadei T , când CS_1 și CS_2 sunt blocate, curentul menținut în același sens de inductanța sarcinii va circula prin diodele D_1 și D_2 ; astfel se conectează sursa U_d cu polaritate inversă. Deoarece nu se poate realiza inversarea curentului, există pericolul apariției conducției întrerupte. Se consideră aici numai cazul conducției neîntrerupte, asigurată de o valoare suficient de mare a inductivității L_s a sarcinii.

Valoarea medie a tensiunii se poate calcula după diagramele din figura 5.13:

$$U_{smed} = \frac{t_c}{T} U_d + \frac{T - t_c}{T} (-U_d),$$

care poate pusă sub forma

$$U_{smed} = \left(2 \frac{t_c}{T} - 1 \right) \cdot U_d = (2D_{RC} - 1) \cdot U_d \quad (5.14)$$

în care, cu $D_{RC} = t_c/T$ s-a notat durata relativă de conectare.

Dacă t_c variază între 0 și T , atunci la $D_{RC} > 0,5$, $U_{smed} > 0$ și variatorul funcționează în cadrantul I (fig. 5.13,a), iar la $D_{RC} < 0,5$, $U_{smed} < 0$ și variatorul funcționează în cadrantul IV (fig. 5.13,b). Deoarece schema poate asigura circulația curentului numai în sens pozitiv, t.e.m. E_{is} trebuie să aibă o valoare corespunzătoare pentru a realiza $I_{smed} > 0$, altfel variatorul se blochează. Tot timpul trebuie asigurată inegalitatea

$$U_{smed} > E_{is}, \quad (5.15)$$

care, în cadrantul IV înseamnă:

$$|U_{smed}| < |E_{is}|, \text{ când } U_{smed} < 0, \quad (5.16)$$

deci, la mașina de c.c. este vorba de regimul de generator.

5.4. VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ PENTRU PATRU CADRANE

Realizarea funcționării în cele patru cadrane este posibilă cu un variator de tensiune continuă care conține patru comutatoare statice și patru diode de fugă (fig. 5.14). După modul de comandă, variatorul de patru cadrane poate funcționa astfel:

a) *Funcționarea cu pulsuri de tensiune unidirecționale*, adică în regim " $\pm I$ ", care se realizează prin comanda separată a comutatoarelor statice care conectează tensiunea sursei U_d cu polaritate pozitivă (CS_1 și CS_2), respectiv cu polaritate negativă (CS_3 și CS_4).

Funcționarea în cadranele I și II se realizează în felul următor: comutatorul static CS_4 este conectat permanent, iar CS_1 și CS_2 în antifază, în regim de comutație. În cadranul I curentul sarcinii se va închide prin CS_4 și alternativ prin CS_1 și D_1 . Trecerea din cadranul I în II se realizează cu ajutorul sarcinii (la trecerea mașinii de c.c. din regim de motor în regim de generator). În cadranul II vor conduce în mod alternativ CS_2 și D_2 , iar D_3 va fi tot timpul în conducție.

Funcționarea în cadranele III și IV se realizează în felul următor: comutatorul static CS_2 este conectat permanent, iar CS_3 și CS_4 în antifază, în regim de comutație. În cadranul III curentul sarcinii se va închide prin CS_2 și alternativ prin CS_3 și D_3 iar mașina de c.c. va funcționa în regim de motor. În cadranul IV vor conduce în mod alternativ CS_4 și D_4 , iar D_1 va fi tot timpul în conducție. Trecerea din cadranul III în IV se realizează prin trecerea mașinii de c.c. din regim de motor în regim de generator.

b) *Funcționarea cu pulsuri de tensiune bidirecționale*, adică în regim " $\pm U$ ", se realizează prin comanda concomitentă în regim de comutație a tuturor comutatoarelor statice în felul următor: CS_1 și CS_4 se comandă deodată în antifază cu CS_2 și CS_3 , care, de asemenea, sunt comandate în antifază. Astfel, conform celor stabilite în paragraful anterior, dacă durata relativă de conectare D_{RC} a tensiunii U_d cu polaritate pozitivă este mai mare decât 0.5, se pot realiza cadranele I și II, iar dacă $D_{RC} < 0.5$ se realizează cadranele III și IV. Trecerea din cadranul I în III și respectiv din cadranul II în IV se realizează prin schimbarea regimului de funcționare a mașinii de c.c. (din regim de motor în regim de generator) fără pericolul conducției întrerupte.

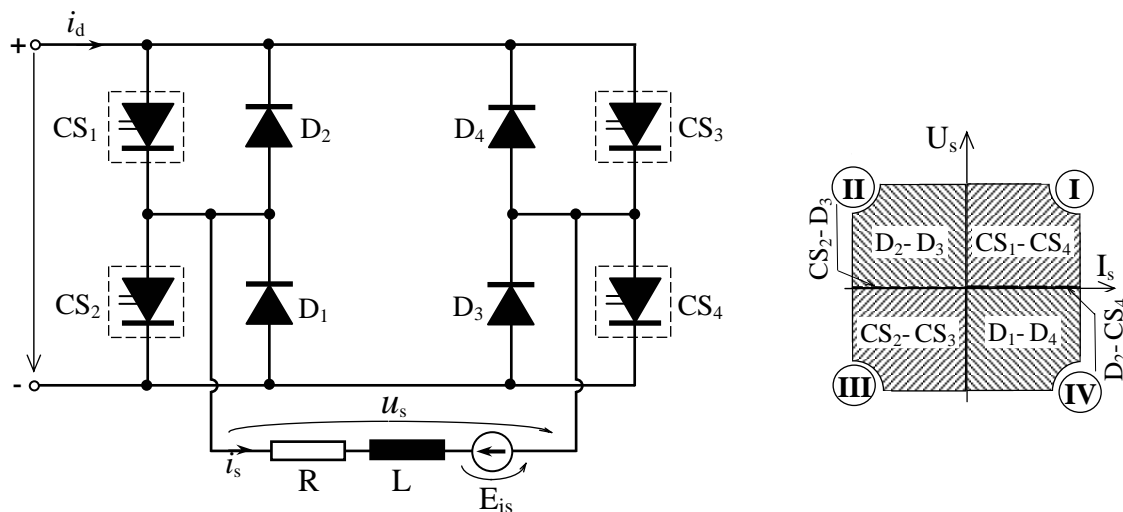


Fig. 5.14. Variatorul de tensiune continuă de patru cadrane.

Funcționarea variatorului în cadranele I și IV a fost ilustrată prin diagramele din figura 5.13, a) și b). În figura 5.15,a) sunt redată unde tensiunii și curentului de sarcină la funcționarea variatorului în cadranul II, iar în figura 5.15,b) aceleași unde la funcționarea variatorului în cadranul III.

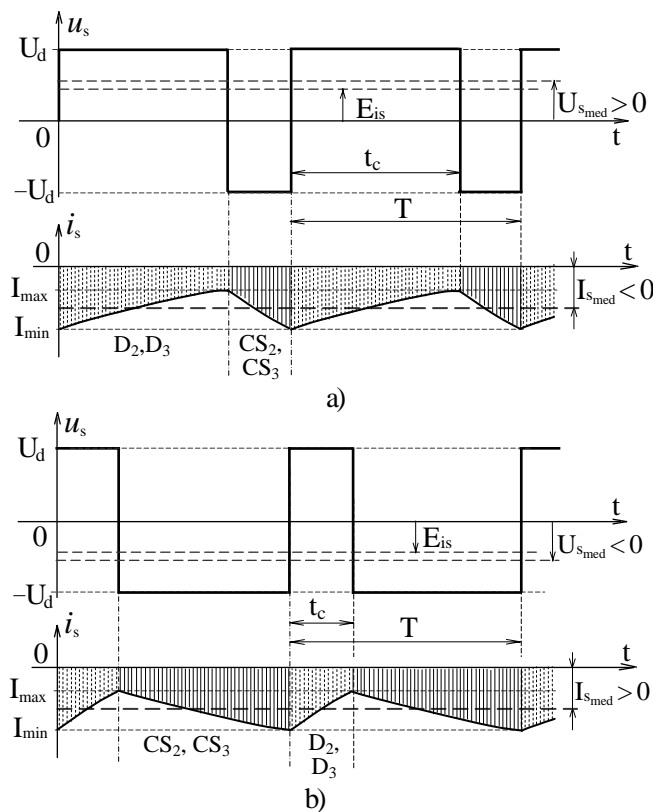


Fig. 5.15. Diagrame de tensiuni și curenți la VTC de patru cadrane:
a) funcționarea în cadranul II; b) funcționarea în cadranul III.

Din cele arătate mai sus, se poate vedea că se pot parcurge toate cele patru cadrane ale planului (U_s , I_s) fără a schimba modul de comandă a variatorului și fără pericolul apariției regimului de curent întrerupt în sarcină. Dezavantajul acestui mod de comandă constă în faptul că sarcina necesită o bobină de netezire mai mare decât la funcționarea cu pulsuri unidirecționale de tensiune, dacă trebuie realizată aceeași netezire a curentului.

Capitolul 6

INVERTOARE CU COMUTAȚIE FORȚATĂ

6.1. PRINCIPII GENERALE. CLASIFICARE.

Din punct de vedere al conversiei energiei electrice, invertoarele cu comutație forțată realizează funcția de bază de transformare a curentului continuu în curent alternativ. Aceste invertoare funcționează pe principiul comutației forțate, comutația fiind asigurată prin construcție proprie sau datorită circuitului sarcinii. Ele pot asigura la ieșire o frecvență oarecare, în general variabilă.

Invertoarele cu comutație forțată diferă, atât constructiv, cât și funcțional de invertoarele cu comutație de la rețea, care primesc energia reactivă pentru comutație din exterior (de la rețea) și funcționează numai la frecvența rețelei de curent alternativ.

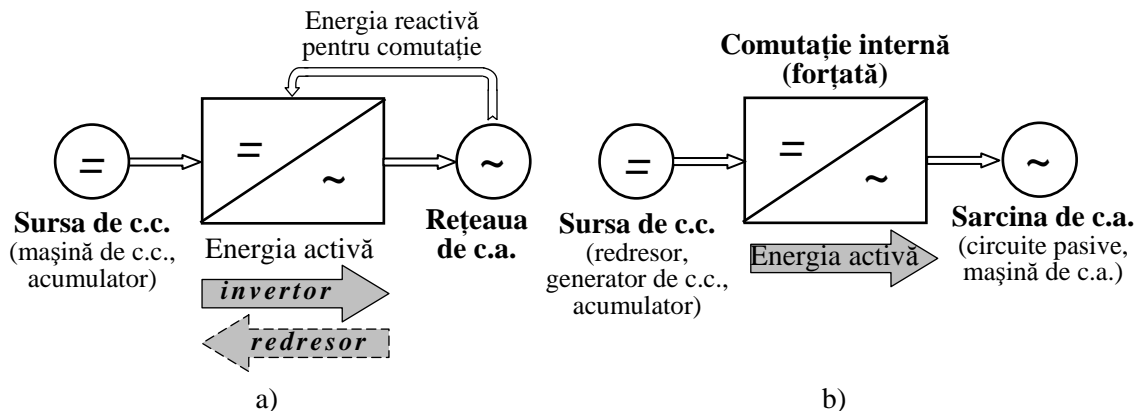


Fig. 6.1. Principii de funcționare a invertoarelor: a) inverterul cu comutație externă de la rețea; b) inverterul cu comutație internă (forțată).

Invertoarele cu comutație externă de la rețea (fig. 6.1,a), numite și *invertoare dependente* sau *neautonome*, corespund de fapt regimului de inverter al convertoarelor ce pot lucra și în regim de redresor cu comutație naturală.

Tot invertoare cu comutație externă sunt considerate și invertoarele la care procesul de comutație se realizează prin intermediul sarcinii. La aceste invertoare, energia reactivă necesară comutației este furnizată de capacitatea sarcinii care poate exista în mod natural, ca unul din parametrii sarcinii, sau poate fi un condensator sau o baterie de condensatoare introdusă în acest scop. Sarcina formează în acest caz un circuit oscilant de tip RLC care asigură procesul de comutație externă, dar sunt și cazuri când invertoarele cu sarcini de acest tip au comutație internă.

Invertoarele cu comutație internă (fig. 6.1,b) funcționează pe principiul comutației forțate, acestea fiind realizate cu tiristoare clasice prevăzute cu circuite de stingere cu condensator sau cu dispozitive semiconductoare cu posibilitatea blocării prin comandă (tranzistoare de putere sau tiristoare cu blocare pe poartă).

Clasificarea invertoarelor cu comutație forțată se poate face după mai multe criterii dintre care se menționează următoarele:

- a) *Numărul de faze*: monofazate, trifazate și, în general, polifazate.
- b) *Natura sursei de alimentare*: sursa de tensiune sau sursă de curent. Invertoarele de tensiune au la ieșire o tensiune de formă dreptunghiulară, iar curentul depinde de sarcină; în circuitul de ieșire se comută tensiunea. Invertoarele de curent au la ieșire un curent de formă dreptunghiulară, iar tensiunea este determinată de sarcină; în circuitul de ieșire se comută curentul. Invertoarele de tensiune, cât și cele de curent pot fi monofazate și trifazate. Natura sursei continue impune natura receptorului alternativ, astfel invertoarele de tensiune alimentează receptoare de curent, iar cele de curent alimentează receptoare de tensiune, sursa și receptorul trebuind să fie de naturi diferite.
- c) *Modul de stingere*: stingere de la condensator (circuite de stingere individuale, pe fază, de grup, autonome), stingere din comanda dispozitivului semiconductor (invertoare realizate cu tranzistoare de putere sau cu tiristoare cu blocare pe poartă).
- d) După *forma unde de ieșire* (tensiune sau curent): dreptunghiulară, în trepte, dreptunghiulară modulată în amplitudine sau/și în durată, pulsatorie (cu pulsuri identice sau cu pulsuri modulate în durată după o lege sinusoidală).

Invertoarele cu comutație forțată prezintă importanță în primul rând pentru producerea tensiunilor sau curenților alternativi cu frecvență variabilă. Deoarece la intrare sunt alimentate în curent continuu (în general, de la un redresor sau de la un acumulator) trebuie efectuată comutația forțată prin construcție proprie. Cel mai des invertoarele cu comutație forțată constituie partea principală a convertizoarelor statice de frecvență cu circuit intermediar de c.c., dar au și aplicații la convertoarele de tensiune continuă cu circuit intermediar de c.a.

Invertoarele cu comutație forțată sunt utilizate pentru acționări electrice trifazate, cel mai folosite fiind cele cu motoare asincrone, având turația reglabilă prin frecvență. Acest tip de acționare este prezent, fie în cadrul unor instalații fixe, fie pentru mașini de tracțiune; în acest gen de aplicații, invertorul cu comutație forțată face parte dintr-un convertor static de frecvență cu circuit intermediar de c.c..

Invertoarele sunt utilizate, de asemenea, în instalațiile alimentărilor de siguranță, ce asigură energia electrică unor consumatori (rețele de calculatoare, săli de operație, instalații de protecție, comandă, semnalizare, alimentarea unor instalații din aeroporturi, telecomunicații, etc.) care nu acceptă întreruperi.

6.2. INVERTOARE MONOFAZATE

Invertoarele monofazate produc la ieșire o tensiune sub formă de pulsuri dreptunghiulare alternative. În principiu funcționarea lor este asemănătoare cu cea a variatoarelor de tensiune continuă de patru cadrane comandate la $D_{RC} = 0,5$ în regim de comutație la $\pm U$, însă sarcina este de curent alternativ. Comanda la $D_{RC} = 0,5$ se explică prin faptul că astfel se elimină componenta continuă nedorită ($U_{smed} = 0$) care ar produce numai pierderi și ar reduce randamentul instalației. În aceste condiții și curentul va rezulta alternativ, fără componenta continuă, de o formă care depinde de sarcină.

6.2.1. Invertoare de curent cu stingere autonomă

Au o construcție simplă și prezintă siguranță în funcționare. Aceste invertoare se conectează la sursa de alimentare prin intermediul unei inductanțe de netezire, astfel încât tiristoarele inverterului comută curentul (invertoare de curent). La puteri medii și mari se utilizează de cele mai multe ori tiristoare convenționale mono-operaționale. Pentru comutația tiristoarelor, de obicei se cuplează în paralel cu sarcina un condensator de comutare. În funcție de metoda de cuplare a condensatorului la sarcină, aceste invertoare se numesc paralele.

Structura cea mai simplă de inverter cu alimentare în curent este cea în semipunte cu divizor inductiv. Schema de bază este prezentată în figura 6.2,a), iar formele de undă semnificative sunt arătate în figura 6.2,b). Cele două înfășurări primare ale transformatorului țin locul celorlalte două laturi ale punții complete deoarece, nefiind posibile salturi de flux magnetic, curentul de intrare I_d este comutat dintr-o înfășurare primară în cealaltă, inversându-se polaritatea curentului în secundar sincron cu comutarea conducerii între cele două tiristoare.

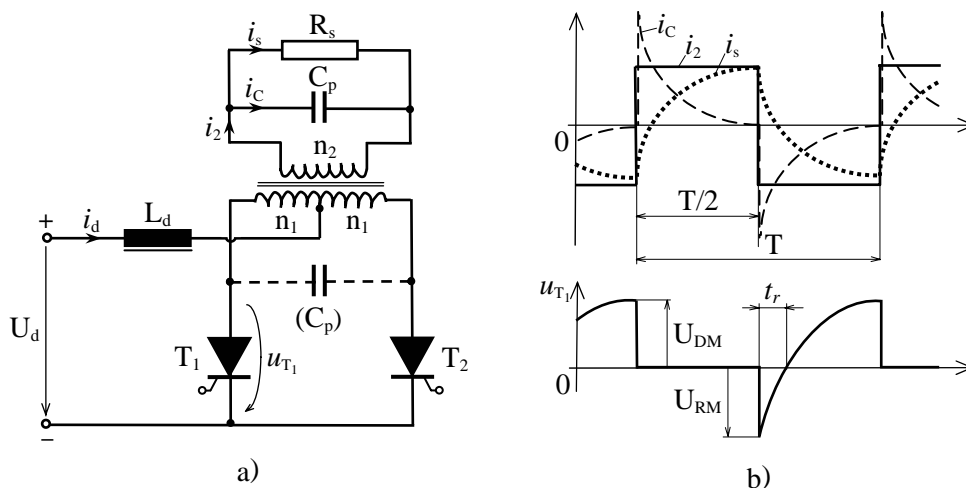


Fig. 6.2. Inverterul de curent monofazat cu punct median: a) schema electrică;
b) undele de curent și tensiunea pe unul din tiristoare.

Condensatorul de comutație poate fi conectat direct în paralel cu sarcina (C_p) sau între anozii tiristoarelor (C'_p), corespondența valorilor fiind dată de relația [13]

$$C'_p = \left(\frac{n_2}{2n_1} \right)^2 C_p. \quad (6.1)$$

Funcționarea invertorului se bazează pe faptul că amorsarea unui tiristor atrage după sine procesul de blocare a tiristorului care a funcționat înainte. De aceea această metodă de stingere se numește *autonomă* sau *autosecvențială*.

Dimensionarea condensatorului de comutație are în vedere asigurarea timpului de polarizare inversă t_r astfel ca

$$t_r = (1,3 \dots 1,5) \cdot t_q. \quad (6.2)$$

Considerând transformatorul ideal cu $n_1 = n_2$, durata t_r rezultă din formele de undă din figura 6.2,b)

$$t_r = \frac{T}{4} \left[1 - 4 \frac{R_s C_p}{T} \ln \left(\operatorname{ch} \frac{T}{4 R_s C_p} \right) \right] \quad (6.3)$$

Se alege o valoare a capacității care să asigure condiția (6.2) până la o valoare minimă admisibilă pentru rezistența sarcinii R_s [6].

În cazul general al unei sarcini rezistiv-inductive care conține și o sursă de t.e.m. (mașină de c.a.), se instituie căi de vehiculare a energiei reactive, fără a afecta procesul de comutație, ca în schema din figura 6.3. Față de schema precedentă s-au introdus diodele de fugă D_1 și D_2 pentru curenții inversi și diodele de separare D_{s1} și D_{s2} care împiedică descărcarea condensatorului atunci când sarcina este cu t.e.m. alternativă. Dacă sarcina este pasivă (RL), nu sunt necesare diodele de separare. Schema mai conține și inductivitatea de comutație L_k care separă tiristoarele T_1 , T_2 de diodele D_1 , D_2 și care formează cu condensatorul C un circuit oscilant.

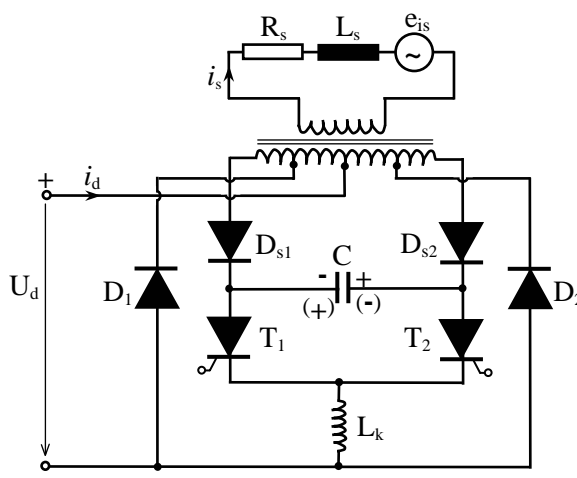


Fig. 6.3. Invertorul de curent monofazat.

Invertorul funcționează în felul următor: se consideră starea inițială când conduce tiristorul T_1 și se dă impuls de comandă pe tiristorul T_2 , iar condensatorul este încărcat cu polaritatea indicată în figura 6.3. Datorită tensiunii condensatorului, în circuitul celor două tiristoare apare un curent de comutație care realizează intrarea în conducție a tiristorului T_2 , iar pe T_1 îl blochează. Curentul i_d al sursei se va închide acum prin T_2 , dar va circula tot prin semiprimarul stâng al transformatorului, astfel circulând și prin condensatorul C pe care îl va încărca cu polaritate inversată (dintre paranteze). Priza intermediară din partea stângă a primarului determină un curent de circulație prin dioda D_1 , curent datorat energiei înmagazinate în inductivitatea dintre prizele marginale. Acest curent ajută la inversarea polarității condensatorului. Condensatorul se va încărca cu ceva peste tensiunea $2U_d$. Dacă n-ar exista inductivitatea de comutație L_k condensatorul s-ar descărca prin dioda D_1 și tiristorul T_2 . Când tensiunea condensatorului atinge valoarea $2U_d$, curentul sursei i_d se comută pe dioda D_2 și în sursă se va inversa. După această comutație, apare un curent de circulație prin dioda D_2 și tiristorul T_2 care, dacă n-ar exista priza intermediară, ar putea atinge valori mari. Acest curent apare datorită energiei înmagazinate în inductivitatea L_k , dar circulând în sens contrar tensiunii transformatorului, se amortizează rapid. În sfârșit, când și curentul sarcinii se inversează, dioda D_2 se blochează, curentul sursei i_d se reinversează și se va închide prin tiristorul T_2 .

6.2.2. Invertoare de tensiune cu stingere independentă

Partea de forță are o construcție identică sau asemănătoare cu cea a unui variator de tensiune continuă de patru cadrane. În figura 6.4 se prezintă o schemă în punte pentru inverterul de tensiune monofazat cu stingere independentă și sarcină rezistiv-inductivă.

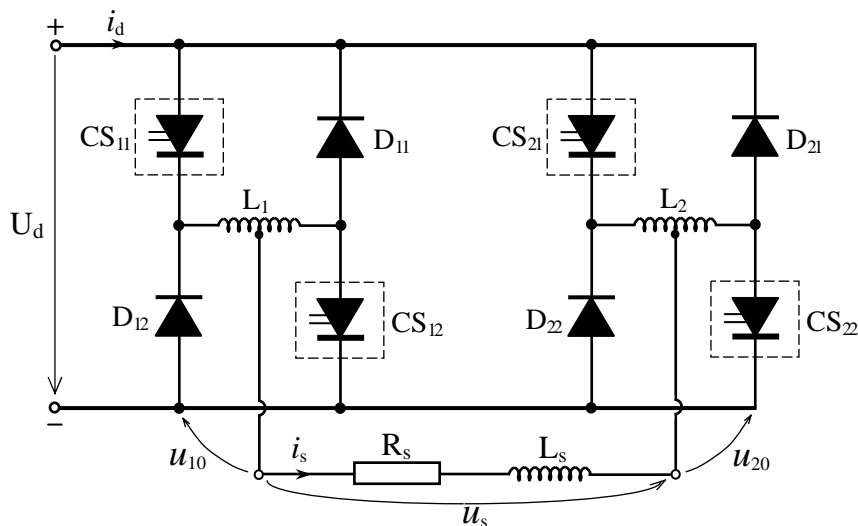


Fig. 6.4. Inverterul monofazat în punte cu stingere independentă.

În funcție de sensul curentului de sarcină i_s , tensiunea la bornele sarcinii u_s poate fi pozitivă, negativă sau nulă. Dacă tensiunea și curentul au același sens, curentul traversează două comutatoare statice (CS₁₁ și CS₂₂ sau CS₂₁ și CS₁₂), iar dacă sensurile celor două mărimi sunt opuse, curentul circulă prin două diode (D₁₁ și D₂₂ sau D₁₂ și D₂₁). În cazul tensiunii de ieșire nule, curentul traversează o diodă dintr-un braț al punții, respectiv un comutator static din celălalt braț (D₁₂ și CS₂₂ sau D₁₁ și CS₂₁, respectiv CS₁₁ și D₂₁ sau CS₁₂ și D₂₂). În aceste ultime cazuri, sarcina este scurtcircuitată și nici un curent nu traversează sursa de alimentare.

Cu o secvență de comandă a contactoarelor statice convenabil aleasă, se poate trece de la o stare de conducție la alta și modifica astfel tensiunea la bornele sarcinii.

Pentru a determina forma tensiunii de ieșire aplicată circuitului de sarcină, se consideră mai întâi tensiunile de ramură u_{10} și u_{20} dintre bornele de ieșire ale fiecărei ramuri și borna "–" a sursei de alimentare.

Tensiunea u_{10} este egală cu U_d dacă contactorul static CS₁₁ sau dioda D₁₁ conduc, în funcție de sensul curentului de ieșire din ramură; ea este nulă atunci când conduc CS₁₂ sau D₁₂. În mod similar se poate preciza regimul tensiunii u_{20} .

Pentru a se obține o valoare efectivă maximă pentru tensiunea alternativă $u_s(t)$, se comandă contactoarele statice de așa manieră încât tensiunea u_{10} să fie egală cu U_d în timpul primei semiperioade și nulă pe durata celei de a doua semiperioade. Tensiunii u_{20} i se impune același regim, aceasta fiind însă defazată cu $T/2$ în raport cu tensiunea u_{10} (vezi fig. 6.5), T fiind perioada tensiunii alternative de ieșire $u_s(t)$.

Tensiunea de ieșire a inverterului monofazat este dată de relația:

$$u_s(t) = u_{10}(t) - u_{20}(t) \quad (6.4)$$

și are formă rectangulară (fig. 6.5). Acest mod de funcționare se obține anclanșând și declanșând simultan perechile de comutatoare statice CS₁₁ - CS₂₂ și CS₂₁ - CS₁₂, trecând astfel direct de la o polaritate la alta a tensiunii $u_s(t)$.

Sarcina, conținând elemente $R - L$, nu permite variația rapidă a curentului i_s , acesta modificându-se după o curbă exponențială cu constanta de timp L_s/R_s a circuitului de sarcină și tinzând asimptotic spre valorile de regim permanent $\pm U_d/R$.

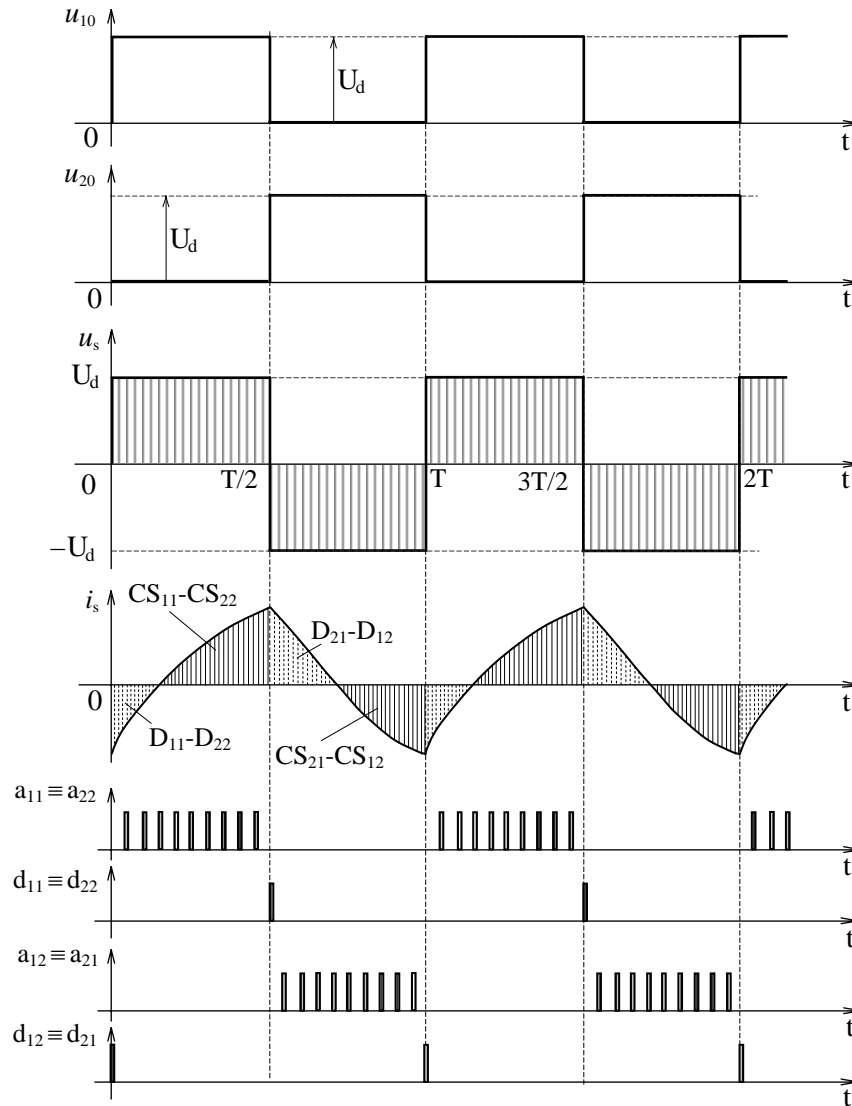


Fig. 6.5. Funcționarea inverterului monofazat în punte: undele de tensiune și de curent la ieșirea inverterului și impulsurile de comandă pentru anclanșarea ($a_{11} \div a_{22}$) și declanșarea ($d_{11} \div d_{22}$) comutatoarelor statice.

În funcționarea inverterului există intervale de timp în care curentul circulează numai prin două diode. La trecerea prin zero a curentului de sarcină, trebuie însă anclanșată una din perechile de comutatoare, pentru a se obține continuitatea curentului de sarcină.

Comanda de anclanșare a comutatoarelor statice se face cu un tren de impulsuri, având durata mai mică decât semiperioada tensiunii de ieșire; în acest fel se evită anclanșarea simultană a celor două comutatoare de pe același braț al punții (CS_{11} și CS_{12} sau CS_{21} și CS_{22}), care ar conduce la scurtcircuitarea ursei de alimentare. La alte variante de invertoare se determină momentul anulării curentului $i_s(t)$, în care se aplică impulsul unic de anclanșare a comutatoarelor. Secvența impulsurilor de declanșare determină perioada T a tensiunii alternative de ieșire, respective frecvența $f = 1/T$ a acesteia; este astfel posibilă reglarea frecvenței tensiunii de ieșire între zero (tensiune continuă) și o valoare maximă, limitată de durata comutației forțate și de pierderile de comutație.

6.2.3. Reglarea tensiunii de ieșire a invertoarelor

În multe aplicații este necesară variația tensiunii de ieșire a invertoarelor. Reglarea tensiunii de ieșire a inverterului se poate realiza în principal prin două metode:

- prin variația tensiunii continue de alimentare;
- prin comanda inverterului.

Reglarea tensiunii prin variația tensiunii continue de la intrarea inverterului presupune utilizarea unei surse reglabile de c.c. (de exemplu, un generator de c.c. cu turația reglabilă), a unui variator de tensiune continuă dacă sursa de alimentare este de tensiune constantă (de exemplu, un acumulator) și a unui redresor comandat dacă sursa este de curent alternativ (rețeaua de curent alternativ). În aceste cazuri, pentru reglarea tensiunii se utilizează echipamente suplimentare de reglare.

Metoda cel mai des folosită pentru reglarea tensiunii de ieșire a invertoarelor cu comutație forțată se bazează pe variația valorii medii a tensiunii alternative de ieșire prin comanda inverterului. Prin comanda inverterului tensiunea de ieșire poate fi reglată prin două procedee: prin variația rectangulară și prin pulsație.

La rândul ei, *variația rectangulară* este posibilă prin modificarea valorii maxime a tensiunii, respectiv a duratei de anclanșare. Forma de variație în timp a tensiunii de ieșire în cele două cazuri este indicată în figura 6.6.

Tensiunea de ieșire este comutată între valorile $+U_d$ și $-U_d$ la intervale de timp egale cu $T/2$. O reducere a tensiunii de ieșire a inverterului este posibilă prin diminuarea tensiunii continue de intrare ($U'_d < U_d$, fig. 6.6,a). Soluția se poate ușor aplica dacă tensiunea de intrare este furnizată de un redresor comandat sau prin utilizarea unui variator de tensiune continuă. Trebuie observat că tensiunea la care se încarcă condensatorul de stingere din schema comutatorului static este proporțională cu tensiunea de intrare U_d , încât micșorarea acesteia sub o anumită limită poate afecta funcționarea circuitului de stingere al comutatorului. Din această cauză, procedeul permite doar reglajul tensiunii de ieșire între limite relativ apropiate.

Valoarea medie a tensiunii de ieșire pe o semiperioadă se poate regla și prin modificarea duratei de anclanșare a comutatoarelor, așa cum se indică în figura 6.6,b). Durata de anclanșare t_a corespunde intervalelor în care tensiunea de ieșire are valoarea tensiunii de intrare U_d în timp ce, pe durata de declanșare t_d , tensiunea de ieșire este nulă.

Pentru valoarea medie a tensiunii pe o semiperioadă se obține:

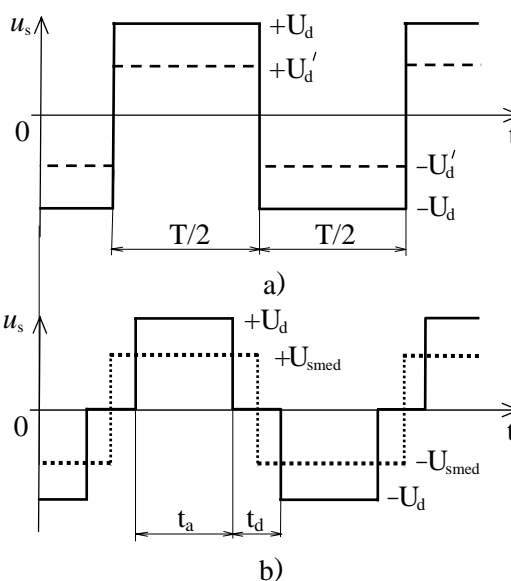


Fig. 6.6. Variația rectangulară a tensiunii de ieșire prin modificarea amplitudinii (a) și a duratei de anclanșare t_a (b).

$$U_{smed} = \frac{2t_a}{T} U_d. \quad (6.5)$$

Relația (6.5) indică posibilitatea reglării valorii medii a tensiunii de ieșire, U_{smed} , în funcție de durata de anclanșare t_a . Dacă $t_a \ll T/2$, crește conținutul în armonice de rang superior al semnalului de ieșire, fapt care limitează domeniul de reglaj.

Variația prin pulsație a tensiunii de ieșire permite extinderea domeniului de reglaj. Procedeele uzuale sunt cele cu pulsație constantă, respectiv cu pulsație modulată așa cum se arată în figura 6.7.

Conform primului procedeu, pe durata $T/2$ a unei semiperioade, tensiunea este comutată de mai multe ori între valorile $+U_d$ și 0, respectiv 0 și $-U_d$ (fig. 6.7,a) sau între $+U_d$ și $-U_d$ (fig. 6.7,b). În primul caz nu se comută decât un braț al punții, în timp ce, în al doilea caz, ambele brațe sunt comutate simultan.

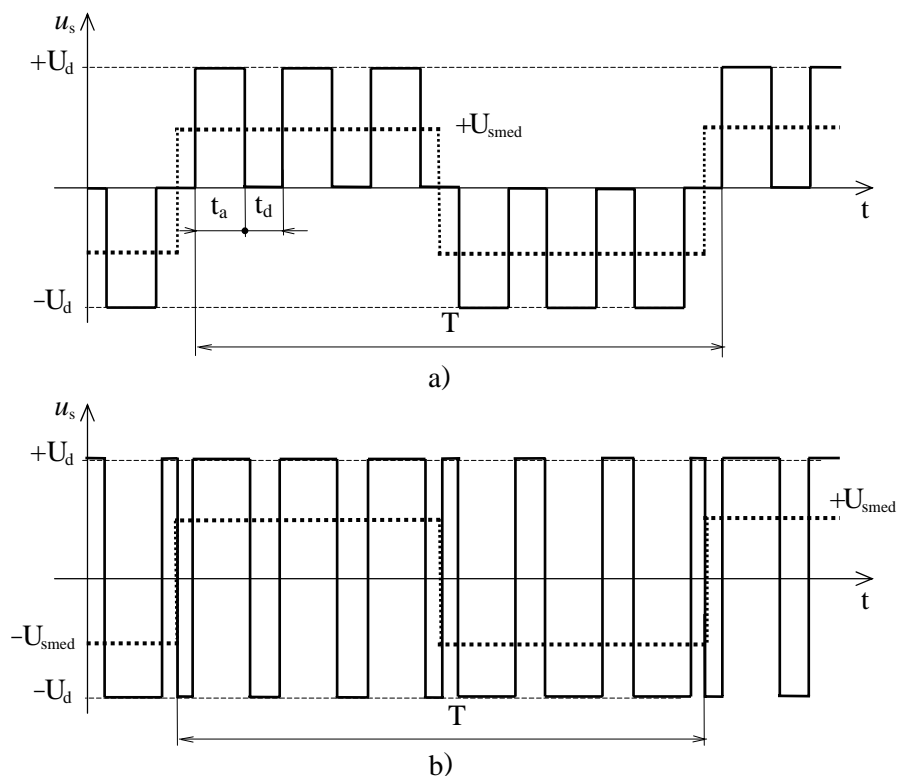


Fig. 6.7. Variația tensiunii de ieșire prin pulsație cu pulsuri unipolare (a) și bipolare (b).

Valoarea medie pe semiperioadă a tensiunii de ieșire depinde de duratele de anclanșare t_a și de declanșare t_d .

În figura 6.8 se prezintă reglajul tensiunii de ieșire prin pulsație cu pulsuri modulate în durată (MID). În literatura de specialitate metoda este consacrată sub denumirea generală de modulație **PWM** (prescurtare preluată din limba engleză a terminologiei **Pulse Width Modulation**). Pentru exemplul ilustrat figura 6.8, pulsurile rectangulare de tensiune sunt modulate în lățime după o lege sinusoidală și pot fi – pe fiecare semiperioadă – unipolare (fig. 6.8,a), sau bipolare (fig. 6.8,b), obținute prin comutația simultană și în antifază a ambelor brațe ale inverterului în punte monofazat. Dacă sarcina are un caracter inductiv (RL), unda curentului i_s are o formă aproape sinusoidală. Armonicele de frecvență joasă din undele tensiunii și curentului se reduce cu atât mai mult cu cât numărul de pulsuri modulate pe perioadă este mai mare, respectiv cu cât frecvența de comutație este mai ridicată. În prezent, la invertoarele de putere, se utilizează frecvențe de comutație care ajung la valori maxime de ordinul a $10 \div 20$ kHz.

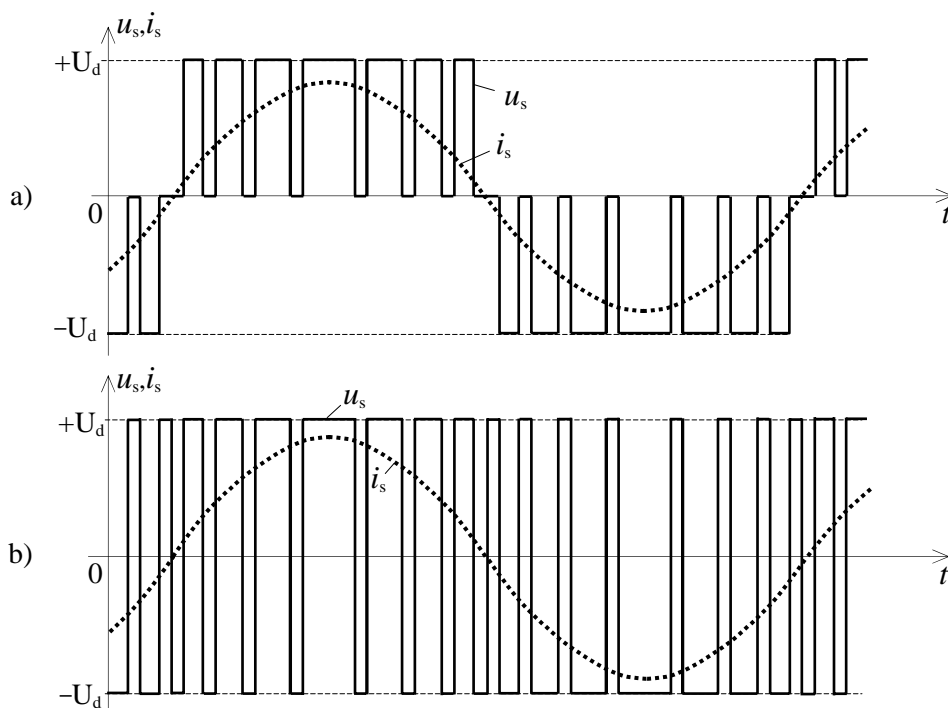


Fig. 6.8. Variația tensiunii de ieșire prin modulația în durată (MID) a pulsurilor după o lege sinusoidală: a) pulsuri unipolare; b) pulsuri bipolare.

Tehnicile de modulație în durată de tip PWM sunt foarte diversificate; pe lângă modulația sinusoidală, sine – PWM, ce poate fi implementată analogic sau numeric, se utilizează tehnici numerice complexe prin care lățimea pulsurilor se determină din diferite considerente: eliminarea sau diminuarea amplitudinii anumitor armonici, obținerea unei unde impuse a curentului, realizarea unei anumite legi de reglare, etc.

Pentru comanda PWM a invertoarelor, în prezent se produce o gamă largă de circuite integrate specializate, bazate pe tehnici numerice sau hibride. De asemenea, circuitele complexe de tip microprocesor, microcontroler sau procesor numeric de semnal (DSP), destinate controlului sistemelor de acționare cu mașini de curent alternativ, sunt prevăzute cu canale de comandă PWM a invertoarelor monofazate sau trifazate.

6.3. INVERTOARE TRIFAZATE

6.3.1. Invertorul în punte trifazată

Schemele uzuale de invertoare trifazate sunt cele în punte. Schema de principiu a unui inverter trifazat în punte este prezentată în figura 6.9. Sarcina trifazată echilibrată de tip RL cu t.c.e.m. alternative este conectată în stea cu neutrul izolat și alimentată cu un sistem trifazat simetric de tensiuni care se obțin la ieșirea inverterului.

La invertoarele trifazate schema în punte conține șase comutatoare statice, notate pe schema din figura 6.9 cu T_{1R} , T_{2R} , T_{1S} , T_{2S} , T_{1T} , T_{2T} .

Dacă circuitul de c.c. are caracter de sursă de tensiune, adică la ieșire se comută tensiunea, atunci este vorba de un inverter de tensiune (VSI – Voltage Source Inverter) și sunt necesare diodele de curenți inverși, D_1 , D_2 , ..., D_6 .

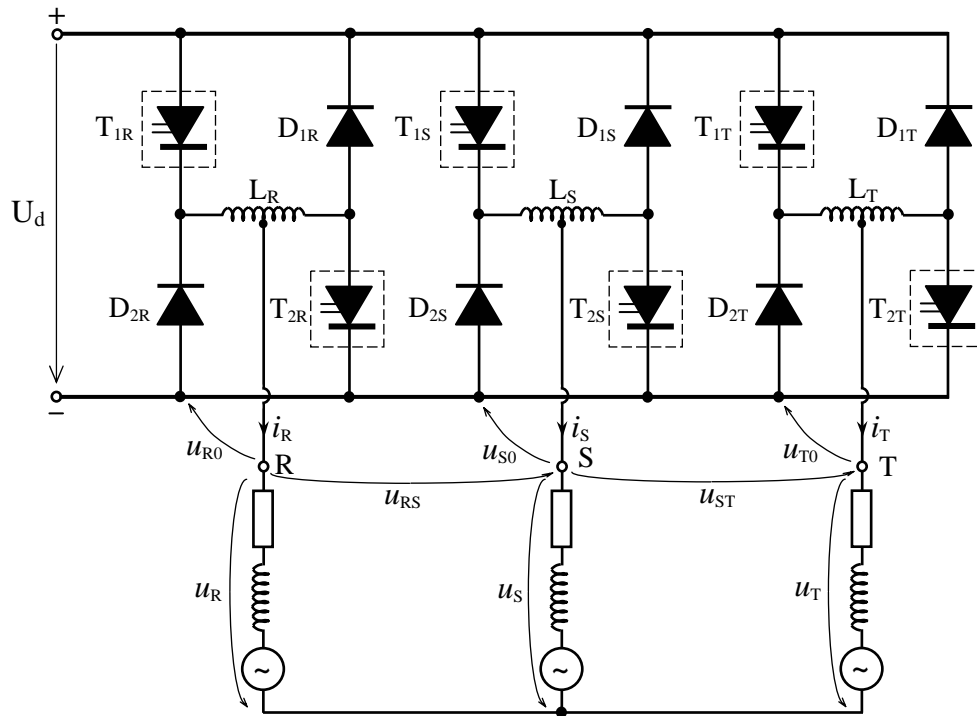


Fig. 6.9. Schema de principiu a inverterului în punte trifazată.

Tensiunile de ieșire simple u_{R0} , u_{S0} , u_{T0} considerate față de borna "-" a inverterului pot avea valorile zero sau $+U_d$ în funcție de starea de conducție a comutatoarelor statice. Fiecare din aceste tensiuni trebuie să ia valoarea $+U_d$ în timpul unei semiperioade și zero pe durata următoarei semiperioade, așa cum se arată în figura 6.10. Tensiunile u_{R0} , u_{S0} , u_{T0} trebuie să fie defazate între ele cu $T/3$ pentru ca tensiunile de ieșire să formeze un sistem trifazat simetric. Tensiunile de linie se pot determina cu relațiile:

$$\begin{cases} u_{RS} = u_{R0} - u_{S0} \\ u_{ST} = u_{S0} - u_{T0} \\ u_{TR} = u_{T0} - u_{R0} \end{cases} \quad (6.6)$$

Variația în timp a tensiunii de linie u_{RS} este redată în fig. 6.10, celelalte tensiuni de linie, u_{ST} și u_{TR} , având aceeași formă, defazate față de prima cu $T/3$, respectiv cu $2T/3$.

Tensiunile de linie pot fi exprimate și funcție de tensiunile de fază ale sarcinii, astfel:

$$u_{RS} = u_R - u_S; \quad u_{ST} = u_S - u_T; \quad u_{TR} = u_T - u_R. \quad (6.7)$$

Tensiunile de fază fiind simetrice, este îndeplinită condiția:

$$u_R + u_S + u_T = 0. \quad (6.8)$$

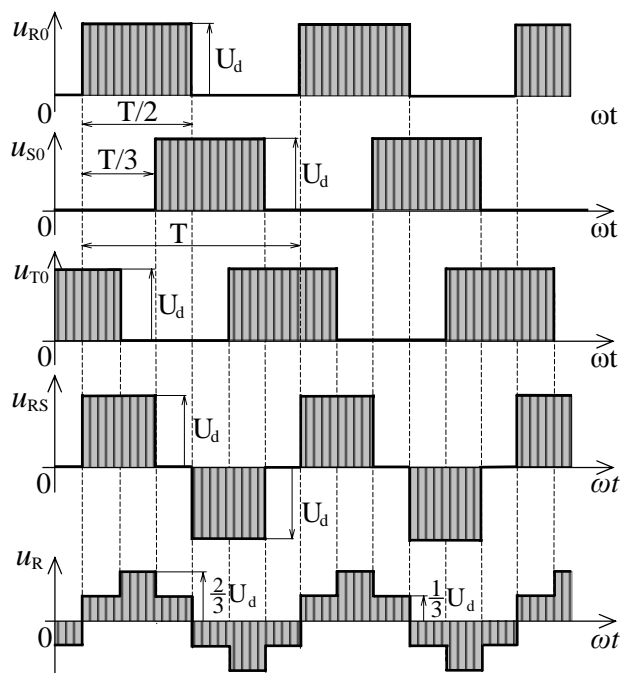


Fig. 6.10. Tensiunile la ieșirea inverterului în punte trifazată.

Din ecuațiile (6.6) și (6.8), tensiune pe fazele sarcinii se pot exprima astfel:

$$\begin{cases} u_R = \frac{1}{3}(u_{RS} - u_{TR}) = \frac{1}{3}(2u_{R0} - u_{S0} - u_{T0}) \\ u_S = \frac{1}{3}(u_{ST} - u_{RS}) = \frac{1}{3}(2u_{S0} - u_{T0} - u_{R0}) \\ u_T = \frac{1}{3}(u_{TR} - u_{ST}) = \frac{1}{3}(2u_{T0} - u_{R0} - u_{S0}) \end{cases} \quad (6.9)$$

Variația în timp a tensiunii de fază u_R este redată în fig. 6.10, celelalte tensiuni de fază, u_S și u_T , având aceeași formă, defazate însă cu $T/3$, respectiv cu $2T/3$ față de u_R . Formele de undă ale tensiunilor pe fazele sarcinii trifazate se apropie suficient de bine de forma unei sinusoidale.

Reglajul tensiunii de ieșire se face de obicei prin pulsație, cu pulsuri modulate în durată (PWM), utilizarea variației rectangulare ar conduce la apariția armonicilor de frecvență joasă la un nivel inacceptabil, în deosebi la frecvențe joase.

6.3.2. Invertoare trifazate cu stingere independentă

Invertoarele cu stingere independentă în punte trifazată sunt compuse din șase comutatoare statice propriu-zise, fiecare având posibilitatea proprie de blocare prin comandă. Schema de forță pentru un astfel de inverter este prezentată în figura 6.11. Fiecare comutator static este constituit dintr-un chopper cu condensatorul de stingere montat pe diagonala unei punți cu patru tiristoare. Curentul de sarcină este condus de două tiristoare înseriate, în timp ce unul din celelalte două tiristoare are rolul tiristorului de stingere. Condensatoarele de stingere se încarcă la tensiunea U_d a sursei c.c.

La invertoarele cu stingere independentă, fiecare ramură poate fi conectată și deconectată independent de celelalte ramuri ale punții. Aceste invertoare se pretează la reglarea prin pulsație cu modulație PWM a tensiunii de ieșire. La frecvențe mari de comutație, se recomandă utilizarea tiristoarelor GTO sau a tranzistoarelor de putere.

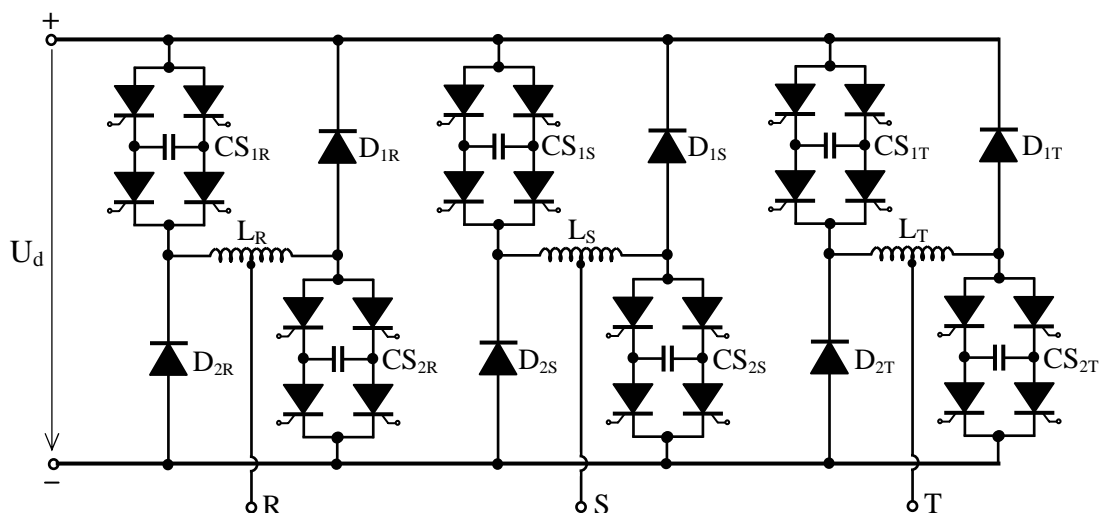


Fig. 6.11. Schema de principiu a inverterului în punte trifazată cu stingere independentă.

Invertoarele cu stingere independentă pot fi realizate, atât ca invertoare de tensiune, cât și ca invertoare de curent. Invertoarele de tensiune cu stingere independentă sunt alimentate de la o sursă de c.c. cu caracter de sursă de tensiune și utilizează cel mai

des pentru reglarea tensiunii de ieșire principiul modulației PWM. Tensiunea la ieșire este imprimată (impusă), iar curentul este determinat de sarcină.

Invertoarele de curent cu stingere independentă sunt alimentate de la o sursă de c.c. cu caracter de sursă de curent (curent constant), curentul de sarcină este imprimat (impus), iar tensiunea este determinată de sarcină. Aceste invertoare nu necesită diode de curent invers deoarece curentul sursei nu se inversează.

6.3.3. Invertoare trifazate cu stingere autonomă

Invertoarele trifazate cu stingere autonomă se mai numesc și *invertoare cu stingere între faze*, deoarece condensatoarele de stingere sunt montate între faze, sau *invertoare cu stingere în ordinea fazelor (autosecvențială)*, deoarece amorsarea unui tiristor declanșează procesul de blocare al tiristorului care a funcționat înainte; astfel este nevoie numai de impulsuri de amorsare care, de fapt, realizează și stingerea.

De obicei se utilizează două variante: inverterul de tensiune din figura 6.12, a) și cel de curent din figura 6.12, b).

Condensatoarele de stingere sunt montate între fazele inverterului pe ambele părți ale inverterului și sunt separate de sarcină (dacă aceasta prezintă t.e.m.) prin diodele de separare $D_{s1\alpha}$, $D_{s2\alpha}$ ($\alpha = R, S, T$). Numai inverterul de tensiune are diodele de curenți inversi $D_{1\alpha}$, $D_{2\alpha}$ și inductivitățile de comutație L_α ($\alpha = R, S, T$).

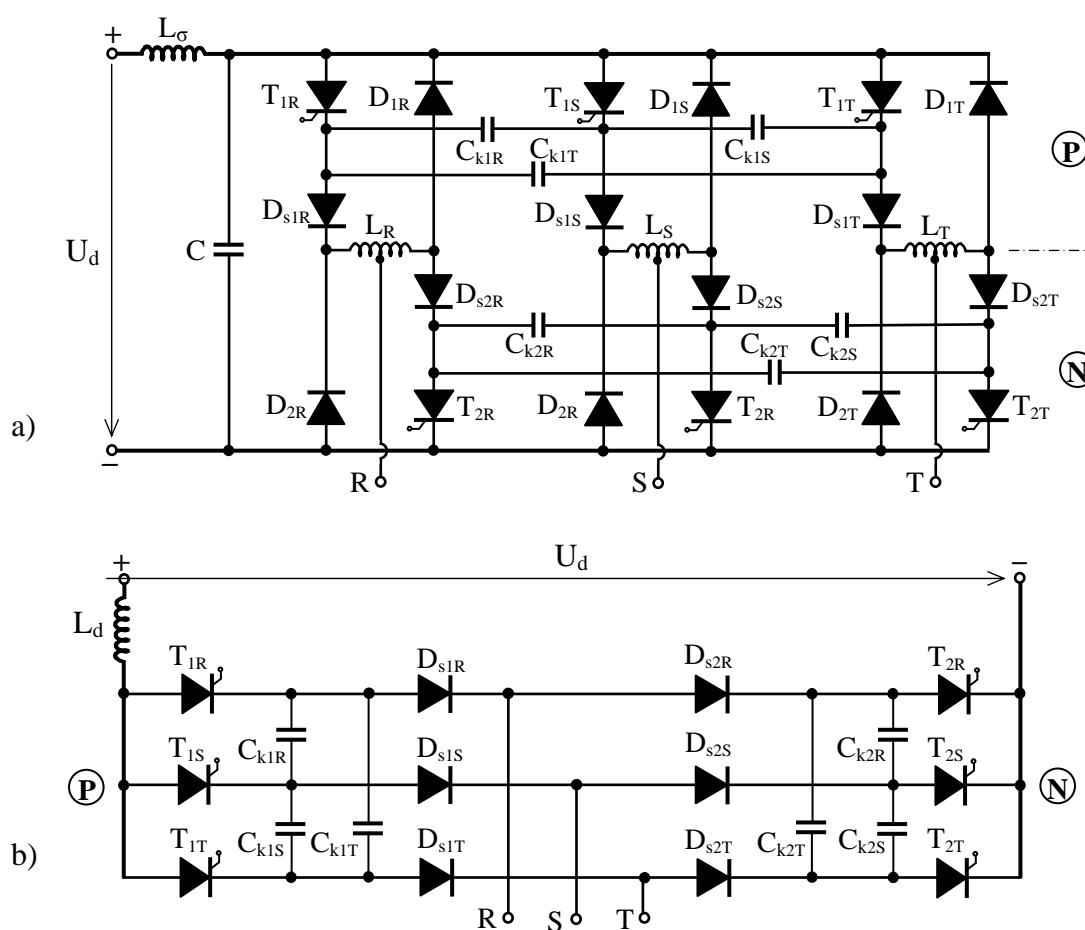


Fig. 6.12. Scheme de forță ale invertoarelor trifazate cu stingere autonomă:
a) inverterul de tensiune; b) inverterul de curent.

Invertorul de tensiune (fig. 6.12, a) comută la ieșire tensiunea; din acest motiv în circuitul de curent continuu este montat un condensator de capacitate mare, care filtrează variațiile tensiunii U_d datorită inductivității interne L_σ a sursei sau dacă tensiunea continuă se obține de la un redresor. Condensatorul C dă un caracter de sursă de tensiune, aproape ideală, circuitului de curent continuu. Invertorul de curent (fig. 6.12, b) comută la ieșire curentul menținut aproximativ constant de bobina de șoc L_d , din circuitul de curent continuu. Din acest motiv, curentul într-o fază a sarcinii nu se inversează când sursa este conectată cu o anumită polaritate, deci nu este nevoie de diodele de curenți inverși. Bobina L_d dă un caracter de sursă de curent circuitului de curent continuu.

În ambele variante funcționează deodată două tiristoare, unul pe partea P, iar altul pe partea N. Fiecare condensator de stingere $C_{k1\alpha}$, $C_{k2\alpha}$ ($\alpha = R, S, T$), poartă același indice cu tiristorul pe care îl blochează.

6.3.4. Invertoare trifazate cu stingere pe fază

Aceste invertoare sunt echipate cu trei circuite de stingere, câte unul pentru fiecare fază așa cum se poate vedea pe schema prezentată în figura 6.13. Fiecare circuit de stingere este constituit din elementele $L_{k\alpha}$, $C_{k\alpha}$ la care se adaugă tiristoarele auxiliare $T_{k1\alpha}$ și $T_{k2\alpha}$ ($\alpha = R, S, T$). Indicii suplimentari ai tiristoarelor T_k ($'1\alpha'$, $'2\alpha'$, $\alpha = R, S, T$) coincid cu indicii tiristoarelor principale pe care le sting. Curentul de descărcare al condensatorului de stingere $C_{k\alpha}$ este limitat de bobina $L_{k\alpha}$ înseriată cu acesta.

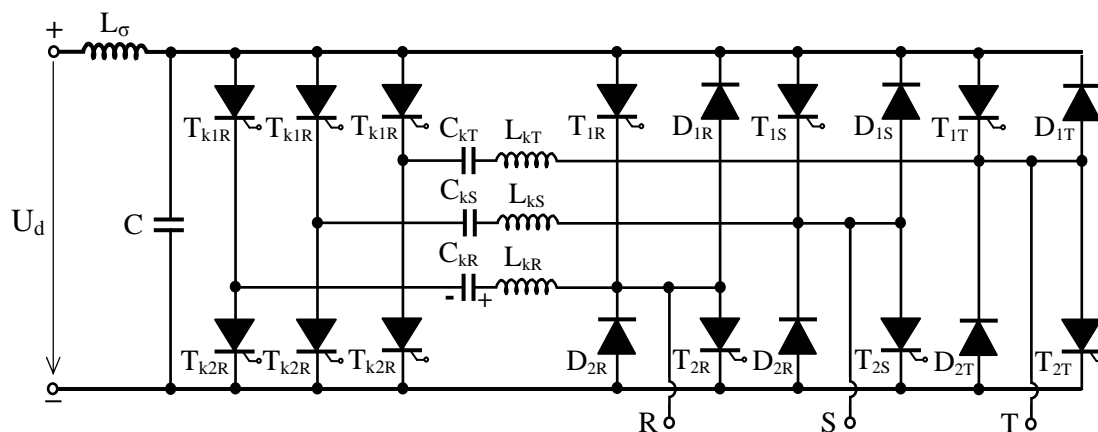


Fig. 6.13. Schema de forță a invertorului trifazat cu stingere pe fază.

Pentru studiul procesului de comutație la invertorul cu stingere pe fază, se consideră separat circuitul corespunzător unei faze oarecare ca în figura 6.14,a). Se consideră că la momentul inițial t_0 , tiristorul T_1 este în conducție, deci curentul de sarcină i este pozitiv, iar tiristorul T_2 este blocat (fig. 6.14, a). Sarcina, considerată puternic inductivă, menține pe durata comutației curentul de sarcină constant, $i(t) = I = \text{const}$.

În fig. 6.14, b) se prezintă forma de variație în timp a semnalelor pe durata regimului tranzitoriu de stingere. În momentul t_0 al amorsării tiristorului T_{k1} , tiristorul T_1 fiind în conducție, circuitul de stingere este pus în scurtcircuit. Având o tensiune inițială negativă (polaritatea din fig. 6.14,a), condensatorul C_k polarizează invers tiristorul T_1 stabilind prin acesta curentul de intensitate i_c . Dacă i_c crește, curentul prin T_1 , i_{T1} , scade deoarece suma lor este egală cu curentul de sarcină, având intensitatea constantă.

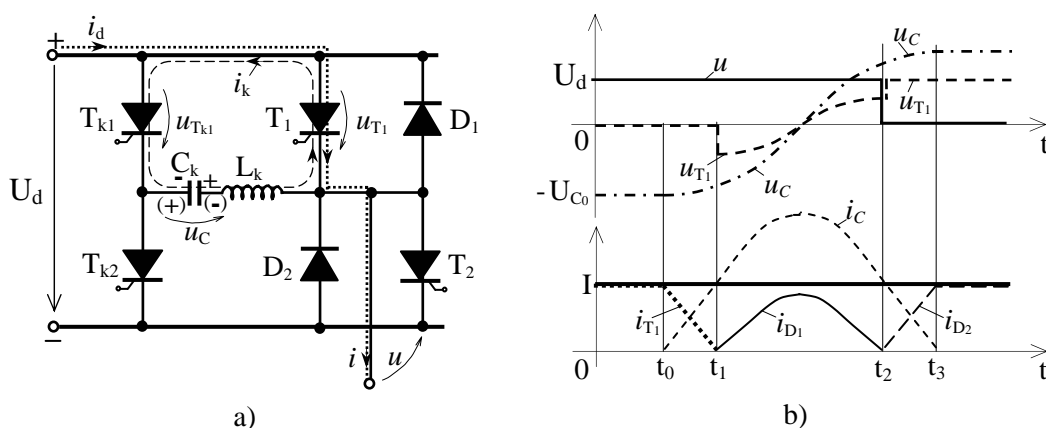


Fig. 6.14. Procesul comutației forțate la inverterul cu stingere pe fază:
a) schema circuitului pentru o fază; b) curbele tensiunilor și curenților.

În momentul anulării curentului i_{T1} , tiristorul T_1 se blochează. Trebuie remarcat că scăderea curentului i_{T1} este relativ lentă, limitarea vitezei de variație obținându-se ca urmare a descărcării condensatorului C_k nu direct pe tiristorul T_1 , ci pe un traseu incluzând și inductanța L_k .

După blocarea tiristorului T_1 , curentul i_c continuă să crească. Intensitatea sa depășește valoarea curentului de sarcină și diferența circulă prin dioda D_1 . Din cauza circuitului $C_k - L_k$, curentul i_c este oscilant. În momentul în care curentul i_c este din nou egal cu I , dioda D_1 se blochează. O diminuare ulterioară a curentului i_c trebuie să fie compensată printr-un curent i_{D2} , ce circulă prin dioda D_2 , astfel încât curentul de sarcină să rămână constant. Dioda D_2 fiind în conducție, tensiunea de ieșire $u(t)$ se anulează; după un interval de timp scurt în momentul t_3 , curentul i_c atinge, de asemenea, valoarea zero.

La sfârșitul comutației forțate, tensiunea u_c la bornele condensatorului C_k , devine pozitivă (polaritatea din paranteze în fig. 6.14,a). Această polaritate permite stingerea, prin amorsarea tiristorului auxiliar T_{k2} a tiristorului T_2 care va conduce pe durata alternanței negative a curentului de sarcină.

În cazul reglajului tensiunii de ieșire prin pulsație este necesară comutarea unui braț al inverterului de mai multe ori pe durata unei alternanțe a tensiunii de ieșire, fapt care impune și reîncărcarea corespunzătoare a condensatorului de stingere. Aceasta se obține prin amorsarea tiristorului auxiliar T_{k2} pe durata de conducție a diodei D_2 , traversată de alternanța pozitivă a curentului de sarcină. Se produce astfel oscilația pe o semiperioadă a circuitului $L_k - C_k$ la sfârșitul căreia tensiunea u_c la bornele condensatorului C_k devine din nou negativă și T_{k2} se blochează. Circuitul de stingere este astfel pregătit pentru o nouă comutație forțată a tiristorului T_1 , traversat de alternanța pozitivă a curentului de sarcină.

Pe duratele alternanțelor negative, reîncărcarea intermediară a condensatorului C_k se realizează prin amorsarea tiristorului auxiliar T_{k1} , atâta timp cât curentul de sarcină traversează dioda D_1 .

Partea a II -a

**ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ
DE PUTERE
– LUCRĂRI PRACTICE –**

Lucrarea nr. 1

SIMBOLURILE ȘI CARACTERISTICILE STATICE ALE ELEMENTELOR DE CIRCUIT

A. NOȚIUNI TEORETICE

1.1. REZISTOARE

Simbolizare:



1.1.1. Rezistoare fixe

Parametri:

- *Rezistența electrică* R – se măsoară în ohmi (Ω)
- *Rezistența nominală* R_n – valoarea marcată pe corpul rezistorului
- *Puterea disipată nominală* P_n (W) – puterea maximă pe care o poate disipa rezistorul la temperatura ambiantă de 70°C , în funcționare continuă, când tensiunea nominală limită nu este depășită: $P_d = RI^2 = GU^2$.
- *Toleranța* – abaterea maximă, în procente (%), a rezistenței de la valoarea nominală.

În funcție de toleranță, valorile rezistențelor sunt împărțite în clase de valori:

$$E_6 (\pm 20\%); E_{12} (\pm 10\%); E_{24} (\pm 5\%); \text{etc.}$$

Numărul seriei arată câte valori sunt cuprinse într-o decadă de valori: $1 \div 10$, $10 \div 100$, $100 \div 1000$, etc. De exemplu, clasa E_6 conține valorile: 1, 1.5, 2.2, 3.3, 4.7, 6.8 pe prima decadă, respectiv aceste valori înmulțite cu 10^n ($n = 1, 2, \dots$) pentru celelalte decade.

Marcarea rezistoarelor: se face în clar sau prin codul culorilor.

Marcarea în clar: $10\Omega \rightarrow 10$, $10K\Omega \rightarrow 10K$, $10M\Omega \rightarrow 10M$,
 $1.5k\Omega \rightarrow 1k5$, $4.7M\Omega \rightarrow 4M7$.

Marcarea prin codul culorilor se face prin benzi colorate:



A \rightarrow prima cifră semnificativă, B \rightarrow a doua cifră semnificativă,

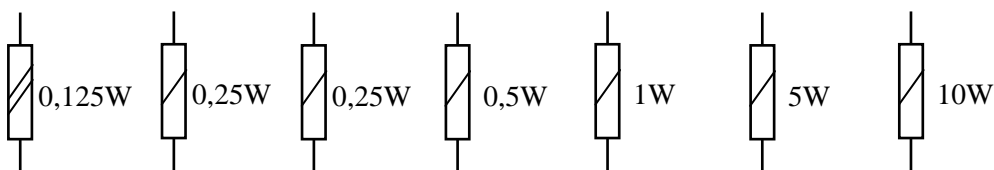
C \rightarrow multiplicator, D \rightarrow toleranță.

Prima cifră semnificativă este dată de banda colorată cea mai apropiată de un terminal. Semnificația culorilor este prezentată în *tabelul L1.1.*

Tabelul L1.1.

	Argin- tiu	Auriu	Negru	Maro	Roșu	Porto- caliu	Gal- ben	Verde	Albas- tru	Violet	Gri	Alb
A	-	-	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
B	-	-	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
C	10^{+2}	10^{+1}	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7		
D	$\pm 10\%$	$\pm 5\%$			$\pm 2\%$				fără culoare: $\pm 20\%$			

În schemele electrice, valorile puterilor nominale se simbolizează astfel:



Variante constructive

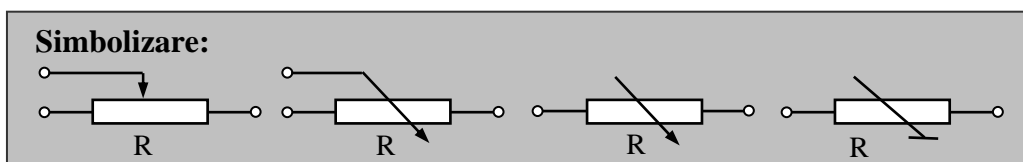
a) **Rezistoare bobinate** – bobinate cu fir rezistiv de manganină, constantan, aliaje Cu – Ni sau Cr – Ni, etc. Exemple:

○ RBC – rezistoare bobinate cimentate – fir bobinat pe un suport elastic din fibră de sticlă, valori: (1 ... 39) Ω , (2, 3, 5, 7, 9)W;

○ RBA, RBT – rezistoare bobinate în corp ceramic, (2 ... 20)W.

b) **Rezistoare peliculare** – cu peliculă de carbon (RCG) sau cu peliculă metalică (RMG, RPM – peliculă de Cr, Ni, W, Tantal, etc.), valori: 10 Ω ÷ 10M Ω , (0.05 ÷ 2)W.

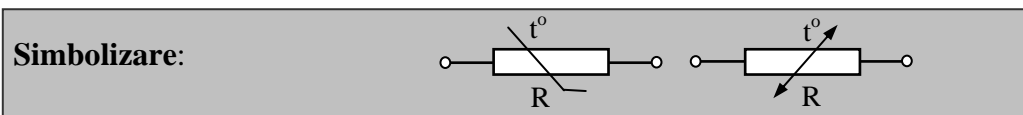
1.1.2. Rezistoare variabile – potențiometre



Variante constructive

- după mișcarea cursorului: liniare, rotative, semireglabile (ajustabile);
- tehnologie: bobinate, cu peliculă metalică, cu peliculă de carbon

1.2. TERMISTOARE



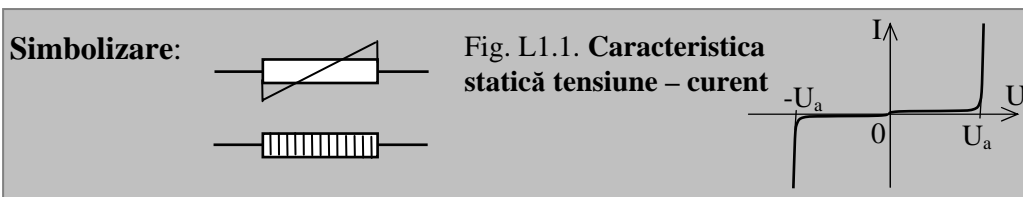
Au o variație mare a rezistenței cu temperatura. Se obțin prin sinterizare la peste 1000°C a pulberilor semiconductoare pe bază de oxizi de Fe, Cr, Mn, Co, Ni.

Coeficientul de temperatură al rezistenței: $\alpha_T = \frac{1}{T} \frac{\Delta R}{\Delta T}$. Uzual $\alpha_T = (3 \div 6)\%/^{\circ}\text{C}$.

- NTC = termistoare cu $\alpha_T < 0$;
- PTC = termistoare cu $\alpha_T > 0$.

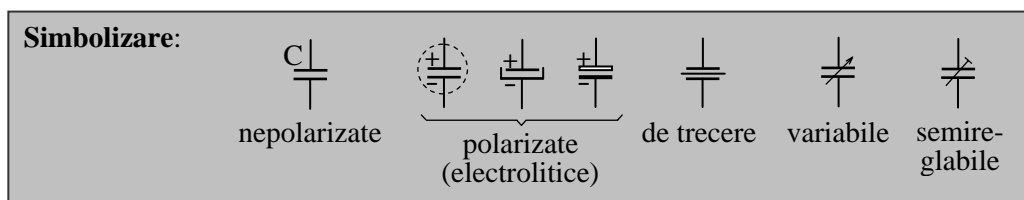
1.3. VARISTOARE

Rezistoare neliniare (semiconductoare) obținute prin sinterizare la temperaturi înalte (peste 1000°C) din pulberi de carbură de siliciu sau oxid de zinc. Rezistența este puternic neliniară, depinzând de tensiunea aplicată.



Varistoarele sunt utilizate pentru protecția la supratensiuni. La creșterea tensiunii la bornele variatorului peste valoarea de amorsare U_a (fig. L1.1), rezistența dinamică scade brusc la zero, limitând supratensiunile la această valoare.

1.4. CONDENSATOARE



Parametri

- o *Capacitatea electrică* C – unitatea de măsură în S.I. se numește Farad (F);
- o *Capacitatea nominală* C_n – valoarea marcată pe condensator;
- o *Tensiunea nominală* U_n – tensiunea continuă ce poate fi aplicată permanent pe terminalele condensatorului, la temperatura maximă de 40°C ;
- o *Tensiunea de categorie* U_c – tensiunea continuă sau alternativă ce poate fi aplicată unui condensator la temperatura maximă a categoriei sale;
- o *Toleranța* – abaterea maximă, în procente (%), a capacității de la valoarea nominală. Ca și în cazul rezistoarelor, condensatoarele sunt grupate în serii de valori: E_6 ($\pm 20\%$); E_{12} ($\pm 10\%$); E_{24} ($\pm 5\%$); etc.

Capacitatea nominală și toleranța pot fi marcate în clar sau, în cazul condensatoarelor ceramice, prin codul culorilor, similar celui din cazul rezistoarelor.

Variante constructive

a) **Condensatoare cu dielectric hârtie** – condensatoare cu hârtie împregnată cu ulei, ceară, cu hârtie metalizată sau cu dielectric mixt (hârtie uleiată și polipropilenă). Au diferite utilizări: condensatoare de c.a. (nepolarizate), de impulsuri, de deparazitare, auto, pentru pornirea motoarelor, pentru protecția redresoarelor, etc.

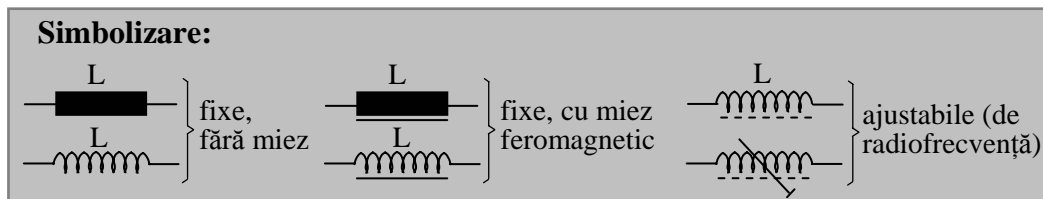
b) **Condensatoare cu dielectric film plastic** – condensatoare cu film plastic de: polietilentereftalat (mylar), polistiren (styroflex), policarbonat sau polipropilenă.

c) **Condensatoare polarizate** – condensatoare electrolitice, condensatoare cu tantal și electrolit solid.

d) **Condensatoare ceramice** – condensatoare ceramice fixe tip disc, plachetă, multistrat; condensatoare ceramice ajustabile de tip disc sau tubulare (trimmer). Au valori cuprinse în domeniul $1,5 \div 1000 \text{ pF}$ și tensiuni înalte, $500\text{V} \div 3\text{kV}$.

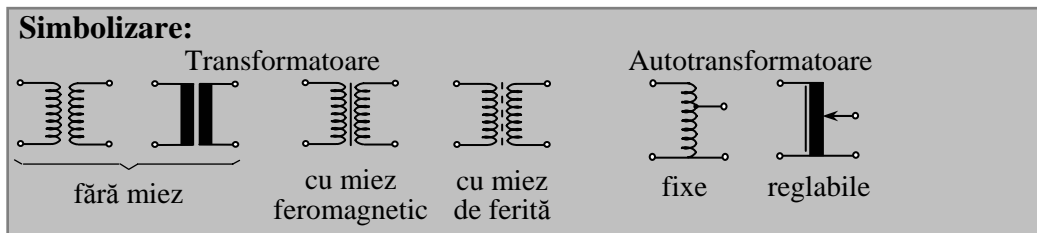
1.5. BOBINE ȘI TRANSFORMATORE

Bobinele pot fi fixe sau variabile (ajustabile), cu sau fără miez.



Parametrii bobinelor: inductivitatea L [H, mH, μH], curentul nominal I_n [A], tensiunea nominală U_n [V], frecvența f [Hz].

Transformatoarele pot fi: fără miez sau cu miez (feromagnetic sau de ferită), de tensiune (de alimentare), de impulsuri, de radiofrecvență, pentru separare galvanică, etc. Pot avea una sau mai multe înfășurări primare și secundare.



Autotransformatoarele sunt transformatoare speciale caracterizate prin faptul că au o singură înfășurare utilizată, atât ca înfășurare primară, cât și ca înfășurare secundară. Pot fi fixe sau reglabile. Dezavantajul principal al autotransformatoarelor este lipsa separării galvanice între circuitul primar și cel secundar.

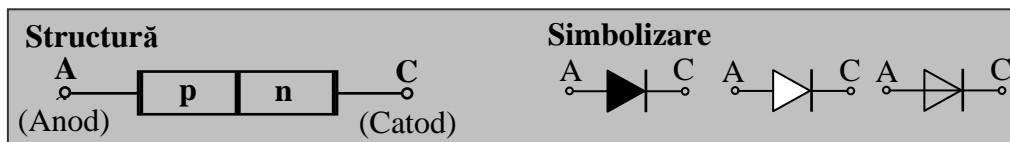
Parametrul caracteristic principal al transformatoarelor (autotransformatoarelor) este *raportul de transformare* dat de raportul numărului de spire din primar și secundar, respectiv de raportul tensiunilor primară și secundară:

$$k = \frac{N_1}{N_2} \cong \frac{U_1}{U_2} . \quad (L1.1)$$

1.6. DIODE SEMICONDUCTOARE

1.6.1. Dioda redresoare

Dioda semiconductoră convențională – **dioda redresoare** – conține două straturi cu tip de conducție diferit care formează joncțiunea p-n la care sunt conectate două terminale: anodul (A) conectat la stratul p și catodul (C) conectat la stratul n.



Caracteristica statică tensiune – curent (volt – amper, V–A) a diodei semiconductoră ideale este reprezentată grafic în figura L1.2. La polarizarea directă prin aplicarea pe anod a unei tensiuni pozitive față de catod, dioda intră în conducție dacă tensiunea depășește valoarea V_p , numită *tensiune de prag*:

$V_p = (0,5 \dots 0,6)V$ – diode cu siliciu;

$V_p = (0,2 \dots 0,5)V$ – diode cu germaniu.

$V_F = (0,7 \dots 1)V$ – căderea de tensiune pe dioda (dioda cu Si) în conducție directă.

La polarizarea inversă (tensiunea pe anod negativă față de catod), dacă tensiunea inversă V_R nu depășește valoarea de străpungere V_{BR} (Breakdown Voltage), dioda este blocată, fiind parcursă de un curent invers foarte mic I_0 , numit și *curent rezidual, de fugă sau de saturație la polarizare inversă*.

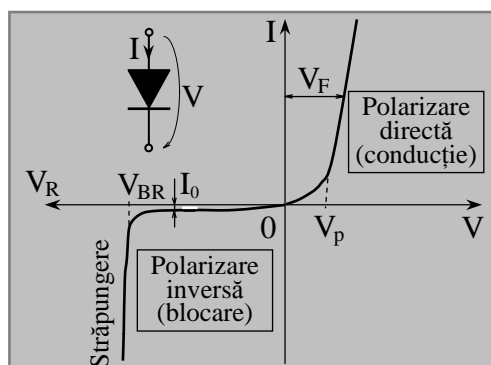
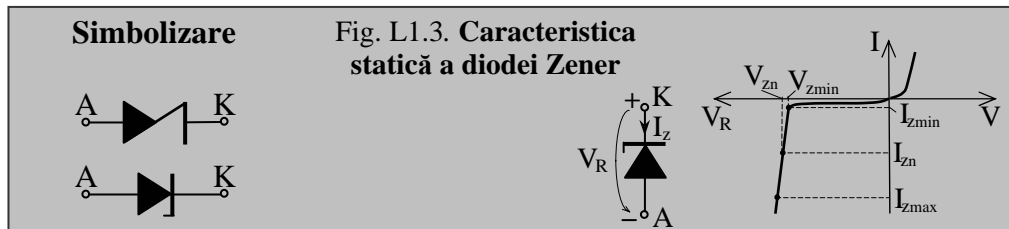


Fig. L1.2. Caracteristica statică V–A a diodei semiconductoră.

1.6.2. Dioda Zener (dioda stabilizatoare de tensiune)

Dioda Zener este utilizată în regim de polarizare inversă (tensiune anodică negativă față de catod), când tensiunea este constantă (stabilizată) pe o plajă largă de variație a curentului (fig. L1.3).



Parametri:

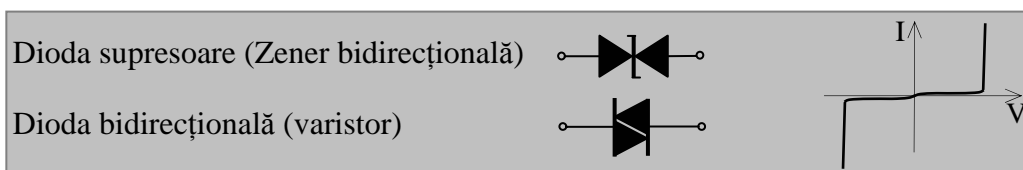
- V_{zn} – tensiunea nominală de stabilizare (pentru un curent I_{zn} specificat);
- I_{zmax} – curentul invers maxim în regim de stabilizare;
- α_{vz} – coeficient de variație a tensiunii stabilizate cu temperatura;
- P_{dmax} – puterea disipată maximă.

Exemple

DZ1 ÷ DZ51 : $P_{dmax} = 0,4W$, $V_{zn} = (0,75 ÷ 51)V$, $\alpha_{vz} = (-20 ÷ 12) \cdot 10^{-4}/^{\circ}C$;

PL3V3Z ÷ PL200Z : $P_{dmax} = 1W$, $V_{zn} = (3,3 ÷ 200)V$, $\alpha_{vz} = (-6 ÷ 10) \cdot 10^{-4}/^{\circ}C$.

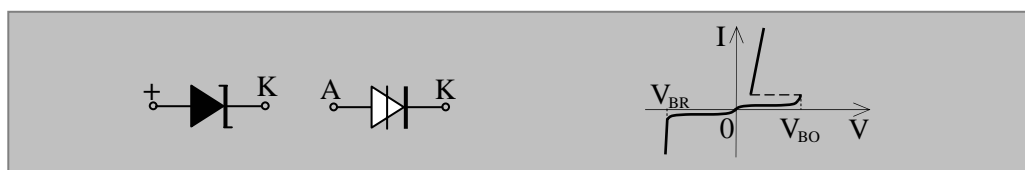
1.6.3. Dioda cu efect de străpungere bidirecțional



1.6.4. Dioda rapide de comutație

Din această categorie, în electronica de putere se utilizează mai des:

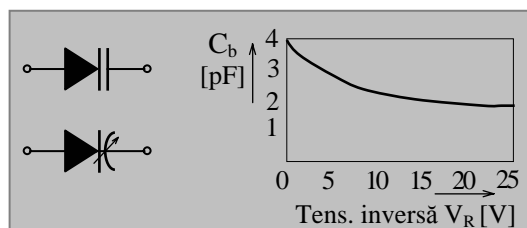
- diode difuzate cu joncțiuni p-n ($t_{off} \geq 5\mu s$, $I_n \leq 1000A$);
- diode cu contact metal – semiconductor sau dioda Schottky



Dioda Schottky folosește în locul joncțiunii semiconductoare p-n o joncțiune de tip metal – semiconductor. Este numită și tiristor – diodă cu blocare în invers, caracteristica statică tensiune – curent ($V-A$) fiind similară celei a tiristoarelor. Timpii de comutație (de blocare) sunt foarte mici, $t_{off} = (0,05 ÷ 0,1)\mu s$, curenți între 1 ÷ 80A.

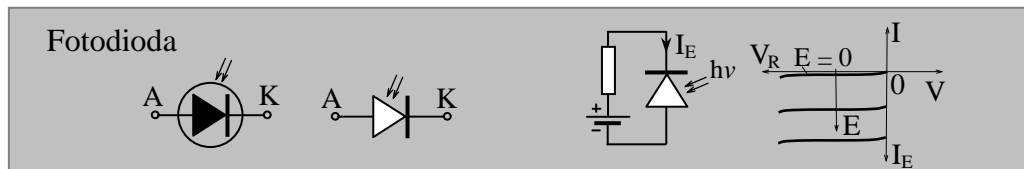
1.6.5. Dioda varicap

Folosește proprietatea joncțiunii p-n de a prezenta, la polarizare inversă, o capacitate dependentă de tensiunea inversă V_R aplicată.



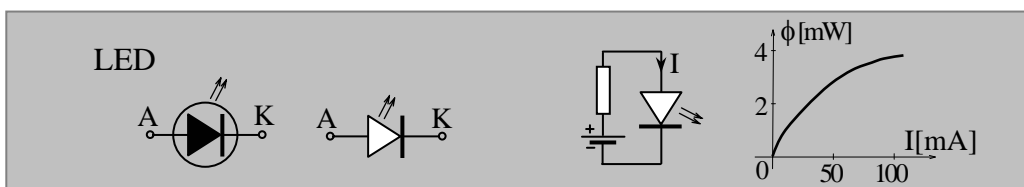
1.6.6. Fotodioda

Fotodioda utilizează fenomenul generării perechilor de electron – gol al joncțiunii p-n sub influența luminii. La polarizare inversă, intensitatea curentului (fotocurentului) I_E fotodiodei este dependent de valoarea iluminării E .



1.6.7. Dioda electroluminiscentă (LED)

Diodele electroluminiscente (LED – Light Emitting Diodes) sunt joncțiuni semiconductoare care, polarizate direct, emit radiații optice (fotoni) în zonele sau infraroșu ale radiației electromagnetice.



1.7. TRANZISTOARE

1.7.1. Tranzistorul bipolar

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv semiconductor comandabil cu trei straturi pnp sau npn, având trei terminale: colectorul – C, emitorul – E, baza – B.

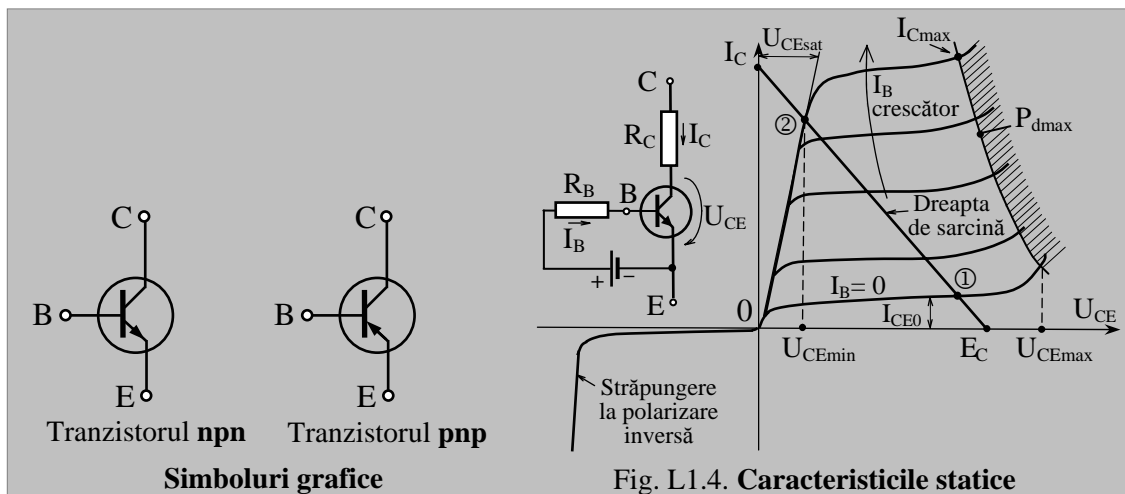


Fig. L1.4. Caracteristicile statice

În regim liniar, curentul de colector I_C este o funcție de curentul de bază I_B :

$$I_C = \beta_N I_B + I_{CE0} \quad (L1.2)$$

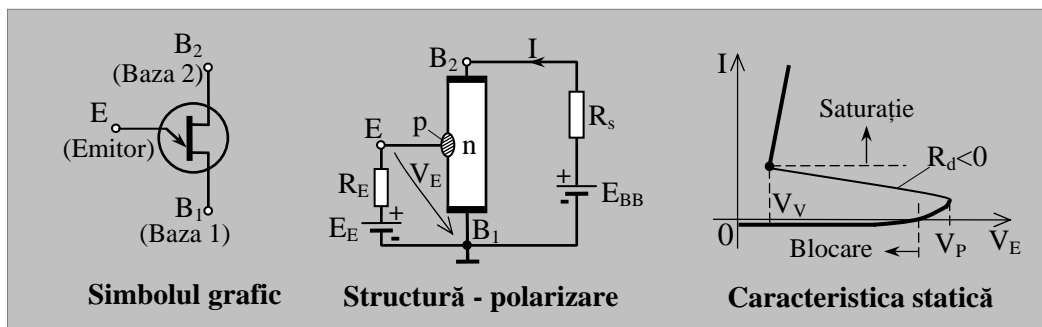
în care β_N (notat și cu β_F sau h_{21E}) este coeficientul de amplificare în curent bază – emitor, $I_{CE0} = (\beta_N + 1)I_{CB0}$ este curentul rezidual direct colector – emitor, I_{CB0} – curentul rezidual al joncțiunii colector – bază la polarizare inversă.

Ecuția dreptei de sarcină este:

$$E_C = R_C I_C + U_{CE} \quad (L1.3)$$

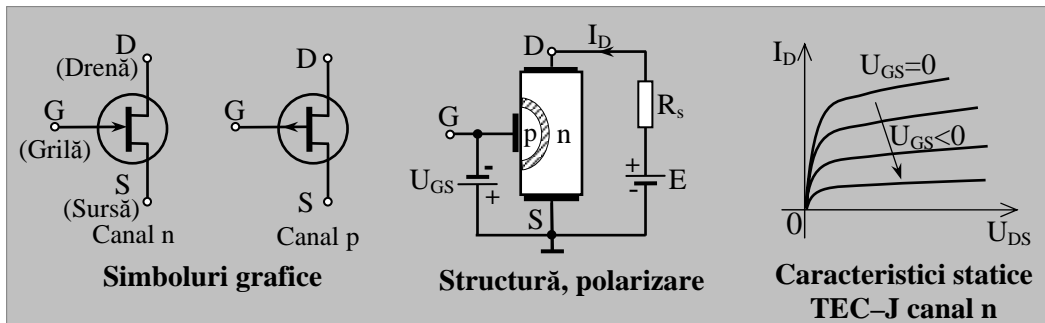
Pentru o anumită tensiune colector – emitor U_{CE} la $I_B = 0$, tranzistorul este blocat și prin acesta circulă curentul rezidual I_{CE0} (punctul ① din fig. L1.4). Prin creșterea curentului de bază I_B se poate ajunge în zona de saturație (punctul ② din fig. L1.4), când prin tranzistor circulă un curent de colector mare la o tensiune de saturație relativ mică ($U_{CEsat} \cong 0,5V$).

1.7.2. Tranzistorul unijoncțiune (TUJ)

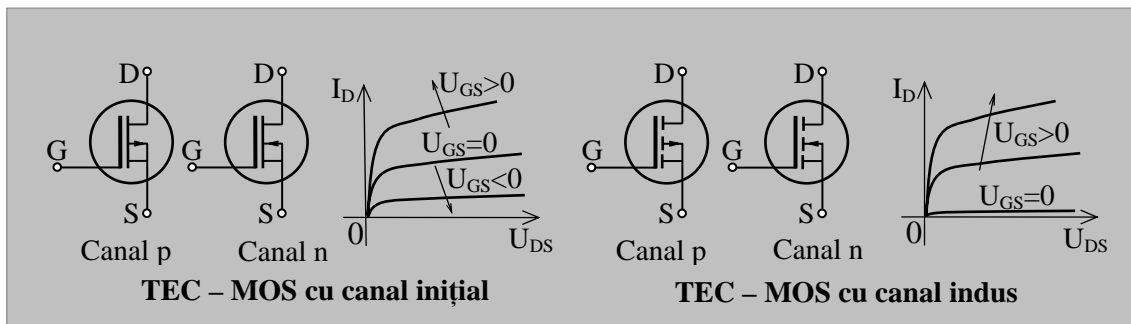


1.7.2. Tranzistoare cu efect de câmp (TEC)

a) Tranzistoare cu poartă joncțiune (TEC – J)



b) Tranzistoare cu poartă izolată (TEC – MOS)



1.8. TIRISTOARE

1.8.1. Tiristorul convențional (SCR)

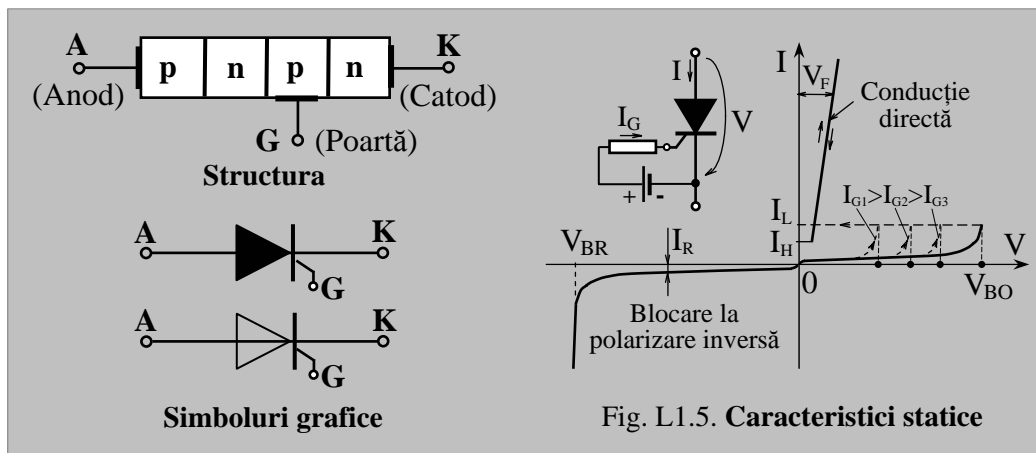
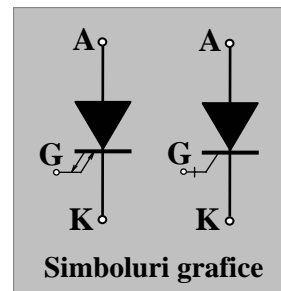


Fig. L1.5. Caracteristici statice

1.8.2. Tiristorul cu blocare pe poartă (GTO)

Tiristorul cu blocare pe poartă GTO (Gate Turn-Off Thyristor) este un dispozitiv semiconductor de putere cu structură pnpn denumit și tiristor bioperațional, care poate fi comandat integral (amorsat și respectiv, blocat) prin aplicarea de semnale corespunzătoare pe poartă: cu semnal pozitiv poate fi trecut în conducție și cu semnal negativ poate fi blocat fără a fi necesară inversarea polarității tensiunii dintre anod și catod.



Simboluri grafice

1.9. TRIACUL

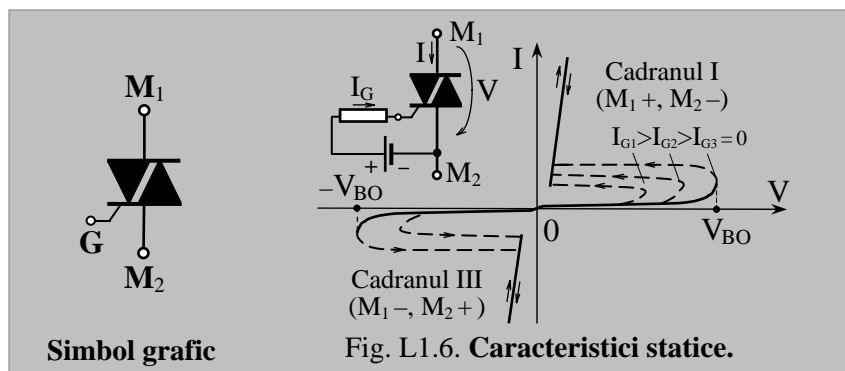


Fig. L1.6. Caracteristici statice.

1.10. TRANZISTORUL BIPOLAR CU GRILĂ IZOLATĂ (IGBT)

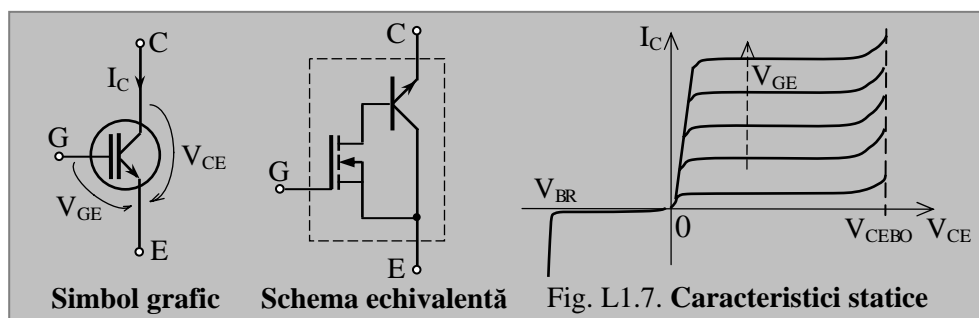


Fig. L1.7. Caracteristici statice

B. STUDIUL EXPERIMENTAL

B1. TRASAREA CARACTERISTICILOR STATICE ALE DIODELOR SEMICONDUCTOARE

Se ridică experimental, prin puncte, caracteristica statică (în curent continuu) tensiune – curent a unei diode redresoare și a unei diode Zener. În acest scop se realizează un montaj ca cel din figura L1.8.

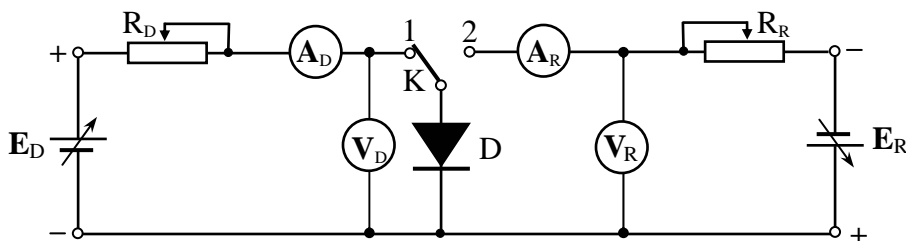


Fig. L1.8. Schema de montaj pentru trasarea caracteristicii statice a diodei.

Sursele de tensiune reglabilă E_D și E_R , reostatele R_D și R_R , precum și aparatele de măsură se aleg funcție de parametrii diodei semiconductoare D , astfel încât să poată fi trasate ambele ramuri ale caracteristicii statice.

Cu comutatorul K pe poziția 1, se reglează tensiunea sursei E_D și rezistența reostatului R_D pentru a putea determina un număr suficient de puncte ale caracteristicii, până la valoarea maximă admisă a curentului diodei.

Pentru trasarea caracteristicii diodei în regim de polarizare inversă (blocare, comutatorul K pe poziția 2), s-a inversat poziția ampermetrului față de voltmetru (montaj amonte), deoarece curentul invers are valori foarte mici. Pentru măsurarea curentului de saturație la polarizare inversă, A_R este un miliampermetru (microampermetru) de precizie mare. Se trasează ramura caracteristicii corespunzătoare regimului de blocare (cadranul III), fără a depăși valoarea de străpungere a tensiunii inverse V_{BR} .

Se înlocuiește dioda redresoare D cu o diodă Zener și procedând în mod similar se determină punctele caracteristicii tensiune – curent, fără a depăși valoarea maximă admisă a puterii disipate pentru dioda utilizată.

Se determină caracteristica statică a diodei semiconductoare prin simulare pe calculator utilizând programul *Electronics Workbench* (EWB). Se realizează o schemă de studiu prin simulare ca cea din figura L1.9.

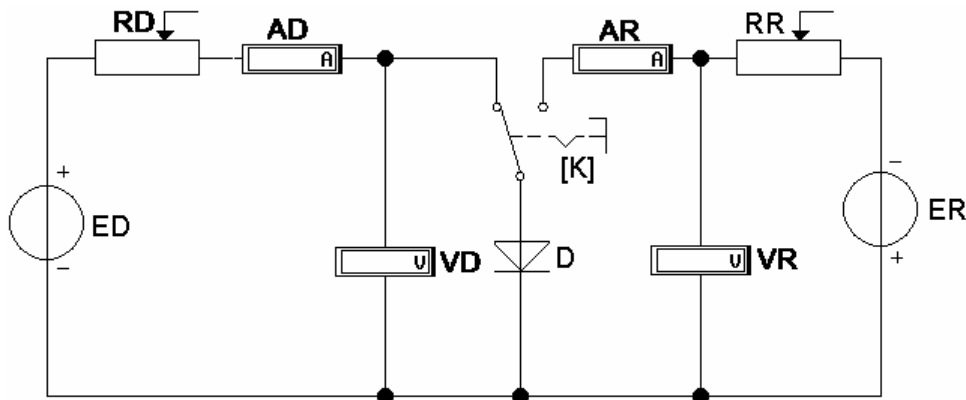


Fig. L1.9. Schema de studiu prin simulare EWB a caracteristicii statice a diodei.

B2. TRASAREA CARACTERISTICII STATICE A TIRISTORULUI CONVENȚIONAL

Pentru trasarea caracteristicii statice tensiune – curent a tiristorului se realizează schema de montaj din figura L1.10.

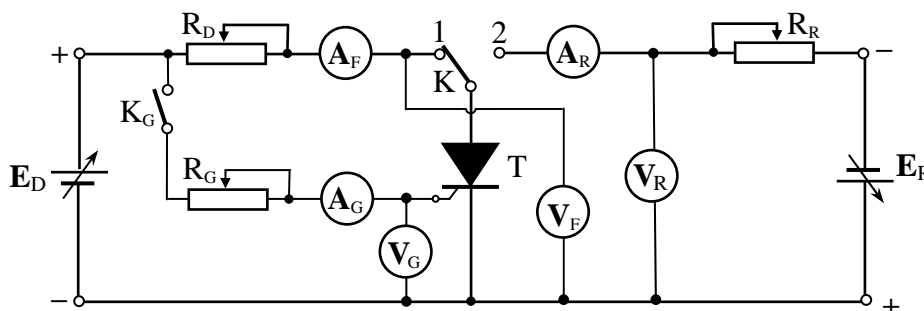


Fig. L1.10. Schema de montaj pentru determinarea caracteristicii statice a tiristorului convențional

Alegerea surselor de tensiune reglabilă și a aparatelor de măsură și reglare se face pe baza datelor de catalog ale tiristorului pentru a permite trasarea caracteristicii statice între valorile maxime admise ale tensiunilor și curenților.

Cu comutatorul K pe poziția 1 se trasează ramura din cadranul I la polarizarea directă a tiristorului. Înainte de conectarea sursei de tensiune E_D se fixează reostatele R_D și R_G pe valorile maxime ale rezistențelor acestora. Cu întrerupătorul K_G deschis (fără comanda porții) se scade ușor rezistența reostatului R_D și se crește tensiunea sursei notând valorile curentului prin tiristor măsurat de A_F (conectat ca micro- sau mili-ampermetru) și ale tensiunii directe pe tiristor V_F . Se evită atingerea valorii tensiunii de străpungere (basculare) în direct, V_{BO} , indicată în catalog.

Se închide întrerupătorul K_G și se reglează curentul de poartă la o valoare I_{G1} la care se asigură intrarea în conducție a tiristorului. Se reglează reostatul R_D și se citesc valorile tensiunii V_F și curentului I_F fără a se depăși valoarea maximă admisă. Se determină cu precizie valorile limită: V_{BO1} – tensiunea de basculare, I_{L1} – curentul minim de agățare, I_{H1} – curentul de menținere.

Se reia procesul pentru alte două valori ale curentului de poartă, $I_{G3} > I_{G2} > I_{G1}$, fără a depăși valoarea maxim admisă I_{GM} a acestuia. Se consemnează concluziile privind modificarea valorilor limită V_{BO} , I_L , I_H cu curentul de comandă a porții I_G .

Cu poarta necomandată (întrerupătorul K_G deschis), se trece comutatorul K pe poziția 2 și se determină ramura caracteristicii statice din cadranul III (polarizare inversă) la valori ale tensiunii inverse V_R inferioare tensiunii de străpungere V_{BR} .

Ca și în cazul diodei, se trasează prin simulare pe calculator caracteristica statică a tiristorului, utilizând o schemă de simulare EWB concepută pe baza schemei din figura L1.10.

Se vor trece în referat caracteristicile obținute experimental și prin simulare, schemele de simulare și se vor consemna concluziile studiului efectuat în cadrul lucrării de laborator.

Lucrarea nr. 2

CONTACTOARE STATICE DE CURENT CONTINUU

2.1. CONSIDERAȚII GENERALE

În comutația circuitelor electrice se utilizează, tot mai mult, aparate de comutație statică: relee, contactoare, întreruptoare. Față de aparatele de comutație electromecanice, cele statice prezintă următoarele avantaje: frecvență de comutație cu mult mai mare, putere de comandă redusă, timpi de închidere și deschidere a circuitului cu mult mai mici, sunt silențioase, pot funcționa în orice poziție, sunt rezistente la vibrații și șocuri, au gabarit redus, pot funcționa în medii care prezintă pericol de explozie. Aparatele de comutație statică prezintă, în comparație cu cele electromecanice, următoarele dezavantaje: cădere de tensiune mai mare în starea "închis"; nivel de izolare mai mic a sarcinii față de sursă în starea "deschis"; preț de cost mai mare.

Datorită avantajelor menționate, aparatele de comutație statică sunt cu mult mai rapide, mai sigure în funcționare și au o durată de viață cu mult mai mare decât a celor electromecanice.

Releele, contactoarele și întreruptoarele statice de curent continuu sunt cazuri particulare ale variatoarelor de curent continuu cu funcționare în regim închis – deschis. Cele destinate comutației circuitelor electrice de c.c. de mică putere se realizează, cu precădere, cu tranzistoare sau tiristoare cu revenire pe poartă, iar cele destinate comutației circuitelor electrice de c.c. de mare putere se realizează cu tiristoare.

2.2. CONTACTOARE STATICE DE C. C. CU TIRISTOARE

Contactorul static de curent continuu este un echipament electronic capabil de a conecta și deconecta o sarcină (consumator) la, respectiv de la o sursă de alimentare de c.c., numai în regim nominal și la suprasarcini de serviciu.

În practică, cele mai răspândite contactoare statice sunt cele realizate cu ajutorul tiristoarelor. Datorită faptului că tiristoarele au o rezistență foarte mare în stare blocată și o rezistență foarte mică în conducție directă, precum și frecvențe de comutație de ordinul a 10 ... 20 kHz, sunt larg utilizate în construcția variatoarelor de c.c., în particular a contactoarelor statice de puteri mari.

Se cunoaște că tiristoarele convenționale (SCR) pot fi aduse în stare de comutație prin aplicarea unei comenzi pe poartă, dar nu au posibilitatea de a fi blocate prin intermediul porții. Odată deschis (amorsat), tiristorul convențional nu-și poate recăpăta rezistența la curentul direct decât reducând practic la zero curentul și menținându-l în această stare un interval de timp mai mare decât timpul de dezamorsare (t_q) specificat în catalog.

În cazul contactoarelor statice de c.c., alimentarea făcându-se de la o sursă de tensiune continuă, blocarea tiristoarelor devine mai dificilă, fiind necesare circuite speciale de stingere. Drept circuite de stingere întâlnim:

- stingerea prin circuit de sarcină rezonant (comutație forțată clasa A);
- stingerea cu circuit rezonant auxiliar (clasa B);
- stingerea cu condensator și tiristor auxiliar (clasa C);
- stingerea cu circuit LC și tiristor auxiliar (metodă clasa D);
- stingerea cu sursă de impulsuri exterioară (metodă de clasă E).

Circuitul energetic al contactoarelor statice de c.c. poate folosi, în principiu, oricare din circuitele de stingere prezentate, dar cel mai des se construiesc contactoare statice cu comutație forțată cu condensator și tiristor auxiliar (clasa C), respectiv cu circuit LC și tiristor auxiliar (clasa D). Structura dispozitivului de comandă al contactoarelor statice depinde de natura și regimul de funcționare al receptoarelor pe care le deservesc.

În cazul comutării neperiodice a circuitelor, la intervale de timp mari, comanda contactoarelor poate fi realizată cu circuite de comandă simple, cu comandă manuală prin butoane de comandă. Un exemplu de astfel de schemă este prezentată în figura L2.1.

Prin închiderea butonului B_a pentru un scurt interval de timp, pe poarta tiristorului T se aplică semnal de comandă și acesta intră în conducție, conectând astfel sarcina R_s la sursa de alimentare de c.c. (contactorul este închis sau anclanșat). La intrarea în conducție a tiristorului, condensatorul C se încarcă prin rezistorul R cu polaritatea indicată în figură până la o tensiune apropiată de tensiunea U a sursei de alimentare. Blocarea tiristorului T are loc la închiderea butonului B_d pentru un scurt interval de timp, interval în care, pe tiristor, se aplică tensiunea condensatorului cu minus la anod și plus la catod, realizându-se astfel polarizarea inversă a acestuia. În același timp, curentul de sarcină a tiristorului este preluat de condensator și tiristorul iese din conducție. Dacă sarcina are caracter inductiv, pentru evitarea supra-tensiunilor care ar apărea datorită variației bruște a curentului la blocarea tiristorului, în paralel cu sarcina se montează dioda D.

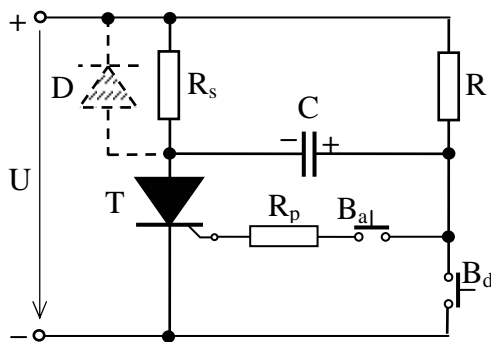


Fig. L2.1. Contactor static cu comandă manuală cu un singur tiristor.

Schema prezentată în figura L2.1, cu un singur tiristor, are dezavantajul că prin butonul de declanșare B_d , la închiderea acestuia, circulă un curent de valoare mare până când se schimbă polaritatea condensatorului. Așadar, schema utilizează contacte mecanice care lucrează la valoarea curentului de sarcină și la tensiuni mari, ceea ce anulează practic avantajul utilizării unui tiristor ca element de comutație statică.

Acest dezavantaj poate fi eliminat prin utilizarea în locul butonului B_d din schema din figura L2.1 a unui tiristor auxiliar sau de stingere T_2 , obținându-se schema prezentată în figura L2.2.

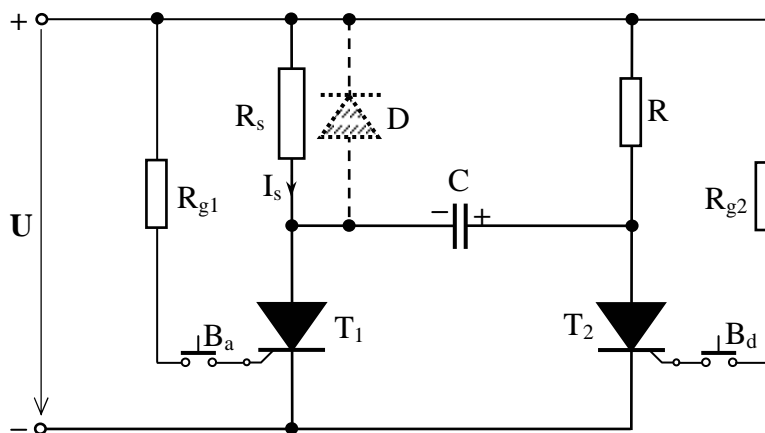


Fig. L2.2. Schema contactorului static de c.c. cu comandă manuală cu două tiristoare.

Prin închiderea butonului B_a un scurt interval de timp, tiristorul T_1 trece în stare de conducție. Se închide astfel circuitul de sarcină, iar condensatorul C se încarcă prin rezistorul R cu polaritatea din figură până la o tensiune apropiată de tensiunea U a sursei de alimentare. Blocarea tiristorului T_1 are loc amorsând tiristorul T_2 prin închiderea butonul B_d un scurt interval de timp. Prin amorsarea tiristorului T_2 , pe tiristorul principal T_1 se aplică tensiunea de pe condensatorul C cu "–" la anod și "+" la catod. După descărcarea condensatorului, tiristorul T_2 se stinge deoarece rezistența R limitează curentul ce-l parcurge sub valoarea curentului de menținere I_{H2} . Dacă sarcina are un caracter rezistiv-inductiv, pentru evitarea supratensiunii care ar apare datorită variației foarte bruște a curentului la blocarea tiristorului, în paralel cu sarcina se montează dioda de descărcare D .

În momentul aplicării tensiunii inverse pe tiristor curentul prin rezistența de sarcină are expresia

$$i_s(t) = \frac{2U}{R_s} \cdot e^{-t/(CR_s)}, \quad (L2.1)$$

iar tensiunea la bornele tiristorului T_1 este

$$u_{T1}(t) = U - R_s i_s = U(1 - 2e^{-t/(CR_s)}). \quad (L2.2)$$

Din anularea expresiei (L2.2) rezultă timpul de polarizare inversă a tiristorului T_1 :

$$t_1 = R_s C \cdot \ln 2 = 0,69 \cdot R_s C = 0,69 \frac{U}{I_s} C \quad (L2.3)$$

unde I_s este valoarea curentului continuu de sarcină în regim staționar.

Pentru a realiza comutația este necesar ca timpul de polarizare inversă t_1 să fie mă mare decât timpul de blocare la polarizare inversă t_q al tiristorului și deci, pentru valoarea capacității condensatorului de comutație, rezultă expresia:

$$C > \frac{t_q}{R_s \ln 2} = \frac{I_s t_q}{0,69 \cdot U} = 1,45 \frac{I_s t_q}{U}. \quad (L2.4)$$

2.3. PROGRAMUL LUCRĂRII

În cadrul lucrării de laborator se studiază experimental și prin simulare pe calculator contactorul static de curent continuu cu schema electronică din figura L2.2.

În prima etapă, la partea experimentală a lucrării se va realiza schema de montaj a contactorului static pentru care se dau:

- sarcina este pur rezistivă constituită de o lampă cu incandescență cu parametri nominali: $U_n = 24 \text{ V}$, $P_n = 40 \text{ W}$;
- montajul se alimentează de la o sursă de c.c. la tensiunea $U = 24 \text{ V}$;
- tipul celor două tiristoare T_1 și T_2 cu datele de catalog necesare, montate pe o platformă cu pini pentru conectarea celorlalte elemente ale schemei și borne pentru legăturile exterioare.

Se determină valorile rezistențelor R_{g1} , R_{g2} și R și capacitatea condensatorului C de stingere pe baza datelor de mai sus. Se aleg valori acceptabile pentru aceste elemente de circuit și se realizează montajul.

În montajul experimental, se micșorează valoarea capacității condensatorului de stingere până la limita blocării tiristorului T_1 . Pe baza acestei valori minime a capacității se determină valoarea reală a timpului de dezamorsare a tiristorului principal.

În a doua etapă se efectuează studiul prin simulare pe calculator a aceluiași tip de contactor static, utilizând programul Electronics Workbench (EWB). Se realizează schema de simulare din figura L2.3, utilizând elemente de circuit cu parametri similari sau identici cu cei ai elementelor folosite în montajul experimental. Se studiază curbele de variație ale tensiunilor pe cele două tiristoare și curba de variație a curentului de sarcină pe durata proceselor de comutație.

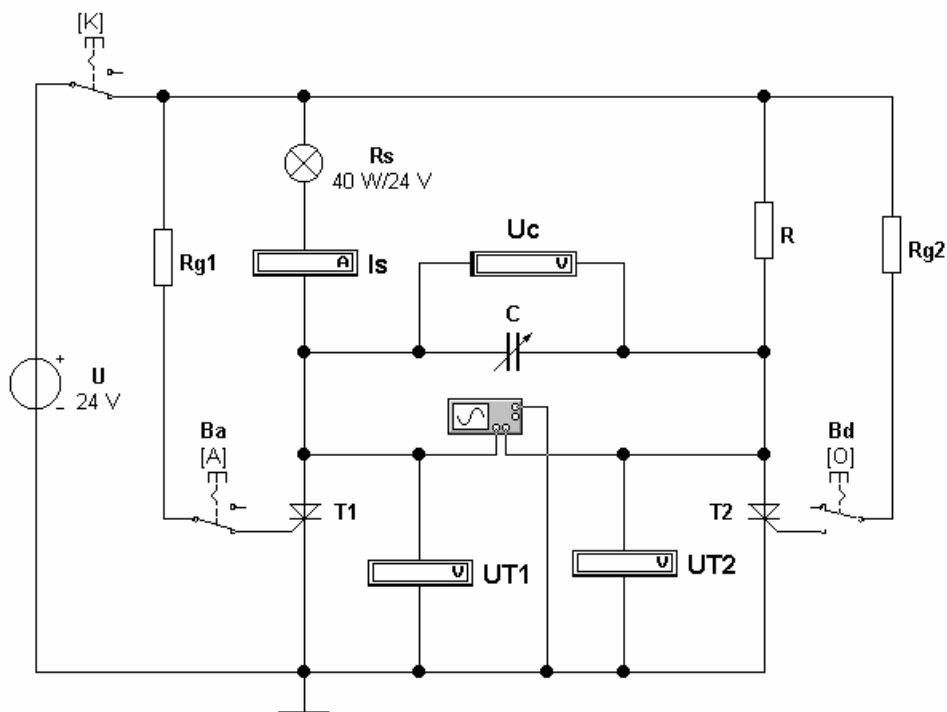


Fig. L2.3. Schema de simulare EWB pentru studiul contactorului static de c.c.

Lucrarea nr. 3

ÎNTRERUPĂTOARE STATICE DE CURENT CONTINUU

3.1. CONSIDERAȚII GENERALE

În gama echipamentelor de comutație statică sunt cuprinse contactoarele și întrerupătoarele statice care reprezintă un caz particular al variatoarelor de curent și care uneori pot să le înlocuiască pe cele electromecanice. Spre deosebire de variatoarele de curent (continuu și alternativ), contactoarele și întrerupătoarele statice realizează numai funcția de comutare a circuitelor, nu și modificarea valorii efective a tensiunii de ieșire.

Drept elementele de conectare și deconectare a unei sarcini se pot utiliza tranzistoare, tiristoare sau triace, în cazul comutației statice sau contacte mecanice, în cazul comutației dinamice (electromecanice). O comparație între aceste moduri de comutație poate fi urmărită în tabelul L3.1.

Comparație între comutația electromecanică și cea statică

Tabelul L3.1.

Caracteristici	Comutație electromecanică	Comutație statică
Durata de viață	0 ($10^7 \div 10^8$ acționări)	++
Pierderi de putere	+	-- (cădere de tensiune, $\Delta U = 1 \div 2V$)
Volum	+	-
Preț	+	-
Frecvența de comutație	0	++
Absența întreținerii	0	++
Fiabilitate	0	+
Absența zgomotului	-	++
Stabilitatea la scurtcircuit, suprasarcină	+	-

Notă: scara de valori este: ++, +, 0, -, --.

Deși prețul și pierderile în conducție ale dispozitivelor de comutație statică sunt deocamdată mai mari decât ale dispozitivelor electromecanice, înlocuirea dispozitivelor de comutație dinamică cu cele electronice este recomandabilă, ținând seama de unele avantaje cum sunt: nu au contacte în mișcare și de aceea au o fiabilitate ridicată; durată mare de viață; întreținere simplă; rezistență la șocuri și vibrații; răspuns foarte rapid la comenzi; pot lucra în medii corosive sau cu pericol de explozie.

3.2. ÎNTRERUPĂTOARE STATICE DE CURENT CONTINUU CU TIRISTOARE

Circuitul energetic al întrerupătoarelor cu tiristoare are o structură similară cu cea a contactoarelor statice. Deosebirea constă în aceea că întrerupătoarele se dimensionează astfel încât să permită comutația circuitelor atât în regim nominal, cât și în regim de avarie (la supracurenți). Comanda întrerupătoarelor, ca și în cazul contactoarelor, este dependentă de natura și regimul de funcționare a receptoarelor pe care le deservesc și se realizează manual – cu circuite de comandă simple, sau automat – cu dispozitive de comandă electronice.

Întrerupătoarele statice de c.c. cu tiristoare sunt folosite pentru realizarea unor funcții cum sunt: protecția pe partea de curent continuu a redresoarelor și invertoarelor de putere; protecția receptoarelor la supracurenți; trecerea automată pe receptorul de rezervă sau pe alimentarea de rezervă în cazul defectării receptorului de bază, respectiv a sursei de alimentare principale, etc.

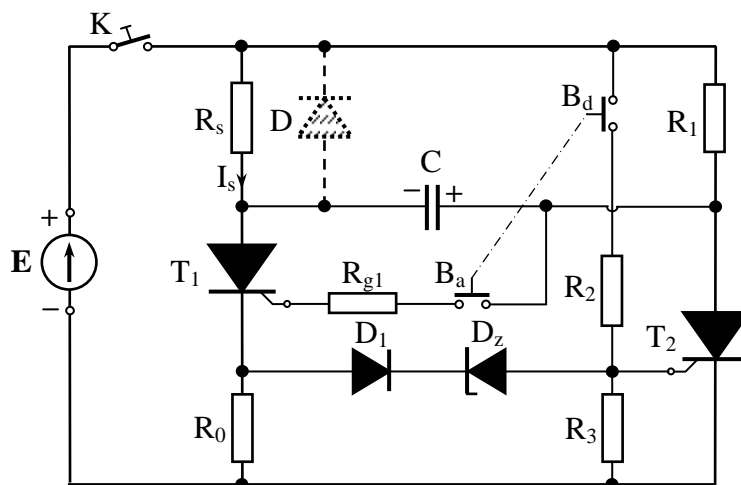


Fig. L3.1. Întrerupător static de c.c. cu comandă manuală.

În figura L3.1 este reprezentată schema unui întrerupător static cu tiristoare cu protecție la suprasarcină. La închiderea butonului de anclanșare B_a , tiristorul T_1 comută direct, sarcina fiind pusă sub tensiune, iar condensatorul C începe să se încarce pe traseul $+E, R_1, T_1, R_0, -E$ cu polaritatea indicată în figură. Deschiderea circuitului de sarcină are loc, fie ca urmare a închiderii pentru scurt timp a butonului de declanșare B_d , fie ca urmare a creșterii curentului de sarcină peste o anumită valoare. În primul caz, tiristorul T_2 trece în starea de conducție datorită aplicării în circuitul de comandă a căderii de tensiune de pe rezistorul R_3 ; în al doilea caz, trecerea în conducție a tiristorului T_2 este determinată de căderea de tensiune de pe rezistorul R_0 care se aplică circuitului de comandă prin dioda D_1 și dioda Zener D_z .

În ambele cazuri, prin trecerea în conducție a tiristorului T_2 , tensiunea condensatorului C , cu polaritatea indicată în figură, se aplică tiristorului T_1 provocând blocarea acestuia. După blocarea tiristorului T_1 , tiristorul T_2 rămâne în conducție dacă rezistența R_1 se alege astfel încât curentul anodic I_{A2} îndeplinește condiția

$$I_{A2} = \frac{E}{R_1} > I_{H2}, \quad (L3.1)$$

unde I_{H2} este curentul de menținere a tiristorului T_2 .

Butoanele de comandă B_a și B_d au un blocaj mecanic pentru a nu fi acționate simultan, în acest fel evitându-se comanda simultană a tiristoarelor, ceea ce ar avea ca urmare imposibilitatea deconectării circuitului de sarcină. Dioda D_1 previne șuntarea porții tiristorului T_2 de către rezistorul R_0 la comanda normală a tiristorului, având în vedere că în acest caz dioda Zener este polarizată în sens direct. În cazul sarcinilor rezistiv-inductive, în paralel cu sarcina se conectează dioda D .

O restricție care se impune acestui întrerupător este aceea că nu este permisă reconectarea sarcinii cât timp nu a dispărut cauza care a produs supracurentul. Dacă tiristorul T_1 este comutat direct, în starea corespunzătoare menținerii în circuit a supra-curentului, pe rezistorul R_0 apare o cădere de tensiune suficient de mare pentru comanda trecerii în conducție a tiristorului T_2 . Tiristorul T_2 nu poate însă comuta direct, cât timp tensiunea condensatorului nu-și schimbă polaritatea anterioară ($U_C = -E$). Cum timpul necesar schimbării polarității este relativ mare ($t = 0,69R_1C$), poate surveni distrugerea tiristorului T_1 . Pentru evitarea acestei avarii, circuitul de comandă al tiristorului T_1 se alimentează de la anodul lui T_2 . În acest caz, cât timp tiristorul T_2 se află în stare de conducție, tiristorul T_1 nu poate fi comutat direct deoarece căderea de tensiune pe tiristorul T_2 este insuficientă pentru comanda tiristorului T_1 . Repunerea în funcțiune a întrerupătorului poate fi făcută numai după scoaterea din funcțiune a tiristorului T_2 prin întreruperea alimentării cu ajutorul contactului K .

3.3. ÎNTRERUPĂTOARE STATICE DE C.C. CU REANCLANȘARE AUTOMATĂ

Se construiesc și întrerupătoare statice de c.c. cu reanclanșarea automată a sarcinii după dispariția cauzei care a provocat supracurentul. O schemă de acest tip este prezentată în figura L3.2.

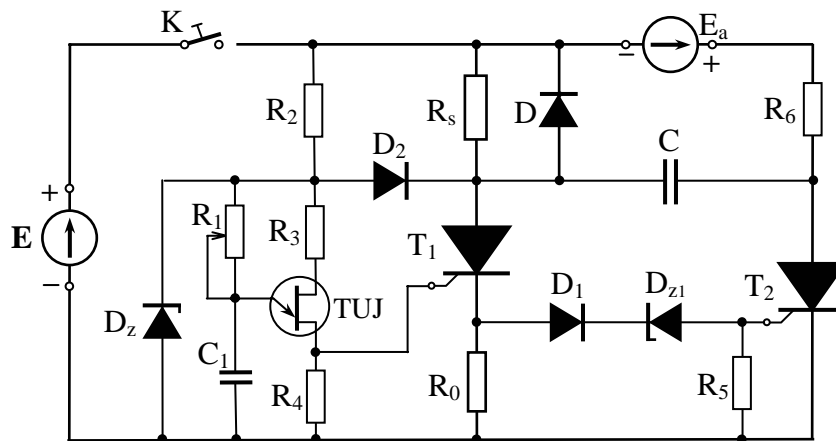


Fig. L3.2. Întrerupător static de c.c. cu reanclanșarea sarcinii.

La închiderea întrerupătorului K, o parte din tensiunea sursei de alimentare, egală tensiunea diodei Zener D_z , se aplică oscilatorului de relaxare cu tranzistor unijoncțiune TUJ care, după un interval de timp determinat de constanta de timp $\tau_1 = R_1 C_1$, generează un impuls de comandă datorită căruia tiristorul T_1 trece în stare de conducție. Prin trecerea în starea de conducție a tiristorului T_1 se închide circuitul de sarcină, iar funcționarea oscilatorului încetează deoarece căderea de tensiune pe dioda D_2 , pe tiristorul T_1 și pe rezistența R_0 este prea mică. La creșterea curentului de suprasarcină peste o anumită valoare, căderea de tensiune pe rezistența R_0 determină trecerea în conducție a tiristorului T_2 și prin aceasta blocarea tiristorului T_1 . După blocarea tiristorului T_1 , reintră în funcțiune oscilatorului de relaxare, care comandă din nou tiristorul T_1 . Dacă, după comutarea directă a tiristorului T_1 , a dispărut cauza care a generat supracurentul, tiristorul T_1 rămâne în stare de conducție. În caz contrar, tiristorul T_2 trece din nou în starea de conducție, blocând tiristorul T_1 , ș.a.m.d., până dispare cauza care a provocat supracurentul. Rezistența R_6 se alege astfel încât $I_{A2} < I_{H2}$.

Sursa auxiliară de tensiune E_a ($E_a < E$) este necesară pentru asigurarea încărcării condensatorului în intervalul în care se menține cauza ce provoacă supracurentul. Deschiderea definitivă a circuitului de sarcină are loc prin deschiderea contactului K.

Frecvența de repetiție a impulsurilor la trecere în conducție a tiristorului T_1 se alege suficient de mică, astfel încât funcționarea repetată la supracurent să nu producă supraîncălzirea componentelor.

3.4. PROGRAMUL LUCRĂRII

În cadrul lucrării de laborator se studiază experimental și prin simulare pe calculator întrerupătorul static de curent continuu cu schema electronică din figura L3.1.

În prima etapă, la partea experimentală a lucrării se va realiza schema de montaj a întrerupătorului static pentru care se dau:

- sarcina este pur rezistivă constituită de o lampă cu incandescență cu parametrii nominali: $U_n = 24 \text{ V}$, $P_n = 40 \text{ W}$;
- montajul se alimentează de la o sursă de tensiune continuă, $0 \div 30 \text{ V}$, 5 A ;
- tipul celor două tiristoare T_1 și T_2 cu datele de catalog necesare, montate pe o platformă cu pini pentru conectarea celorlalte elemente ale schemei și borne pentru legăturile exterioare;
- se determină valoarea rezistenței R_0 și tensiunea diodei Zenner D_z pentru a se realiza protecția la supracurenți de valoare $I^* \geq 1,2 \cdot I_{sn}$.

În montajul experimental, se verifică funcționarea protecției la curenți de suprasarcină prin creșterea lină a valorii tensiunii sursei de alimentare. Cu un ampermetru se măsoară valoarea reală a supracurentului la care acționează protecția întrerupătorului. Se dau explicații asupra diferențelor care apar între valoarea calculată anterior și valoarea dedusă experimental.

În a doua etapă se efectuează studiul prin simulare pe calculator a schemei întrerupătorului static studiat experimental, utilizând programul Electronics Workbench (EWB). Se desenează schema de simulare realizată și se consemnează diferențele care apar față de rezultatele obținute experimental.

În limita timpului disponibil se studiază prin simulare schema întrerupătorului static cu reanclșarea automată a sarcinii, prezentată figura L3.2.

CONTACTOARE STATICE DE CURENT ALTERNATIV

4.1. SCHEME DE PRINCIPIU ALE CONTACTOARELOR STATICE DE C.A.

Contactoarele statice de curent alternativ sunt echipamente electronice capabile să conecteze, respectiv să deconecteze, o sarcină (consumator, receptor) la, respectiv de la o sursă de tensiune alternativă. Ele reprezintă, de fapt, regimuri particulare de funcționare ale variatoarelor de c.a.

Spre deosebire de contactoarele statice de c.c., la cele de c.a., datorită trecerii prin zero a curentului, se asigură blocarea tiristoarelor fără circuite speciale de stingere. Ele pot avea una din structurile prezentate în figura L4.1.

În cazul contactorului din fig. L4.1,a), structura simplă a acestuia, obținută prin montarea tiristoarelor T_1 și T_2 în antiparalel, prezintă următoare dezavantaje:

- necesită două blocuri de comandă, BC, izolate galvanic între ele;
- la apariția unei supratensiuni dinspre sursă sau din cauza sarcinii, există pericol distrugerii tiristoarelor. Astfel, la apariția unei supratensiuni, dacă tiristorul care este polarizat direct nu amorsează, ca urmare a depășirii tensiunii de întoarcere (basculare) sau prin efect du/dt , celălalt tiristor se poate străpunge.

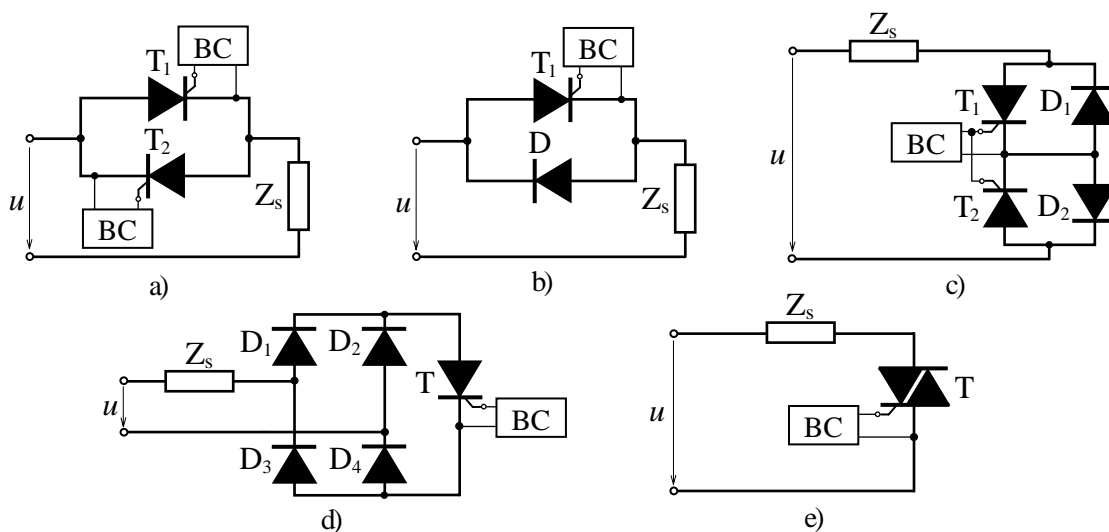


Fig. L4.1. Scheme de principiu ale contactoarelor static monofazate de c.a.

Schema din fig. L4.1,b) are avantajul că folosește un singur tiristor și un singur bloc de comandă pe poartă, dar nu permite deconectarea sarcinii ci doar reglarea puterii în domeniul $(0,5 \dots 1)P_{\max}$, caz în care îndeplinește funcția de variator de c. a. În plus, reglarea puterii este însoțită de apariția unei componente continue a curentului, a cărei valoare este cu atât mai mare cu cât unghiul de comandă al tiristorului este mai mare.

Contactorul din figura L4.1,c) este obținut prin legarea în serie a două montaje, fiecare realizat dintr-un tiristor și o diodă în montaj antiparalel. Prezența diodelor în antiparalel nu permite apariția unor tensiuni inverse pe tiristoare și deci asigură protecția tiristoarelor la supratensiuni. Un alt avantaj al acestui montaj este acela că permite utilizarea unui singur bloc de comandă, deoarece tiristoarele au catodul comun.

Montajul din figura L4.1,d) utilizează un singur tiristor conectat în diagonala de tensiune continuă a punții redresoare formată din diodele D_1, \dots, D_4 . Schema are avantajul utilizării unui singur tiristor, dar se caracterizează prin căderi de tensiune de valori mari pe circuitul de comutație format din trei dispozitive semiconductoare înseriate (D_1, T, D_4 sau D_2, T, D_3). Un alt dezavantaj este acela că, la funcționarea cu sarcină rezistiv-inductivă, în momentul ieșirii din conducție a tiristorului, pe acesta apare brusc tensiunea sursei cu valoarea instantanee corespunzătoare momentului blocării și astfel tiristorul abia ieșit din conducție poate amorsa la o valoare du/dt mai mică decât dacă ar face parte din structura unui contactor cu două tiristoare.

Contactoarele de c.a. pot fi realizate și cu triace, figura L4.1,e), triacul fiind un dispozitiv semiconductor care îndeplinește funcția a două tiristoare în antiparalel.

Contactoarele de c.a. trifazate se obțin prin conectarea pe fiecare fază a unui contactor de c.a. monofazat ca în figura L4.2,a) și b), sau au o structură corespunzătoare schemei din figura L4.2,c). Contactoarele monofazate C_R, C_S și C_T pot avea una din structurile prezentate în figura L4.1,a) și c) în cazul contactoarelor trifazate cu fir neutru (fig. L4.2,a), respectiv oricare din structurile prezentate în figura L4.1, a)...e) în cazul contactoarelor fără fir neutru (fig. L4.2,a,b).

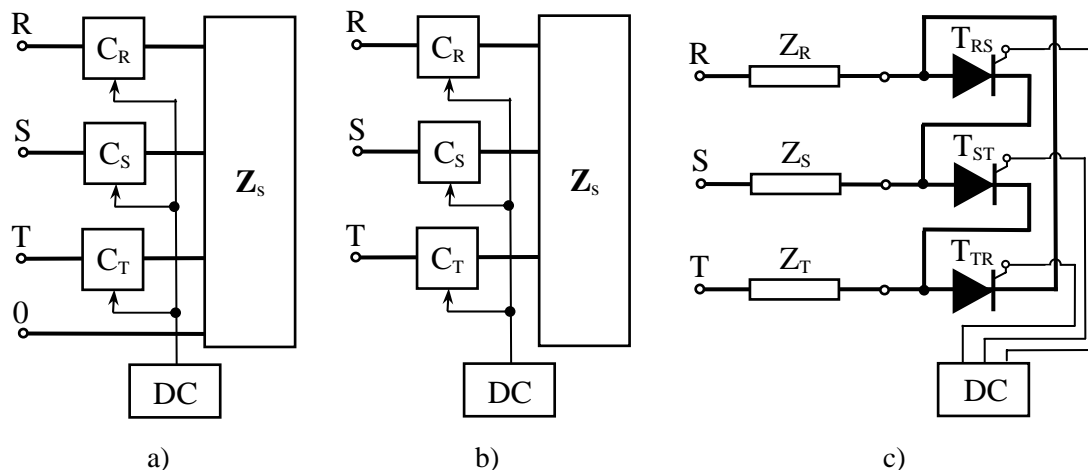


Fig. L4.2. Scheme de principiu ale contactoarelor de c.a. trifazate .

Dispozitivele de comandă pe poartă (DC) asigură impulsurile pentru comanda tiristoarelor potrivit diagramei de stare impusă de regimul de funcționare contactorului trifazat. Structura dispozitivului de comandă DC al contactoarelor statice de c.a. depinde de natura elementelor semiconductoare (tiristoare, triace, etc.), de destinația contactorului și de regimul de funcționare al sarcinii.

4.2. CONTACTOARE STATICE DE C.A. CU TIRISTOARE

În figura L4.3,a) este prezentat un contactor static monofazat realizat cu două tiristoare în montaj antiparalel, blocul de comandă fiind substituit cu divizorul rezistiv $R_1 - R_p - R_2$. Uneori rezistențele R_1 și R_2 pot lipsi, ele fiind înlocuite prin rezistența directă, respectiv inversă a diodelor D_1 și D_2 , acestea asigurând și șuntarea joncțiunii poartă – catod în semiperioadele de blocare a tiristoarelor T_1 , T_2 . Schema de principiu dată în figura 4.3,a) poate fi completată grupuri RC conectate în paralel cu tiristoarele pe care le protejează astfel împotriva supratensiunilor de comutație. Conectarea la sursa de alimentare a sarcinii R_s se obține prin închiderea contactului K, electrozilor de poartă aplicându-li-se astfel semnale de comandă în fiecare semiperioada. Rezistența R_p se alege astfel încât curentul prin poarta tiristoarelor să fie limitat la o valoare nepericuloasă. Valoarea rezistenței R_p se calculează din relația

$$u(t) = U_m \sin \omega t = I_{GT} R_p + U_{GT} + U_D, \quad (L4.1)$$

unde: $u(t)$ este valoarea instantanee a tensiunii de alimentare în momentul amorsării; I_{GT} este curentul minim de amorsare pe poartă; U_{GT} este tensiunea de amorsare pe poartă; U_D este căderea de tensiune pe dioda D_1 sau D_2 în starea de conducție.

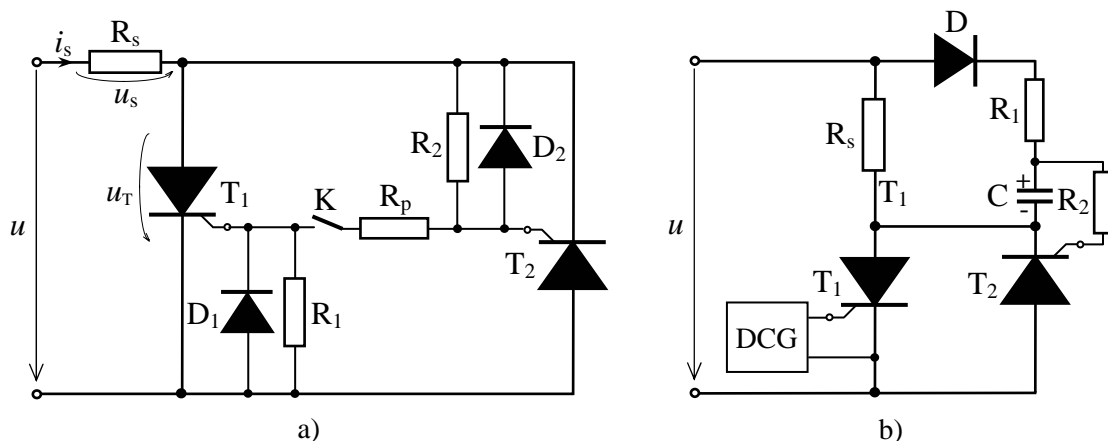


Fig. L4.3. Contactoare statice de c.c.: a) comandă manuală; b) comandă subordonată.

Pentru a nu se depăși valoarea maximă a curentului de poartă I_{GTM} în cazul cel mai defavorabil când contactul K este închis chiar în momentul în care tensiunea de alimentare trece prin valoarea maximă $u(t) = U_m$, se impune respectarea inegalității:

$$R_{pmin} \geq \frac{U_m}{I_{GTM}} \quad (L4.2)$$

Evident, contactul K poate fi închis în orice moment al perioadei tensiunii de alimentare, deci și în momentul trecerii ei prin valoarea maximă, astfel că rezistența R_p se va alege ținând seama de cele două relații anterioare.

Pentru a simplifica comanda contactoarelor statice de c. a., s-au realizat scheme care asigură doar amorsarea tiristorului T_1 , trecerea în conducție a tiristorului T_2 obținându-se prin "subordonare", așa cum este schema din figura L4.3,b).

După amorsarea comandată a tiristorului T_1 , condensatorul C se încarcă cu o tensiune având polaritatea indicată, pe traseul: dioda D, rezistența R_1 și tiristorul T_1 .

La schimbarea polarității tensiunii de alimentare $u(t)$, tiristorul T_1 se stinge, iar condensatorul C se descarcă prin rezistența R_2 și prin circuitul de poartă a tiristorului T_2 , asigurând trecerea acestuia în starea de conducție. Deconectarea contactorului static se realizează prin întreruperea comenzii aplicate pe poarta tiristorului T_1 .

În cazul unei sarcini rezistive, la frecvența de 50 Hz, elementele pasive ale schemei se aleg cu ajutorul relațiilor următoare:

$$R_1 \cong \frac{\sqrt{2}U \cdot R_2}{U_{C_{\max}}}, \quad C = \frac{\tau_2}{R_2}, \quad R_2 \cong \frac{U_{C_{\max}}}{5I_{GTM}}, \quad (L4.3)$$

în care: I_{GTM} este valoarea maximă a curentului de amorsare pe poartă; $U_{C_{\max}}$ este valoarea maximă a tensiunii la bornele condensatorului; U este valoarea efectivă a tensiunii rețelei de alimentare; $\tau_2 = R_2 C$ este constanta de timp pentru care se alege o valoare de 4 – 5 ms.

4.3. PROGRAMUL LUCRĂRII

În cadrul lucrării de laborator se studiază experimental și prin simulare pe calculator contactorul static de c.a. cu schema din figura L4.3,a). Se studiază cu această ocazie și funcționarea schemei ca variator de tensiune alternativă prin creșterea valorii rezistenței R_p peste valoarea R_{pmin} . Pe baza datelor de catalog ale tiristoarelor și pentru o valoare dată a tensiunii de alimentare se determină:

- valoarea minimă R_{pmin} a rezistenței R_p cu relația (L4.2);
- valoarea rezistenței R_p astfel încât unghiul de amorsare al tiristoarelor să fie cel precizat pentru o sarcină pur rezistivă cu parametri dați.

Se realizează practic montajul și se verifică funcționarea acestuia pentru valoarea calculată R_{pmin} . Cu un voltmetru se măsoară valorile tensiunii pe sarcină pentru valorile minimă și maximă ale rezistenței R_p la care variatorul funcționează corect (ambele tiristoare conduc) și pentru valoarea calculată a lui R_p pentru un unghi de amorsare impus.

Se vizualizează pe osciloscop unda tensiunii pe sarcină, notându-se pentru fiecare caz în parte valorile unghiului de amorsare a tiristoarelor. Se determină prin calculul valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină pentru unghiurile de amorsare astfel determinate și se compară cu valoarea efectivă a tensiunii măsurate direct cu voltmetru.

Se realizează schema de simulare pe calculator și se compară rezultatele simulării cu cele obținute experimental.

Se consemnează concluziile deduse din studiul efectuat privind funcționarea schemei în regim de variator de tensiune alternativă și de contactor static de c.a.

CIRCUITE DE COMANDĂ ÎN FAZĂ A TIRISTOARELOR ȘI TRIACELOR

1. NOȚIUNI TEORETICE

1.1. Comanda în fază a tiristoarelor și triacelor

Comanda în fază a dispozitivelor semiconductoare comandabile (tiristoare, triace) este metoda cel mai des utilizată pentru reglarea tensiunii sau curentului la convertoarele neautonome sau cu comutație de la rețea. Comanda în fază se realizează prin reglarea fazei impulsurilor de comandă pe poartă (grilă) în raport cu momentul comutației naturale. În cazul convertoarelor monofazate (variatoare de tensiune alternativă, redresoare, invertoare neautonome) momentul comutației naturale corespunde momentului trecerii prin zero a tensiunii de alimentare, iar în cazul convertoarelor polifazate, momentul comutației naturale corespunde momentului inițial în care dispozitivul semiconductor comandat este polarizat direct de tensiunile rețelei.

Circuitele utilizate pentru comanda în fază a tiristoarelor sau triacelor trebuie să îndeplinească unele cerințe cum sunt:

- sincronizarea impulsurilor de comandă cu tensiunea rețelei de alimentare;
- forma, amplitudinea și durata impulsurilor de comandă trebuie să fie în conformitate cu parametrii de comandă ai dispozitivului comandat;
- realizarea caracteristicii de reglaj impusă convertorului;
- izolarea galvanică a circuitelor de comandă de partea de forță.

În practică se utilizează o mare diversitate de metode și circuite pentru comanda în fază a tiristoarelor sau triacelor. În această lucrare se prezintă și se studiază experimental două tipuri de circuite de comandă:

- cu oscilator de relaxare realizat cu un tranzistor unijoncțiune;
- cu circuitul integrat specializat β AA 145.

1.2. Oscilator de relaxare cu tranzistor unijoncțiune (TUI)

Tranzistorul unijoncțiune (Unijonction Tranzistor) – TUI este un dispozitiv semiconductor frecvent utilizat în comanda amorsării pe poartă a tiristoarelor convenționale sau triacelor. Structura de principiu a unui TUI este prezentată în figura L5.1,b. Tranzistorul este realizat pe un cristal de siliciu uniform dopat cu impurități de tip "n" la capetele cărui sunt plasate contactele ohmice a două terminale numite baze: *baza 1* (B_1) și *baza 2* (B_2). În zona mediană se află o regiune dopată cu impurități de tip "p" conectată la un terminal denumit *emitor* (E).

Schema echivalentă simplificată a TUI (vezi figura L5.1,c) cuprinde dioda D care modelează joncțiunea pn de emitor și două rezistențe r_{B1} , respectiv r_{B2} , reprezentând rezistența stratului n între B_1 și planul median A din dreptul joncțiunii de emitor și respectiv rezistența stratului n între B_2 și planul A.

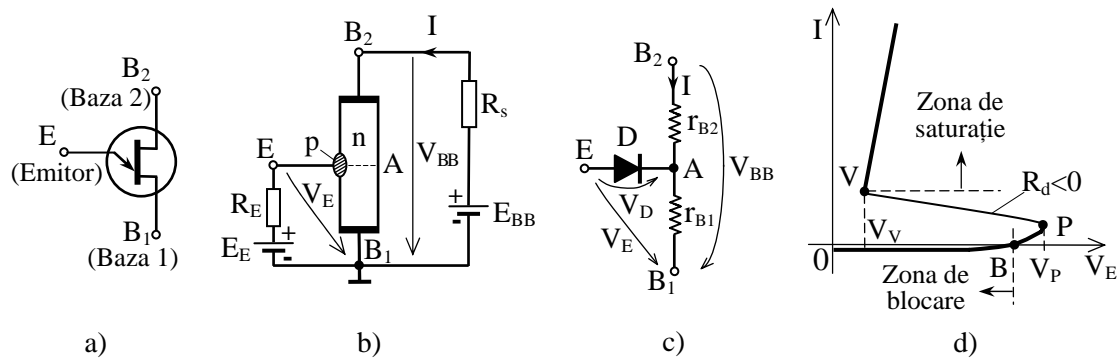


Fig. L5.1. Tranzistorul unijonțiune: a) Simbolul grafic; b) structura internă; c) schema echivalentă simplificată; d) caracteristica statică $I(V_E)$.

Caracteristica tensiune–curent $I(V_E)$ a TUJ are trei regiuni distincte (fig. L5.1,d): de rezistență mare corespunzătoare zonei de blocare (off); de rezistență joasă, când TUJ se află în conducție directă la saturație (on); de rezistență dinamică negativă ($R_d < 0$).

Tranzistorul se comportă ca o rezistență variabilă comandată prin tensiune. Potențialul unui punct situat în planul median A este determinat de tensiunea V_{BB} și divizorul rezistiv format de r_{B1} și r_{B2} :

$$V_A = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} V_{BB} = \frac{r_{B1}}{r_{BB}} V_{BB} = \eta V_{BB}, \quad (L5.1)$$

unde parametrul

$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} = \frac{r_{B1}}{r_{BB}} \quad (L5.2)$$

se numește *raport de divizare intrinsec* și are valori tipice cuprinse între 0,5 ... 0,8.

Cât timp tensiunea emitorului V_E este inferioară valorii ηV_{BB} ($V_E < \eta V_{BB}$), jonțiunea pn este polarizată invers, prin circuitul emitorului (E – B_1) trecând un curent de valoare redusă (practic, curentul invers al unei diode). În punctul B al caracteristicii statice (fig. L5.1,d), $V_E = \eta V_{BB}$ și curentul prin circuitul E – B_1 este nul. Crescând în continuare tensiunea V_E , se ajunge în punctul de vârf P (Peak point) când

$$V_E = \eta V_{BB} + V_D, \quad (L5.3)$$

unde V_D este căderea de tensiune pe jonțiunea pn a emitorului.

Pe măsura creșterii curentului de emitor I_E , continuă procesul de modulație a conductivității bazei B_1 care atrage după sine scăderea tensiunii de emitor. Tranzistorul tranzitează zona P – V de rezistență dinamică negativă și pentru valori ale curentului care depășesc valoarea din punctul de vale V (Valley point), tranzistorul trece în zona de saturație.

Funcționarea tranzistorului TUJ cu tranziții succesive între cele două zone principale ale caracteristicii sale, conferă posibilitatea utilizării acestuia în circuitele de generare a impulsurilor de comandă în fază a tiristoarelor și triacelor. Montajul utilizat cel mai des în acest scop este *oscilatorul de relaxare* cu TUJ, cu schema de bază prezentată în figura L5.2,a). Variația tensiunii pe condensatorul C (tensiunea de comandă pe emitor V_E a tranzistorului) și forma idealizată a semnalelor de ieșire (tensiunea pe rezistorul R_1) sunt prezentate în figura L5.2,b).

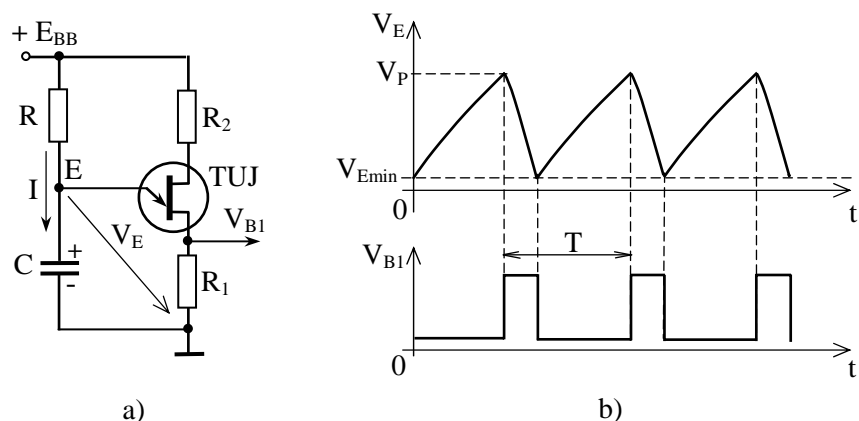


Fig. L5.2. Oscilatorul de relaxare cu TUJ: a) schema electrică de principiu; b) formele semnalelor de comandă (V_E) și de ieșire (V_{B1}).

Condensatorul C se încarcă prin rezistorul R de la sursa de alimentare E_{BB} și când tensiunea pe emitor V_E atinge valoarea V_p , tranzistorul intră în conducție și condensatorul se descarcă pe rezistorul R_1 . La scăderea tensiunii pe condensator sub o valoare minimă V_{Emin} , TUJ se blochează și procesul se reia. Pulsurile de tensiune obținute pe rezistorul R_1 , V_{B1} , au o formă aproximativ dreptunghiulară cu lățimea proporțională cu constanta de timp a circuitului R_1C . Perioada acestor pulsuri, T , este proporțională cu constanta de timp a circuitului RC și se determină cu relația [?]:

$$T = RC \ln \frac{1}{1-\eta} \quad (L5.4)$$

1.3. Circuitul integrat $\beta AA 145$

Circuitul integrat $\beta AA 145$ (IPRS Băneasa) este destinat aproape exclusiv comenzii în fază a aprinderii tiristoarelor (triacelor). Schema bloc a circuitului cu configurația tipică a elementelor externe utilizate în aplicațiile practice este prezentată în figura L5.3. Formele de undă ale semnalelor ce pot fi vizualizate la pinii circuitului sunt prezentate în figura L5.4.

În continuare se va prezenta pe scurt funcționarea circuitului.

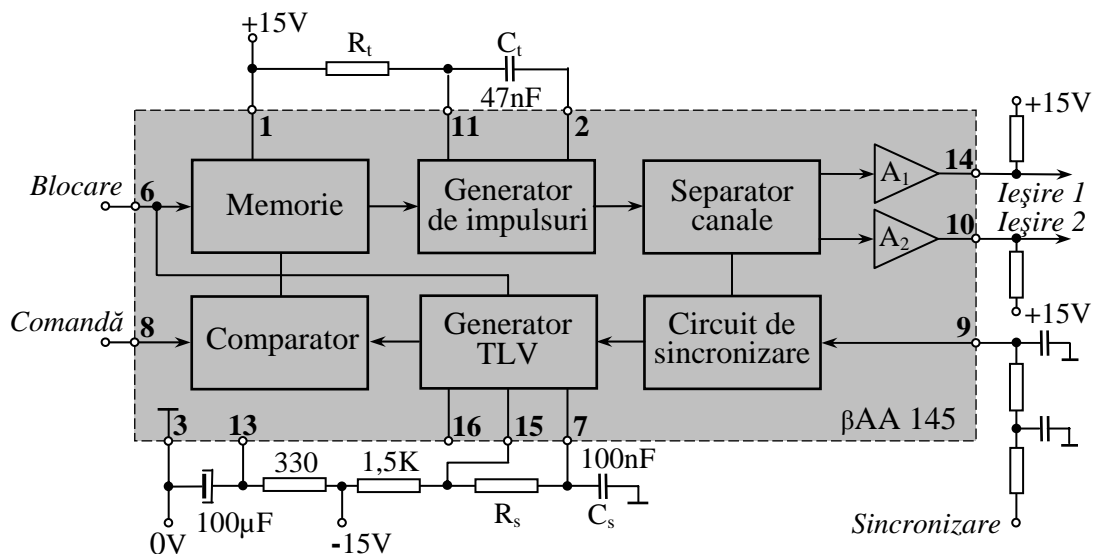


Fig. L5.3. Schema bloc a circuitului integrat $\beta AA 145$.

Tensiunea de sincronizare se aplică la pinul 9 – intrare "Circuit de sincronizare" (defazajul față de tensiunea de alimentare este de $\varphi = 12^\circ$ el. la variantele monofazate și de $\varphi = 60^\circ$ el. la variantele trifazate). Circuitul de sincronizare produce:

- un impuls de sincronizare cu o durată de $50 \div 100 \mu s$ la trecerea prin zero a tensiunii de sincronizare (impulsul se poate vizualiza la pinul 16);
- semnale de blocare – selectare pentru circuitul "Separator de canale".

Pe durata impulsului de sincronizare, condensatorul C_s (pinul 7) se încarcă la cca. 8,5V, după care se descarcă spre -8,5V prin rezistența R_s (pinul 15). Deci se poate spune că "Generatorul TLV" (generator tensiune liniar variabilă) este declanșat de impulsul de sincronizare. Deoarece descărcarea se oprește în zero și durata ei nu depășește $0,7R_sC_s$, se poate aproxima exponențiala cu un dinte de fierăstrău, care se compară în circuitul „Comparator de tensiune” cu tensiunea de comandă aplicată la pinul 8. Când cele două tensiuni sunt egale, comparatorul comută "Memoria" și se comandă declanșarea "Generatorului de impulsuri". "Memoria" împiedică formarea mai multor impulsuri pe durata unei semiperioade la apariția semnalelor perturbatoare pe intrarea de comandă. "Memoria" se șterge la următorul impuls de sincronizare.

"Generatorul de impulsuri" este un circuit basculant monostabil, care formează impulsuri de comandă cu durata determinată de C_t și R_t (pinii 2 și 11). Impulsurile astfel formate sunt selectate în "Separatorul de canale" pe baza informației primite de acesta de la "Circuitul de sincronizare". Astfel se comandă amplificatorul A1 pe semiunda pozitivă, respectiv A2 pe cea negativă a tensiunii de sincronizare.

Impulsurile de comandă sunt generate la pinii 10 și 14 și sunt decalate între ele cu un unghi de 180° el. (π radiani).

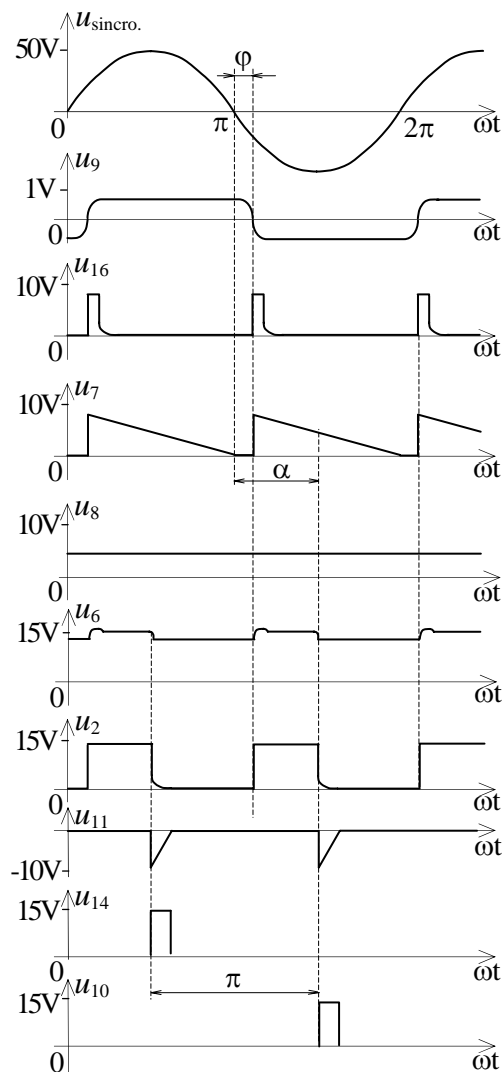


Fig. L5.4. Formele de undă ale tensiunilor la pinii circuitului β AA145.

2. STUDIUL EXPERIMENTAL

2.1. Studiul comenzii triacului cu oscilator de relaxare cu TUJ

Schema montajului experimental pentru studiul comenzii unui triac cu un oscilator de relaxare cu TUJ este prezentată în figura L5.5.

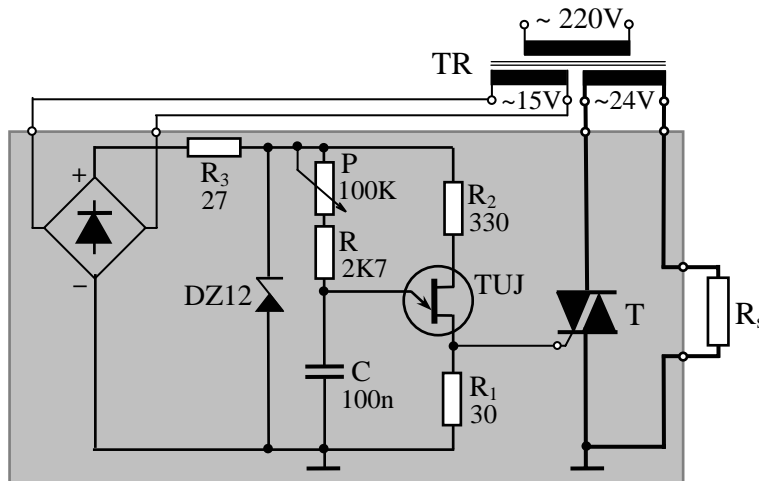


Fig. L5.5. Schema de montaj pentru comanda în fază a unui triac

Circuitul electronic, conținând oscilatorul de relaxare și triacul, este realizat pe o placă de circuit imprimat și este prevăzut cu borne pentru conectarea la sursa de alimentare de c.a. (transformatorul TR) și pentru conectarea sarcinii (rezistorul R_s)

Tensiunea de alimentare a oscilatorului de relaxare este în fază cu tensiunea de alimentare a circuitului de sarcină, aceste tensiuni fiind obținute din secundarul aceluiași transformator. Tensiunea de alimentare a oscilatorului de relaxare este redresată cu o punte redresoare, pulsurile astfel obținute fiind limitate la o valoare stabilizată (12V) de o dioda Zener. Potentiometrul P permite reglarea fazei impulsurilor de comandă a triacului față de momentul trecerii prin zero a tensiunii de alimentare a circuitului de sarcină. Faza acestor impulsuri, respectiv unghiul de comandă a triacului pe fiecare alternanță a tensiunii de alimentare se aproximează cu relația (L5.4).

Studiul experimental constă în:

- se identifică elementele schemei electronice a montajului;
- se conectează o sarcină rezistivă (un reostat sau o lampă cu incandescență);
- se realizează conexiunile la transformator ca în fig. L5.5;
- se vizualizează pe un osciloscop cu două canale formele de undă ale semnalelor în diferite puncte față de unda tensiunii de alimentare, astfel: tensiunea pe dioda Zener, tensiunea pe condensator, pulsurile de comandă pe poarta triacului, tensiunea pe triac, tensiunea la bornele sarcinii;
- se studiază modul de reglare a fazei impulsurilor de comandă a triacului prin variația valorii potentiometrului P și se verifică experimental rel. (L5.4).

Se studiază cu acest prilej modul de funcționare a montajului ca variator de tensiune alternativă:

- pe osciloscop se determină limitele domeniului de reglare a unghiului de comandă a triacului și se calculează valorile efective corespunzătoare ale tensiunii la bornele sarcinii;

- cu un voltmetru se măsoară valorile tensiunii pe sarcină pentru diferite valori ale unghiului de comandă și se compară cu valorile calculate;
- se conectează o sarcină rezistiv inductivă (un autotransformator) și se studiază pe osciloscop formele de undă ale tensiunii și curentului pe sarcină.

2.2. Studiul circuitului de comandă β AA 145.

Schema electrică a montajului utilizat pentru studiul comenzii în fază a tiristoarelor cu circuitul β AA 145 se prezintă în figura L5.6.

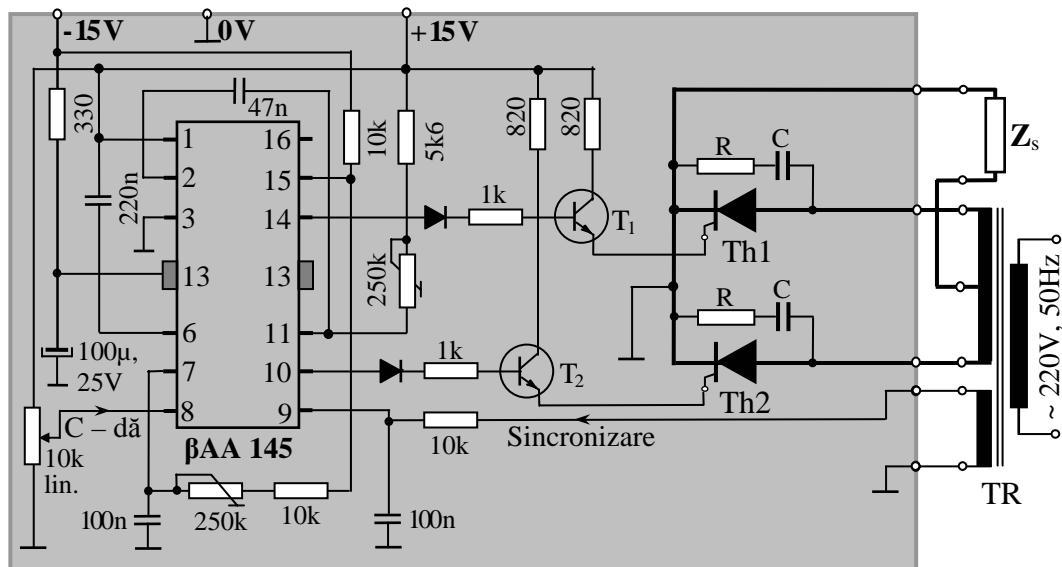


Fig. L5.6. Schema de montaj pentru studiul circuitului β AA 145 de comandă pe poartă a tiristoarelor.

În acest montaj, cu circuitul β AA 145 se comandă în fază cele două tiristoare (Th1 și Th2) ale unui redresor monofazat cu punct median. Montajul, realizat pe o placă de circuit imprimat, cuprinde circuitul integrat cu elementele exterioare într-o configurație tipică aplicațiilor monofazate, două amplificatoare de impulsuri realizate cu tranzistoarele T_1 , T_2 și tiristoarele Th1 și Th2 cu grupuri RC de protecție. Reglarea unghiului de aprindere (fazei) a tiristoarelor se realizează cu ajutorul unui potențiometrului liniar, tensiunea de comandă de la pinul 8 al circuitului β AA 145 fiind preluată de pe cursorul acestuia. Semnalul de sincronizare aplicat la pinul 9 este preluat de la o înfășurare secundară a transformatorului de alimentare, fiind în fază cu tensiunea de la intrarea redresorului.

Studiul experimental constă vizualizarea pe osciloscop a semnalelor la pinii circuitului β AA 145 (în special semnalele date în fig. L5.4), a impulsurilor de comandă pe porțile tiristoarelor, a tensiunii pe o sarcină rezistivă la variația unghiului de comandă a tiristoarelor.

Se studiază cu această ocazie și funcționarea redresorului monofazat comandat cu punct median în sarcină rezistivă și rezistiv inductivă. Se vizualizează pe osciloscop unde tensiunii și curentului de la intrarea redresorului, pe tiristoare și prin sarcină la variația unghiului de comandă a tiristoarelor. Se determină raportul valorilor efective ale tensiunilor de la intrarea și ieșirea redresorului pentru diferite valori ale unghiului de comandă a tiristoarelor.

STUDIUL REDRESORULUI MONOFAZAT ÎN PUNTE SEMICOMANDATĂ

6.1. SCHEMA DE FORȚĂ A REDRESORULUI

În cadrul acestei lucrări se efectuează studiul teoretic și experimental al unui redresor monofazat în punte semicomandată a cărei schema de forță este prezentată în figura L6.1. Schema este utilizată pentru puteri relativ reduse, prezentând avantajul că utilizează numai două dispozitive semiconductoare comandate (tiristoare), dar și dezavantajul că nu poate lucra în regim de invertor.

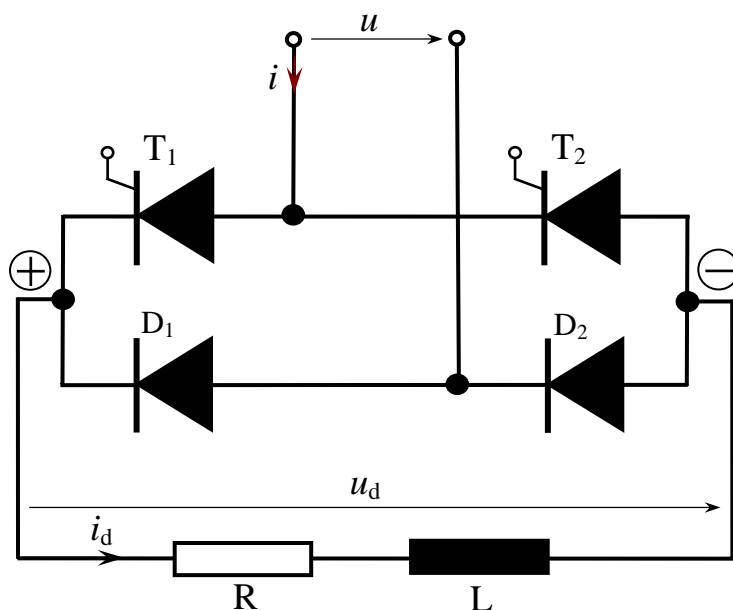


Fig. L6.1. Schema de forță a redresorului monofazat în punte semicomandată.

În figura L6.2 sunt reprezentate undele tensiunilor și curenților la funcționarea redresorului în sarcină pur rezistivă (regim de curent întrerupt, fig. L6.2,a) și în sarcină puternic inductivă (regim întreruperea curentului, fig. L6.2,b). Așa cum se poate vedea din aceste diagrame, în fiecare alternanță a tensiunii de alimentare u , curentul de sarcină i_d este condus de câte un tiristor și o diodă. Cele două tiristoare sunt comandate pe poartă cu impulsuri decalate cu 180° electrice (π radiani).

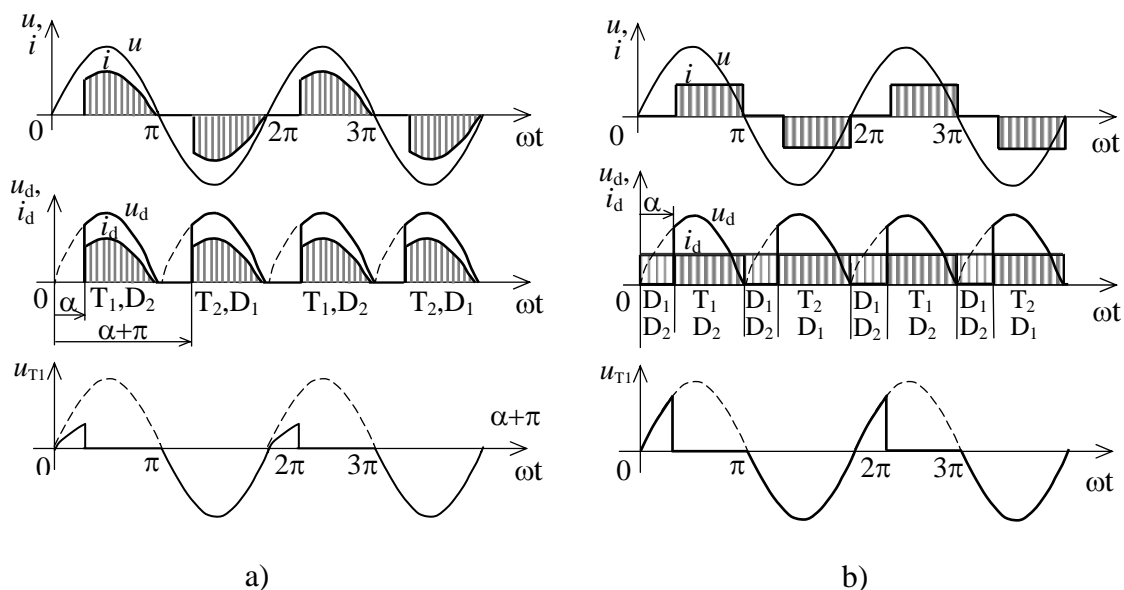


Fig. L6.2. Formele de undă ale tensiunilor și curenților la redresorul în punte monofazată semicomandată: a) sarcină pur rezistivă; b) sarcină puternic inductivă ($L \rightarrow \infty$).

Indiferent de caracterul sarcinii, pe fiecare semiperioadă a tensiunii de alimentare este întreruptă legătura sarcinii cu rețeaua de curent alternativ pe un interval de timp corespunzător unghiului de comandă α al tiristoarelor. În cazul sarcinilor inductive, curentul de descărcare a energiei acumulate în inductanța L se închide prin ramura cu diodele D_1 și D_2 , astfel că tensiunea u_d la bornele sarcinii nu-și schimbă niciodată semnul. Dacă sarcina este puternic inductivă, curentul i_d este menținut constant prin aportul curentului de descărcare al inductanței (figura L6.2,b).

Tensiunea inversă maximă aplicată elementelor semiconductoare este egală cu valoarea maximă a tensiunii de alimentare. Dacă se neglijează procesul de comutație, valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U (1 + \cos \alpha) \approx 0,45 U (1 + \cos \alpha) \quad (L6.1)$$

și are valoarea maximă pentru $\alpha = 0$,

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \approx 0,9 U. \quad (L6.2)$$

6.2. SCHEMA DE COMANDĂ ȘI REGLARE A REDRESORULUI

Instalația supusă studiului în cadrul acestei lucrări de laborator este un convertor monofazat c.a. – c.c. realizat de întreprinderea Electrotehnica S.A. București destinat reglării vitezei motoarelor de curent continuu. Partea de comandă și reglare este realizată într-o structură discretă analogică și are rolul de a realiza comanda în fază a tiristoarelor redresorului monofazat în punte semicomandată cu controlul tensiunii și curentului de la ieșire.

6.2.1. Schema bloc de comandă și reglare

Schema bloc a sistemului de comandă și reglare a redresorului monofazat în punte semicomandată este prezentată în figura L6.3.

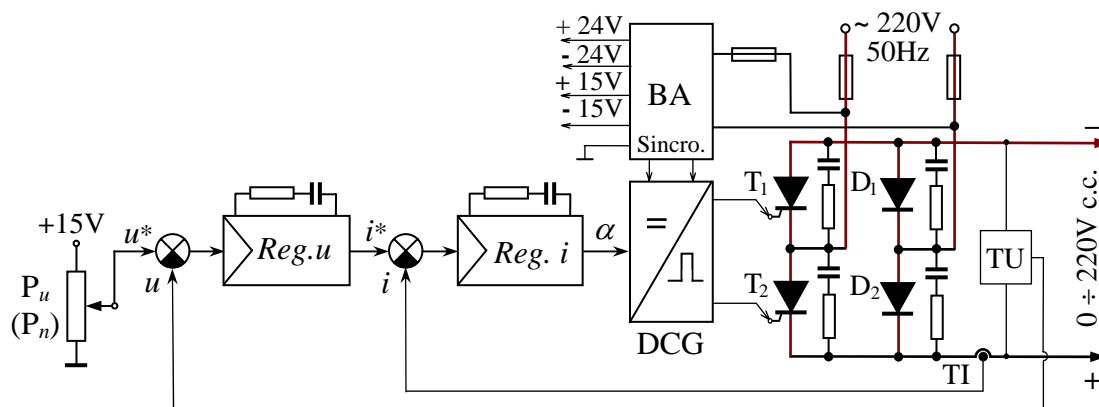


Fig. L6.3. Schema bloc a circuitului de comandă – reglare a redresorului.

Partea de comandă a convertorului cuprinde următoarele subansambluri :

- circuitul de alimentare (bloc alimentare – BA) realizat cu punți redresoare cu diode, filtre capacitive și stabilizatoare parametrice (diode Zenner) care furnizează tensiunile de alimentare de $\pm 24V$ și $0, \pm 15V$. Transformatorul de rețea al circuitului de alimentare este prevăzut cu o înfășurare care asigură tensiunea de sincronizare pentru circuitul de comandă pe poartă a tiristoarelor.
- regulatorul de tensiune sau de turație (*Reg. u*);
- regulatorul de curent (*Reg. i*);
- dispozitivul de comandă pe grilă (poartă) a tiristoarelor (DCG);
- amplificatoare și transformatoare de impulsuri (nefigurate în schema bloc).
- traductorul de tensiune continuă cu separare galvanică (TU);
- traductorul de curent continuu (TI).

Schema detaliată a părții de comandă a redresorului poate fi consultată în laborator. În continuare se face o descriere succintă a principalelor circuite de comandă și reglare a convertorului și a traductoarelor de curent și tensiune.

6.2.2. Reglatoarele de tensiune (turație) și de curent

Reglatoarele de tensiune și de curent sunt realizate cu amplificatoare operaționale și realizează legi de reglare de tip PI cu limitare pentru controlul tensiunii și curentului la ieșirea redresorului.

În cazul alimentării pe indus a unui motor de curent continuu compensat, turația variază proporțional cu valoarea medie a tensiunii continue și, în consecință, regulatorul de tensiune îndeplinește și rolul unui regulator de turație. Pe lângă legea de reglare tipică PI, regulatorul asigură unele funcții adaptate pentru controlul vitezei motorului cum sunt cea de compensare a căderii rezistive de tensiune pe indus sau cea de ajustare a caracteristicii de reglare a tensiunii la turații joase.

Semnalul de referință (valoarea prescrisă) u^* pentru tensiune se fixează cu ajutorul unui potențiomtru (P_u), iar semnalul de reacție se obține de la un traductor de tensiune continuă (TU).

Regulatorul de curent este conectat în cascadă cu regulatorul de tensiune de la care primește semnalul de referință de curent i^* , semnalul de reacție fiind obținut de la traductorul de curent TI. Și în acest caz regulatorul realizează unele funcții unele funcții suplimentare cum sunt: limitarea curentului prin sarcină la o valoare prestabilită, creșterea factorului de amplificare la creșterea semnalului de comandă în regim de curent întrerupt, limitarea unghiului de comandă a tiristoarelor. Regulatorul de curent furnizează semnalul de referință pentru unghiul de comandă în fază a tiristoarelor.

6.2.3. Traductorul de tensiune continuă

Traductorul de tensiune continuă este utilizat pentru furnizarea semnalului de reacție pentru regulatorul de tensiune utilizat pentru controlul tensiunii continue pe sarcina conectată la ieșirea redresorului. Traductorul este conceput pe principiul modulării și demodulării și realizează următoarele funcții: reducerea tensiunii măsurate de la valoarea 130V ... 260V la maxim 10V, este sensibil la polaritatea tensiunii, asigură separarea galvanică a părții de comandă de partea de forță a redresorului.

Schema electrică a traductorului este prezentată în fig. L6.4,b), iar în fig. L6.4,a) este dată o schemă bloc simplificată ce pune în evidență principiul de funcționare.

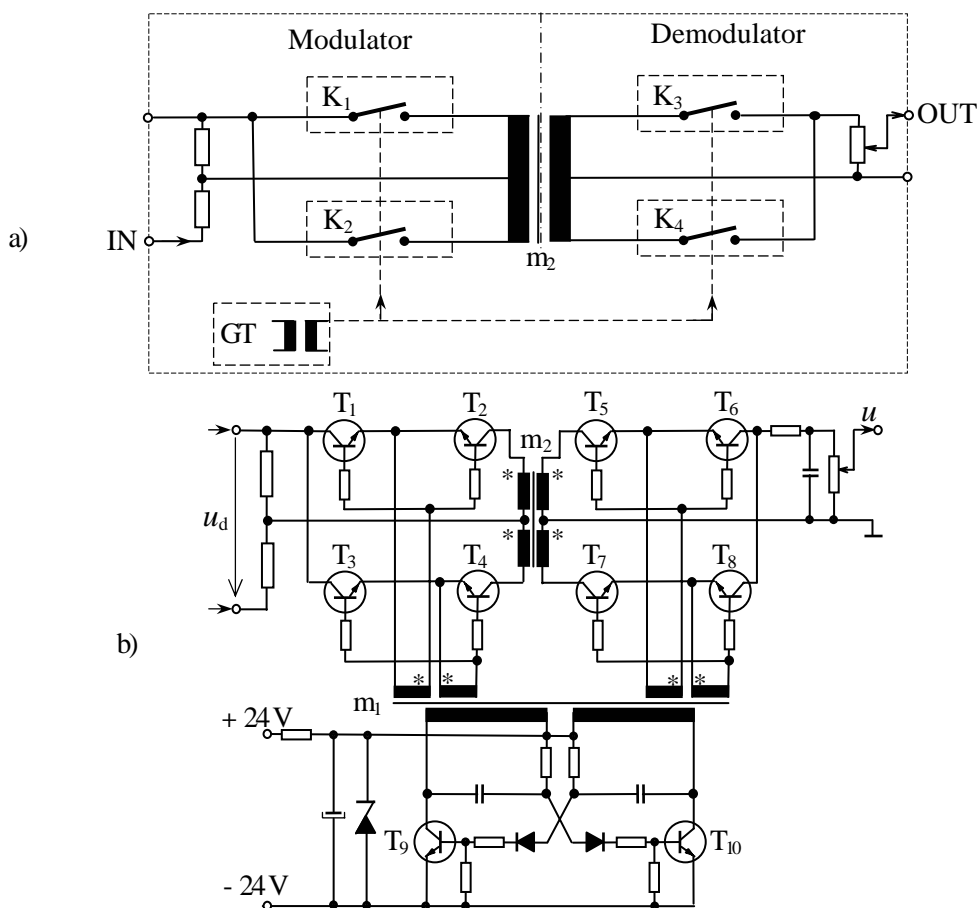


Fig. L6.3. Traductorul de tensiune continuă: a) schema bloc de principiu; b) schema electrică.

Semnalul de la generatorul de tact GT (multivibratorul realizat cu tranzistoarele T_9 și T_{10}) comandă în contratimp comutatoarele K_1 și K_2 , respectiv K_3 și K_4 .

Astfel, tensiunea măsurată cu divizorul rezistiv de la intrare se aplică alternativ celor două jumătăți ale primarului transformatorului m_2 . Prin aplicarea semnalului de comandă de la același generator de tact, atât la modulator, cât și la demodulator, se asigură o demodulare sincronă și astfel tensiunea de ieșire păstrează informația de polaritate a tensiunii de intrare. Realizarea comutatoarelor $K_1 \dots K_4$ cu câte două tranzistoare în serie conectate așa cum se vede în figura L6.3,a), conferă performanțe ridicate circuitului.

Transformatoarele m_1 și m_2 asigură separarea galvanică între cele trei circuite: de intrare (de forță), de ieșire și de alimentare.

6.2.4. Traductorul de curent continuu

Traductorul de curent continuu are rolul de a furniza semnalul de măsură (de reacție) pentru regulatorul de curent al redresorului. Este realizat pe principii amplificatorului magnetic și realizează separarea galvanică între partea de forță și partea de comandă a redresorului.

Schema electrică de principiu a traductorului este dată în figura L6.4.

Traductorul funcționează în regim de magnetizare forțată. Transformatorul T_1 este utilizat ca amplificator magnetic, curentul I_{d1} fiind curentul de sarcină al redresorului. Tensiunea alternativă u care se obține din secundarul transformatorului T_2 determină curentul i_2 cu amplitudinea proporțională cu valoarea curentului I_{d1} . Prin redresarea acestui curent, se obține curentul I_{d2} , respectiv tensiunea u_i care are valoarea medie proporțională cu intensitatea curentului continuu măsurat I_{d1} . Rezistorul R_0 este utilizat pentru compensarea curentului de magnetizare, asigurând condiția ca pentru $I_{d1} = 0$ să rezulte $I_{d2} = 0$.

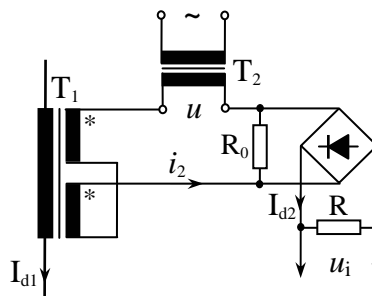


Fig. L6.4. Schema de principiu a traductorului de c.c.

6.2.5. Circuitul de comandă a tiristoarelor

Schema electronică de principiu a circuitului de comandă a tiristoarelor este prezentată în figura L6.5.

Circuitul de comandă pe grilă (poartă) furnizează impulsurile de comandă pentru cele două tiristoare cu unghiul de fază α reglabil, decalate la 180° electrice. Pentru comanda tiristoarelor se utilizează circuitul integrat $\beta AA 145$.

Tensiunea de comandă a circuitului u_c , reprezentând valoarea impusă a unghiului de comandă α , este obținută de la regulatorul de curent. Tensiunea de sincronizare u_s se obține de la o înfășurare secundară a transformatorului de alimentare pentru partea de comandă – reglare a redresorului.

Pulsurile de comandă elaborate de circuitul $\beta AA 145$ sunt formate și amplificate cu circuite cu tranzistoare în montaj Darlington și sunt aplicate pe porțile tiristoarelor prin intermediul transformatoarelor de impuls.

Schema cuprinde elemente de deparazitare (condensatoare) și elemente (diodă) pentru protecția la tensiuni inverse și pentru descărcarea energiei înmagazinate în înfășurările transformatoarelor de impuls.

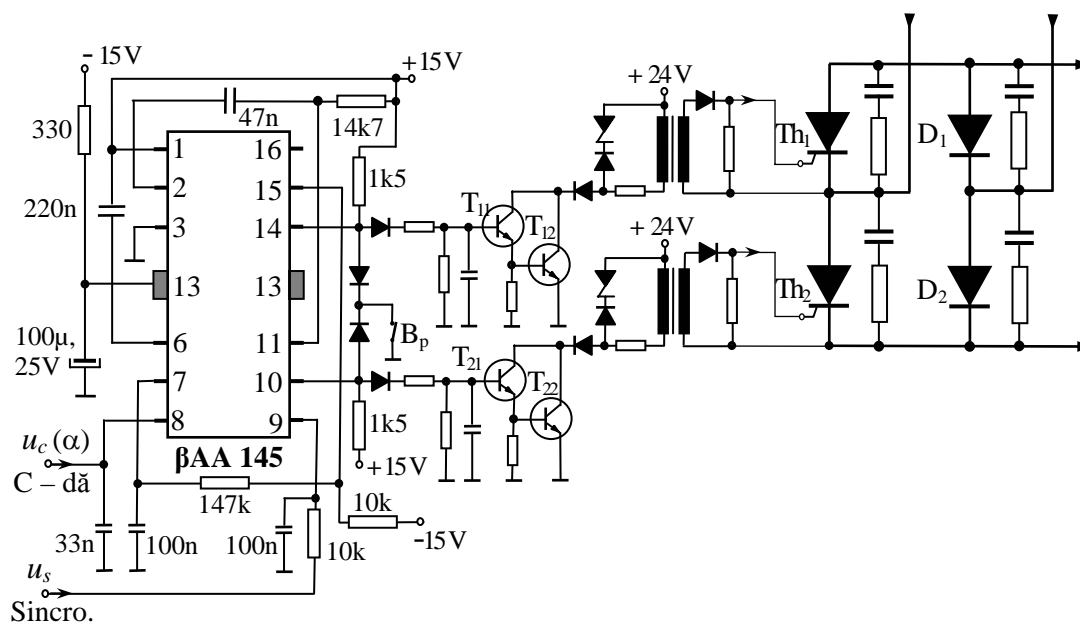


Fig. L6.5. Schema circuitului de comandă pe poartă a tiristoarelor.

6.3. MODUL DE LUCRU. STUDIUL EXPERIMENTAL.

Se identifică părțile componente ale instalației experimentale pentru studiul funcționării redresorului monofazat în punte semicomandată pe baza schemelor bloc prezentate mai sus și a schemelor electrice detaliate disponibile în laborator.

Se conectează succesiv la ieșirea redresorului sarcini reglabile pur rezistive și rezistiv inductive. Prin conectarea unui motor de curent continuu se studiază modul de reglare a turației prin comanda în fază a tiristoarelor redresorului.

Pentru fiecare tip de sarcină se studiază prin oscilografieri formele de undă ale tensiunii și curentului pe sarcină, pe tiristoarele redresorului, ale curentului de rețea.

Pentru o sarcină rezistiv – inductivă reglabilă se trasează experimental și apoi se verifică prin calcul *caracteristicile de reglare* $U_d(\alpha)$ și *de ieșire* $U_d(I_d)$ ale redresorului.

STUDIUL INVERTORULUI PWM ÎN PUNTE TRIFAZATĂ

7.1. INVERTORUL DE TENSIUNE ÎN PUNTE TRIFAZATĂ

În principiu, un invertor de tensiune în punte trifazată se obține prin cuplarea în paralel a trei invertoare monofazate în semipunte, fiecare braț având comanda decalată corespunzător obținerii unui sistem trifazat simetric de tensiuni la ieșire. Pentru analiza tensiunilor la ieșirea invertorului se face raportarea la un punct median al sursei de alimentare, respectiv al circuitului de c.c., fictiv sau real. Cum în multe din schemele adoptate în prezent, invertorul de tensiune are un divizor capacitiv la intrare, utilizat ca filtru în circuitul intermediar de c.c., punctul neutru al acestuia se ia ca punct de referință real pentru tensiunile de fază de la ieșirea invertorului. Schema de principiu a unui astfel de invertor este prezentată în figura L7.1.

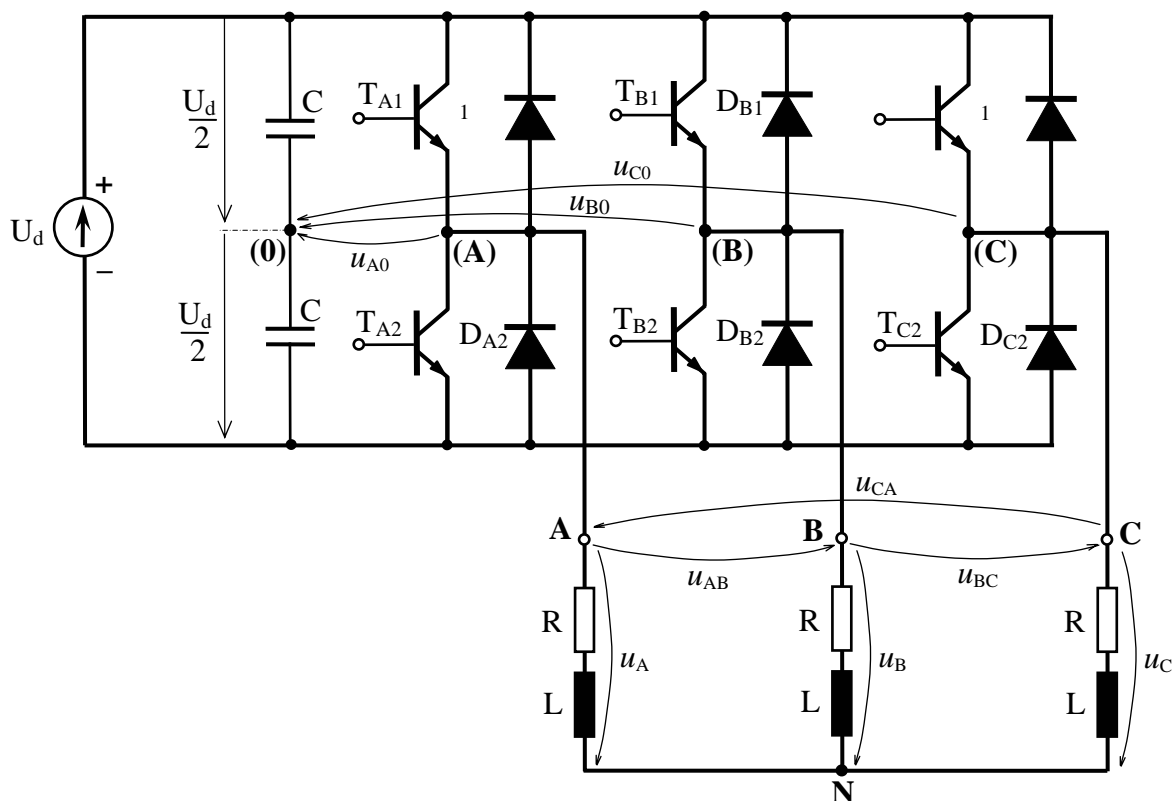


Fig. L7.1. Schema de principiu a invertorului de tensiune în punte trifazată.

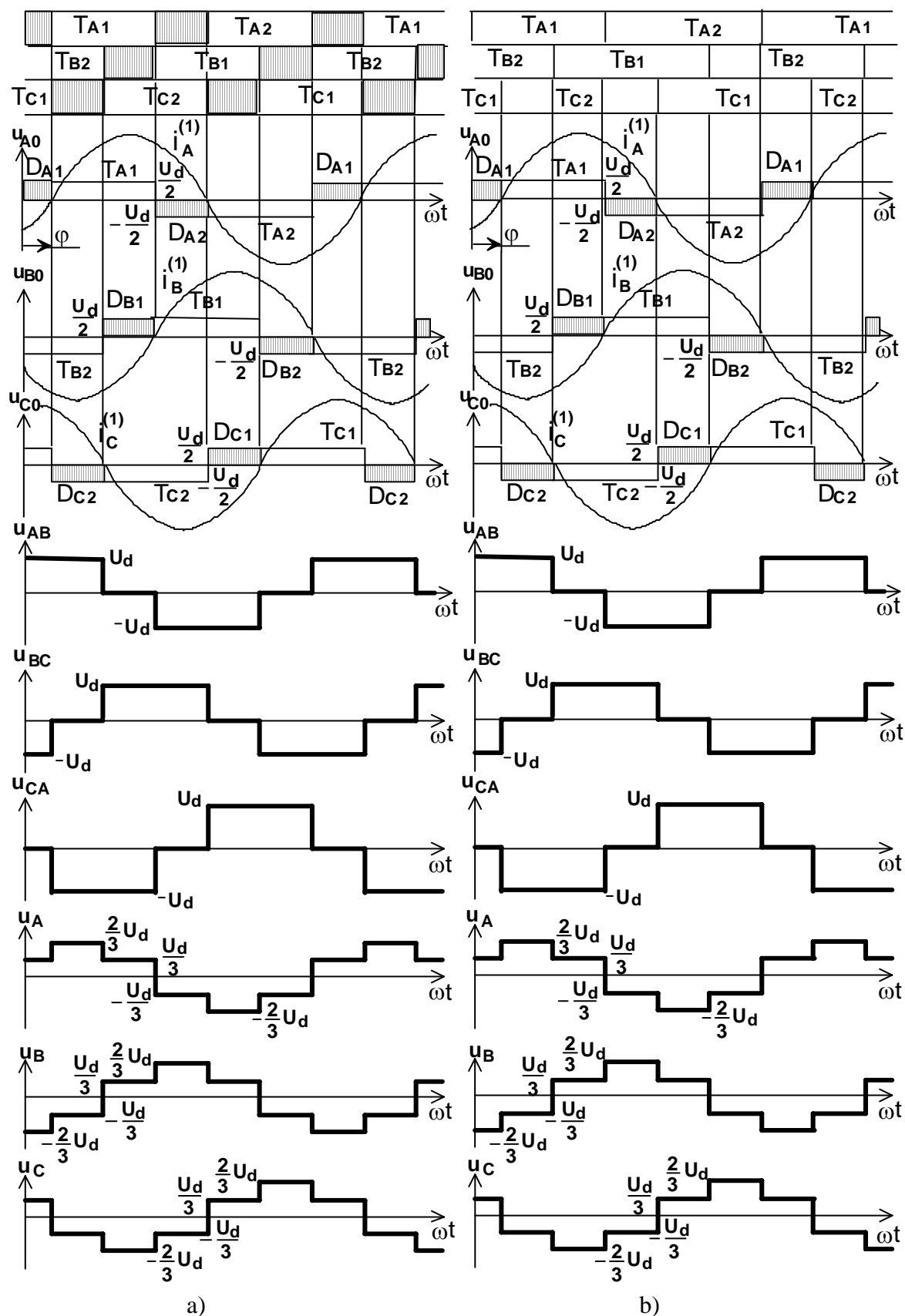


Fig. L7.2. Programul de comandă și formele de undă ale tensiunilor inverterului în sarcină rezistiv - inductivă: a) comandat la 120° el.; b) comandat la 180° el..

Elementele de comutație ale inverterului din figura L7.1 sunt tranzistoare bipolare de putere cu diode rapide de descărcare conectate în antiparalel. Principal, funcționarea inverterului va fi aceeași și în cazul utilizării altor tipuri de tranzistoare (MOS, IGBT, etc.) sau a tiristoarelor cu circuite de stingere individuală sau cu blocare pe poartă (GTO, MCT, etc.).

În cazul funcționării inverterului fără modularea pulsurilor de tensiune, comutările se produc la intervale de timp de $1/6$ din perioada T corespunzătoare frecvenței tensiunii la ieșire. Presupunând tranzistoarele comutatoare ideale, sunt posibile astfel două regimuri de lucru: fiecare comutator este închis pe o durată de $1/3$ din perioada T a tensiunii de ieșire – unghi de conducție $\alpha = 120^\circ \text{el.}$, sau pe o durată de $(1/2)T$, ceea ce corespunde la un unghi de conducție $\alpha = 180^\circ \text{el.}$ În primul caz conducția este realizată de câte două tranzistoare, iar în al doilea caz de câte trei tranzistoare aflate simultan în conducție. În figura L7.2, a) și b) se prezintă diagramele tensiunilor pentru aceste două moduri de comandă ale tranzistoarelor în cazul funcționării inverterului pe o sarcină inductivă echilibrată ca în figura L7.1.

Așa cum se poate vedea din figura 1.2, formele de undă ale tensiunilor sunt aproape identice în cazul sarcinii inductive pentru cele două moduri de comandă ale inverterului. Deosebirea care apare constă numai în timpii de conducție diferiți ai tranzistoarelor și diodelor de descărcare. La comanda tranzistoarelor pe durata a $(1/3)T$, unghiul maxim de conducție al acestora este de 120°el. , în timp ce la comanda pe durata unei semiperioade, durata minimă de conducție corespunde unui unghi $\alpha = 90^\circ \text{el.}$ (pentru un unghi de defazaj $\varphi = 90^\circ \text{el.}$ – sarcină pur inductivă). Pentru același unghi de defazaj φ al curentului (același factor de putere al sarcinii), se constată o solicitare mai mare a diodelor de descărcare în cazul primului mod de comandă, când durata de conducție a acestora corespunde unui unghi de $\varphi + 30^\circ \text{el.}$ față de al doilea mod de comandă, când aceste diode conduc pe durata corespunzătoare unghiului φ .

Un dezavantaj al primului mod de comandă constă în posibilitatea apariției regimului de curent întrerupt dacă unghiul de defazaj este mai mic de 30°el. , ceea ce ar conduce la o distorsionare mai pronunțată a tensiunilor pe fazele motorului.

Pentru al doilea mod de comandă există pericolul conducției simultane a două comutatoare de pe aceeași fază, rezultând astfel un scurtcircuit net al sursei. Din acest punct de vedere, comanda la $\alpha = 120^\circ \text{el.}$ este mult mai sigură, existând un interval de 60°el. între conducția comutatoarelor înseriate pe aceeași ramură a inverterului.

Tensiunile compuse, de linie, la ieșirea inverterului se obțin din compunerea grafică a tensiunilor de fază astfel:

$$u_{AB} = u_{A0} - u_{B0} ; u_{BC} = u_{B0} - u_{C0} ; u_{CA} = u_{C0} - u_{A0} \quad (1.1.)$$

Tensiunile pe fazele motorului $u_A = u_{AN}$, $u_B = u_{BN}$, $u_C = u_{CN}$, pot fi determinate pe baza relațiilor

$$u_{AB} = u_A - u_B ; u_{BC} = u_B - u_C ; u_{CA} = u_C - u_A \quad (1.2.)$$

și din condiția $u_A + u_B + u_C = 0$, dacă se consideră receptorul echilibrat. Rezultă astfel:

$$u_A = (1/3)(u_{AB} - u_{CA}) ; u_B = (1/3)(u_{BC} - u_{AB}) ; u_C = (1/3)(u_{CA} - u_{BC}) \quad (1.3.)$$

7.2. COMANDA PWM A INVERTOARELOR TRIFAZATE

Funcționarea invertoarelor de tensiune fără modulația pulsurilor, prin conducția continuă a dispozitivelor de comutație pe duratele corespunzătoare unor unghiuri de 120° el. sau 180° el., prezintă dezavantajul unui conținut ridicat de armonici de frecvență joasă în unda tensiunii de ieșire precum și dezavantajul datorat imposibilității reglării tensiunii concomitent cu reglarea frecvenței numai prin intermediul inverterului. După cum s-a văzut în paragraful anterior, undele de tensiune obținute la ieșirea inverterului sunt cvasi-sinusoidale, compuse din pulsuri dreptunghiulare de durate egale cu durata de conducție a semiconductoarelor de putere. Astfel de unde au o pondere însemnată a armonicilor impare 5, 7, 11, etc. care determină pierderi suplimentare, reducerea factorului de putere, iar în cazul alimentării unui motor de curent alternativ determină cupluri oscilante ce înrăutățesc performanțele acestuia. În plus, la reglarea vitezei unui motor de acționare electrică de c.a. (sincron sau asincron) se impune modificarea continuă a tensiunii concomitent cu frecvența și acest lucru nu se poate obține cu ajutorul inverterului, fiind necesară pentru aceasta o sursă de tensiune continuă reglabilă, redresor comandat sau chopper în circuitul de c.c.

Reducerea conținutului de armonici, în special a armonicilor de frecvență joasă și posibilitatea modificării în limite largi a tensiunii cu frecvența se obțin, în majoritatea aplicațiilor tehnice actuale, prin modulația în durată a pulsurilor de tensiune, metodă consacrată sub denumirea de comandă **PWM** (**P**uls **W**idth **M**odulation) în literatura de specialitate. Principial, metoda constă în fragmentarea duratelor de conducție ale semiconductoarelor de putere în vederea reducerii conținutului de armonici din undele de tensiune și implicit de curent de la ieșirea inverterului.

Gama tehnicilor de modulație în durată a pulsurilor de tensiune, aplicate practic în comanda invertoarelor sau tratate teoretic în literatura de specialitate, este foarte largă și diversificată, comanda PWM constituind și în prezent un domeniu de mare interes în cercetarea științifică de specialitate.

Principial, tehnicile de modulație în durată pot fi împărțite în două categorii:

- a) modulația după o lege sinusoidală;
- b) modulația bazată pe controlul curentului.

În categoria tehnicilor de modulație după o lege sinusoidală intră metodele în care semnalul modulator este un semnal sinusoidal, sau metodele la care determinarea poziției și lățimii pulsurilor pe o perioadă se face în vederea reducerii conținutului de armonici din undele de tensiune și respectiv de curent de la ieșirea inverterului.

În cea de-a doua categorie intră metodele aplicate, în general, la controlul în curent a invertoarelor de tensiune, unde pulsurile de tensiune modulate în durată se obțin în urma comparării valorilor instantanee ale curenților impuși de sistemul de reglare cu valorile instantanee ale curenților reali de la ieșirea inverterului.

De menționat este și metoda modulației în amplitudine a pulsurilor de tensiune care se realizează de obicei prin alegerea convenabilă a programului de comanda a

dispozitivelor de comutație ale inverterului. Această metodă, posibil de combinat cu metoda modulației în durată, este mai puțin aplicată în practică datorită complexității sistemului de comandă.

7.3. CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENȚĂ CU INVERTOR PWM

7.3.1. Instalația de forță a convertizorului.

Convertizorul static de frecvență utilizat în laborator pentru comanda vitezei motorului asincron trifazat cu rotor în scurtcircuit este un convertizor cu circuit intermediar de tensiune constantă (CSFU) alcătuit din:

- redresor în punte trifazată realizat cu diode semiconductoare de putere;
- inverter în punte trifazată realizat cu tranzistoare bipolare de putere cu comandă PWM;
- condensatorul de filtrare C al circuitului intermediar de curent continuu.

În figura L7.3 este prezentată schema părții de forță a convertizorului împreună cu blocurile utilizate pentru comandă sau protecție.

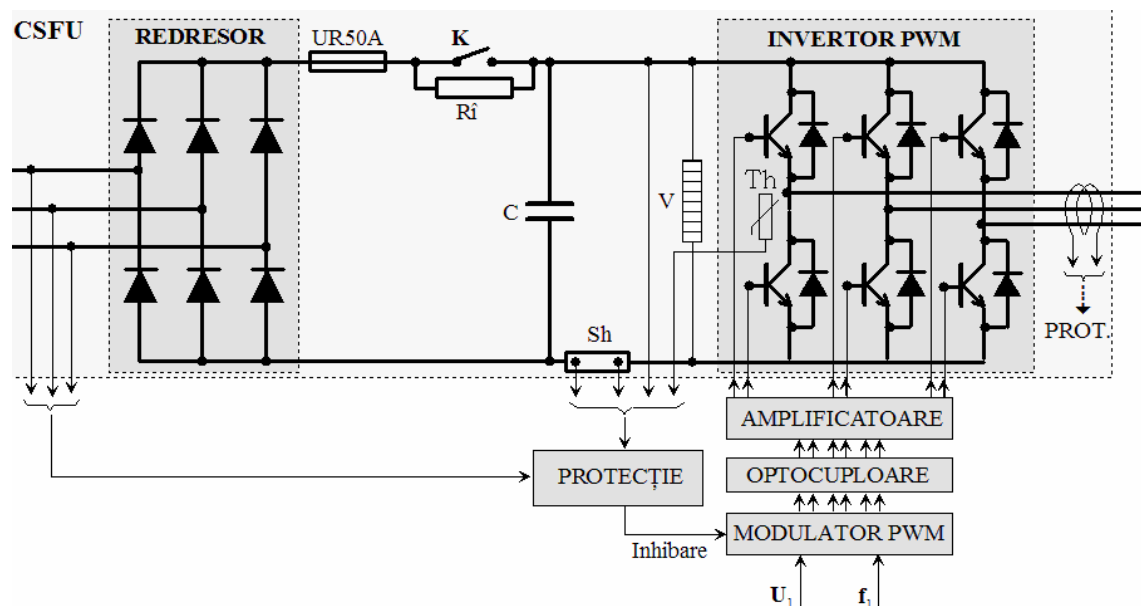


Fig. L7.3. Schema bloc de principiu a convertizorului static de frecvență.

Instalația de forță a convertorului mai cuprinde:

- elemente pentru protecția la scurtcircuit (siguranță ultrarapidă UR) și la supra-tensiuni de comutație (varistorul V montat la intrarea inverterului);
- senzor curent (șunt) pe circuitul intermediar de c.c., senzor temperatură (termistor) pentru tranzistoarele de putere, senzor curent homopolar la ieșirea inverterului;

- rezistor pentru limitarea curentului utilizat la preîncărcarea bateriei de condensatoare.

Sunt, de asemenea, supravegheate tensiunile rețelei de alimentare și tensiunea circuitului intermediar de c.c. Semnalele de protecție preluate de schema de comandă acționează prin blocarea comenzii tranzistoarelor inverterului.

Inverterul este realizat cu trei module de putere monofazate cu tranzistoare bipolare tip 2DI 75Z - 100, 75A, 1000V, FUJI ELECTRIC.

Amplificatoarele de impuls pentru comanda tranzistoarelor sunt separate galvanic prin optocuploare de circuitul de comandă PWM (modulatorul PWM).

7.3.2. Comanda inverterului PWM

Pentru modulația în durată a impulsurilor de comandă ale tranzistoarelor inverterului PWM se utilizează circuitul integrat HEF 4752V (PHILIPS). Acesta este un circuit larg integrat (LSI) realizat în tehnologie LOC MOS, montat într-o capsulă de 28 pini și realizează procesul de modulație după o lege sinusoidală implementată numeric.

Metoda utilizată pentru elaborarea pulsurilor modulate în durată după o lege sinusoidală este redată principal în figura L7.4, unde unghiul δ este proporțional cu $\sin\alpha$, α fiind unghiul de poziție al frontului unei nemodulate.

Circuitul integrat, având funcționarea bazată pe tehnici numerice, realizează o modulație sincronă, frecvența unei modulate fiind întotdeauna un multiplu întreg al frecvenței fundamentale tensiunii de la ieșirea inverterului. Frecvența maximă de comutație este de cca 1kHz, iar numărul de pulsuri pe o perioadă a tensiunii de la ieșirea inverterului se modifică de la 168 la frecvențe

joase (între 0 ÷ 5Hz), la 15 pentru frecvențe mai mari (peste 40 Hz). Numărul pulsurilor pe perioadă se modifică în trepte cu frecvența de la ieșirea inverterului, trecerea de la o treaptă la alta fiind prevăzută cu histerzis pentru evitarea oscilațiilor. Utilizându-se un număr mare de pulsuri la frecvențe joase, număr care scade odată cu creșterea frecvenței, rezultă un conținut foarte bun în armonici a tensiunii de la ieșirea inverterului.

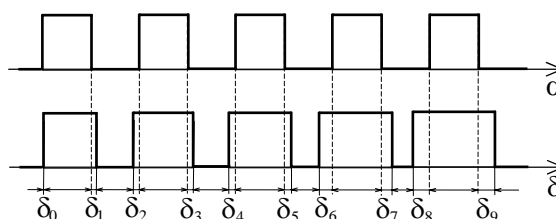


Fig. L7.4. Principiul elaborării pulsurilor modulate în durată după o lege sinusoidală.

7.4. MODUL DE LUCRU. PROBLEME DE STUDIAT.

Pentru convertizorul de frecvență existent în laborator se identifică elementele componente și se studiază utilizând schemele acestuia circuitele și comandă, reglare și de protecție.

Se conectează convertizorul la un motor asincron trifazat și se vizualizează pe osciloscop formele undelor de tensiune și de curent de la intrarea și ieșirea inverterului precum și pe partea de curent continuu.

Se trag concluziile privitoare la modul de realizare a comenzii PWM a inverterului utilizat pentru reglarea vitezei motorului asincron.

Bibliografie

- [1]. Adam M., Baraboi A. – *Electronică de putere: convertoare statice*. Editura Venus, Iași, 2005.
- [2]. Alexa D., Hrubaru O. – *Aplicații ale convertizoarelor statice de putere*, Editura Tehnică, București, 1989.
- [3]. Alexa D., Micu D. – *Invertoare și redresoare cu parametrii energetici ridicați*, Editura Tehnică, București, 1986.
- [4]. Bose B. K. – *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, 1986.
- [5]. Bodea M., Silard A., Popa E. ș.a. – *Diode și tiristoare de putere. Performanțe*. Editura Tehnică, București, 1989.
- [6]. Bodea M., Teodorescu I., Dragomir R. ș.a. – *Diode și tiristoare de putere. Aplicații*. Editura Tehnică, București, 1990.
- [7]. Bodea M., Vătășescu A., Tănase G. ș.a. – *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, vol. IV. Editura Tehnică, București, 1985.
- [8]. Diaconescu M.P., Graur I. – *Convertoare statice*. Ed. "Gh. Asachi" Iași, 1996.
- [9]. Ionescu Fl., Six J.P. – *Composants Semi-Conducteurs de Puissance*. Ed. Tehnică, București, 1999.
- [10]. Ionescu Fl. – *Convertizoare statice*. Ed. Matrix Rom, București, 1998.
- [11]. Ionescu Fl. – *Electronică de putere*. Ed. Tehnică, București, 1998.
- [12]. Kelemen A., Imecs M. – *Mutatoare*. Ed. Tehnică, București, 1978.
- [13]. Kelemen A., Imecs M. – *Electronică de putere*. Ed. Did. și Ped., Buc., 1983.
- [14]. Maghiar T., Călugăreanu M. ș.a. – *Electronică industrială*. Ed. Universității din Oradea, 2001.
- [15]. Matlac I. – *Convertoare electroenergetice*. Ed. Facla, Timișoara, 1987
- [16]. Măgureanu R. , Micu D. – *Convertizoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone*. Editura Tehnică, București, 1985.
- [17]. Puiu - Berizințu M. – *Conducerea numerică în rgim de viteză reglabilă a sistemelor de acționare electrică cu motoare asincrone*. Universitatea Tehnică "Gh. Asachi" Iași, 2000.
- [18]. Rotar D. – *Electronică*. Ed. Alma Mater, Universitatea din Bacău, 2006.
- [19]. Rombaut C., Seguier G., Bausiere R. – *Power Electronics Converters*. Vol. I,II. McGraw – Hill Inc., 1987.
- [20]. Silard A.P. – *Tiristoare cu blocare pe poartă GTO*. Ed. Tehnică, București, 1990.
- [21]. Străinescu M., Condruș M. – *Tiristorul. Caracteristici, comandă, protecție, utilizări*. Ed. Tehnică, București, 1988.

