

CONVERTOARE STATICE I

Suport curs

Electromecanică,

Informatică aplicată în inginerie electrică,

Ingineria și protecția mediului în industrie

Prof.dr.ing. Mihaela Popescu

CUPRINS

1	NOȚIUNI INTRODUCTIVE PRIVIND CONVERTOARELE STATICE	5
	1.1. Locul convertoarelor statice în fluxul energetic	
	1.2. Caracterizarea energiei electrice la ieșirea convertorului static	
	1.3. Clasificarea convertoarelor statice	
	1.3.1. Clasificarea convertoarelor statice din punct de vedere energetic	
	1.3.2. Clasificarea convertoarelor statice din punct de vedere al comutației	
2	ELEMENTE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE: DIODA ȘI TIRISTORUL	17
	2.1. Introducere	
	2.2. Dioda	
	2.3. Tiristorul	
	2.3.1. Caracteristici	
	2.3.2. Comanda tiristoarelor	
	2.4. Elemente complet comandate: Tiristorul cu blocare pe poartă (GTO)	
	2.4.1. Caracteristici	
	2.4.2. Comanda tiristoarelor GTO	
3	ELEMENTE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE: BPT, MOSFET, IGBT, SITH	28
	3.1. Tranzistoare bipolare de putere (BPT)	
	3.1.1. Caracteristici	
	3.1.2. Comanda tranzistoarelor bipolare de putere	
	3.2. Tranzistoare cu efect de câmp, de putere (MOSFET de putere)	
	3.2.1. Introducere	
	3.2.2. Structura de bază	
	3.2.3. Caracteristici	
	3.2.4. Valori limită absolută	
	3.2.5. Comanda MOSFET	
	3.3. Tranzistoare bipolare cu bază izolată IGBT	
	3.2.1. Introducere	
	3.2.2. Structura de bază	
	3.2.3. Caracteristici	

	3.2.4. Valori limită absolută	
	3.2.5. Comanda IGBT	
	3.4. Tiristoare cu inducție statică SITh	
	3.4.1. Introducere	
	3.4.2. Structura de bază	
	3.4.3. Caracteristici	
	3.4.4. Valori limită absolută	
	3.4.5. Comandă și protecție	
4	ALEGEREA ȘI VERIFICAREA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE	44
	4.1. Pierderile în elementele semiconductoare de de putere	
	4.1.1. Pierderile în tiristoare	
	4.1.2. Considerații privind pierderile în elementele semiconductoare	
	4.2. Alegerea elementelor semiconductoare de putere	
	4.2.1. Verificarea elementelor semiconductoare, la încălzire	
	4.2.1.1. Verificarea la încălzire în regim staționar	
	4.2.1.2. Verificarea la încălzire în regim intermitent	
	4.2.1.2.1. Cazul unui puls dreptunghiular	
	4.2.1.2.2. Cazul mai multor pulsuri dreptunghiulare	
5	PROTECȚIA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE	78
	5.1. Protecția tiristoarelor la supratensiuni de comutație	
	5.1.1. Valoarea maximă a tensiunii la polarizarea în sens invers	
	5.1.2. Valoarea maximă a pantei de creștere a tensiunii la polarizarea în	
	5.1.3. Algoritm de dimensionare	
	5.2. Protecția convertoarelor statice conectate la rețeaua de c.a.	
	5.3. Protecția tiristoarelor la scurtcircuit	
	5.3.1. Mărimi caracteristice	
	5.3.2. Alegerea siguranțelor ultrarapide	
	5.3.3. Verificarea siguranțelor ultrarapide	
6	CONVERTOARE STATICE C.A. – C.C. (REDRESOARE)	97
	6.1. Introducere	
	6.2. Principiul și teoria generală a redresoarelor comandate în fază	
	6.2.1. Principiul de funcționare	
	6.2.2. Valoarea medie a tensiunii redresate, la mersul în gol	
	6.2.3. Regimurile de funcționare ale unui redresor comandat	
	6.2.4. Comutația și fenomenul de suprapunere anodică	
	6.2.5. Caracteristicile externe și de comandă	

6.2.5.1.	Caracteristicile externe	
6.2.5.2.	Caracteristicile de comandă	
6.3.	Regimul de curent întrerupt	
6.3.1.	Expresia curentului redresat	
6.3.2.	Apariția regimului de curent întrerupt	
6.3.3.	Dimensionarea inductivității de filtrare	
6.3.3.1.	Inductivitatea pentru evitarea funcționării în regim de curent	
6.3.3.1.	Inductivitatea necesară pentru limitarea pulsațiilor curentului	
7	SCHEME DE BAZĂ ALE REDRESOARELOR	119
7.1.	Scheme de bază ale redresoarelor comandate	
7.1.1.	Redresorul monofazat cu punct median (MM)	
7.1.2.	Redresorul monofazat în punte (MCP)	
7.1.3.	Redresorul trifazat în stea (TS)	
7.1.4.	Redresorul trifazat în punte (TCP)	
7.2.	Mărimi caracteristice ale redresoarelor comandate	
7.3.	Indici de performanță	
8	REDRESOARE BIDIRECȚIONALE	145
8.1.	Principiu și schema de principiu	
8.2.	Redresoare bidirecționale cu curenți de circulație	
9	COMANDA REDRESOARELOR CU COMUTAȚIE NATURALĂ	150
9.1.	Structura blocului de comandă	
9.2.	Comanda valorii medii	
9.2.1.	Comanda în fază	
9.2.2.	Comanda prin zero cu referință fixă	
9.2.3.	Comanda prin zero cu referință variabilă	
10	REDRESOARE MONOFAZATE SEMICOMANDATE	156
10.1.	Generalități	
10.2.	Redresorul monofazat semicomandat în punte asimetrică	
10.3.	Redresorul monofazat semicomandat în punte simetrică	
10	REDRESOARE CU FACTOR DE PUTERE UNITAR	163
11.1.	Redresoare cu factor de putere unitar	
11.1.1.	Principiul de funcționare	
11.1.2.	Redresorul monofazat în punte	
11.1.2.1.	Schema de forță. Forme de undă	
11.1.2.2.	Mărimi caracteristice	
11.1.3.	Redresorul trifazat în punte	

- 11.1.3.1. Schema de principiu, forme de undă
- 11.1.3.2. Valoarea medie a tensiunii redresate
- 11.2. Redresoare cu factor de putere unitar și comandă PWM
 - 11.2.1. Redresorul monofazat în punte
 - 11.2.1.1. Modulația sinusoidală
 - 11.2.1.2. Modulația bilogică
 - 11.2.1.1. Modulația sinusoidală bilogică
 - 11.2.1.2. Modulația sinusoidală trilogică
 - 11.2.2. Redresorul trifazat în punte
 - 11.2.2.1. Modulația sinusoidală
 - 11.2.2.2. Modulația sinusoidală bilogică
 - 11.2.2.3. Modulația trilogică
 - 11.2.2.4. Exemplu de modulație trilogică
 - 11.2.2.5. Concluzii

1. NOȚIUNI INTRODUCATIVE PRIVIND CONVERTOARELE STATICE

Cuprins

- 1.1. Locul convertoarelor statice în fluxul energetic
- 1.2. Caracterizarea energiei electrice la ieșirea convertorului static
- 1.3. Clasificarea convertoarelor statice
 - 1.3.1. Clasificarea convertoarelor statice din punct de vedere energetic
 - 1.3.2. Clasificarea convertoarelor statice din punct de vedere al comutației

1.1 Locul convertoarelor statice în fluxul energetic

Convertoarele statice (C.S.) sunt echipamente a căror parte de forță conține elemente semiconductoare de putere. Convertoarele statice necomandate sunt construite cu dispozitive semiconductoare necomandate (diode) și realizează conversia energiei electrice tot în energie electrică, modificându-i acesteia parametrii, fără a permite reglarea puterii medii transmise sarcinii.

Cursul se referă la convertoarele statice comandate care, sunt construite cu elemente semiconductoare comandate și care, pe lângă conversia energiei electrice, permit comanda puterii medii transmise sarcinii.

În fluxul energetic, convertorul static este plasat între generatorul primar de energie (G.P.), care furnizează energia electrică cu parametrii constanți (amplitudinea tensiunii, frecvența, etc.) și sarcina (S), care este un consumator de energie electrică (fig. 1.1).

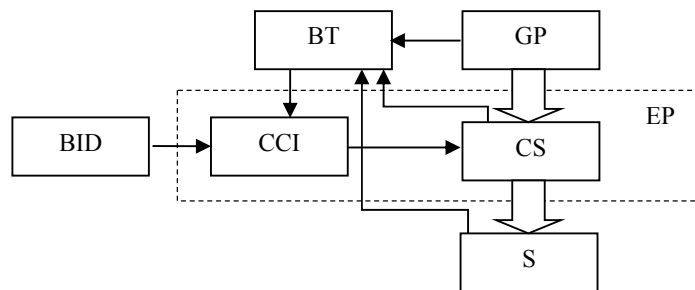


Fig 1.1. Explicativă privind locul CS în fluxul energetic

G.P. – reprezintă sursa primară de energie electrică, furnizând de regulă energie electrică de curent alternativ sau de curent continuu cu parametrii constanți. Poate fi :

- baterie de acumulator;
- rețea de alimentare;
- transformator;
- grup generator independent (motor cu ardere internă + generator electric);
- microcentrale.

S – reprezintă sarcina, este un consumator de energie electrică .

Aceasta poate fi:

- motoare electrice;
- cuptoare electrice;
- cuptoare cu microunde și alte echipamente electrocasnice.

Convertorul static, împreună cu blocul de comandă în circuit închis, formează domeniul electronicii de putere (E.P.).

Pentru fluxul informațional se întâlnesc următoarele blocuri:

B.I.D. – bloc de introducere a datelor, are rolul de a introduce datele inițiale pentru comandă. Este constituit din:

- chei;
- butoane;
- tastatură;
- cititoare de informație (unitate de disc optic)

C.C.I. – bloc de comandă în circuit închis. Elaborează unul sau mai multe semnale de comandă pe baza unei strategii de comandă stabilite și a unor mărimi ce caracterizează funcționarea întregului sistem (intensitatea curentului, puterea electrică, viteza de rotație, etc.)

B.T. – blocul traductoarelor are rolul de a converti mărimile culese din sistem în mărimi electrice (tensiuni sau curenți) compatibile ca formă și valoare cu intrările C.C.I.

C.C.I. împreună cu C.S. formează obiectul electronicii de putere.

În sistemele moderne funcțiile C.C.I. sunt atribuite unui microprocesor sau unui calculator dedicat.

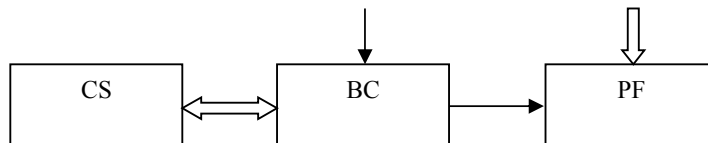


Fig 1.2. Părțile componente ale convertoarelor statice

Convertoarele statice conțin două părți (fig. 1.2):



P.F. – partea de forță conține elemente semiconductoare de putere comandate sau semicomandate și blocuri de protecție aferente acestora.

B.C. – bloc de comandă, este realizat cu elemente specifice curenților slabi și are rolul de a genera semnalele de comandă necesare elementelor semiconductoare de putere și de a le distribui acestora.

Există două clase de convertoare statice:

- Convertoare statice necomandate: partea de forță este construită cu diode, iar blocul de comandă lipsește;
- Convertoare statice comandate: acestea permit comanda puterii ce se transferă de la G.P. la sarcină. Acestea fac obiectul cursului.

Comanda transferului de putere se realizează prin modificare parametrilor energiei de ieșire (c.c sau c.a).

1.2. Caracterizarea energiei electrice la ieșirea convertorului static

Convertoarele statice furnizează energie ai cărei parametri au forme de undă diferite față de cele ale surselor clasice. Astfel energia de c.c. nu este caracterizată în regim permanent de tensiune și curent constante, iar energia de c.a. nu este caracterizată de tensiune și curent sinusoidal.

I. Energia de curent continuu

Sursa clasică de c.c. este caracterizată de valorile U , I (fig.1.3)

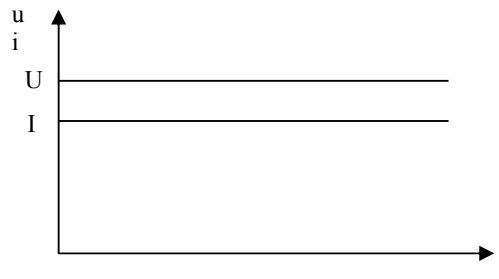


Fig.1.3. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează sursa clasică

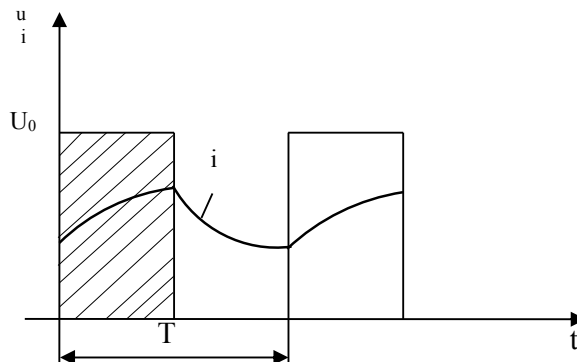


Fig 1.4. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează convertoarele statice

Convertoarele statice cu ieșirea în c.c. dau tensiune și curent variabile în timp, dar periodice (fig.1.4). Astfel, energia de c.c. de la ieșirea unui convertor static este caracterizată de valorile medii ale tensiunii și curentului.

Tensiunea medie se notează cu U_d și este definită astfel:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_n+T} u dt \quad (1.1)$$

II. *Energia de curent alternativ* clasică este caracterizată de valorile tensiunii și curentului ce au variații sinusoidale.

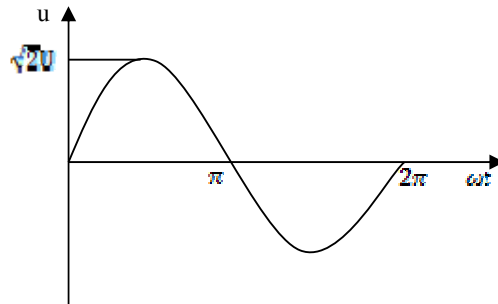


Fig 1.5. Forma de undă a tensiunii ce caracterizează sursa clasică

Astfel:

$$\begin{aligned} u &= \sqrt{2}U \sin \omega t \\ i &= \sqrt{2}I \sin(\omega t + \alpha) \end{aligned} \quad (1.2)$$

unde:

u, i – valori instantanee;

U, I – valori efective sau eficace;

$\sqrt{2}U, \sqrt{2}I$ - amplitudini;

ω – pulsația, definită ca fiind:

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{1}{T} \quad (1.3)$$

α - faza inițială a curentului.

În cazul convertoarelor cu ieșire în c.a., curentul și tensiunea nu mai au variații sinusoidale, dar sunt alternative și simetrice (fig.1.6).

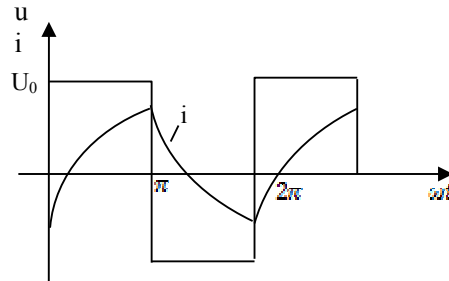


Fig 1.6. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează convertoarele statice

În acest caz tensiunea și curentul sunt caracterizate de:

- valoare efectivă a fundamentalei;
- valoare efectivă globală sau totală;
- factorul total de distorsiune armonică.

O tensiune sau curent cu variație periodică și simetrică se poate descompune în serie Fourier :

$$u = \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \sin k\omega t + B_k \cos k\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} U_k \sin (k\omega t + \varphi_k) \quad (1.4)$$

Se constată că:

- termenii de sub sumă au pulsațiile: $\omega, 2\omega, 3\omega, \dots, n\omega$ (pulsațiile sunt multipli ai pulsației fundamentale); pulsația fundamentală corespunde frecvenței tensiunii reale care se descompune.
- A_k, B_k se numesc amplitudinile componentelor în sinus și respectiv în cosinus.

$$A_k = \frac{2}{T} \int_0^T u \cdot \sin k\omega t \cdot dt$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T u \cdot \cos k\omega t \cdot dt \quad (1.5)$$

Termenii corespunzători lui $k = 1, 2, 3, \dots, n$ se numesc armonici.

Pentru: $k = 1$ – armonică fundamentală;

$k > 1$ – armonică superioară.

U_k – reprezintă valoarea efectivă a armonicii de ordinul k și este:

$$U_k = \sqrt{\frac{A_k^2 + B_k^2}{2}} \quad (1.6)$$

φ_k - faza inițială a armonicii de ordinul k

$$\varphi_k = \arctg \frac{B_k}{A_k} \quad (1.7)$$

Valoarea efectivă (totală sau globală) se definește astfel:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \quad (1.8)$$

Factorul total de distorsiune armonică caracterizează gradul de deformare al unei respective (tensiune sau curent) față de unda sinusoidală.

$$THD = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{U_{ef}^2 - U_1^2}{U_1^2}} = \sqrt{\left(\frac{U_{ef}}{U_1}\right)^2 - 1} \quad (1.9)$$

O definiție mai veche care există încă în unele standarde este:

$$THD^{(s)} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_{ef}^2}} = \sqrt{1 - \left(\frac{U_1}{U_{ef}}\right)^2} \quad (1.10)$$

1.3. Clasificarea convertoarelor statice

Există două criterii mari în raport cu care se poate clasifica:

- I. C.S. din punct de vedere energetic;
- II. C.S. din punct de vedere al comutației.

1.3.1. Clasificarea convertoarelor statice din punct de vedere energetic

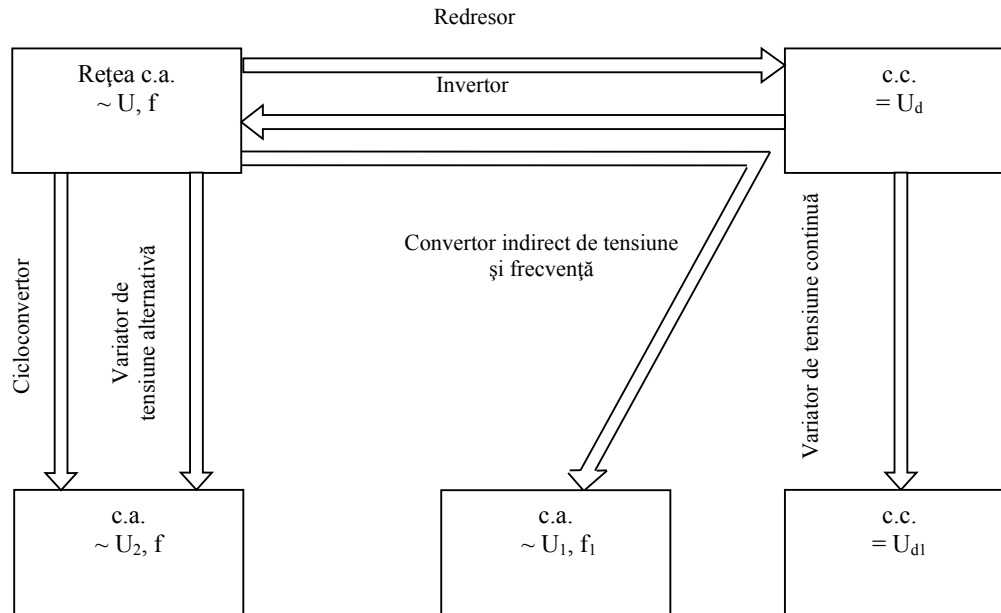
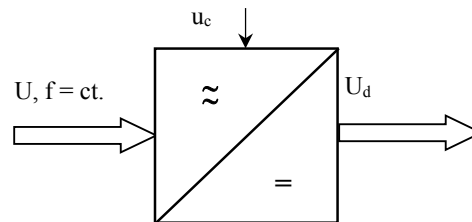


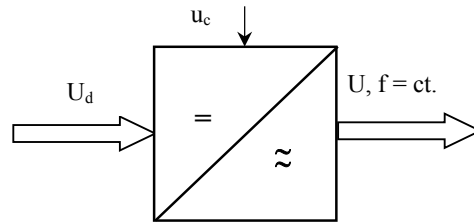
Fig.1.7 Fluxul de energie în funcție de diferitele tipuri de conversoare statice

Se au în vedere formele energiei electrice de la intrarea și respectiv, ieșirea convertoarelor. Astfel, se deosebesc patru categorii de conversoare statice.

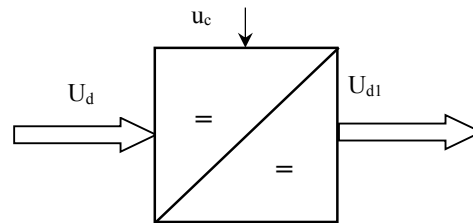
1. Conversoare statice c.a. \rightarrow c.c. sau *redresoare*, care realizează conversia energiei de c.a. în energie de c.c., iar prin comandă se poate regla valoarea medie a tensiunii redresate (de ieșire).



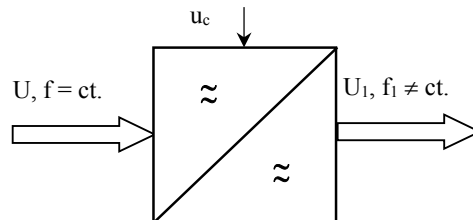
2. Conversoare statice c.c. \rightarrow c.a. sau *invertoare*, care realizează conversia energiei de c.c. în energie de c.a., iar prin comandă se poate regla frecvența tensiunii de ieșire și eventual, valoarea efectivă a acesteia.



3. Convertoare statice c.c. \rightarrow c.c. numite și *variatoare de tensiune continuă*, care convertesc energia de c.c. având parametrii constanți, tot în energie de c.c. dar, căreia i se poate regla valoarea medie a tensiunii. Se mai întâlnesc sub denumirea de *choppere* (denumirea din limba engleză).



4. Convertoare statice c.a. \rightarrow c.a., care realizează conversia energiei de c.a. având parametrii constanți (amplitudine și frecvență), tot în energie de c.a., ai cărei parametri pot fi reglați prin comandă.



Din această categorie fac parte mai multe convertoare.

4.1. *Variatoare de tensiune alternativă*, care permit comanda numai a valorii efective a tensiunii de la ieșire, frecvența acestora fiind constantă și egală cu cea a tensiunii de la ieșire.

4.2. *Convertoare statice de tensiune și frecvență* (C.S.T.F.), care prin comandă permit reglarea atât a valorii efective a tensiunii de la ieșire, cât și a frecvenței acestora.

La rândul lor, după modul în care se realizează conversia c.a. \rightarrow c.a., aceste convertoare sunt de două categorii:

A) C.S.T.F. directe, numite și *cicloconvertoare*, care realizează conversia c.a. → c.a. în mod direct, fără a trece prin forma de c.c..

B) C.S.T.F. indirecte, care realizează conversia în două trepte c.a. → c.c. → c.a. Rezultă că, acestea conțin un redresor și un invertor, iar între ele se află circuitul intermediar de c.c. format, în general, dintr-o bobină și un condensator (fig. 1.8).

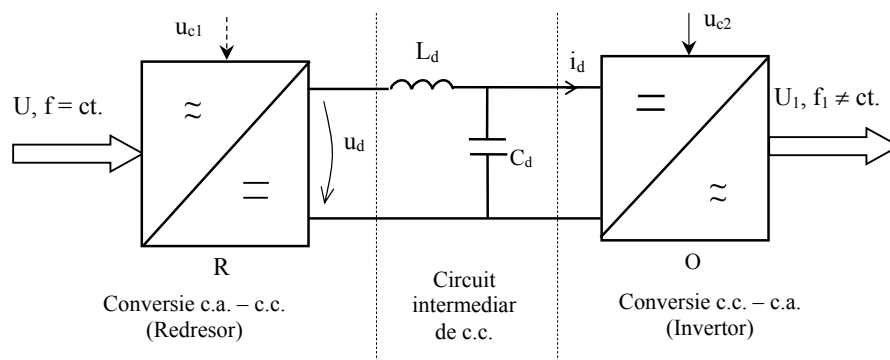


Fig.1.8. Schema de principiu a convertorului static de tensiune și frecvență indirect

După caracterul circuitului intermediar, C.S.T.F. indirecte pot fi:

B1. *C.S.T.F. de tensiune*, când circuitul intermediar are caracter de sursă de tensiune, capacitatea C_d are valoare mare (sute sau mii de μF), iar L_d poate lipsi. În acest caz tensiunea din circuitul intermediar este practic constantă și egală cu valoarea sa medie U_d . Invertorul distribuie pe fiecare fază a sarcinii această tensiune și în consecință tensiunea pe sarcină este formată din una sau mai multe trepte ale căror valori sunt proporționale cu U_d (tensiunea pe sarcină are o formă de undă sintetică). Curentul prin sarcină se formează în funcție de parametrii sarcinii (spre exemplu, dacă sarcina este pur rezistivă, curentul arată ca și tensiunea). În acest caz, invertorul are o structură specifică și se numește invertor de tensiune.

B2. *C.S.T.F. de curent*, când circuitul intermediar are caracter de sursă de curent, caracter imprimat prin valoarea importantă a inductivității L_d , iar C_d poate lipsi. În acest caz, curentul din circuitul intermediar este constant și egal cu valoarea sa medie I_d . Invertorul distribuie acest curent pe fazele sarcinii, astfel curentul de sarcină are forma de undă sintetică (fiecare alternanță este formată din unul sau mai multe pulsuri dreptunghiulare). Invertorul are o structură specifică și se numește, și el, invertor de curent.

Intotdeauna, pentru reglarea frecvenței tensiunii de ieșire, comanda se aplică inverterului, iar după modul în care se reglează valoarea efectivă a tensiunii de la ieșire, C.S.T.F. pot fi:

B.a) *C.S.T.F.I. cu modulație în amplitudine*. Modificarea valorii efective a tensiunii de ieșire, se face prin modificare amplitudinii ei, adică prin modificarea valorii medii a tensiunii din circuitul intermediar. Rezultă că, redresorul este comandat.

B.b) *C.S.T.F.I. cu modulație în durată (P.W.M)*. În acest caz, tensiunea sau curentul de la ieșire sunt formate din unul sau mai multe pulsuri de amplitudini constante, dar de durate și/sau frecvențe modificabile prin comandă. Rezultă că redresorul este necomandat, iar comanda de modificare a valorii efective a tensiunii se aplică tot inverterului.

1.3.2 Clasificarea convertoarelor statice din punct de vedere al comutației

În general în electrotehnică, prin comutație se înțelege trecerea curentului de sarcină de pe o ramură de circuit pe o altă ramură de circuit. Pentru realizarea comutației este necesară o energie. În convertoarele statice laturile care comută curentul de sarcina conțin elemente semiconductoare de putere, iar comutația se realizează prin închiderea unui element semiconductor și deschiderea altuia.

Acest criteriu are în vedere modul în care se asigură energia necesară blocării elementelor semiconductoare. Există astfel:

1. Convertoare statice cu comutație externă sau naturală, la care energia necesară blocării elementelor există în mod natural în circuit și provine de la o sursă externă (generatorul de putere sau sarcina). În această categorie intră:

- redresoarele cu comutație naturală;
- variatoarele de tensiune alternativă;
- cicloconvertoarele;
- invertoarele cu comutație de la sarcină (invertoare ce alimentează motoare sincrone).

2. Convertoare statice cu comutație internă sau forțată, la care energia necesară comutației trebuie creată în structura convertorului (în cazul tiristoarelor) sau prin comandă (în cazul elementelor semiconductoare complet comandate). În cazul CS cu tiristoare și comutație forțată, energia necesară comutației se obține prin încărcarea corespunzătoare a unor capacități. Din această categorie fac parte:

- variatoarele de tensiune continuă;
- invertoarele din componența CSTF indirect;
- redresoarele și cicloconvertoare cu comutație forțată.

3. Convertoare statice cu comutație prin “zero” se mai numesc rezonante sau cu comutație "soft". Tensiunea și/sau curentul prin elementele care comuta au o astfel de variație încât periodic trec prin zero. Comutația se realizează prin momentele de trecere prin zero ale tensiunii sau curentului. Astfel energia necesară comutației este foarte mică, teoretic zero. Reprezintă o clasă recentă de convertoare statice.

$$P_T = u_T \cdot i_T \quad (1.11)$$

$$W_T = \int_{t_0}^{t_1} P_T dt$$

unde:

P_T – reprezintă pierderile de comutație;

W_T – reprezintă energia necesară comutației.

Utilizarea tot mai extinsă a elementelor semiconductoare complet comandate, chiar și în componența redresoarelor, face necesară reconsiderarea acestui ultim criteriu de clasificare, conceput când în construcția convertoarelor statice se utilizau, în exclusivitate, tiristoare și diode. Se propune astfel, drept criteriu, semnalul de sincronizare care determină intervalul în care comutațiile pot avea loc. În acest sens, prin convertoare statice cu comutație externă (dar nu neapărat naturală), se înțeleg acele convertoare statice la care semnalul de sincronizare se ia din exteriorul convertorului, de la generatorul de putere. Aceste convertoare statice sunt cele care au la intrare energie de c.a.:

- redresoarele;
- variatoarele de tensiune alternativă;
- cicloconvertoarele.

Pe de altă parte, prin convertoare statice cu comutație internă se înțeleg acele convertoare statice la care momentele de comutație nu trebuie sincronizate cu o mărime aferentă circuitului de forță. În această categorie intră convertoarele statice care au la intrare energie de c.c., respectiv:

- variatoarele de tensiune continuă;
- invertoarele.

2. ELEMENTE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE: DIODA ȘI TIRISTORUL

Cuprins

2.1. Introducere

2.2. Dioda

2.3. Tiristorul

2.3.1. Caracteristici

2.3.2. Comanda tiristoarelor

2.4. Elemente complet comandate: Tiristorul cu blocare pe poartă
(GTO)

2.4.1. Caracteristici

2.4.2. Comanda tiristoarelor GTO

2.1. Introducere

Creșterea puterii, atât în tensiune cât și în curent, comanda simplă și reducerea costurilor elementelor semiconductoare de putere sunt argumente care, vor determina în următorii ani, utilizarea convertoarelor statice de putere în noi domenii, ca și crearea de noi structuri și topologii. Posibilitatea folosirii elementelor semiconductoare într-un anumit tip de convertor static (C.S.), cu o topologie sau alta, este reliefată de caracteristica curent - tensiune, viteza de comutație și de caracteristicile de comandă, ale acestora.

Dacă elementele semiconductoare de putere sunt considerate comutatoare ideale, analiza funcționării unui C.S. poate fi mult ușurată, evidențiindu-se astfel, mai simplu, principalele particularități funcționale.

Elementele semiconductoare de putere pot fi clasificate în trei grupe, după posibilitățile de comandă:

1. Diode - la care intrarea și ieșirea din conducție sunt determinate de partea de forță, respectiv nu sunt comandate.

2. Tiristoare - la care intrarea în conducție se face prin comandă, dar blocarea se face cu un circuit de putere.

3. Elemente complet comandate - la care atât deschiderea cât și închiderea se fac prin comandă. În această grupă intră tranzistoarele bipolare (Bipolar Power Transistors - **BPT**), tranzistoarele MOS cu efect de câmp (MOS Field Effect Transistors - **MOSFET**), tiristoarele cu blocare pe poartă (Gate Turn Off Thyristors - **GTO**), tranzistoarele bipolare cu poartă izolată (Insulated Gate Bipolar Transistors - **IGBT**), tranzistoarele cu inducție statică (Static Induction Transistors - **SIT**), tiristoarele cu inducție statică (Static Induction Thyristors - **SITh**) și tiristoarele cu comandă MOS (Mos Controlled Thyristors - **MCT**).

2.2. Dioda

Simbolul și caracteristicile diodei sunt arătate în fig.2.1, deosebindu-se, ca terminale, anodul A și catodul K. Caracteristica curent - tensiune arată că, dacă dioda este polarizată în sens direct ($u_{AK} > 0$), aceasta este în conducție, iar curentul prin ea crește rapid, căderea de tensiune fiind mică (1-2 V), iar dacă este polarizată în sens invers ($u_{AK} < 0$), curentul rezidual în sens invers este foarte mic, atât timp cât tensiunea nu depășește valoarea maxim admisibilă V_{RRM} , (V_{RRM} - tensiunea repetitivă maxim admisibilă în sens invers), ceea ce corespunde stării de blocare. Depășirea, chiar pentru scurt timp, a acestei valori duce la distrugerea diodei prin străpungere.

Având în vedere aceste aspecte, caracteristica poate fi idealizată ca în fig.2.1.d, considerându-se căderea de tensiune nulă pe dioda în conducție (polarizată în sens direct) și curentul nul prin dioda blocată (polarizată în sens invers).

Dioda poate fi considerată un comutator ideal, deoarece timpii de comutație (intrare în conducție sau blocare) sunt mult mai mici decât durata regimurilor tranzitorii ce au loc în circuitul de forță.

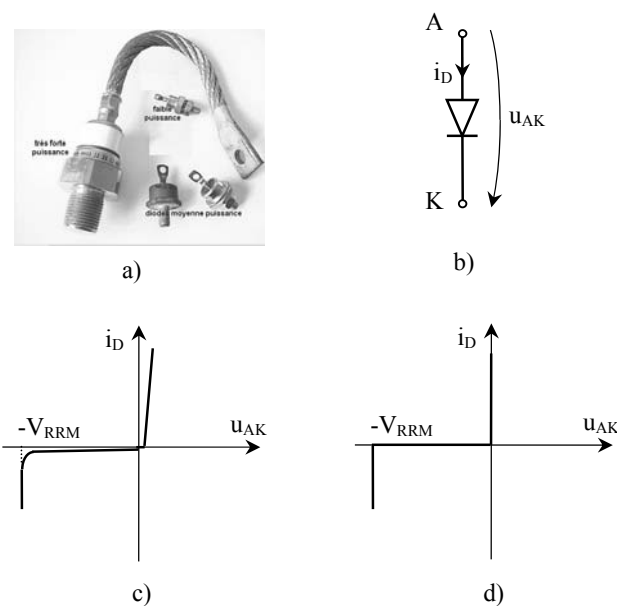


Fig. 2.1 Dioda: a) detalii constructive, b) simbol, c) caracteristica curent – tensiune, reală, d) caracteristica curent - tensiune ideală

Astfel, la blocarea diodei (fig. 2.2) curentul devine negativ un timp redus t_{rr} , numit timp de comutare inversă, atingând valoarea maximă negativă I_{RM} . Aria hașurată reprezintă sarcina stocată, care trebuie eliminată din joncțiune.

Se menționează că, t_{rr} și I_{RM} nu influențează sensibil funcționarea C.S. și deci diodele pot fi considerate comutatoare ideale.

În construcția C.S. se utilizează trei tipuri de diode:

1. Dioda normale (redresoare), caracterizate prin timpii de comutare relativ mari, curenți de până la câțiva kiloamperi și tensiuni inverse de ordinul kilovolților.
2. Dioda Schottky, caracterizate printr-o cădere de tensiune în sens direct mică, ($\sim 0.3V$) și tensiuni inverse de 50 - 100V.
3. Dioda rapide (de comutație), destinate a fi utilizate în circuitele de înaltă frecvență, în combinație cu elemente comandate și având timpul de comutare de ordinul μs .

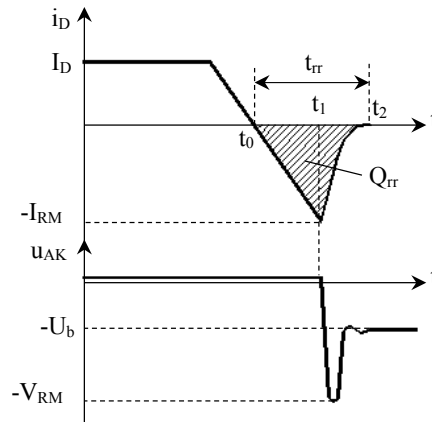


Fig. 2.2 Variația curentului prin diodă și a tensiunii pe diodă în timpul blocării

2.3. Tiristorul

2.3.1. Caracteristici

Tiristorul este un element comandat la intrarea în conducție, având trei terminale: anodul A, catodul K și grila G (fig. 2.3).

În absența unui curent în circuitul G-K, tiristorul poate bloca, atât în sens direct, cât și în sens invers, tensiuni până la valorile V_{DRM} , respectiv V_{RRM} . Curenții reziduali în stare blocată I_D , în sens direct, și respectiv, în sens invers - I_R , sunt foarte mici. Depășirea, chiar pentru scurt timp, a tensiunilor maxim admisibile duce la distrugerea tiristorului. Dacă tiristorul este polarizat în sens direct, el poate intra în conducție, necesitând injectarea în circuitul G-K a unui curent cu atât mai mare cu cât tensiunea de polarizare este mai mică. Se remarcă valoarea redusă a căderii de tensiune pe tiristorul aflat în conducție (1 - 2,5V), și că, după intrarea în conducție, nu mai este necesar un curent de grilă. La scăderea curentului sub valoarea de menținere (I_H) tiristorul se blochează.

Caracteristica ideală (fig. 2.3.c) corespunde ipotezelor de studiu, respectiv, în stare blocată curentul prin tiristor este nul, iar în stare de conducție căderea de tensiune pe tiristor este nulă.

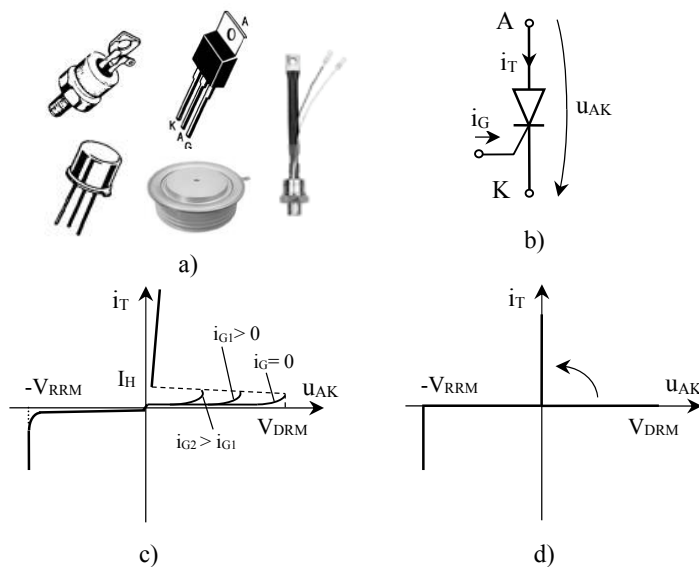


Fig. 2.3 Tiristorul: a) tipuri constructive ; b) simbol ; c) caracteristica curent – tensiune reală; d) caracteristica curent – tensiune ideală.

La blocare, după anularea curentului prin tiristor (fig. 2.4) și până când acesta poate prelua tensiune în sens direct, trebuie să treacă un timp t_q , numit *timp de revenire*.

Polarizarea în sens direct a tiristorului, după un timp mai mic decât t_q , produce reintrarea acestuia în conducție fără impuls de comandă.

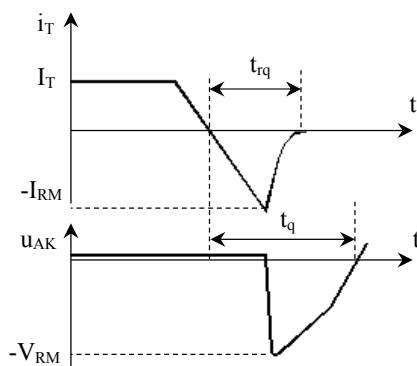


Fig 2.4 Variațiile curentului prin tiristor și a tensiunii la bornele sale, în timpul blocării

2.3.2 Comanda tiristoarelor

Pentru intrarea normală în conducție a unui tiristor, trebuie îndeplinite trei condiții:

- tiristorul să fie polarizat în sens direct ($u_{AK} > 0$);

2. Elemente semiconductoare de putere

- să i se aplice un impuls de comandă pozitiv între G și K, având un nivel energetic corespunzător;

- la dispariția impulsului de comandă, curentul prin tiristor să depășească valoarea de acroșaj (I_L).

Cerințele impuse semnalului de comandă sunt ilustrate de caracteristica curent-tensiune de grilă (fig. 2.5), care indică o zonă în care, amorsarea tiristorului este sigură. Zona hașurată, determinată de valorile minime ale curentului și tensiunii, trebuie evitată, deoarece amorsarea este posibilă numai în anumite condiții.

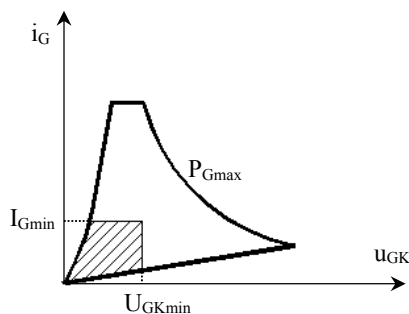


Fig. 2.5 Caracteristica de comandă a unui tiristor

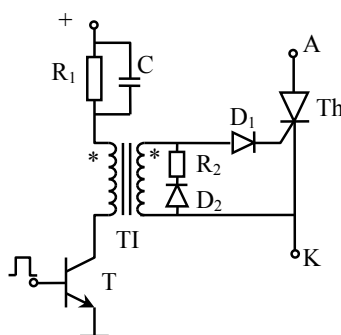


Fig. 2.6 Schema de comandă a unui tiristor prin transformator de impuls

În C.S. de putere, impulsul de comandă nu se aplică direct pe grila tiristorului, fiind necesare, pe de o parte, o amplificare energetică a impulsului, și pe de alta, o separare între partea de comandă și cea de forță.

Amplificarea se realizează cu unul sau două etaje de amplificare, iar separarea, cel mai frecvent, cu ajutorul unui transformator de impuls (fig. 2.6.). Rolul rezistenței R_1 este de a limita curentul prin tranzistorul amplificator, iar diodele D_1 și D_2 permit aplicarea pe grilă,

numai a impulsurilor pozitive (transformatorul fiind un element de derivare) și disiparea energiei corespunzătoare impulsurilor negative (pe rezistența R_2).

Blocarea tiristoarelor nu este posibilă prin comandă directă, ci se poate obține în următoarele moduri:

1. scăderea naturală a curentului în sens direct, sub valoarea de menținere I_H ;
2. devierea curentului anodic printr-o altă latură de circuit, de impedanță scăzută;
3. aplicarea unei tensiuni inverse pe tiristor (polarizarea în sens invers).

În convertoarele statice cu comutație forțată, cu tiristoare, se combină ultimele două modalități de blocare.

Tiristoarele sunt caracterizate de un mare număr de parametri, cei mai importanți fiind: valoarea medie nominală a curentului (I_{TAVM}), valorile maxime repetitive ale tensiunilor în sens direct (V_{DRM}) și respectiv invers (V_{RRM}), panta de creștere maxim admisibilă a curentului (di/dt) și panta de creștere maxim admisibilă a tensiunii rePLICATE în sens direct (du/dt).

S-au construit tiristoare normale, având I_{TAVM} până la 4000 A, iar clasa de tensiune (V_{DRM} , V_{RRM}), de 5 - 7 kV, având căderi de tensiune în conducție de 1,5V pentru $V_{DRM} < 1000$ V și de 3 V pentru $V_{DRM} = (5 - 7)$ kV.

2.4. Elemente complet comandate: Tiristorul cu blocare pe poartă(GTO)

Caracteristică tuturor acestor elemente, este posibilitatea blocării prin comandă. Simbolul general (fig. 2.7) arată că, în conducție, un astfel de element este parcurs de curentul i_T în sensul indicat de săgeată, iar în stare blocată, poate prelua tensiunea u_T .

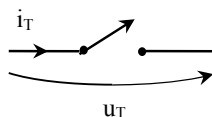


Fig. 2.7 Simbolul general al unui element semiconductor comandat

Un element complet comandat, ideal, se comportă în felul următor:

1. În stare blocată, curentul este nul atunci când tensiunea de polarizare se modifică în limitele admise;
2. În stare de conducție, tensiunea pe element este nulă;
3. Trecerea din stare blocată în stare de conducție și invers, se face instantaneu.

Tiristorul cu blocare pe poartă (GTO)

2.4.1. Caracteristici

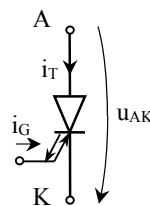
Asimilat în literatura din țara noastră prin abrevierea numelui în limba engleză (GTO: Gate-Turn-Off Thyristor), tiristorul cu blocare pe poartă (fig. 2.8) este un dispozitiv cu structură pnpn, care poate fi amorsat la fel ca și tiristorul, respectiv, prin injectarea unui curent pozitiv în circuitul G-K dar, poate fi și blocat prin extragerea unui curent din circuitul G-K.

Practic, pe același terminal (grila), se aplică un impuls pozitiv pentru intrarea în conducție și respectiv, unul negativ pentru blocare. Posibilitatea blocării prin comandă pe poartă, conferă GTO un grad sporit de flexibilitate în utilizarea sa în convertoarele statice de putere și conduce la următoarele avantaje:

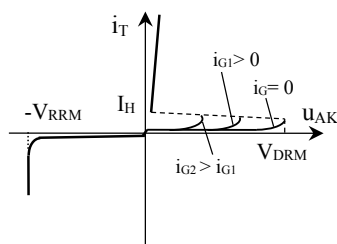
- diminuarea numărului componentelor electronice de putere;
- reducerea gabaritului;
- creșterea fiabilității;
- diminuarea costurilor.



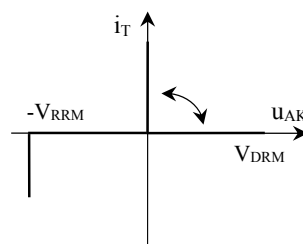
a)



b)



c)



d)

Fig. 2.8 Tiristorul cu blocare pe poartă: a) detalii constructive ; b) simbol ; c) caracteristica curent – tensiune reală ; d) caracteristica curent – tensiune ideală

Se menționează necesitatea unei scheme de comandă complexe. Pe lângă parametrii ce caracterizează un tiristor, tiristoarele GTO au o serie de parametri specifici, ce caracterizează, în special, procesul de blocare:

1. Curentul anodic, maxim controlabil pe poartă, în regim nerepetitiv (I_{TQM}) este valoarea maximă a curentului anodic care poate fi întrerupt sigur, printr-un impuls negativ aplicat pe grilă.

2. Curentul anodic, maxim controlabil pe poartă, în mod repetitiv (I_{TQRM}) este valoarea maximă a curentului ce poate fi întrerupt sigur, în mod repetat. Trebuie astfel, precizată și frecvența de comandă. Datorită pierderilor în comutație, $I_{TQRM} < I_{TQM}$ (chiar de două ori).

3. Timpul de blocare (t_{qq}) se specifică, de regulă, pentru curentul anodic I_{TQRM} , la temperatura maximă a joncțiunii și reprezintă timpul care se scurge de la aplicarea impulsului negativ pe grilă, până la blocarea fermă a elementului.

4. Sarcina stocată (Q_{qq}) reprezintă sarcina ce trebuie extrasă prin grilă în timpul t_{qq} .

5. Câștigul operațional în curent, la blocare,

$$G_{\text{off}} = \frac{I_{TQRM}}{I_{GRM}}, \quad (2.1)$$

este raportul dintre curentul anodic, maxim controlabil în mod repetitiv și amplitudinea I_{GRM} a curentului corespunzător în circuitul de grilă. Acest parametru are valori cuprinse între 1 și 4 și ilustrează unul din principalele dezavantaje ale tiristoarelor GTO, respectiv, necesitatea utilizării unui impuls de curent pentru blocare, având valoarea de vârf comparabilă cu valoarea curentului ce trebuie blocat.

6. Valoarea critică a pantei de creștere a tensiunii rePLICATE în sens direct, la stingerea tiristorului – $(dV_D/dt)_{cr}$.

7. Tensiunea inversă maximă pe poartă (V_{GRM}) reprezintă valoarea maximă absolută a tensiunii negative ce poate fi aplicată pe grilă. Are valori tipice între 7 și 20 V.

8. Rata critică de creștere a curentului invers pe poartă $(di_{GR}/dt)_{cr}$, având valori uzuale între $1A/\mu s$ și $30 A/\mu s$.

2.4.2. Comanda tiristoarelor GTO

Cerințele circuitelor de amorsare a tiristoarelor GTO sunt similare celor aferente tiristoarelor de construcție normală. În plus, ținând seama de valoarea relativ mare a curentului de menținere I_H , este necesară menținerea unui curent în circuitul grilă-catod, pe toată durata conducției.

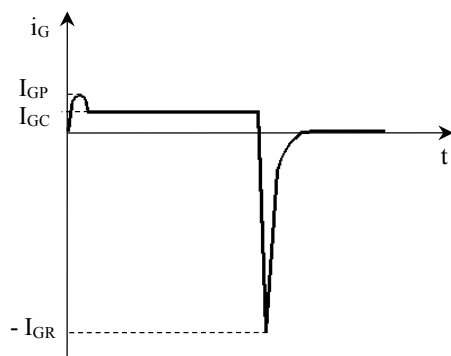


Fig 2.9 Variația curentului prin circuitul grilă – catod, al unui GTO într-un ciclu de funcționare

În ceea ce privesc cerințele de comandă a blocării, acestea trebuie să țină seama de mai multe aspecte.

1. Amplitudinea (I_{GRM}) și durata impulsurilor negative de comandă sunt superioare valorilor tipice ale parametrilor corespunzători semnalelor de amorsare.

2. Valoarea maximă a tensiunii inverse este limitată, ceea ce limitează, la rândul-i, amplitudinea curentului maxim extras prin grilă.

3. Rezistența internă grilă-catod (R_{GK}) "văzută" de etajul final de alimentare a porții, își modifică substanțial valoarea în timpul procesului de blocare, (de la circa $10\text{ m}\Omega$, la sute de ohmi), ceea ce provoacă reducerea progresivă a curentului extras prin poartă, deoarece V_{GR} este limitată.

4. Panta de creștere a semnalului negativ aplicat pe grilă, trebuie să minimizeze timpul de blocare. Panta (di_{GR}/dt) depinde de puterea tiristorului. Astfel, spre exemplu, dacă $I_{TQRM} = 600\text{A}$ și $G_{off} = 3$, rezultă $I_{GRM} = 200\text{A}$ și păstrând aceeași pantă de creștere a curentului, de $5\text{A}/\mu\text{s}$, ca și la un GTO având $I_{TQRM}=50\text{A}$, blocarea se obține în circa $40\text{ }\mu\text{s}$, ceea ce este inadmisibil.

Pentru a se realiza pante de creștere de $20 - 30\text{ A}/\mu\text{s}$, se utilizează surse de tensiune constantă de până la 30 V .

Într-un ciclu de funcționare (amorsare - blocare), curentul în circuitul grilă - catod are o variație tipică ca în fig. 2.9 evidențiindu-se următoarele aspecte:

- pentru amorsare se aplică pentru un timp scurt, (în vederea limitării pierderilor), un impuls pozitiv de curent, de amplitudine mărită I_{GP} ;

- deoarece curentul de menținere I_H are valori mari, se menține, pe toată durata conducerii, un curent de grilă de valoare redusă I_{GC} . Practic, acest curent se obține aplicându-se în circuitul G-K o tensiune de $+5\text{V}$;

- în perioada blocării, în circuitul G-K există un curent negativ cu pantă mare de creștere și de amplitudine I_{GR} .

O posibilitate de obținere a impulsurilor de comandă, constă în utilizarea transformatoarelor de impuls.

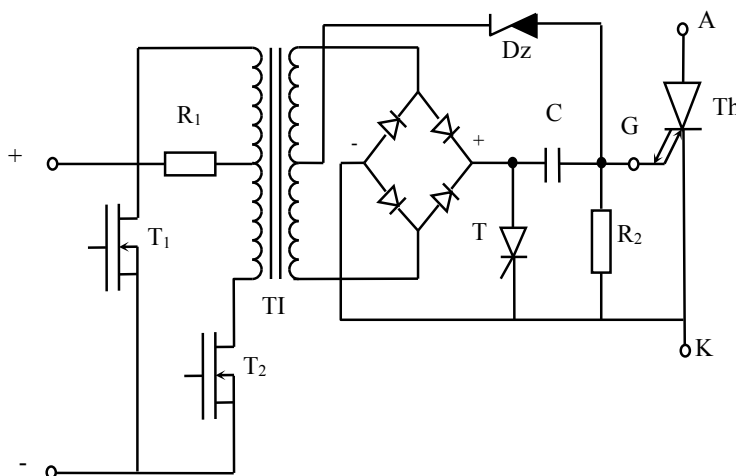


Fig. 2.10 Schema de comandă a GTO cu transformator de impuls

Schema din fig. 2.10 utilizează transformatorul de impuls cu prize mediane, atât în primar, cât și în secundar, pentru transmiterea unui tren de impulsuri necesar amorsării. Acest tren de impulsuri, se obține prin comanda alternativă, cu frecvența trenului de impulsuri, a celor două tranzistoare MOSFET, T_1 și T_2 , iar dioda Zener D_z permite existența curentului I_{GC} . Impulsul de curent la aprindere, de amplitudine I_{GP} este curentul de încărcare a condensatorului C , iar pentru blocare, se comandă tiristorul T , prin care se descarcă condensatorul, obținând astfel o pantă mare de creștere a curentului, cât și amplitudinea necesară.

3. ELEMENTE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE: BPT, MOSFET, IGBT, SITH

Cuprins

- 3.1. Tranzistoare bipolare de putere (BPT)
 - 3.1.1. Caracteristici
 - 3.1.2. Comanda tranzistoarelor bipolare de putere
- 3.2. Tranzistoare cu efect de câmp, de putere (MOSFET de putere)
 - 3.2.1. Introducere
 - 3.2.2. Structura de bază
 - 3.2.3. Caracteristici
 - 3.2.4. Valori limită absolută
 - 3.2.5. Comanda MOSFET
- 3.3. Tranzistoare bipolare cu bază izolată IGBT
 - 3.2.1. Introducere
 - 3.2.2. Structura de bază
 - 3.2.3. Caracteristici
 - 3.2.4. Valori limită absolută
 - 3.2.5. Comanda IGBT
- 3.4. Tiristoare cu inducție statică SITH
 - 3.4.1. Introducere
 - 3.4.2. Structura de bază
 - 3.4.3. Caracteristici
 - 3.4.4. Valori limită absolută
 - 3.4.5. Comandă și protecție

3.1. Tranzistoare bipolare de putere (BPT)

3.1.1. Caracteristici

Tranzistoarele de putere funcționând în regim de comutație, sunt deja folosite pe scară largă în construcția convertoarelor statice.

Caracteristicile curent – tensiune (fig. 3.1.c) arată că, în absența unui curent pozitiv în baza (B), tranzistorul este blocat, fiind parcurs de un curent foarte mic, practic nul și putând bloca tensiuni U_{CE} într-o plajă largă. Printr-un curent de bază adecvat, se poate obține curentul I în zona de saturație unde, căderea de tensiune pe element ($U_{CE(sat)}$) este redusă (1-2V).

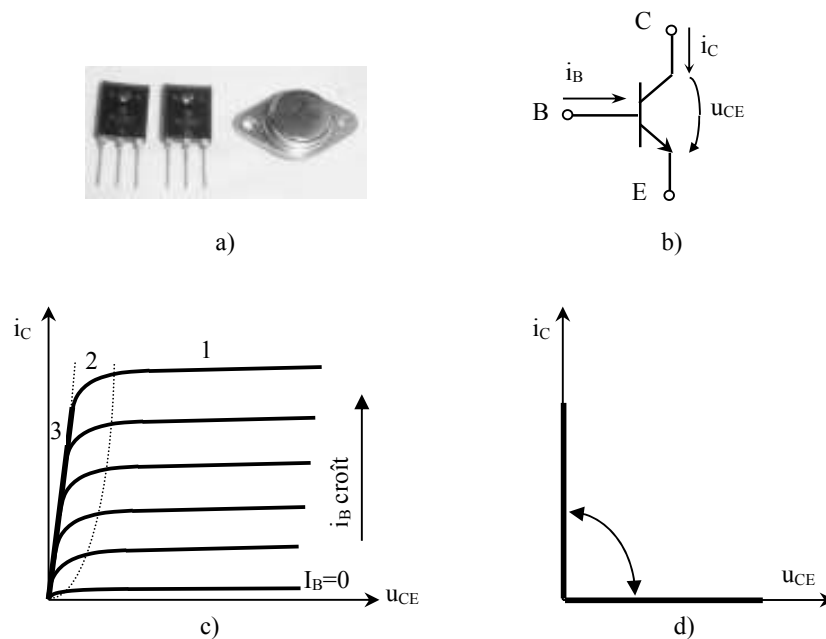


Fig. 3.1 Tranzistorul bipolar de putere: a) detalii constructive ; b) simbol; c) caracteristica curent - tensiune (de ieșire) reală; d) caracteristica curent - tensiune (de ieșire) ideală.

Curentul de bază necesar este :

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$$

(3.1)

Se subliniază că, spre deosebire de tiristoare, curentul de bază trebuie menținut pe toată durata conducției, anularea sa producând blocarea tranzistorului. Deoarece amplificarea în curent are valori uzuale numai 5 – 10, tranzistoarele de putere se construiesc, de regulă, în montaj Darlington (dublu sau triplu) în același chip (Darlington monolitic) (fig. 3.2).

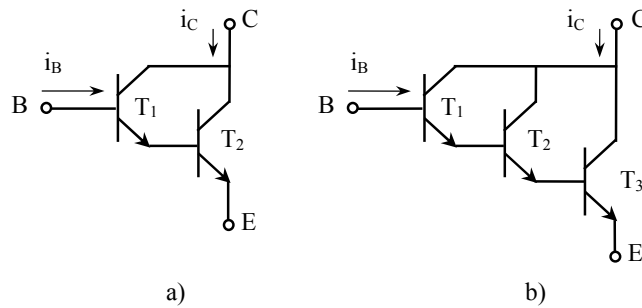


Fig. 3.2 Tranzistoare în montaj Darlington: a) dublu; b) triplu

Tranzistoarele nu pot prelua tensiuni în sens invers, motiv pentru care, în CSP se montează cu câte o diode în antiparalel. Principalii parametri ce caracterizează funcționarea unui tranzistor sunt:

1. valoarea medie maximă a curentului de colector I_C , în regim permanent;
2. valoarea de vârf a curentului de colector I_{CM} , în regim tranzitoriu (de regulă pentru o durată de 10ms);
3. valoarea maximă a tensiunii colector – emitor , în stare blocată, cu bază nepolarizată (V_{CE0});
4. valoarea maximă a tensiunii colector – emitor, în stare blocată, cu baza polarizată negativ (V_{CEX}) care, este mai mare decât V_{CE0} și arată modalitatea de a crește capacitatea în tensiune, a unui tranzistor. S-au construit tranzistoare având V_{CE0} până la 1400V și I_C de până la 300A;
5. frecvența de lucru este situată între 0.5 și 5kHz.

3.1.2. Comanda tranzistoarelor bipolare de putere

În convertoarele statice, tranzistoarele lucrează ca întrerupătoare, deci trebuie să fie astfel comandate, încât în regim staționar să se afle în una din cele două stări : saturație sau blocare. Trebuie să se țină seama de trei aspecte:

1. Comanda trebuie astfel aplicată încât tranzistorul să fie în saturație, pentru un curent de colector suficient de mare. În același timp, suprasaturarea sa produce, pe lângă scăderea căderii de tensiune, creșterea timpului de blocare și deci, când se lucrează la

frecvențe ridicate, curentul de bază trebuie să se modifice continuu, în funcție de curentul de sarcină;

2. În perioada de intrare în conducție, panta de creștere a curentului de bază este foarte mare și poate conduce la depășirea valorii de saturare pentru durate scrute, de $2 - 3 \mu\text{s}$ ($I_B \approx 2I_{B\text{sat}}$), (fig 3.3);

3. În perioada de blocare, forma de undă a curentului de bază, trebuie să permită anularea, practic instantanee, a curentului colector – emitor.

Timpul de blocare poate fi minimizat printr-o pantă negativă a curentului de bază, foarte mare (în valoare absolută) și anularea simultană a curentului de bază și colector. În acest caz, rezultă însă un curent de bază, negativ, foarte mare, de ordinul curentului colector – emitor. Au loc totodată și alte fenomene (joncțiunea colector – emitor se polarizează invers) ce pot distruge tranzistorul.

O comandă care răspunde acestor exigențe este ilustrată în fig. 3.4. Dioda D_1 are rolul de a limita suprasaturarea tranzistorului limitând curentul de bază la valori de maxim $2I_{B\text{sat}}$ în regim tranzitoriu și la $I_{B\text{sat}}$ în regim de conducție și de a împiedica polarizarea negativă a joncțiunii B – C. Dioda D_2 permite, împreună cu D_1 , menținerea, în stare de conducție, a relației $U_{CE} \approx U_{BE}$

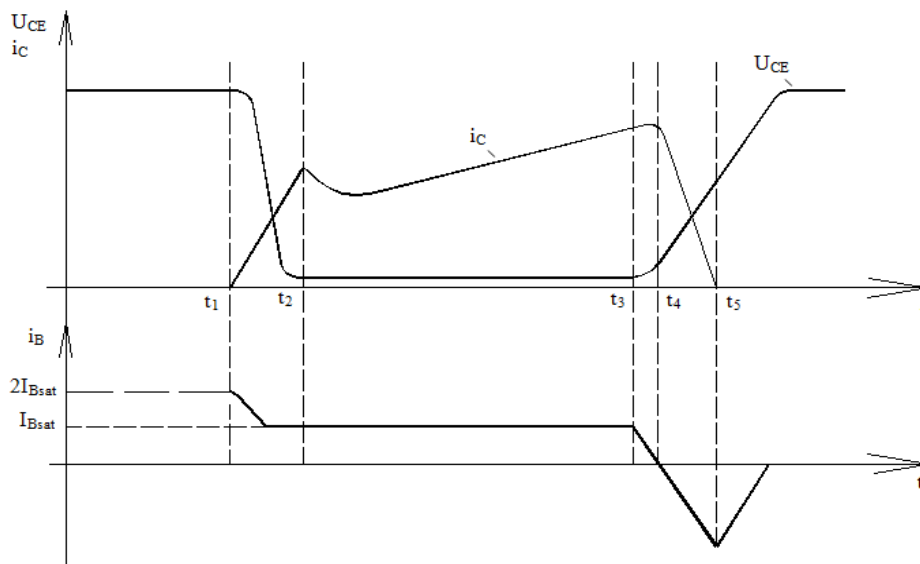


Fig. 3.3 Formele de undă, la comanda corectă a unui tranzistor de putere

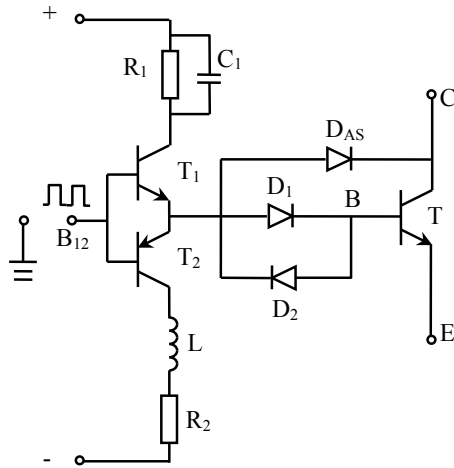


Fig. 3.4 Comanda tranzistoarelor de putere, cu forțarea blocării și diode antisaturație

Adaptarea curentului de bază la valoarea curentului de sarcină, astfel încât tranzistorul să nu se suprasatureze, se explică scriind expresia tensiunii de polarizare a dioda D_1 , din ecuația de echilibru a tensiunilor

$$U_{D1} = U_{BE} + U_{D2} - U_{CE}$$

Astfel, când tranzistorul are tendința de a intra în saturație, tensiunea colector – emitor scade sub tensiunea

$$U_{BE} + U_{D2} \approx U_{BE} + 0,6$$

dioda D_1 se polarizează în sens direct, iar o parte a curentului de comandă este derivat prin colector, ceea ce conduce la scăderea curentului de bază. Acest lucru se întâmplă atunci când curentul de sarcină este mai mic decât valoare maximă corespunzătoare curentului de comandă maxim. Dacă D_1 este în conducție,

$$U_{D1} \approx U_{D2} \text{ și deci,}$$

$$U_{CE} = U_{BE}$$

Forțarea blocării se realizează cu o sursă de tensiune negativă, cu rezistența internă mică. Limitarea pante și de scădere a curentului de bază se obține cu inductivitatea L . Evident, dioda D_3 permite existența curentului de bază negativ.

3.2. Tranzistoare cu efect de câmp, de putere (MOSFET de putere)

3.2.1. Introducere

Tranzistoarele de tip metal-oxid-semiconductor, cu efect de câmp (MOSFET), cu mare capacitate în curent în stare de conducție și mare capacitate în tensiune în stare blocată, și implicit utilizarea lor în electronica de putere, s-au dezvoltat începând din anii 1980. Ele au înlocuit BPT, în special, în domeniul frecvențelor înalte.

3.2.2. Structura de bază

Un MOSFET de putere are o structură compusă din patru straturi orientate vertical, straturi ce alternează, fiind dopate cu purtători "p" și respectiv "n". Structura $n^+pn^-n^+$ este numită în sens larg, *MOSFET cu canal n*. Poate fi fabricată o structură cu dopare inversă și se numește *MOSFET cu canal p*. Tehnologia de realizare a MOSFET cu canal n este mai simplă și, din acest motiv, acestea se folosesc în exclusivitate în electronica de putere.

Simbolul MOSFET-ului cu canal n, este reprezentat în fig. 3.5.b. Ca și BPT, MOSFET-ul are trei terminale: D (drenă), S (sursă) - terminale de forță și G (grilă sau poartă) - terminal de comandă. Uzual, sursa este un terminal comun pentru forță și comandă.

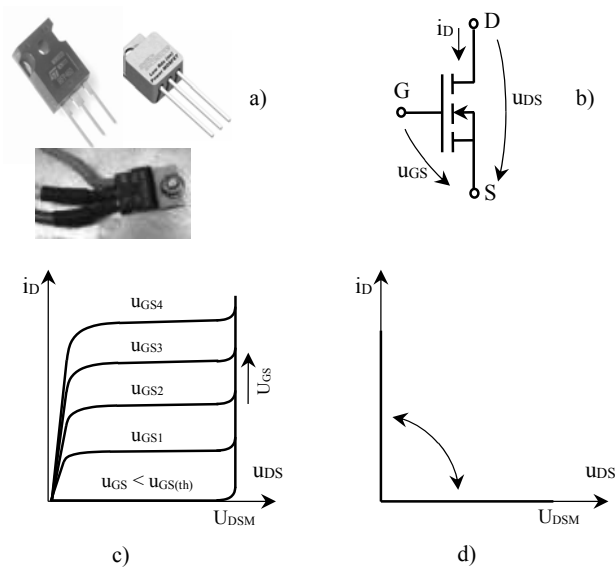


Fig. 3.5 Tranzistorul MOSFET cu canal N: a) detalii constructive ; b) simbol; c) caracteristica curent - tensiune (de ieșire) reală; d) caracteristica curent - tensiune (de ieșire) ideală.

3.2.3. Caracteristici

Caracteristicile de ieșire, curent de drenă în funcție de tensiunea drenă-sursă, cu tensiunea grilă-sursă ca parametru, sunt arătate în fig. 3.5.c,d pentru MOSFET-ul cu canal n. Pentru MOSFET-ul cu canal p, caracteristicile de ieșire sunt similare dar, pentru că atât curentul de drenă cât și tensiunea drenă-sursă își schimbă polaritatea, ele se vor găsi în cadranul III al planului $I_D - U_{DS}$. În convertoarele statice, MOSFET-urile sunt folosite ca întrerupătoare comandate, pentru a regla puterea transmisă sarcinii.

MOSFET-ul este în stare de blocare dacă tensiunea grilă-sursă este inferioară valorii de prag $U_{GS(th)}$ și în stare de conducție dacă tensiunea grilă-sursă este suficient de mare.

Pentru a rămâne în conducție, MOSFET necesită aplicarea continuă pe grilă a unei tensiuni. Curentul de grilă este practic nul, cu excepția timpilor de comutație din stare de blocare în stare de conducție și invers, când capacitatea parazită grilă-sursă se încarcă și respectiv, se descarcă.

Timpii de comutație sunt foarte mici, de ordinul sutelor de ns, în funcție de tipul elementului.

Rezistența drenă-sursă în stare de conducție ($r_{DS(on)}$), crește rapid cu tensiunea maximă de blocare. Rezistența pe unitatea de suprafață, poate fi exprimată prin:

$$r_{DS(on)} = k \cdot U_{DSM}^{2.5 \dots 2.7}, \quad (3.2)$$

unde k este o constantă ce depinde de geometria elementului.

Din această cauză, cu creșterea clasei de tensiune rezultă și creșterea pierderilor în conducție. Oricum, funcționând la frecvențe de comutație înalte, pierderile în conducție au pondere redusă. Din același motiv, înlocuirea BPT cu MOSFET, este indicată la frecvențe de peste 30÷100 kHz.

MOSFET-urile sunt disponibile la tensiuni de lucru de peste 1000 V la curenți mici (10 ÷ 20 A), și la tensiuni reduse (câteva sute de V), la curenți de peste 100 A. Tensiunea maximă de comandă (grilă-sursă), este de ±20 V cu toate că MOSFET-urile pot fi comandate cu semnal de 5V.

MOSFET-urile pot fi conectate simplu în paralel, deoarece rezistența drenă-sursă are coeficient pozitiv de variație cu temperatura.

3.2.4. Valori limită absolută

MOSFET-urile au două valori de tensiuni care nu pot fi depășite și anume:

- U_{DSM} - tensiunea drenă-sursă maxim admisibilă;

- U_{GSM} - tensiunea grilă sursă maxim admisibilă.

Deși, teoretic, MOSFET -urile pot suporta tensiuni grilă-sursă de 50÷100 V, valorile tipice pentru U_{GSM} sunt de 20÷30 V. Pentru protecția la supratensiunile tranzitorii ce pot apare, între G și S se conectează în serie, invers, două diode zener a căror tensiune de prag trebuie să fie inferioară valorii U_{GSM} .

Domeniul frecvențelor de lucru este cuprins între 5 și 100 kHz.

3.2.5. Comanda MOSFET

Vitezele de variație ale curentului și tensiunii drenă-sursă sunt dependente de curentul din circuitul grilă-sursă, în perioadele de încărcare și descărcare ale capacității parazite. La rândul lui, curentul prin capacitatea parazită, la încărcare și descărcare, depinde de tensiunea aplicată în circuitul de comandă.

Avantajul unor comutații rapide constă în reducerea pierderilor de comutație, dar o comutație rapidă determină un nivel mare al zgomotelor electromagnetice și apariția unor supratensiuni în inductivitățile înseriate cu elementul, rezultând astfel, necesitatea unui compromis.

De reținut că, pentru o comutație suficient de rapidă, curentul de grilă poate lua valori de vârf de ordinul 1A sau mai mult.

Semnalul de comandă se obține de la un circuit logic sau de la un μP , dar acest semnal nu poate fi folosit direct pentru comanda MOSFET, deoarece nu poate asigura curentul necesar. Rezultă astfel că, între circuitul logic și MOSFET se interpune un circuit de amplificare. Un circuit de comandă simplu, ce poate fi utilizat la frecvențe de comutație reduse, este arătat în fig. 3.6.

Când tranzistorul de ieșire al comparatorului este în conducție, în circuitul G-S al MOSFET se aplică căderea de tensiune pe tranzistor, care este inferioară valorii de prag $U_{GS(th)}$ și deci MOSFET-ul este blocat. În acest timp, sursa $V+$ este pusă la "masă" prin rezistența R_1 , care trebuie să fie mai mare pentru a limita pierderile.

Când tranzistorul de ieșire al comparatorului este blocat, tensiunea $V+$ se aplică în circuitul G-S prin rezistențele R_1 , R_2 , în serie. În acest fel, curentul de grilă este mic și deci timpul de amorsare este mare.

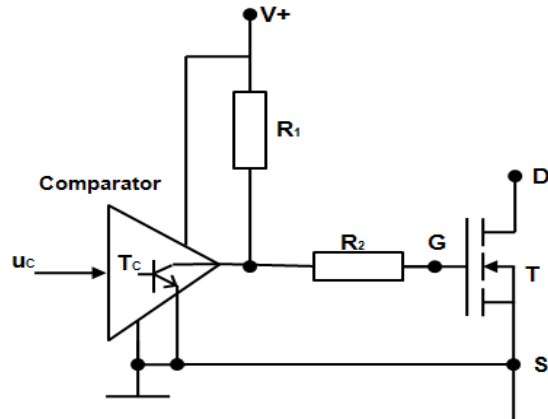


Fig. 3.6 Circuit pentru comanda MOSFET, la frecvențe reduse.

La blocare, schema nu permite existența curentului de grilă negativ (descărcarea capacității parazite grilă- sursă) și timpul de blocare este, de asemenea, mare. Reducerea timpului de blocare se poate obține prin crearea unui circuit de descărcare a capacității parazite grilă-sursă (fig. 3.7).

Pe lângă posibilitatea de descărcare a capacității parazite grilă-sursă prin tranzistorul pnp – T_2 , curentul de grilă maxim al MOSFET este limitat numai de R_2 , dimensionată numai în funcție de valoarea dorită a curentului de grilă. Rezultă astfel, posibilitatea obținerii unor timpi de comutație reduși.

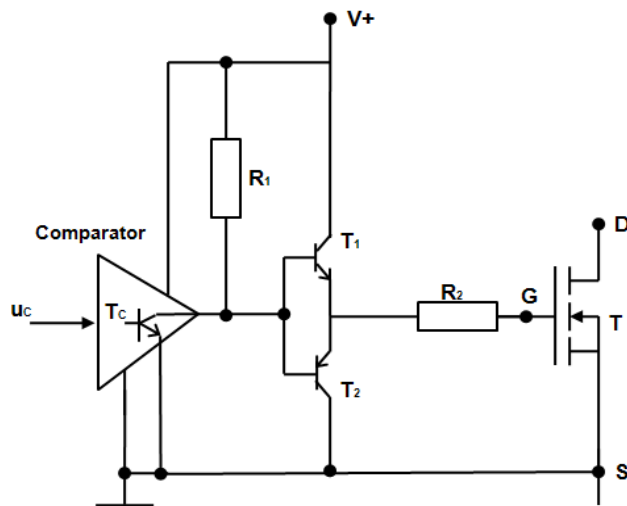


Fig. 3.7 Circuit de comandă a MOSFET pentru reducerea timpului de blocare

Schema poate fi transformată astfel încât să permită aplicarea unei tensiuni negative în circuitul grilă-sursă, pe durata blocării (fig. 3.8).

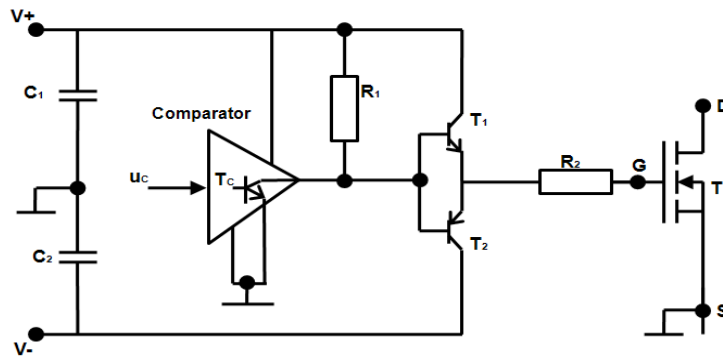


Fig. 3.8 Circuit de comandă a MOSFET, cu polarizarea inversă a circuitului G – S, pe durata blocării

3.3. Tranzistoare bipolare cu bază izolată (IGBT)

3.3.1. Introducere

BPT și MOSFET au caracteristici complementare în câteva direcții. Astfel, BPT au pierderi reduse în conducție, la tensiuni de blocare mari, dar au timpi de comutație mari, în special la blocare.

MOSFET au timpi de comutație reduși, dar pierderile în conducție sunt mari.

De aici, ideea combinării monolitice a BPT și MOSFET și apariția unui nou element - IGBT.

3.3.2. Structura de bază

Ca și MOSFET, IGBT prezintă o structură orientată vertical dar, spre deosebire de acesta, s-a adăugat un nou strat p^+ . Deci, un IGBT este derivat dintr-un MOSFET cu canal n și are o structură $n^+pn^-n^+p^+$. Stratul adăugat p^+ constituie drena IGBT-ului.

Densitatea de dopare a stratului n^+ , vecin drenei, influențează direct capacitatea de blocare în sens direct și respectiv timpul de blocare.

Cel mai utilizat simbol în literatura de specialitate pentru IGBT este reprezentat în figura 3.9.b.

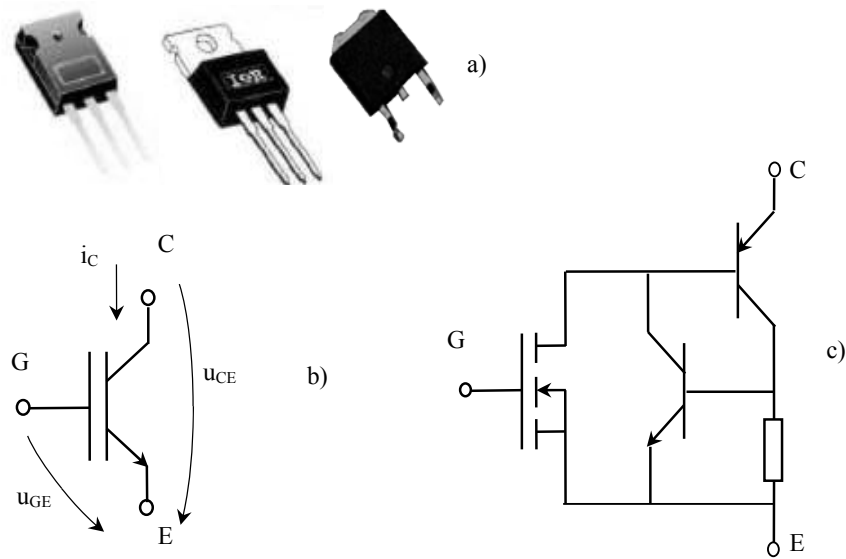


Fig. 3.9 Tranzistorul bipolar cu poartă izolată:
a) detalii constructive; b) simbol ; c) schema echivalentă

3.3.3. Caracteristici

Caracteristicile de ieșire (reală și ideală), curent de drenă în funcție de tensiunea drenă-sursă, cu tensiunea grilă-sursă ca parametru, sunt arătate în fig. 3.10, pentru un IGBT cu canal n .

La polarizarea în sens direct, IGBT este blocat dacă tensiunea grilă-sursă este inferioară valorii de prag $U_{GS(th)}$. Pentru tensiuni grilă-sursă superioare valorii $U_{GS(th)}$, IGBT se comportă, în zona activă, ca o sursă de curent. În CS, IGBT funcționează în regim de comutație, deci punctul de funcționare trebuie să se găsească pe porțiunea liniar-crescătoare a caracteristicilor, unde căderea de tensiune este redusă și variază puțin în funcție de curent. La polarizarea în sens invers, cu tensiuni mai mici, în modul, decât U_{RM} , IGBT este blocat.

Dacă tensiunea de polarizare în sens direct depășește valoarea maximă admisibilă U_{DSM} , curentul drenă-sursă crește necontrolabil, indiferent de valoarea tensiunii grilă-sursă, fenomenul putând produce distrugerea termică a elementului.

Este semnificativ de remarcat că, IGBT îmbină avantajele GTO (capacitate de blocare în sens invers), ale BPT (cădere de tensiune mică, în conducție) și ale MOSFET (comandă în tensiune și frecvență de comandă ridicată).

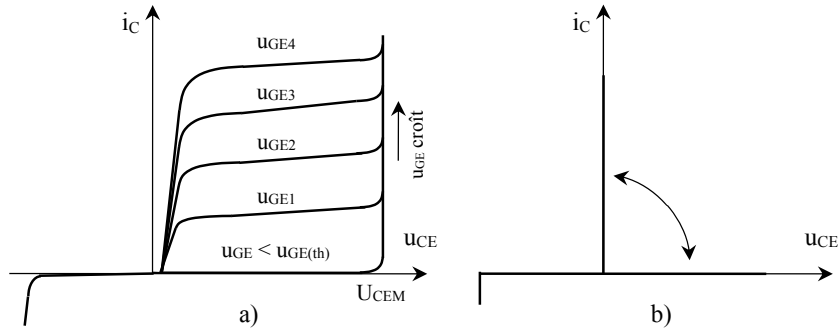


Fig. 3.10 Caracteristicile externe ale IGBT cu canal n :
a) reale; b) ideale.

3.3.4. Valori limită absolută

Ca și MOSFET-urile, tranzistoarele cu bază izolată au ca valoare limită absolută tensiunea maximă de polarizare în sens direct - U_{DSM} , tensiunea maximă în circuitul grilă-sursă - U_{GSM} , și curentul maxim I_{DM} . În plus, deoarece IGBT poate prelua tensiuni în sens invers, există și parametrul U_{RM} - tensiunea inversă, maxim admisibilă.

De asemenea, IGBT-urile au limitată panta de variație a tensiunii în sens direct. Timpul de comutație este de ordinul 1 – 4 μs iar frecvențele de lucru între 2 - 20 kHz. În prezent se comercializează IGBT având U_{DSM} de până la 1800 V și curenți I_{DM} de până la 200 A.

3.3.5. Comanda IGBT

Necesitățile de comandă ale IGBT sunt similare cu cele ale MOSFET, putând fi utilizate circuite similare. Dacă este necesar un curent de grilă mare, poate fi utilizat circuitul de mai jos (fig. 3.11).

Pentru a separa partea de comandă de cea de forță se utilizează optocuplorul OC. Tranzistorul optocuplorului constituie etajul pilot al preamplificatorului în contratimp format din tranzistoarele T_1 și T_2 . În momentul aplicării semnalului de comandă (semnal logic 0) la intrarea OC, tranzistorul pilot se blochează, iar pe bazele tranzistoarelor prefinale se aplică tensiunea sursei de alimentare prin rezistența R_1 . În consecință, tranzistorul T_2 va fi blocat iar T_1 saturat. Capacitatea poartă – sursă a tranzistorului final (IGBT) se va încărca prin rezistența R_2 . Constanta de tip a circuitului RC format este dependentă de capacitatea de intrare a

IGBT și R_2 ($\tau = R_2 \cdot C_{in}$). Timpul de intrare în conducție al tranzistorului, deci pierderile de comutație și interferența electromagnetică produsă, pot fi astfel stabilite din R_2 .

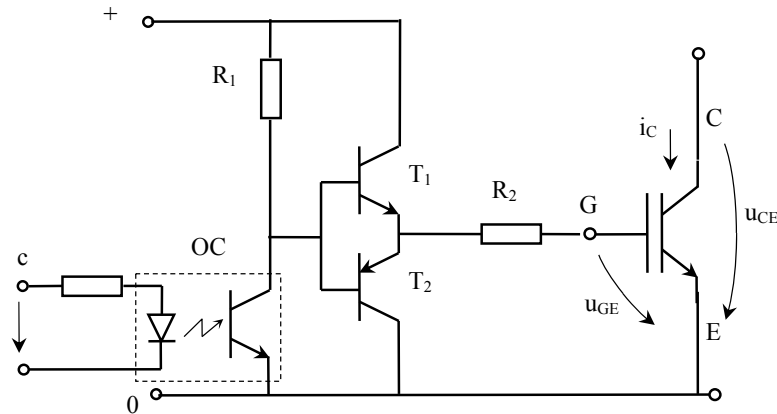


Fig.3.11 Schema de principiu a circuitului de comandă a unui IGBT de putere

Pentru blocarea tranzistorului de putere, la intrarea OC se aplică semnal logic 1, tranzistorul pilot intră în saturație, tensiunea pe bazele tranzistoarelor prefinale devine zero ($u_{Cesat} \cong 0$), T_1 se va bloca iar T_2 se va satura. Capacitatea tranzistorului de putere se va descărca prin R_2 și T_2 , iar acesta se va bloca în timpul dat de constanta de timp $\tau = R_2 \cdot C_{in}$.

3.4. Tiristoare cu inducție statică (SITH)

3.4.1. Introducere

Tiristoarele cu inducție statică au primit acest nume, datorită posibilității de comandă printr-un câmp electrostatic. Ele au la bază o structură pn comandată printr-un electrod grilă.

3.4.2. Structura de bază

Structura de bază este $pnpn$, iar prin dopare corespunzătoare, se realizează o structură p^+n^+ de diodă, între anod și catod (fig. 3.12). Comportarea SITH necomandată, este similară cu a unei diode, aflându-se în conducție la polarizare în sens direct și fiind blocat la polarizare în sens invers.

Prin adăugarea unui anod scurt (cele două regimuri n^+ adăugate anodului), se favorizează rapiditatea recomandării purtătorilor, respectiv se obțin performanțe dinamice superioare, dar capacitatea de blocare în sens invers se reduce substanțial.

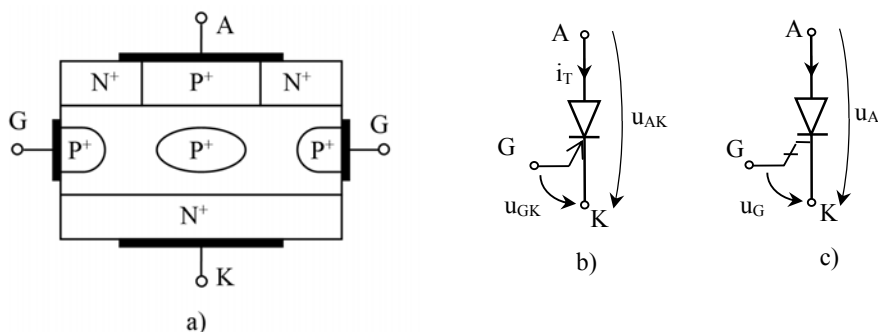


Fig. 3.12 Tiristorul cu inducție statică : structura - a) ;
simboluri - b), c)

3.4.3. Caracteristici

Funcționarea în regim staționar a unui SITH este ilustrată prin caracteristicile de ieșire (curent anod – catod în funcție de tensiunea anod – catod, având ca parametru tensiunea negativă aplicată circuitului grilă - catod) (fig. 3.13).

La polarizarea în sens direct, un SITH se comportă similar cu un tranzistor cu inducție statică, cu deosebirea că tensiunea pe elementul aflat în conducție variază mai puțin în funcție de curentul din circuit. Astfel, cu circuitul G–K nepolarizat ($U_{GK} = 0$), SITH intră în conducție ca o diodă, iar căderea de tensiune corespunzătoare curentului nominal, este de ordinul a 4V. Prin aplicarea unei tensiuni negative în circuitul G–K, SITH intră în conducție la tensiuni anod – catod, din ce în ce mai mari și proporționale cu tensiunea de comandă (fig. 3.13c). Rezultă că, prin aplicarea unei tensiuni – U_{GM} , SITH este blocat dacă tensiunea anod- catod nu depășește valoarea U_{AKM} . Dacă se depășește această valoare, curentul crește rapid și elementul se distruge termic.

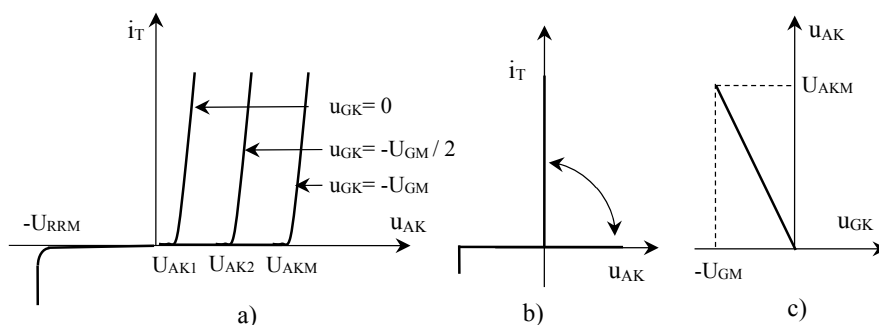


Fig. 3.13 Caracteristicile SITH : Caracteristicile de ieșire reale - a) și
ideale - b) ; caracteristica de transfer - c)

La polarizarea în sens invers, SITH se comportă ca o diodă, putând bloca tensiuni până la U_{RRM} , valoarea depinzând de ponderea celor două regiuni n^+ , în structura anodului.

Câștigul în tensiune,

$$G = \frac{U_{AK}}{U_{GK}}, \quad (3.2)$$

este mare, având valoarea de referință 600. Rezultă că un SITH având $U_{AKM} = 100V$, va fi menținut în stare de blocare prin aplicarea unei tensiuni $U_{GK} = -1,67V$.

Timpul de intrare în conducție este redus ($\sim 2\mu s$), iar timpul de blocare este mai mare ($\sim 10\mu s$).

3.4.4. Valori limita

Principalele valori limită absolute sunt:

- U_{AKM} – valoarea maximă absolută a tensiunii în sens direct, ce poate fi blocată printr-un semnal de comandă;
- I_{TM} – valoarea medie maximă a curentului la conducție în sens direct, în c.c., fără semnal de comandă pe grilă;
- U_{GM} – valoarea maximă negativă a tensiunii de grilă.

SITH se utilizează la frecvențe de comutație în domeniul (1 – 10) kHz și puteri de până la 300kW.

3.4.5. Comandă și protecție

Amorsarea unui SITH nu pune nici un fel de probleme, producându-se prin anularea tensiunii în circuitul G–K. Blocarea necesită un curent mare, negativ, în circuitul G–K, ca la tiristoarele GTO, deoarece curentul anod – catod, este deviat prin grilă.

Câștigul optional în curent

$$\beta_{off} = \frac{I_T}{|I_{GM}|}, \quad (3.3)$$

are valori apropiate de 3. Rezultă că, și din punct de vedere al comenzii, dificultățile sunt similare cu cele ale tiristoarelor cu blocare pe poartă.

Deoarece trecerea în stare de blocare se face prin aplicarea semnalului de comandă pe grilă, practic nu apar supratensiuni și nu este necesară protecția. Protecția la suprasarcină sau

3. Elemente semiconductoare de putere: BPT, MOSFET, IGBT

scurtcircuit se realizează prin aplicarea semnalului de comandă, iar pentru curenți de scurtcircuit mari, se pot prevedea siguranțe ultrarapide, care se aleg și se verifică ca și pentru tiristoarele clasice. Pentru pante de variație ale curentului mai mari de $1000\text{A}/\mu\text{s}$ în serie cu SITH se montează o inductivitate de circa $1\ \mu\text{H}$, iar pentru pante de variație ale tensiunii reaplicată în sens direct superioare valorii de $2000\text{V}/\mu\text{s}$, se prevăd grupuri de protecție R – C, în paralel pe element, ca la tiristoare.

4. ALEGEREA ȘI VERIFICAREA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

Cuprins

4.1. Pierderile în elementele semiconductoare de de putere

4.1.1. Pierderile în tiristoare

4.1.2. Considerații privind pierderile în elementele semiconductoare complet comandate

4.2. Alegerea elementelor semiconductoare de putere

4.2.1. Verificarea elementelor semiconductoare, la încălzire

4.2.1.1. Verificarea la încălzire în regim staționar

4.2.1.2. Verificarea la încălzire în regim intermitent

4.2.1.2.1. Cazul unui puls dreptunghiular

4.2.1.2.2. Cazul mai multor pulsuri dreptunghiulare

4.1. Pierderile în elementele semiconductoare de putere

4.1.1. Pierderile în tiristoare



Pierderile totale P_t care se degajă într-un tiristor și contribuie la încălzirea acestuia, se obțin prin însumarea mai multor componente:

$$P_t = P_R + P_D + P_T + P_{TT} + P_{RQ} + P_{SQ} + P_G \quad (4.1)$$

ale căror semnificații se prezintă în continuare.

- P_R - pierderi datorate curentului rezidual, în sens invers, în stare blocată;
- P_D - pierderi datorate curentului rezidual, în sens direct, în stare blocată;
- P_T - pierderi datorate curentului de conducție (pierderi de conducție); în cazul

tiristoarelor lente, acestea au ponderea cea mai mare în pierderile totale, existând două modalități de calcul:

- din grafice adecvate, aferente fiecărui tiristor, (fig. 4.1), care indică dependența pierderilor în conducție, în funcție de valoarea medie a curentului prin tiristor - I_{TAV} , unghiul de conducție într-o perioadă - Ψ și forma de undă - f_u a curentului, care poate fi sinusoidal sau dreptunghiular,

$$P_T = f(I_{TAV}, \Psi, f_u) \quad (4.2)$$

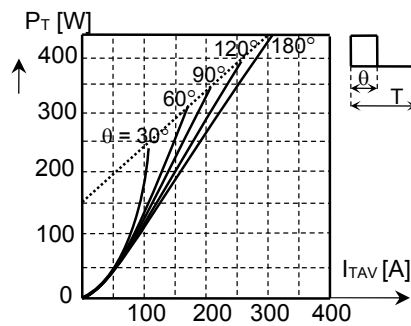


Fig. 4.1 Pierderile în conducție pentru tiristorul N200T03, fabricat de IPRS Băneasa

- analitic, pe baza relației

$$P_T = v_{T0} \cdot I_{TAV} + r_t \cdot I_{TAV}^2 \cdot F^2 \quad (4.3)$$

în care,

v_{T0} - căderea de tensiune pe tiristorul aflat în conducție, corespunzătoare temperaturii maxime a joncțiunii - T_{jmax} ;

r_t - rezistența ohmică a tiristorului aflat în conducție;

4. Alegerea și verificarea elementelor semiconductoare de putere

F - factorul de formă, reprezentând raportul dintre valorile efectivă și medie, ale curentului prin tiristor;

- P_{TT} - pierderi datorate procesului de comutație, care sunt mici în cazul tiristoarelor lente, dar au ponderea cea mai mare, în cazul tiristoarelor rapide, ce lucrează la frecvențe de comutație mari. Catalogele indică grafice reprezentând energia totală pe impuls de curent în funcție de vârful I_{max} al impulsului de curent, și de durata acestuia (fig. 4.2), pentru calculul pierderilor totale prin tiristoarele rapide,

$$W_t = f(I_{max}, \Delta) \quad (4.4)$$

apoi, pierderile totale se obțin ca produs al energiei totale cu frecvența de comandă f_c ,

$$P_t = W_t \cdot f_c \quad (4.5)$$

- P_{RQ} - pierderi datorate procesului de amorsare;

- P_{SQ} - pierderi datorate procesului de blocare;

- P_G - pierderi datorate curentului de comandă.

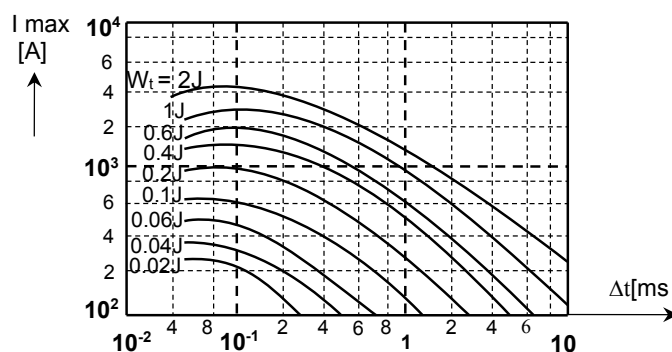


Fig. 4.2 Variația energiei totale pentru impuls sinusoidal de curent, în funcție de amplitudinea și durata acestuia, pentru tiristorul rapid T290F03, fabricat de IPRS Băneasa

Pierderile P_R și P_D au valori foarte mici, datorită valorilor foarte mici ale curenților reziduali, și se pot neglija.

Observând că, pentru tiristoarele rapide se determină grafic pierderile totale, se menționează că, pentru tiristoarele lente se determină pierderile în conducție, iar celelalte se aproximează la 10% din acestea, respectiv,

$$P_t = 1,1 \cdot P_{T.} \quad (4.6)$$

4.1.2. Considerații privind pierderile în elementele semiconductoare complet comandate

4. Alegerea și verificarea elementelor semiconductoare de putere

Elementele semiconductoare comandate lucrează, de regulă, la frecvențe ridicate și, datorită fenomenelor complexe legate de intrarea și respectiv ieșirea din conducție, calculul exact al pierderilor este practic imposibil, acestea depinzând de foarte multe mărimi care, la rândul lor, sunt dependente de parametrii circuitului în care este montat elementul semiconductor.

O estimare a pierderilor (și evidențierea principalelor componente) se poate face considerând un circuit simplu (fig. 4.3), care utilizează sursa de c.c. având tensiunea U_d , ce alimentează sarcina S , cu caracter R, L, C . Dioda ideală D , asigură existența curentului prin sarcină, când elementul semiconductor T , presupus de asemenea ideal, este deschis.

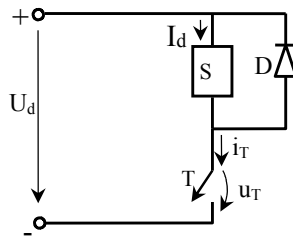


Fig. 4.3. Schema de principiu , pentru evidențierea pierderilor, în elementele semiconductoare complet comandate

Se va considera că, procesul de amorsare se declanșează la trecerea semnalului de comandă u_c pe nivel “sus”, iar cel de dezamorsare, la trecerea semnalului de comandă pe nivel “jos” (fig. 4.4a).

Când elementul semiconductor este blocat (deschis), curentul ce îl străbate este nul, iar tensiunea ce îl polarizează este tensiunea sursei U_d , iar când se afla în conducție (închis) este parcurs de curentul I_d , pe el căzând tensiunea v_T . S-a considerat, pentru simplificare, că atât la amorsare cât și la dezamorsare, curentul și tensiunea au variații liniare.

După aplicarea semnalului pozitiv de comandă, creșterea curentului prin element are loc după un timp scurt, numit timp de întârziere la amorsare t_{da} .

4. Alegerea și verificarea elementelor semiconductoare de putere

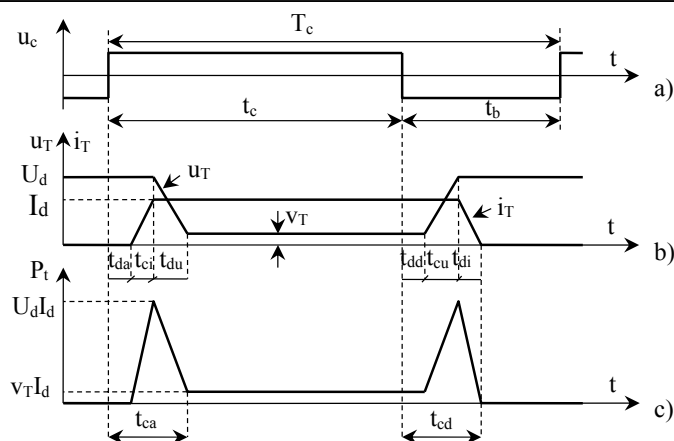


Fig. 4.4. Formele de undă ideale: a) ale semnalului de comandă; b) curentului și tensiunii; c) și pierderilor pentru un ciclu complet de funcționare, a unui element semiconductor complet comandat

Tensiunea pe element se menține U_d , până când curentul crește la valoarea de regim staționar I_d , respectiv pe durata t_{ci} , iar scăderea tensiunii la valoarea v_T are loc în timpul t_{sv} .

Rezultă, neglijând întârzierea la amorsare, timpul total de comutație la amorsare t_{ca} ,

$$t_{ca} = t_{ci} + t_{cu} \quad (4.7)$$

Energia corespunzătoare procesului de amorsare (W_a) este aproximativ egală cu aria triunghiului având baza t_{ca} și înălțimea $U_d I_d$, (fig. 4.4c), respectiv,

$$W_a = \frac{1}{2} U_d \cdot I_d \cdot t_{ca} \quad (4.8)$$

La trecerea semnalului de comandă la valoarea negativă, fenomenele sunt similare, evidențiindu-se timpul de întârziere la dezamorsare – t_{dd} , timpul de creștere a tensiunii pe element – t_{cv} și timpul de scădere a curentului – t_{si} , iar timpul de comutație la dezamorsare t_{cd} va fi

$$t_{cd} = t_{cv} + t_{si} \quad (4.9)$$

Energia disipată în element, în timpul procesului de dezamorsare este

$$W_d = \frac{1}{2} U_d \cdot I_d \cdot t_{cd} \quad (4.10)$$

Pe durata conducției, elementul semiconductor fiind parcurs de curentul constant I_d , iar căderea de tensiune fiind asemenea constantă, rezultă energia disipată în stare de conducție,

$$W_T = v_T \cdot I_d \cdot t_c \quad (4.11)$$

Rezultă astfel, energia totală corespunzătoare unui ciclu de comandă,

$$W_{\Sigma} = \frac{1}{2} U_d \cdot I_d (t_{ca} + t_{cd}) + v_T \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{f} - t_b \right) \quad (4.12)$$

și respectiv, pierderilor totale medii,

$$P_t = W_t \cdot f, \quad (4.13)$$

f – fiind frecvența de comandă.

Pentru un element și o sarcină date (U_d , I_d , t_{ca} , t_{cd} și v_t sunt constante), ponderea energiei disipate în conducție scade cu creșterea frecvenței de comandă și deci, la frecvențe ridicate, sunt dominate pierderilor la amorsare și blocare. Pentru reducerea acestora, trebuie redusă amplitudinea pierderilor aferente acestor regimuri, ceea ce se poate obține dacă tensiunea și curentul nu au, simultan, valori mari. În vederea obținerii acestui obiectiv, se prevăd circuite de protecție care au următoarele efecte:

- reducerea vitezei de creștere a curentului și creșterea vitezei de scădere a tensiunii pe element, la amorsare;
- accelerarea procesului de anulare a curentului și reducerea vitezei de creștere a tensiunii, la blocare.

Se menționează că, firmele constructoare indică grafice adecvate pentru cele trei componente ale energiei disipate, respectiv, dependența acestora de o serie de alți parametri (curentul de sarcină I_d , caracteristicile semnalului de comandă, valorile elementelor de protecție aferente).

Referindu-se la tiristoarele GTO fabricate de firma MARCONI, în fig. 4.5 – 4.6, se indică câteva grafice, pe baza cărora, se pot calcula componentele energiei disipate, evidențiindu-se următoarele aspecte:

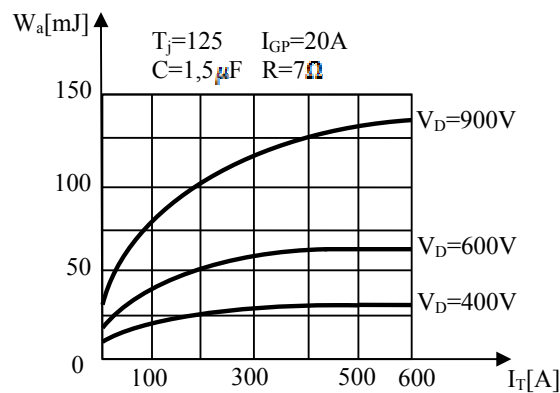


Fig. 4.5. Grafice pentru determinarea energiei pierdute, în timpul amorsării, pentru tiristorul GTO DGT304SE, $I_{TQM}=700A$, $V_{DRM}=1300V$

- pierderile în conducție depind atât de valoarea medie a curentului prin tiristor, de forma de undă, cât și de valoarea curentului de grilă, de menținere I_{GC} ;

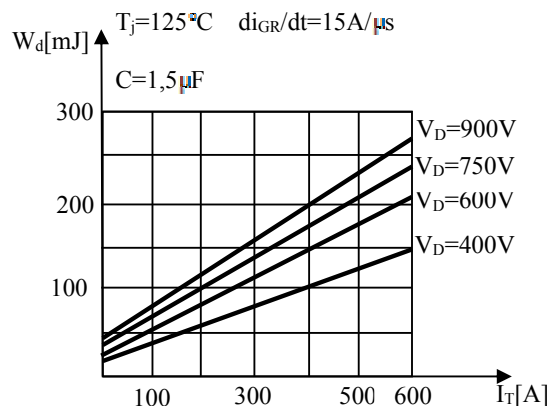


Fig. 4.6. Grafice pentru determinarea energiei pierdute, în timpul dezamorsării, pentru tiristorul GTO DGT304SE, $I_{TQM}=700\text{A}$, $V_{DRM}=1300\text{V}$

- energia de amorsare, depinde de valoarea tensiunii continue U_D , de temperatura joncțiunii, de valoarea de vârf a curentului de grilă I_{GP} , și de valorile C , R al grupului de protecție aferent;
- energia la dezamorsare, depinde de valoarea de vârf a impulsului de curent, de valoarea tensiunii continue, de temperatura joncțiunii, de panta de variație a curentului de grilă și de valorile grupului de protecție.

4.2. Alegerea elementelor semiconductoare de putere

După stabilirea tipului de element semiconductor, în funcție de tipul convertorului în care acesta va funcționa, alegerea sa se va face, în principiu, pe baza solicitărilor în tensiune și curent, respectiv:

1. Valoarea de vârf a tensiunii ce solicită elementul respectiv în stare blocată, în sens direct și, eventual, în sens invers. Se menționează că, elementele utilizate în construcția invertoarelor cu caracter de sursă de tensiune, necesită montarea, în antiparalel cu ele, a unor diode pentru preluarea curenților inverși, astfel că, aceste elemente nu sunt solicitate la tensiuni în sens invers. În același timp, pentru a se ține seama de supratensiunile de comutație, se adoptă un coeficient de siguranță de 2 - 2,5.

2. Valoarea medie pe o perioadă, a curentului ce parcurge elementul în timpul funcționării. Valoarea medie nominală (de catalog), a unui element semiconductor este indicată în condițiile utilizării ventilației forțate, iar dacă se utilizează ventilația naturală, se

4. Alegerea și verificarea elementelor semiconductoare de putere

ține seama că elementul respectiv nu poate fi solicitat decât până la 0,3 - 0,4 din capacitatea nominală. Alegerea tipului de ventilație se face din considerente economice.

Evident, valorile reale ce solicită elementul trebuie să fie mai mici decât cele corespunzătoare datelor din catalog, respectiv trebuie îndeplinite relațiile:

$$\begin{aligned}k_{si} \cdot I_{dN} &\leq I_{cat} \\k_{su} \cdot U_b &\leq U_{cat}\end{aligned}\quad (4.14)$$

unde, mărimile din membrul stâng al inegalităților corespund circuitului în care este montat elementul, iar cele din membrul drept sunt date de catalog.

Semnificațiile acestora sunt:

$k_{su} = 1 - 2,5$ - coeficient de siguranță în tensiune;

V_{ct} - valoarea maxim admisibilă a tensiunii ce poate solicita, în mod repetitiv, elementul aflat în stare blocată;

U_b - valoarea maximă a tensiunii, ce solicită elementul, în stare blocată;

k_{si} - coeficient de siguranță în curent.

$k_{si} = 1$ pentru ventilație forțată

$k_{si} = 2,5 \div 3$ pentru ventilație naturală

I_{dN} - valoarea medie nominală a curentului prin element;

I_{ct} - valoarea medie nominală (de catalog) a curentului prin element.

4.2.1. Verificarea elementelor semiconductoare, la încălzire

Această verificare are drept scop asigurarea că, în condițiile concrete de mediu și de ventilație în care lucrează elementul, nu se depășește valoarea maxim admisibilă a temperaturii joncțiunii. În general, este necesară verificarea la încălzire, atât în regim staționar, (valoarea medie a curentului prin element este presupusă constantă), cât și în regim intermitent (valoarea medie a curentului prin element este variabilă).

4.2.1.1. Verificarea la încălzire în regim staționar

Orice element semiconductor de putere se montează pe un radiator, schema termică echivalentă a ansamblului (fig. 4.7), evidențiind mărimile:

T_j - temperatura joncțiunii;

T_c - temperatura capsulei;

4. Alegerea și verificarea elementelor semiconductoare de putere

T_r - temperatura radiatorului;

T_a - temperatura mediului ambiant (a fluidului de răcire);

R_{thj-c} - rezistența termică joncțiune - capsulă, care este o dată de catalog a elementului;

R_{thc-r} - rezistența termică capsulă - radiator, care este o rezistență de contact, depinzând de calitatea suprafețelor în contact, (a capsulei și a radiatorului) și de forța de strângere;

R_{thr-a} - rezistența termică radiator - mediu ambiant, ce depinde de suprafața și tipul radiatorului și de natura, debitul și viteza fluidului de răcire. Firmele constructoare indică, pentru un anumit tip de capsulă, valoarea maximă a rezistenței termice capsulă- radiator, cu respectarea anumitor condiții de montare.

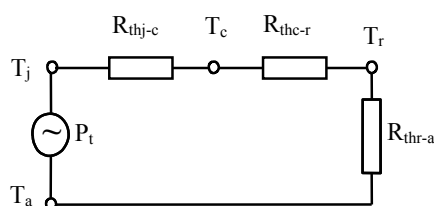


Fig.4.7 Schema termică echivalentă în regim staționar, a circuitului de răcire al unui element semiconductor de putere

Unele firme indică direct rezistența termică capsulă - mediu ambiant, caracteristică unui radiator. Observând (fig. 4.7) că toate rezistențele termice sunt conectate în serie, temperatura joncțiunii este dată de:

$$T_j - T_a = P_t (R_{thj-c} + R_{thc-r} + R_{thr-a}) \quad (4.15)$$

Relația de mai sus poate fi utilizată în două scopuri, după cum, s-a ales sau nu, radiatorul.

a) Pentru calculul temperaturii joncțiunii, dacă s-a ales corpul de răcire (radiatorul), corespunzător tipului capsulei tiristorului utilizat. Elementul este verificat, dacă valoarea calculată a temperaturii joncțiunii este mai mică decât valoarea maxim admisibilă (indicată în catalog)

$$T_j < T_{jadm} \quad (4.16)$$

b) Pentru calculul valorii maxime a rezistenței termice radiator-ambiant și, pe această bază, se alege sau se dimensionează radiatorul, respectiv, punând condiția (4.16) în (4.15) se obține:

$$R_{\text{thr-a}} < \frac{T_{\text{jadm}} - T_a}{P_t} - R_{\text{thj-c}} - R_{\text{thc-r}} \quad (4.17)$$

Se menționează că, în cazul tiristoarelor, rezistența termică joncțiune - capsulă se indică în catalog pentru funcționare în c.c., iar în cazul conducerii intermitente, această valoare se majorează cu cantitatea, determinată grafic, în funcție de unghiul de conducție.

Pe baza valorii obținute conform relației (4.17), se poate dimensiona radiatorul pe două căi:

b₁) se alege un corp de răcire corespunzător cu tipul capsulei (forma constructivă) a elementului;

b₂) se alege un profil de radiator, de asemenea corespunzător cu tipul capsulei elementului, și din grafice adecvate, se determină lungimea necesară, ca funcție de rezistența termică radiator-ambient calculată, și de condițiile de răcire.

4.2.1.2. Verificarea la încălzire în regim intermitent

4.2.1.2.1. Cazul unui puls dreptunghiular

Datorită sarcinii, elementele semiconductoare pot fi parcurse de curent variabil, (în cazul funcționării cu impulsuri de curent cu frecvență mare, elementele se află în regim termic intermitent, chiar dacă amplitudinea impulsurilor este constantă), situație în care, temperatura joncțiunii se modifică continuu în jurul valorii medii. Asimilând variația curentului prin element cu o variație treaptă (fig. 4.8), la apariția unei suprasarcini, temperatura joncțiunii crește aproximativ exponențial.

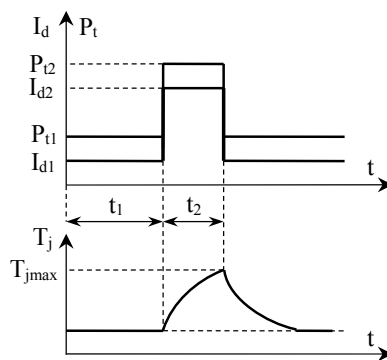


Figure 4.8. Variația temperaturii joncțiunii, la o variație treaptă a curentului printr-un tiristor

Semnificațiile mărimilor ce intervin în fig. 4.8 sunt:

I_{d2} – valoarea medie de suprasarcină (maximă), a curentului prin element;

4. Alegerea și verificarea elementelor semiconductoare de putere

t_2 – timpul cât se menține suprasarcina;

P_{t2} – pierderile totale corespunzătoare curentului I_{d2} ;

I_{d1} – valoarea medie a curentului prin element, înainte de apariția suprasarcinii;

t_1 – timpul cât curentul este I_{d1} ;

P_{t1} – pierderile totale corespunzătoare curentului I_{d1} ;

La funcționarea în regim intermitent, în schema termică echivalentă (fig. 4.7) apar și capacități termice, astfel încât, se obține o schemă în care, rezistențele termice sunt înlocuite cu impedanțe termice tranzitorii, cu excepția rezistenței termice de contact capsulă – radiator, unde nu se poate înmagazina căldură.

Variația tipică a unei impedanțe termice se indică în fig. 4.9, observându-se că, valoarea de regim staționar a acesteia este tocmai rezistența termică și că, aceasta se atinge după un timp t_s . Astfel, variația în timp a temperaturii joncțiunii este dată de:

$$T_j = T_a + P_{tm} \cdot R_{thj-a} + (P_{t2} - P_{tm}) \cdot (Z_{thj-c} + R_{thc-r} + Z_{thr-a}) \quad (4.18) \quad \text{în}$$

care P_{tm} este media pierderilor,

$$P_{tm} = \frac{P_{t1} \cdot t_1 + P_{t2} \cdot t_2}{t_1 + t_2}, \quad (4.19)$$

iar R_{thj-a} este rezistența termică joncțiune – ambient, obținută ca sumă a tuturor rezistențelor.

Cataloagele indică, pentru un corp de răcire, variația impedanței termice capsulă – mediu ambient,

$$Z_{thc-a} = R_{thc-r} + Z_{thr-a} \quad (4.20)$$

Evident, valoarea maximă a temperaturii joncțiunii se obține la momentul t_2 deci, înlocuind în relația (4.18) valorile impedanțelor corespunzătoare timpului t_2 .

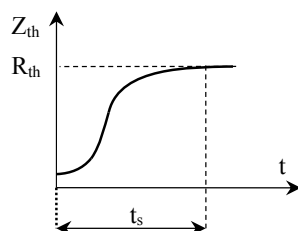


Fig. 4.9 Variația unei impedanțe termice, în funcție de timp

Elementul semiconductor este verificat la încălzire în regim intermitent dacă:

$$T_{jmax} = T_j(t_2) \leq T_{jadm} \quad (4.21)$$

Dacă nu se dispune de variația în timp a impedanței termice a radiatorului, se poate lucra acoperitor, cu rezistența termică, sau, se calculează temperatura maximă a joncțiunii cu relația:

$$T_{j\max} = T_{c\max} + P_{tm} \cdot R_{thj-c} + (P_{t2} - P_{tm})Z_{thj-c} \quad (4.22)$$

unde, $T_{c\max}$ se determină din grafice adecvate, în funcție de curentul I_{d2} .

Obs. Impedanța termică tranzitorie (fig. 4.9) atinge valoarea rezistenței termice (valoarea de regim staționar), după un timp t_s , astfel că, dacă timpul cât durează suprasarcina este mai mare decât acesta,

$$t_2 \geq t_s,$$

curentul I_{d2} nu mai constituie, din punct de vedere termic, un regim intermitent și, elementul semiconductor trebuie ales în funcție de acest curent, respectiv, în relațiile (4.14) se va considera în locul curentului I_{dN} , curentul I_{d2} .

Referitor la relația de mai sus,

$$t_s = \max \{t_{s1}, t_{s2}\}$$

unde, t_{s1} și t_{s2} corespund impedanțelor Z_{thj-c} și Z_{thr-a} .

4.2.1.2.2. Cazul mai multor pulsuri dreptunghiulare

Dacă, prin elementul semiconductor, curentul este o succesiune de pulsuri dreptunghiulare, și pierderile aferente variază similar (fig. 4.10.a). Cu notațiile din fig. 4.10.a temperatura joncțiunii elementului se obține cu relația:

$$T_j = T_a + P_1(Z_{t2} - Z_{t1}) + P_2(Z_{t4} - Z_{t3}) + P_3(Z_{t6} - Z_{t5}) + \dots \quad (4.23)$$

în care Z_{tk} sunt impedanțele termice tranzitorii, la momentele de timp t_k .

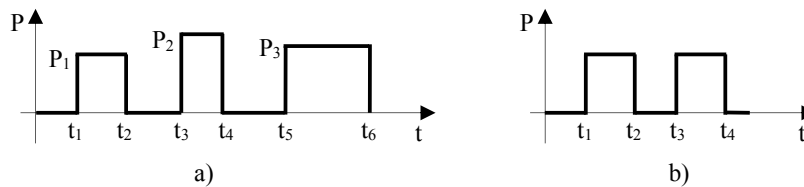


Fig. 4.10 Variația, în timp, a pierderilor printr-un element semiconductor parcurs de un tren de pulsuri dreptunghiulare, de curent : a) oarecare ; b) periodice și de amplitudini egale

4. Alegerea și verificarea elementelor semiconductoare de putere

În plus, dacă pulsurile au amplitudini egale și sunt periodice (fig. 4.10.b), temperatura joncțiunii se poate calcula, acoperitor, considerând creșterea temperaturii datorată numai ultimelor două pulsuri, respectiv:

$$T_j = T_a + P_{tm} (R_{thj-a} - Z_{t4}) + P(Z_{t2} - Z_{t1}) + P(Z_{t4} - Z_{t3}) + \dots \quad (4.24)$$

În relația de mai sus, $P_{tm} = P \frac{t_2 - t_1}{t_3 - t_1}$ sunt pierderile medii, pe o perioadă.

5. PROTECȚIA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

Cuprins

- 5.1. Protecția tiristoarelor la supratensiuni de comutație
 - 5.1.1. Valoarea maximă a tensiunii la polarizarea în sens invers
 - 5.1.2. Valoarea maximă a pantei de creștere a tensiunii la polarizarea în sens direct
 - 5.1.3. Algoritm de dimensionare
- 5.2. Protecția convertoarelor statice conectate la rețeaua de c.a.
- 5.3. Protecția tiristoarelor la scurtcircuit
 - 5.3.1. Mărimi caracteristice
 - 5.3.2. Alegerea siguranțelor ultrarapide
 - 5.3.3. Verificarea siguranțelor ultrarapide

În general, elementele semiconductoare utilizate în construcția convertoarelor statice, trebuie protejate la scurtcircuit și la pantele de variație ale curentului și tensiunii.

Comune tuturor elementelor, sunt supratensiunile datorate fenomenului de comutație, iar în cazul convertoarelor conectate la rețeaua de c.a. (redresoare, cicloconvertoare, VTA), apar suplimentar și supratensiuni provenite din rețea.

Fenomenul de comutație prezintă particularități în funcție de tipul elementului. Astfel, calculul protecțiilor va fi analizat individual sau pe grupe de elemente.

Protecția la scurtcircuit se realizează cu siguranțe fuzibile ultrarapide, pentru tiristoare, sau prin controlul direct al curentului, pentru tranzistoare. În ultimul timp, în special pentru tranzistoare, firmele constructoare livrează module compacte, care înglobează circuitul de comandă cu separare optică (driver) și circuitul de protecție la supratensiuni de comutație (snubber).

5.1. Protecția tiristoarelor la supratensiuni de comutație

Indiferent de convertorul în care se utilizează, tiristoarele sunt solícitate la supratensiuni datorate procesului de comutație.

Supratensiunile de comutație apar în procesul tranzitoriu de blocare, iar pentru reducerea supratensiunilor, ca și a pantei de creștere a tensiunii de polarizare în sens direct, în paralel cu fiecare tiristor se montează un grup serie RC (fig. 5.1).

Se presupune că, anularea curentului are loc prin polarizarea tiristorului în sens invers, cu o tensiune de valoare U_b . Dacă tensiunea de polarizare este variabilă în timp, se consideră cazul cel mai defavorabil, când comanda de blocare se dă la valoarea maximă a tensiunii.

Schema echivalentă în timpul comutației (fig. 5.2), evidențiază inductivitatea de comutație L_k .

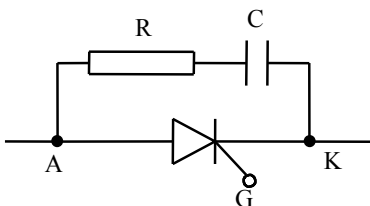


Fig. 5.1. Montarea circuitului de protecție a tiristoarelor la supratensiuni de comutație

5.1.1 Valoarea maximă a tensiunii la polarizarea în sens invers

Pentru dimensionarea grupului de protecție, se poate neglija timpul în care curentul invers prin tiristor (fig. 5.2.b) scade de la valoarea I_{RR} la zero (la momentul t_{0+} , tiristorul se blochează instantaneu și începe încărcarea condensatorului C). Deoarece la momentul t_0 acest curent se închide prin inductanța L_k , iar la t_{0+} tiristorul este blocat, rezultă următoarele condiții inițiale:

$$i_c(t_{0+}) = I_{RR}; \quad u_C(t_{0+}) = 0; \quad (5.1)$$

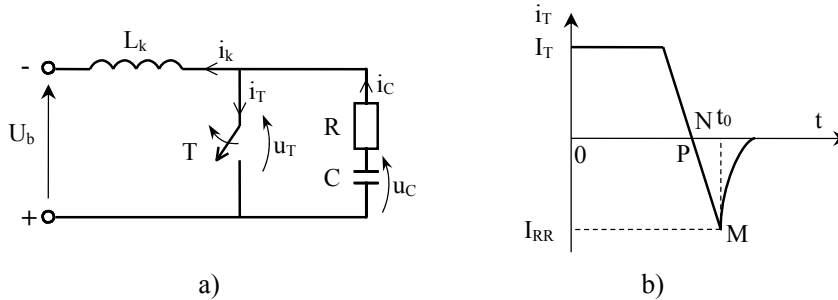


Fig. 5.2. a) Schema echivalentă la blocarea unui tiristor ; b) variația curentului prin tiristor, în timpul blocării

Teorema a doua a lui Kirchhoff pe circuitul de încărcare a condensatorului, conduce la ecuația:

$$L_k \frac{di_c}{dt} + Ri_c + u_C = U_b \quad (5.2)$$

și ținând seama de expresia tensiunii pe condensator,

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

se obține ecuația:

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + 2\omega_0 \xi \frac{du_C}{dt} + \omega_0^2 u_C = \omega_0^2 U_b \quad (5.3)$$

în care s-au evidențiat:

- pulsația proprie:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_k C};$$
- factorul de amortizare:

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L_k}}.$$

Ecuația caracteristică a ecuației diferențiale omogene (5.3) are rădăcinile:

$$r_{1,2} = -\alpha \pm j\beta,$$

5. Protecția elementelor semiconductoare de putere

unde:

$$\alpha = \omega_0 \xi;$$

$$\beta = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$$

Considerând originea timpului la momentul t_0 ($t_0 = 0$), pentru $\xi < 1$, se obține soluția generală :

$$u_C = e^{-\alpha t} (C_1 \cos \beta t + C_2 \sin \beta t) + U_b \quad (5.4)$$

iar din condițiile inițiale (5.1), rezultă constantele de integrare,

$$C_1 = -U_b ;$$

$$C_2 = \frac{I_{RR}}{C\beta} - \frac{\alpha}{\beta} U_b$$

Observând că tiristorul este solicitat de suma tensiunilor pe condensator și rezistență, se obține:

$$U_T = U_b \left\{ 1 + e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{C_2}{U_b} - \frac{RC\alpha C_2}{U_b} + RC\beta \right) \sin \beta t + \left(RC\beta \frac{C_2}{U_b} + RC\alpha - 1 \right) \cos \beta t \right] \right\} \quad (5.5)$$

În continuare, soluția se scrie în unități relative, introducându-se următoarele mărimi de raportare:

- pentru tensiune - U_b , iar tensiunea relativă este:

$$u_T = \frac{U_T}{U_b};$$

- pentru rezistență - $R_B = \frac{U_b}{I_{RR}}$, iar rezistența relativă este:

$$r = \frac{R}{R_B};$$

- pentru capacitate - $C_B = \left(\frac{I_{RR}}{U_b} \right)^2 L_k$, iar capacitatea relativă este:

$$c = \frac{C}{C_B};$$

- pentru timp - $T_B = \sqrt{L_k C_B}$, iar timpul relativ este:

$$\tau = \frac{t}{T_B}.$$

Expresia tensiunii în unități relative va fi:

$$u_T = 1 + e^{-\alpha t} \left[\frac{r/2\xi + \xi - r\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin \beta t + (r - 1) \cos \beta t \right] \quad (5.6)$$

iar panta de variație:

$$\frac{du_T}{dt} = \beta e^{-\alpha t} \left[\frac{2r\xi^2 - 2\xi - 3r/2 + 1}{1 - \xi^2} \sin\beta t + \frac{r/2\xi + 2\xi - 2r\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \cos\beta t \right] \quad (5.7)$$

Maximul tensiunii la care este solicitat tiristorul este:

$$u_{TM} = 1 + e^{\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\beta\tau_m} \sqrt{\left(\frac{r}{2\xi}\right)^2 - r + 1} \quad (5.8)$$

și se obține pentru:

$$\operatorname{tg}\beta t_m = \left(\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}(r/2\xi + 2\xi - 2r\xi)}{2r\xi^2 - 2\xi^2 - 3r/2 + 1} \right) \quad (5.9)$$

Dependențele valorii maxime a tensiunii pe tiristor în funcție de parametrii r și c , permit desprinderea unor concluzii utile pentru proiectare.

Astfel, la rezistență constantă, valoarea maximă a tensiunii scade odată cu creșterea capacității (fig. 5.3), iar la capacitate constantă (fig. 5.4), se evidențiază existența unui optim (minim), în funcție de rezistență.

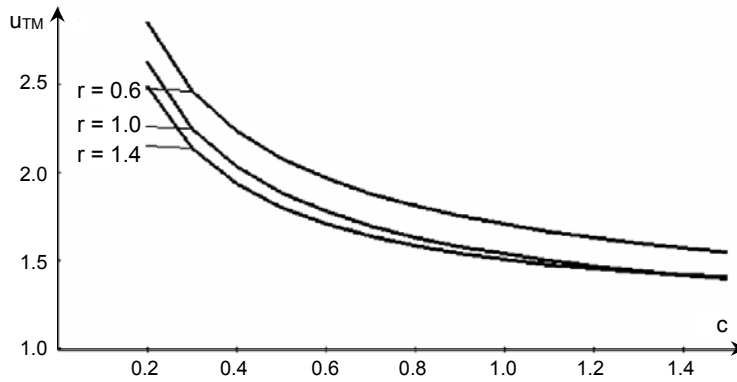


Fig. 5.3. Variația tensiunii maxime pe tiristor, în unități relative, în funcție de capacitatea relativă

Semnificativ este, de asemenea, că la rezistențe relative mai mari decât 1, scăderea tensiunii maxime cu creșterea capacității devine ne semnificativă (fig. 5.3), iar la capacitate constantă, tensiunea crește lent pentru rezistențe mai mici decât valoarea optimă și crește rapid pentru rezistențe mai mari decât valoarea optimă (fig. 5.4).

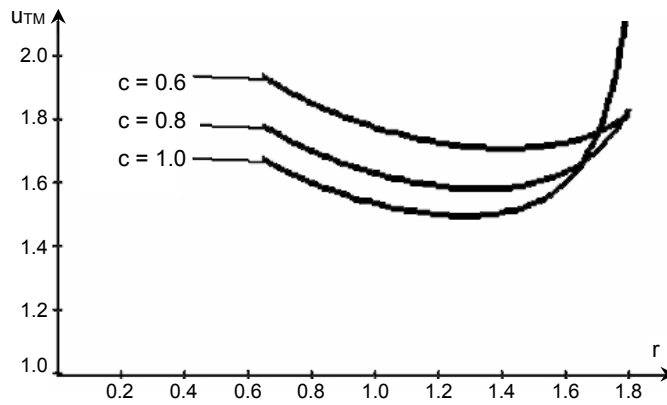


Fig.5.4. Variația tensiunii maxime pe tiristor, în unități relative, în funcție de rezistența relativă

5.1.2 Valoarea maximă a pantei de creștere a tensiunii, la polarizarea în sens direct

Indiferent de modul în care se obține tensiunea de polarizare inversă (comutația naturală sau comutația forțată), după blocare, la trecerea unui timp cel puțin egal cu timpul de revenire, tiristorul este polarizat în sens direct, iar panta de creștere a tensiunii nu trebuie să depășească valoarea maxim admisibilă.

Panta de variație a tensiunii ce polarizează circuitul format din inductivitatea de comutație și gradul de protecție, depinde de tipul convertorului și de circuitul de stingere utilizat.

Pentru obținerea unor relații utile în proiectare, se va considera cazul cel mai defavorabil, când, după încărcarea condensatorului în sens invers cu tensiunea U_b , se aplică, în sens direct, tensiunea pozitivă U_b , având variație treaptă.

Condensatorul se încarcă prin sarcină și, considerând curentul de sarcină, constant pe durata procesului de încărcare, se obține pentru tensiunea pe condensator o ecuație indirectă cu (5.3), dar condițiile inițiale vor fi:

$$i_c(0) = 0;$$

$$u_c(0) = - U_b,$$

iar pentru tensiunea indirectă pe tiristor, se găsește expresia:

$$U_T = U_b \left\{ 1 - 2e^{-\alpha t} \left[\cos\beta t + \left(\frac{\alpha}{\beta} - \frac{RC}{\beta} \right) \sin\beta t \right] \right\}. \quad (5.10)$$

Panta de variație a tensiunii pe tiristor este :

$$\frac{dU_T}{dt} = 2U_b e^{-\alpha t} \left[RC\omega_0^2 \cos\beta t + \frac{\omega_0^2}{\beta} (1 - RC\alpha) \sin\beta t \right], \quad (5.11)$$

iar în unități relative, folosind aceleași mărimi de raportare, are expresia :

$$\frac{du_T}{dt} = e^{-\frac{r}{2}\tau} \frac{r}{\xi} \left(2\xi \cos \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi} r\tau + \frac{1-2\xi^2}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi} r\tau \right), \quad (5.12)$$

care are un maxim egal cu :

$$\left(\frac{du_T}{dt} \right)_M = \frac{r}{\xi} e^{-\frac{r}{2}\tau_m}, \quad (5.13)$$

pentru :

$$\operatorname{tg} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi} r\tau_m = \frac{(1-4\xi^2)\sqrt{1-\xi^2}}{\xi(3-4\xi^2)}. \quad (5.14)$$

Studiul dependențelor pantei maxime de creștere a tensiunii, în funcție de parametrii r și c , evidențiază următoarele :

- există puncte de optim (minim), atât la rezistență constantă, cât și la capacitate constantă (fig. 5.5 și 5.6) ;

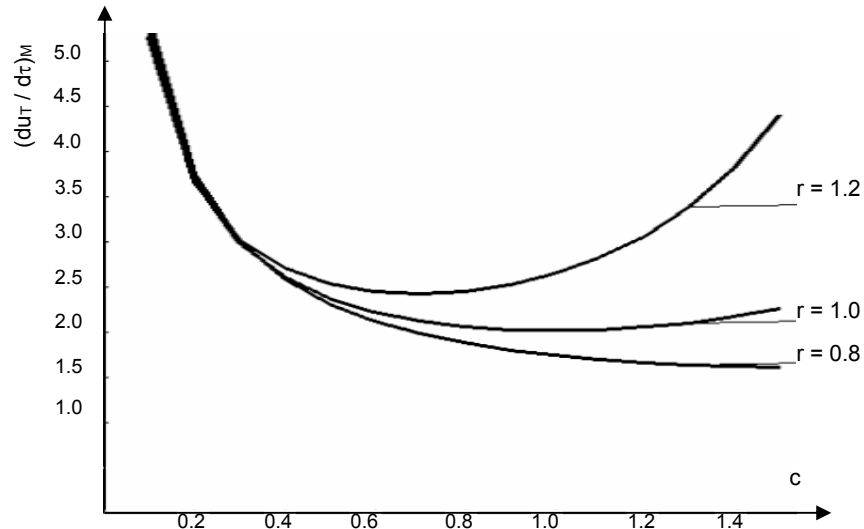


Fig. 5.5. Variația pantei maxime a tensiunii directe, în unități relative, în funcție de capacitatea relativă

- pentru rezistențe mai mici decât valoarea optimă, creșterea pantei maxime este nesemnificativă, iar pentru rezistențe mai mari creșterea este rapidă (fig. 5.6) ;

- optimul pantei de creștere a tensiunii în sens direct, se obține pentru o rezistență mai mică decât cea corespunzătoare minimului tensiunii maxime în sens invers.

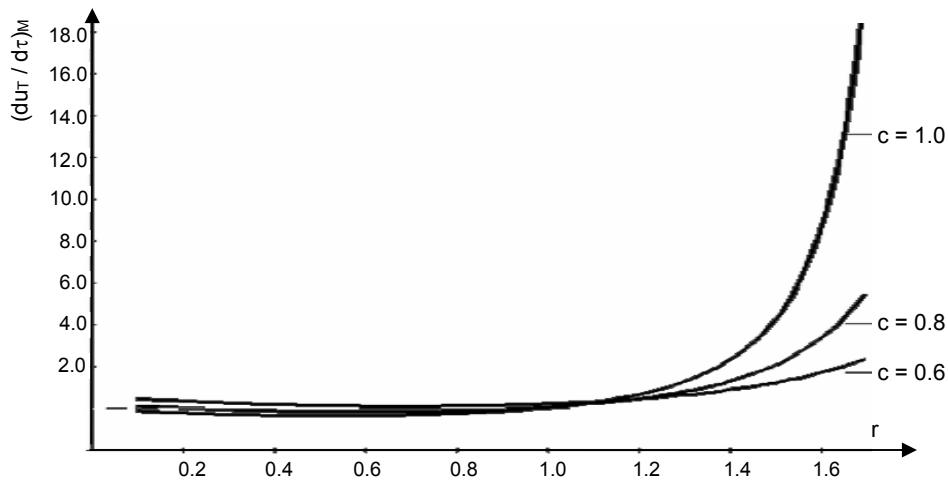


Fig 5.6. Variația pantei maxime a tensiunii directe, în unități relative, în funcție de rezistența relativă

5.1.3 Algoritm de dimensionare

Pentru dimensionare, se pot utiliza dependențele rezistenței optime pentru care maximul tensiunii are valoare minimă, a tensiunii optime și pantei maxime (ambele corespunzând rezistenței optime) în funcție de capacitatea relativă (fig. 5.7), parcurgându-se următorul algoritm :

- se impune un coeficient de siguranță $k_s = 1,3 \div 1,5$ și se calculează valoarea maximă a tensiunii pe tiristor,

$$U_{TM} = \frac{V_{RRM}}{k_s} ; \quad (5.15)$$

- se calculează tensiunea maximă relativă (coeficientul de supratensiune)

$$u_{TM} = \frac{U_{TM}}{U_b} ; \quad (5.16)$$

- din fig 5.7 pentru u_{TM} , de pe curba 1, se determină capacitatea c , iar corespunzător acesteia, de pe curbele 2 și 3, se determină rezistența optimă r_0 și panta maximă de variație a tensiunii (du/dt)

- se adoptă pentru rezistență o valoare normalizată,

$$R \leq r_0 \frac{U_b}{I_{RR}} ; \quad (5.17)$$

- se adoptă pentru capacitate o valoare normalizată,

$$C \geq c \left(\frac{I_{RR}}{U_b} \right)^2 L_k ; \quad (5.18)$$

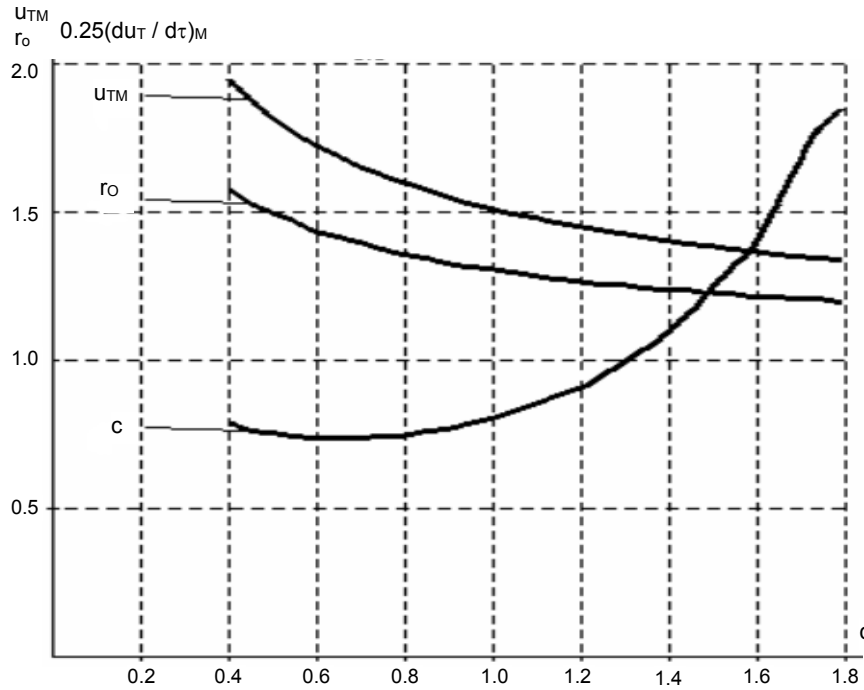


Fig 5.7. Variațiile tensiunii inverse optime, rezistenței optime, și pantei tensiunii directe, în unități relative, în funcție de capacitatea relativă

- se calculează panta maximă de variație a tensiunii pe tiristor, în unități absolute,

$$\left(\frac{dU_T}{dt} \right)_M = \frac{U_b^2}{L_k I_{RR}} \left(\frac{du_T}{d\tau} \right)_M ; \quad (5.19)$$

și se verifică dacă este inferioară valorii maxime admisibile respectiv,

$$\left(\frac{dU_T}{dt} \right)_M \leq \left(\frac{dU_T}{dt} \right)_{ad} ; \quad (5.20)$$

- dacă relația de mai sus nu se verifică, se alege o valoare mai mare pentru capacitate, reluându-se calculele de la pasul 3.

Obs. Curentul invers maxim prin tiristor în procesul de blocare (curentul maxim invers $-I_{RR}$), poate fi exprimat în funcție de sarcina stocată și de panta maximă de variație a curentului. Astfel, în fig. 5.2.b, observând că sarcina stocată este aria triunghiului dreptunghic MPN, se obține

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{sq} \left(\frac{di_T}{dt} \right)}. \quad (5.21)$$

5. Protecția elementelor semiconductoare de putere

Puterea disipată în rezistența R în timpul încărcării condensatorului, poate fi calculată pornind de la ecuația de tensiuni (5.2), care se înmulțește cu i_c și se integrează pe durata de încărcare t_i , obținând :

$$L_k \int_0^{t_i} i_C \frac{d}{dt} i_C dt + R \int_0^{t_i} i_C^2 dt + \int_0^{t_i} u_C i_C dt = U_b \int_0^{t_i} i_C dt . \quad (5.22)$$

Semnificațiile tensiunilor sunt următoarele :

$$U_b \int_0^{t_i} i_C dt = U_b Q = CU_b^2 , \quad (5.23)$$

deoarece sarcina înmagazinată în condensator este

$$Q = \int_0^{t_i} i_C dt ; \quad (5.24)$$

$$R \int_0^{t_i} i_C^2 dt = W_R , \quad (5.25)$$

reprezintă energia disipată în rezistor ;

$$\int_0^{t_i} u_C i_C dt = \int_0^{t_i} C u_C \frac{du_C}{dt} dt = C \frac{U_b^2}{2} = W_C , \quad (5.26)$$

reprezintă energia înmagazinată în condensator :

$$\int_0^{t_i} i_C \frac{d}{dt} (i_C) dt = \frac{1}{2} \int_{i_C(0)}^{i_C(t_i)} d(i_C^2) = \frac{i_C^2(t_i) - i_C^2(0)}{2} = -\frac{1}{2} I_{RR}^2 , \quad (5.27)$$

deoarece,

$$i_c(t_i) = 0.$$

Se obține astfel, energia disipată pe rezistor,

$$W_R = CU_b^2 + \frac{L_k}{2} I_{RR}^2 - C \frac{U_b^2}{2} = C \frac{U_b^2}{2} + \frac{L_k}{2} I_{RR}^2 . \quad (5.28)$$

Considerând și procesul de descărcare, în care energia înmagazinată în condensator se disipă pe rezistență, rezultă energia totală într-un ciclu de încărcare – descărcare,

$$W_{Rt} = CU_b^2 + \frac{L_k}{2} I_{RR}^2 , \quad (5.29)$$

iar puterea medie va fi :

$$P_R = \left(CU_b^2 + \frac{L_k}{2} I_{RR}^2 \right) f_C , \quad (5.30)$$

unde f este frecvența de comandă a tiristorului.

5.2. Protecția convertoarelor statice conectate la rețeaua de

c.a.

Convertoarele statice conectate la rețeaua de c.a. trebuie protejate împotriva supratensiunilor externe. Cauzele care determină existența acestor supratensiuni sunt:

- decuplarea de la rețea a transformatorului de alimentare;
- descărcările electrice.

Având în vedere proprietatea condensatoarelor de a înmagazina energie și de a reduce supratensiunile, protecția se realizează cu grupuri serie $R_1 - C_1$, conectate în secundarul transformatorului de alimentare (fig. 5.8). Decuplarea transformatorului este totdeauna precedată de inhibarea impulsurilor de comandă a tiristoarelor, respectiv transformatorul funcționează în gol.

Dimensionarea capacității se face din considerente energetice, respectiv se consideră că, energia înmagazinată în transformator înainte de deconectarea de la rețea, este preluată de condensator, prin creșterea tensiunii la bornele sale.

Luându-se cazul cel mai defavorabil, când deconectarea se face la valoarea de vârf a curentului de mers în gol, energia înmagazinată în transformator va fi:

$$W_M = n_f \frac{1}{2} L_m (\sqrt{2} I_{10})^2 = n_f L_m I_{10}^2 \quad (5.31)$$

unde :

n_f - numărul de faze ;

L_m - inductivitatea de magnetizare a transformatorului ;

I_{10} - valoarea efectivă a curentului de mers în gol.

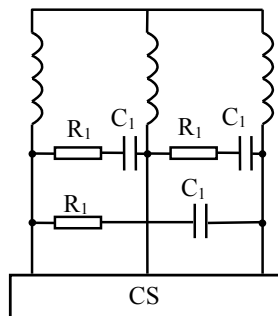


Fig. 5.8 Conectarea grupurilor de protecție a tiristoarelor, la supratensiuni provenite din rețeaua de alimentare

Avându-se în vedere schema echivalentă a transformatorului, cu neglijarea rezistenței și inductivității de dispersie a primarului, rezultă

$$U_1 = \omega L_m I_{10}$$

din care, exprimându-se inductivitatea și înlocuind în (5.31), se obține:

$$W_M = \frac{n_f \cdot U_1 \cdot I_{10}}{\omega} \quad (5.32)$$

ω fiind pulsația tensiunii rețelei, iar U_1 , valoarea efectivă a tensiunii de fază.

Puterea aparentă nominală se exprimă:

$$S_N = n_f U_1 I_{1N} \quad (5.33)$$

din care, înlocuind tensiunea în (5.32), se obține:

$$W_m = \frac{S_N I_{10}}{\omega I_{1N}} \quad (5.34)$$

Neglijând pierderile pe rezistența R_1 , această energie, la decuplarea transformatorului, determină creșterea tensiunii la bornele condensatorului de la valoarea U_b la valoarea maximă U_M , respectiv variația de energie este:

$$\Delta W = \frac{1}{2} n_f C_1 (U_M^2 - U_b^2) \quad (5.35)$$

și egalând-o cu energia înmagazinată în transformator (5.34), se obține:

$$C_1 = \frac{2S_N i_0}{n_f \omega (U_M^2 - U_b^2)} \quad (5.36)$$

în care:

- $i_0 = \frac{I_{10}}{I_{1N}}$ - este curentul relativ de mers în gol, care poate fi estimat în funcție de puterea aparentă nominală:

S_N [kVA]	0.1	3	10	100	200	500
i_0	0.1	0.05	0.03	0.027	0.025	0.020

- U_M - valoarea de vârf a tensiunii admise pe grupul de protecție;
- U_b - valoarea de vârf la bornele grupului înainte de deconectare (la funcționarea în gol a transformatorului).

Observând că tensiunea la bornele grupurilor de protecție este, în același timp, și tensiunea care solicită tiristoarele în stare blocată și adoptând pentru valoarea maximă a tensiunii chiar clasa de tensiune a tiristoarelor, se obține expresia finală:

$$C_1 = \frac{2S_N i_0}{n_f \omega (V_{RRM}^2 - U_b^2)} \quad (5.37)$$

Valoarea rezistenței R_1 se calculează astfel încât, amortizarea procesului să fie suficient de rapidă. Adoptând factorul optim de amortizare:

$$\xi = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_\sigma}} > \frac{1}{\sqrt{2}}$$

rezultă:

$$R_1 \geq \sqrt{\frac{2L_\sigma}{C_1}} \quad (5.38)$$

iar puterea acesteia se adoptă de două ori mai mare decât în cazul funcționării în regim sinusoidal.

$$P_1 = 2R_1(\omega C_1 U_s)^2 \quad (5.39)$$

În relațiile (5.38) și (5.39) mai intervin:

- inductivitatea de dispersie totală, pe fază, raportată la secundar;
- U_s - valoarea efectivă a tensiunii de linie din secundarul transformatorului.

Dacă valoarea capacității C_1 este prea mare, se poate utiliza un redresor necomandat, conectat în paralel cu convertorul ce trebuie protejat, sarcina acestuia fiind constituită din rezistențele R' , R'' și capacitatea C_1 , montate ca în figura 5.9.

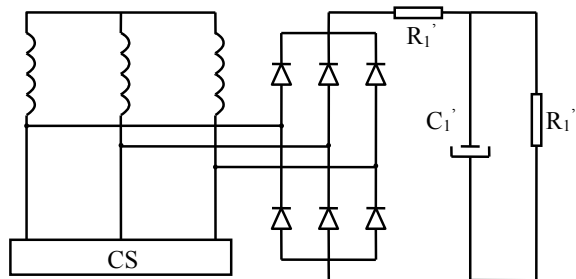


Fig. 5.9 Variantă de protecție a tiristoarelor, la supratensiuni provenite din rețea, pentru convertoare statice de mare putere

Schema prezintă două avantaje principale:

- permite utilizarea unor condensatoare polarizate, acestea construindu-se la capacități mai mari decât cele nepolarizate;
- se reduce de trei ori numărul elementelor utilizate, deși capacitatea totală este aceeași,

$$C_1 = 3 \cdot C_1$$

Rezistența R' are rolul de a limita curentul de încărcare al condensatorului C_1 , iar R'' permite descărcarea condensatorului. Astfel, ele se adoptă de aceeași valoare ca și R_1 și de putere $\frac{3}{2} P_1$.

5.3. Protecția tiristoarelor la scurtcircuit

5.3.1 Mărimi caracteristice

Tiristoarele au capacitate de suprasarcină termică redusă și de aceea, orice scurtcircuit trebuie întrerupt în mai puțin de 10 ms. Acest lucru poate fi realizat numai de către siguranțele ultrarapide. Pentru a evidenția parametrii unei astfel de siguranțe și corelația cu parametrii tiristorului, se consideră un scurtcircuit monofazat, care se produce la trecerea prin zero a tensiunii de alimentare (u).

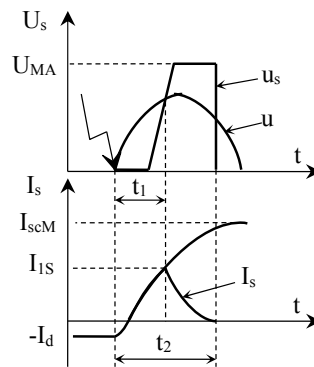


Fig. 5.10 Formele de undă la apariția unui scurtcircuit, la bornele unui redresor monofazat

Anterior acestui moment, curentul prin secundarul transformatorului, și implicit prin siguranță, are valoarea $-I_d$ corespunzătoare alternanței negative la funcționarea în sarcină (fig. 5.10). Dacă circuitul prin care se închide curentul de scurtcircuit se consideră pur inductiv, formele de undă ale tensiunii și curentului sunt arătate în fig. 5.10.

La apariția scurtcircuitului, curentul prin siguranță (i_s) începe să crească (fig. 5.10), iar după timpul de pre-arc (t_1) are valoarea I_{Is} (curent limită al siguranței). Tensiunea pe siguranță (u_s) crește, cu o întârziere necesară încălzirii fuzibilului, iar după timpul t_1 , când valoarea sa

este egală cu cea a tensiunii de alimentare, se amorsează arcul electric (începe topirea fuzibilului siguranței). Tensiunea la bornele siguranței este limitată la valoarea U_{Ma} (tensiunea maximă de arc). După amorsarea arcului electric în siguranță, curentul începe să scadă, iar după timpul t_2 (timpul total de funcționare a siguranței) de la apariția scurtcircuitului, se anulează, respectiv circuitul este deschis.

I_{scM} (fig. 5.10) reprezintă valoarea de vârf a curentului de scurtcircuit, în absența siguranței.

5.3.2 Alegerea siguranțelor ultrarapide

Se are în vedere montarea siguranțelor pe partea de curent alternativ (în secundarul transformatorului), care constituie soluția cea mai avantajoasă (număr de siguranțe redus, protecție mai eficientă) și cel mai frecvent întâlnită (fig. 5.11). Alegerea siguranțelor ultrarapide se face pe baza valorilor efective ale curentului și tensiunii.

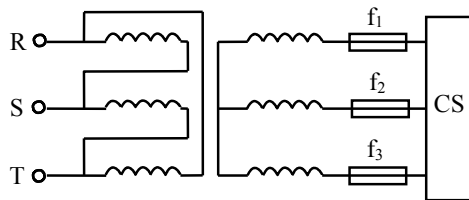


Fig. 5.11 Montarea siguranțelor ultrarapide în secundarul transformatorului de alimentare a unui convertor static

Astfel, trebuie să se satisfacă relațiile:

$$\begin{aligned} U_{Ns} &\cong U_{efN} \\ I_{Ns} &\cong I_{efN} \end{aligned} \quad (5.40)$$

în care, mărimile din partea stângă reprezintă valorile nominale ale siguranței, iar cele din dreapta, valorile nominale ale tensiunii și curentului, din secundarul transformatorului.

5.3.3 Verificarea siguranțelor ultrarapide

După alegere, siguranțele ultrarapide trebuie să se verifice în funcție de condițiile concrete, ale circuitului pe care trebuie să îl protejeze. Este necesar să se verifice îndeplinirea a trei condiții:

$$(I^2t)_{s \text{ real}} < (I^2t)_{Th \text{ real}} \quad (5.41)$$

5. Protecția elementelor semiconductoare de putere

$$U_{Ma} < V_{RRM} \quad (5.42)$$

$$I_{Is} < I_{TSM \text{ real}} \quad (5.43)$$

Semnificațiile mărimilor noi, ce apar mai sus, sunt:

- integrala de curent a siguranței, în condițiile reale de funcționare;
- integrala de curent a tiristorului, în condițiile reale de funcționare;
- curentul maxim de șoc al tiristorului, în condițiile reale de funcționare.

Pentru efectuarea verificărilor (5.41), (5.42) și (5.43) se parcurg următoarele etape:

1. Se calculează valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit (I_{sc}), în absența protecției (curentul prezumat de scurtcircuit), cu relația:

$$I_{sc} = \frac{I_{efN}}{u_{sc}} \quad (5.44)$$

2. Se determină, din grafice indicate în catalogul de siguranțe, integrala de curent a acesteia, corespunzătoare tensiunii nominale, în funcție de curentul prezumat de scurtcircuit, în unități relative (fig. 5.12).

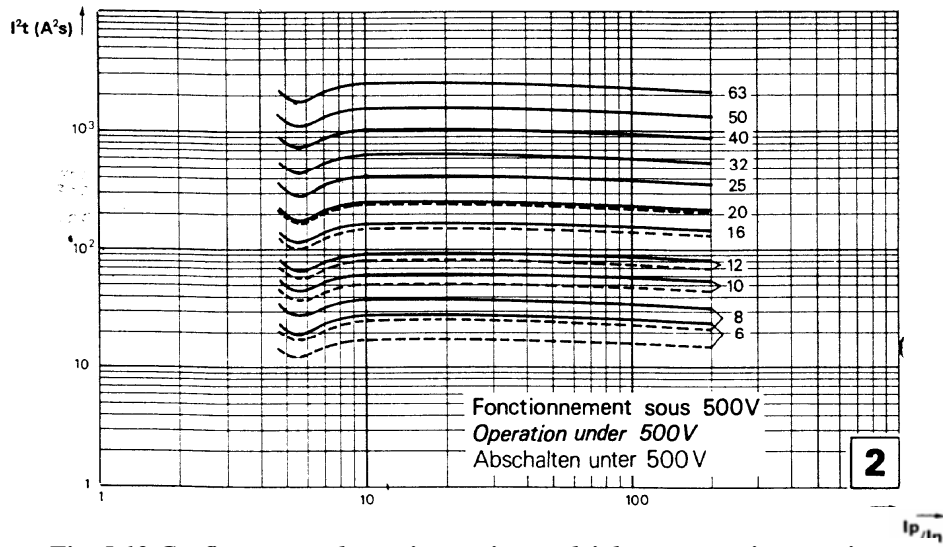


Fig. 5.12 Grafice pentru determinarea integralei de curent a siguranței

$$(I^2t)_s = f\left(\frac{I_{sc}}{I_{Ns}}\right) \quad (5.45)$$

3. Se determină, de asemenea grafic, un coeficient de corecție a integralei de curent a siguranței, în funcție de tensiunea reală de funcționare (fig. 5.13).

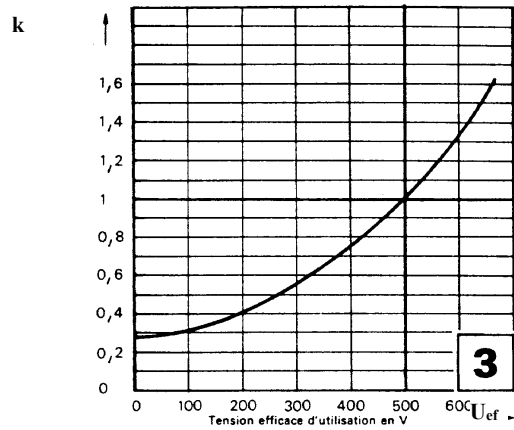


Fig. 5.13 Coeficientul de corecție a integralei de curent a siguranței

$$k = f(U_{efN}) \quad (5.46)$$

4. Se calculează valoarea corectată, a integralei de curent a siguranței:

$$(I^2t)_{s\text{real}} = k \cdot (I^2t)_s \quad (5.47)$$

5. Se determină grafic, timpul total de funcționare a siguranței (fig. 5.14)

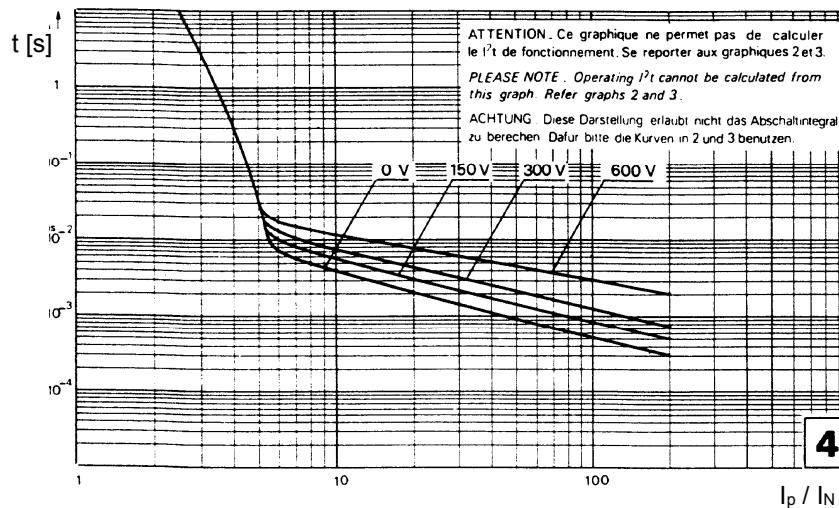


Fig. 5.14 Grafice pentru determinarea timpului total de funcționare al siguranței

$$t_2 = f\left(\frac{I_{sc}}{I_{Ns}}\right) \quad (5.48)$$

6. Se determină grafic, un coeficient de corecție a integralei de curent a tiristorului, în funcție de timpul total de funcționare a siguranței, deoarece integrala de curent a tiristorului se dă, în cataloage, pentru 10ms (fig. 5.15).

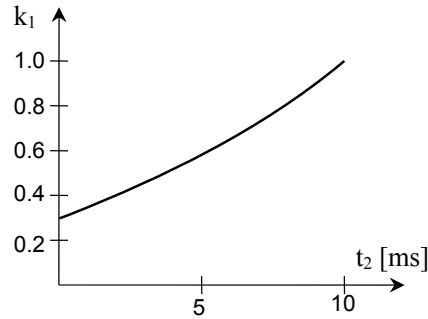


Fig. 5.15 Graficul pentru determinarea coeficientului k_1

$$k_1 = f(t_2) \quad (5.49)$$

7. Se corectează integrala de curent a tiristorului:

$$(I^2 t)_{Th \text{ real}} = k_1 \cdot (I^2 t)_{Th} \quad (5.50)$$

8. Se face verificarea (5.41);

9. Se determină grafic, valoarea maximă a tensiunii la bornele siguranței (fig. 5.16).

$$U_{Ma} = U_{efN} \quad (5.51)$$

10. Se face verificarea (5.42);

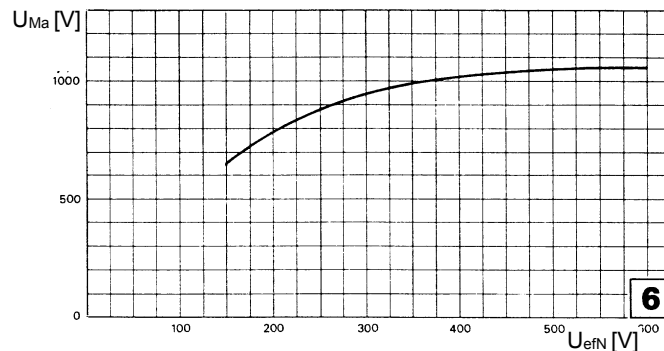


Fig. 5.16 Grafic pentru determinarea tensiunii maxime de arc

11. Se determină grafic, un coeficient de corecție a curentului de șoc al tiristorului, care de asemenea se indică, în cataloage, pentru 10ms (fig. 5.17).

$$k_2 = f(t_2) \quad (5.52)$$

12. Se determină grafic, curentul limită al siguranței (fig. 5.18).

$$I_{Is} = f(I_{Sc}) \quad (5.53)$$

13. Se corectează curentul de șoc al tiristorului

$$I_{TSM\ real} = k_2 \cdot I_{TSM} \quad (5.54)$$

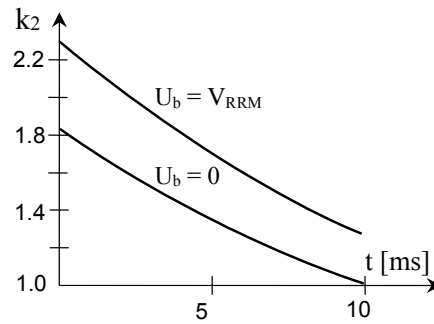


Fig. 5.17 Graficul pentru determinarea coeficientului k_2

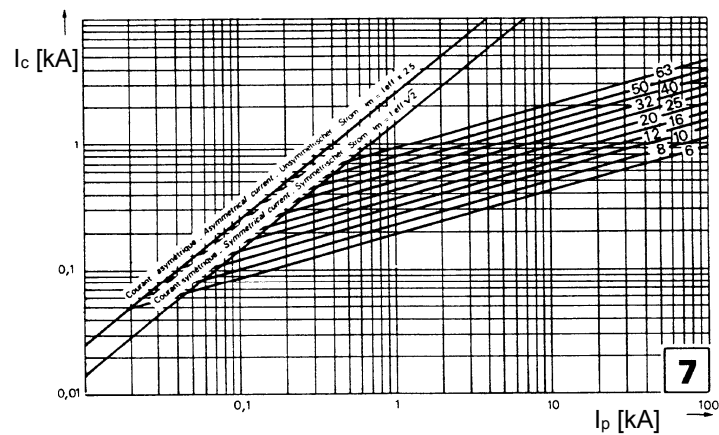


Fig. 5.18 Grafice pentru determinarea curentului limită al siguranței

14. Se face verificarea (5.43).

Obs. După întreruperea unui scurtcircuit, tiristorul își poate pierde parțial, sau total, capacitatea de blocare în sens direct (poate intra în conducție, fără comandă, la polarizarea cu tensiuni mai mici decât V_{DRM}). Din acest motiv, pentru coeficientul k_2 se indică grafic o zonă cuprinsă între două curbe, ce corespund celor două situații extreme: păstrarea integrală a capacității de blocare și respectiv, pierderea totală a acesteia.

6. CONVERTOARE STATICE C.A. – C.C. (REDRESOARE)

Cuprins

- 6.1. Introducere
- 6.2. Principiul și teoria generală a redresoarelor comandate în fază
 - 6.2.1. Principiul de funcționare
 - 6.2.2. Valoarea medie a tensiunii redresate, la mersul în gol
 - 6.2.3. Regimurile de funcționare ale unui redresor comandat
 - 6.2.4. Comutația și fenomenul de suprapunere anodică
 - 6.2.5. Caracteristicile externe și de comandă
 - 6.2.5.1. Caracteristicile externe
 - 6.2.5.2. Caracteristicile de comandă
- 6.3. Regimul de curent întrerupt
 - 6.3.1. Expresia curentului redresat
 - 6.3.2. Apariția regimului de curent întrerupt
 - 6.3.3. Dimensionarea inductivității de filtrare
 - 6.3.3.1. Inductivitatea pentru evitarea funcționării în regim de curent întrerupt
 - 6.3.3.1. Inductivitatea necesară pentru limitarea pulsațiilor curentului redresat

6. Conversoare statice c.a. - c.c. (redresoare)

6.1. Introducere

Redresoarele comandate transformă energia de curent alternativ în energie de curent continuu, prin comandă putându-se regla valoarea medie a tensiunii, ceea ce înseamnă, reglarea prin comandă a puterii medii transmise sarcinii.

Redresoarele comandate își găsesc o largă aplicabilitate, cel mai important domeniu fiind al acționărilor electrice cu motoare de c.c.. Din acest motiv, în analiza funcționării redresoarelor, se va considera o sarcină, care asigură o valoare medie constantă a curentului debitat de redresor.

Se vor considera, de asemenea, caracteristicile ideale ale tiristoarelor.

6.2. Principiul și teoria generală a redresoarelor comandate în fază

6.2.1. Principiul de funcționare

Se consideră un montaj (fig. 6.1) constituit din p tiristoare având catodii comuni, iar anozii alimentați de la un sistem " p " fazat de tensiuni sinusoidale, măsurate față de un punct comun " 0 ", sarcina fiind conectată între acesta și punctul comun al catodilor.

Tensiunile u_1, u_2, \dots, u_p sunt defazate cu $\frac{2\pi}{p}$ radiani și au expresiile (dacă se alege ca origine a timpului trecerea prin zero a tensiunii u_1).

$$\begin{aligned}
 u_1 &= \sqrt{2}U_s \sin \omega t \\
 u_2 &= \sqrt{2}U_s \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{p} \right) \\
 u_3 &= \sqrt{2}U_s \sin \left(\omega t - 2 \cdot \frac{2\pi}{p} \right) \\
 &\dots \dots \dots \\
 u_p &= \sqrt{2}U_s \sin \left[\omega t - (p-1) \frac{2\pi}{p} \right]
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

iar tiristoarele sunt comandate în ordinea numerotării.

Se numește punct (moment) de comutație naturală a unui tiristor, punctul (momentul) începând de la care, tiristorul este polarizat în sens direct, respectiv ar intra în conducție dacă ar fi diodă.

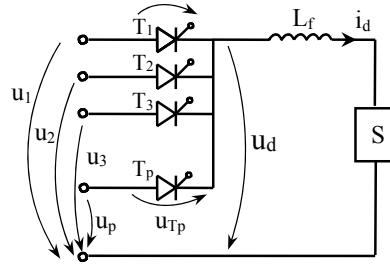


Fig.6.1 Schema generală a unui redresor comandat polifazat

Pentru a găsi punctul de comutație naturală, se aplică teorema a II-a a lui Kirchhoff pe un circuit cuprinzând tiristorul respectiv și tiristorul aflat în conducție. Astfel, înainte de comanda lui T_1 , în conducție este T_p și, aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff pe circuitul $u_1 - T_1 - T_p - u_p$, se obține:

$$u_{T1} = u_1 - u_p \quad (6.2)$$

și ținând seama de (6.1) rezultă:

$$\begin{aligned} u_{T1} = u_1 - u_p &= \sqrt{2}U_s \sin \omega t - \sqrt{2}U_s \sin \left[\omega t - (p-1) \frac{2\pi}{p} \right] = \\ &= 2\sqrt{2}U_s \sin(p-1) \frac{\pi}{p} \cos \left[\omega t - (p-1) \frac{\pi}{p} \right] = 2\sqrt{2}U_s \sin \frac{\pi}{p} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \right) \end{aligned} \quad (6.3)$$

Punând condiția:

$u_{T1} \geq 0$, se obține:

$$\begin{aligned} 0 \leq \omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \leq \pi \text{ sau,} \\ \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Rezultă că, tiristorul T_1 este polarizat în sens direct începând din momentul

$\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$, pe durata a π radiani și deci:

- punctul (momentul) comutației naturale este întârziat cu unghiul:

$$\beta_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \quad (6.5)$$

radiani față de trecerea prin "zero" a tensiunii ce urmează a fi redresată (fig. 6.2);

- tiristorul respectiv poate fi comandat oricând, pe durata a π radiani, din punctul comutației naturale.

Principiul prin care redresoarele comandate permit comanda puterii medii transmisă sarcinii, constă în comanda fiecărui tiristor cu o întârziere reglabilă α , măsurată din punctul de comutație naturală, întârziere numită *unghi de comandă* (fig.6.2).

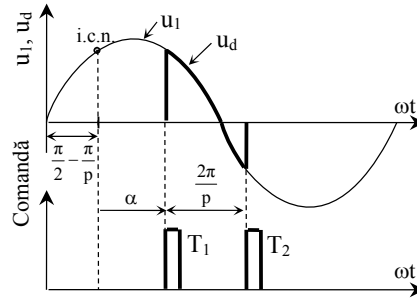


Fig. 6.2 Explicativă privind punctul de comutație naturală

6.2.2. Valoarea medie a tensiunii redresate, la mersul în gol

Neglijând procesul de comutație (preluarea curentului de sarcină de către tiristorul comandat de la cel aflat în conducție), se va considera amorsarea și blocarea instantanee a două tiristoare. În ipoteza existenței unui semnal de comandă pe grilă pe toată durata necesară ($\frac{2\pi}{m}$ - unde m caracterizează numărul de faze);

$$m = \begin{cases} 2 & \text{pentru monofazat} \\ 3 & \text{pentru trifazat} \end{cases}$$

amorsarea și blocarea se produc instantaneu, numai la funcționarea în gol a redresorului.

Deoarece expresia tensiunii redresate se schimbă la fiecare comandă a unui tiristor, rezultă că aceasta este periodică, având perioada $\frac{2\pi}{p}$.

Considerând intervalul cât este închis tiristorul T_1 , respectiv:

$$\omega t \in \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha, \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right]$$

valoarea medie a tensiunii redresate va fi (fig. 6.3),

$$U_d = \frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha} \sqrt{2} U_s \sin \omega t \, d(\omega t)$$

și transformând diferența de cosinusuri în produs se obține:

$$U_d = \frac{\sqrt{2} U_s \sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \cos \alpha \quad (6.6)$$

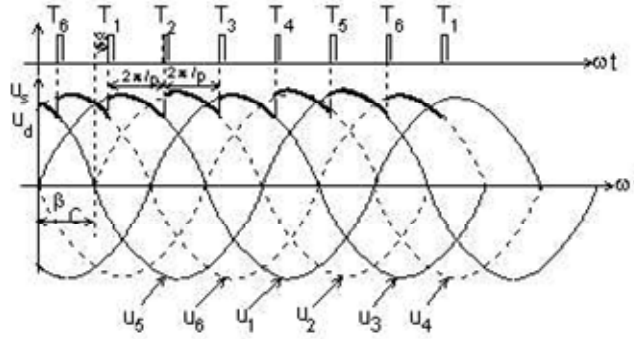


Fig. 6.3 Forma de undă, idealizată, a tensiunii redresate, pentru un redresor complet comandat, cu $p = 6$

Introducând tensiunea medie redresată la mersul în gol și unghi de comandă nul:

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2}U_s \sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \quad (6.7)$$

relația (6.6) ia forma:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha \quad (6.8)$$

Referitor la forma de undă idealizată a tensiunii redresate (fig. 6.3), aceasta se obține ținând seama de intervalele când sunt închise tiristoarele respective. Astfel, pentru

$\omega t \in \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha, \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right]$, fiind închis T_1 , la bornele sarcinii se va regăsi tensiunea u_1 , apoi,

pe un nou interval de durată $\frac{2\pi}{p}$, respectiv pentru $\omega t \in \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha, \frac{\pi}{2} + \frac{3\pi}{p} + \alpha \right]$, tensiunea

redresată este u_2 și așa mai departe.

Se subliniază că, odată găsit momentul comenzii (închiderii) tiristorului T_1 prin măsurarea unghiului din punctul comutației naturale, momentele de comandă ale celorlalte tiristoare rezultă, în mod univoc, ținând seama de defazajul de $\frac{2\pi}{p}$ radiani, între aceste momente, și de succesiunea de comandă dată de ordinea numerotării.

Forma de undă (fig. 6.3) a tensiunii redresate, reliefează următoarele aspecte:

- tensiunea redresată este periodică și formată din segmente de sinusoidă;
- în funcție de valoarea unghiului de comandă, tiristoarele sunt solicitate sau nu, în stare blocată, chiar de valoarea de vârf a tensiunii ce se redresează;
- tensiunea redresată poate avea atât valori pozitive, cât și valori negative, în funcție de unghiul de comandă.

6.2.3. Regimurile de funcționare ale unui redresor comandat

Puterea instantanee debitată de redresor este:

$$p_a = u_d \cdot i_d \quad (6.9)$$

iar valoarea sa medie, ținând seama că:

$$i_d \approx I_d = \text{ct}$$

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha} p_a d(\omega t) = \frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha} u_d \cdot I_d d(\omega t) = U_d \cdot I_d \quad (6.10)$$

respectiv, ținând seama de (6.8),

$$P_d = U_{d0} I_d \cos \alpha \quad (6.11)$$

Relația obținută arată că, puterea activă poate fi atât pozitivă cât și negativă, în funcție de unghiul de comandă. Astfel:

- pentru $\alpha \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right)$, $P > 0$, deci se transmite putere activă de la redresor spre sarcină,

regimul de funcționare numindu-se *de redresor*;

- pentru $\alpha \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$, $P < 0$, puterea activă se transmite de la sarcină către convertorul

static, regimul de funcționare numindu-se *de invertor*.

Semnificativ este că, prin comanda în regim de invertor $\alpha \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$, nu se obține neapărat și funcționarea în regim de invertor, acest regim fiind posibil numai dacă sarcina este activă, respectiv poate menține sensul pozitiv al curentului, deși valoarea medie a tensiunii redresate este negativă. În cazul unei sarcini pasive, comanda în regim de invertor duce la funcționarea în regim de curent întrerupt, fără a se obține funcționarea în regim de invertor.

6.2.4. Comutația și fenomenul de suprapunere anodică

În general, prin comutație se înțelege procesul de preluare (comutare) a curentului de pe o ramură de circuit pe alta. În conversoarele statice, comutația se declanșează prin comanda unui element semiconductor și este însoțită de amorsarea unui element și blocarea altuia, astfel că, se mai numește și *suprapunere anodică*.

Se va analiza procesul de preluare a curentului de sarcină de către tiristorul T_1 , de la tiristorul T_p . Considerând că redresorul este alimentat de la un transformator, schema echivalentă în timpul comutației (fig. 6.4) evidențiază inductivitatea de comutație L_k , care este inductivitatea totală, pe fază, raportată la secundar (se neglijează rezistența).

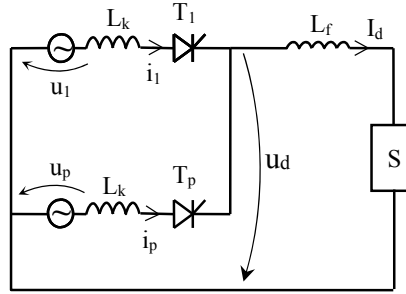


Fig. 6.4 Schema echivalentă în timpul comutației

Teoremele lui Kirchhoff conduc la ecuațiile:

$$i_1 + i_p = i_d \quad (6.12)$$

$$L_k \frac{di_1}{dt} - L_k \frac{di_p}{dt} = u_1 - u_p \quad (6.13)$$

$$u_d = u_1 - L_k \frac{di_1}{dt} \quad (6.14)$$

Derivând în (6.12) în raport cu timpul,

$$\frac{di_1}{dt} = - \frac{di_p}{dt}$$

înlocuind în (6.13) și (6.14):

$$\begin{aligned} L_k \frac{di_1}{dt} &= \frac{u_1 - u_p}{2} \\ u_d = u_1 - \frac{u_1 - u_p}{2} &= \frac{u_1 + u_p}{2} \end{aligned} \quad (6.15)$$

și ținând seama de (6.3) rezultă:

$$2L_k \frac{di_1}{dt} = 2\sqrt{2} \sin\left((p-1)\frac{\pi}{p}\right) \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}\right) \quad (6.16)$$

Comutația începe la comanda lui T_1 , respectiv la momentul:

$$\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha$$

și se încheie după un unghi γ , numit unghi de comutație, când curentul de sarcină a fost preluat T_1 . Rezultă condițiile:

$$\begin{aligned} i_1\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right) &= 0 \\ i_p\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right) &= I_d \end{aligned} \quad (6.17)$$

$$\begin{aligned} i_1 \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma \right) &= I_d \\ i_p \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma \right) &= 0 \end{aligned} \quad (6.18)$$

Variația curentului i_1 în timpul comutației se obține integrând (6.16) de la $\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha$ până la un moment oarecare ωt . Se obține:

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L_k} \sin \left((p-1) \frac{\pi}{p} \right) \left[\cos \alpha - \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \right) \right] \quad (6.19)$$

apoi, punând condiția de încheiere a comutației (6.18),

$$I_d = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L_k} \sin \left((p-1) \frac{\pi}{p} \right) [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (6.20)$$

și notând:

$$I_{k \max} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L_k} \sin \left((p-1) \frac{\pi}{p} \right) \quad (6.21)$$

rezultă:

$$I_d = I_{k \max} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (6.22)$$

Se obține dependența unghiului de comutație γ , de unghiul de comandă și de curentul de sarcină.

$$\gamma = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{I_d}{I_{k \max}} \right) \quad (6.23)$$

6.2.5. Caracteristicile externe și de comandă

Expresia analitică a caracteristicilor externe și de comandă reprezintă dependența valorii medii a tensiunii redresate, de unghiul de comandă și de valoarea medie a curentului de sarcină, în condiții reale, ținând seama de comutație.

Pe durata perioadei cuprinsă între comanda lui T_1 și comanda lui T_2 , tensiunea redresată este dată de (6.15) pe durata comutației și este u_1 după aceasta, respectiv,

$$u_{dy} = \begin{cases} \frac{u_1 + u_p}{2} & \text{pentru } \omega t \in \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha, \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma \right) \\ u_1 & \text{pentru } \omega t \in \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma, \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \end{cases}$$

6. Conversoare statice c.a. – c.c. (redresoare)

rezultă:

$$u_{dy} = \begin{cases} \sqrt{2}U_s \cos \frac{\pi}{p} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{p}\right) & \text{pentru } \omega t \in \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha, \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma\right) \\ \sqrt{2}U_s \sin(\omega t) & \text{pentru } \omega t \in \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma, \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha\right) \end{cases}$$

iar valoarea sa medie este,

$$U_{dy} = \frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha} u_{dy} d(\omega t) = \frac{p}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma} \sqrt{2}U_s \cos \frac{\pi}{p} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{p}\right) d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha} \sqrt{2}U_s \sin(\omega t) d(\omega t) \right]$$

rezultă:

$$U_{dy} = \frac{p}{2\pi} \sqrt{2}U_s \left\{ \cos \frac{\pi}{p} [\sin(\alpha + \gamma) - \sin \alpha] + \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right) - \sin\left(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{p}\right) \right\}$$

După efectuarea calculelor în acoladă, tensiunea medie redresată devine:

$$U_{dy} = \frac{p}{2\pi} \sqrt{2}U_s \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{U_{d0}}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (6.24)$$

și înlocuind $\cos(\alpha + \gamma)$ din (6.20) se obține expresia:

$$U_{dy} = U_{d0} \cos \alpha - U_{d0} \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \quad (6.25)$$

în care:

u_{sc} - tensiunea relativă de scurtcircuit a transformatorului de alimentare

k_γ - coeficient de comutație

Se observă că, datorită comutației, la funcționarea în sarcină, tensiunea medie redresată se reduce cu:

$$\Delta U_d = U_{d0} \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \quad (6.26)$$

numită cădere de tensiune.

Expresia:

$$R_\gamma = \frac{U_{d0}}{I_{dN}} \cdot \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} \quad (6.27)$$

se numește rezistență de comutație, tensiunea medie redresată putându-se scrie:

$$U_{dy} = U_{d0} \cos \alpha - R_\gamma I_d \quad (6.28)$$

Introducând mărimile relative:

- tensiunea medie relativă:

$$U_{d\gamma}^* = \frac{U_{d\gamma}}{U_{d0}}$$

- curentul mediu relativ:

$$I_d^* = \frac{I_d}{I_{dN}}$$

relația (6.25) se poate scrie,

$$U_{d\gamma}^* = \cos\alpha - \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} I_d^* \quad (6.29)$$

6.2.5.1. Caracteristicile externe

Caracteristicile externe reprezintă dependența dintre valoarea medie a tensiunii redresate și curentul mediu de sarcină, la unghi de comandă constant,

$$U_{d\gamma} = f(I_d)|_{\alpha=ct}$$

sau în unități relative,

$$U_{d\gamma}^* = f(I_d^*)|_{\alpha=ct}$$

După cum se observă din (6.29), acestea sunt drepte cu panta negativă $\frac{k_\gamma u_{sc}}{2}$.

Domeniul în care există caracteristicile externe este delimitat după cum urmează (fig. 6.5):

- superior, de caracteristica corespunzătoare unghiului minim de comandă (teoretic $\alpha_{\min}=0$);

- la dreapta, de valoarea maximă a curentului I_d , de regulă (1.5 .. 2 I_{dN});

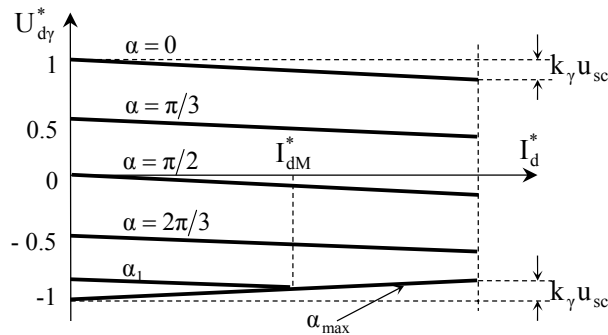


Fig. 6.5 Caracteristicile externe ale unui redresor comandat

- inferior, de caracteristica corespunzătoare unghiului maxim de comandă, din motive de comutație.

$$U_{d\gamma}^* = f(I_d^*)|_{\alpha=\alpha_{\max}}$$

Particularizând (6.29) pentru α_{\max} :

$$\cos\alpha_{\max} = k_{\gamma} u_{sc} \frac{I_d}{I_{dN}} - 1$$

se obține:

$$U_{dy}^* |_{\alpha_{\max}} = -1 + \frac{k_{\gamma} u_{sc}}{2} I_d^* \quad (6.30)$$

Curentul I_{dM}^* (fig. 6.5) reprezintă valoarea medie maximă a curentului de sarcină, la care mai poate funcționa redresorul, comandat cu unghiul α^* .

6.2.5.2. Caracteristicile de comandă

Caracteristicile de comandă reprezintă dependența dintre valoarea medie a tensiunii redresate și unghiul de comandă, la valoare medie constantă, a curentului de sarcină;

$$U_{dy} = f(\alpha) |_{I_d^* = \text{ct}}$$

sau, în unități relative,

$$U_{dy}^* = f(\alpha) |_{I_d^* = \text{ct}}$$

Caracteristicile de comandă sunt cosinusoide situate într-un domeniu delimitat după cum urmează (fig. 6.6):

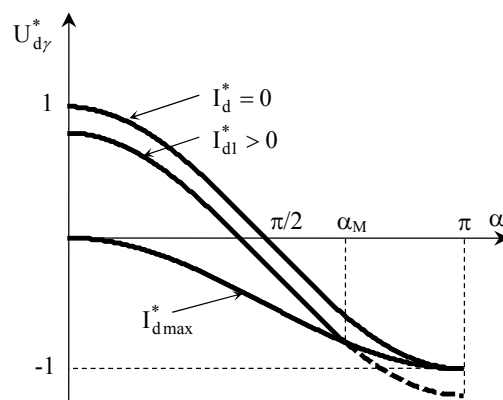


Fig. 6.6 Caracteristicile de comandă ale unui redresor comandat

– superior, de caracteristica corespunzătoare mersului în gol,

$$U_{dy}^* |_{I_d^* = 0} = \cos\alpha$$

- la dreapta, de valoarea maximă a unghiului de comandă, $\alpha_{\max} = \pi$;
- inferior, de caracteristica corespunzătoare curentului maxim admis, din motive de comutație,

$$U_{d\gamma}^* = f(\alpha) \Big|_{I_d^* = I_{d\max}^*}$$

Particularizând (6.29) pentru $I_{d\max}$:

$$\cos\alpha = k_\gamma u_{sc} \frac{I_{d\max}}{I_{dN}} - 1$$

$$I_{d\max} = \frac{I_{dN}}{k_\gamma u_{sc}} (\cos\alpha + 1)$$

rezultă caracteristica de comandă pentru $I_d = I_{d\max}$,

$$U_{d\gamma}^* \Big|_{I_d^* = I_{d\max}^*} = \cos\alpha - \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} \cdot \frac{\cos\alpha + 1}{k_\gamma u_{sc}} = \frac{\cos\alpha - 1}{2} = -\sin^2 \frac{\alpha}{2} \quad (6.31)$$

Unghiul de comandă α_{\max}^* (fig. 6.6) reprezintă valoarea maximă a unghiului, la care poate fi comandat redresorul, atunci când curentul de sarcină este $I_{d\max}^*$.

6.3. Regimul de curent întrerupt

6.3.1. Expresia curentului redresat

Datorită caracterului pulsatoriu al tensiunii redresate, și curentul are un caracter pulsatoriu, chiar dacă sarcina este activă (motor de curent continuu) și menține constantă valoarea medie a curentului.

Dacă sarcina este un motor de c.c. (fig. 6.7), acesta este caracterizat de:

- tensiunea electromotoare E , presupusă constantă (cuplul static și unghiul de comandă al redresorului sunt constante, iar momentul de inerție este foarte mare);

- rezistența R_a și inductivitatea L_a , corespunzătoare circuitului înseriat cu redresorul și presupuse constante.

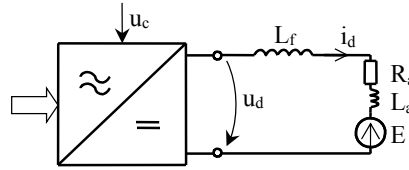


Fig. 6.7. Schema echivalentă a unui motor de c.c. alimentat de la un redresor complet comandat

Teorema a II-a a lui Kirchhoff conduce la:

$$u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E, \quad (6.32)$$

unde R este rezistența echivalentă din circuit, corespunzătoare și inductivității de filtrare, iar L este inductivitatea totală a circuitului.

$$R = R_a + R_f$$

$$L = L_a + L_f$$

Considerând funcționarea în regim de curent neîntrerupt, curentul este periodic, și integrând (6.32) pe o perioadă a tensiunii redresate și împărțind la aceasta, se obține:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_d d(\omega t) = L \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_d}{dt} d(\omega t) + R \frac{1}{T} \int_0^T i_d d(\omega t) + E \quad (6.33)$$

Primul termen este valoarea medie a tensiunii redresate,

$$\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} u_d d(\omega t) = U_d$$

În termenul al II-lea din membrul drept s-a pus în evidență valoarea medie I_d a

curentului, $\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} i_d d(\omega t) = I_d$

Integrala din primul termen al membrului drept este nulă, respectiv,

$$\int_0^T \frac{di_d}{dt} d(\omega t) = \omega \int_{i_d(0)}^{i_d(T)} di_d = \omega [i_d(T) - i_d(0)] = 0 \quad (6.34)$$

deoarece curentul este periodic, $i_d(0) = i_d(T)$. Astfel, (6.33) devine:

$$U_d = RI_d + E \quad (6.35)$$

Tensiunea și curentul prin sarcină fiind pulsatorii, se pun în evidență componentele alternative ale acestora și, respectiv se scrie:

$$\begin{aligned} u_d &= U_d + u_{d-} \\ i_d &= I_d + i_{d-} \end{aligned} \quad (6.36)$$

Componenta continuă a curentului fiind constantă, rezultă:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{di_{d\sim}}{dt} \quad (6.37)$$

ceea ce arată că, atât curentul redresat, cât și componenta sa alternativă, se obțin ca soluții ale aceleiași ecuații diferențiale.

Înlocuind (6.36) și (6.37) în (6.32) și ținând seama de (6.35) se obține:

$$U_d + u_{d\sim} = RI_d + Ri_{d\sim} + L \frac{dI_d}{dt} + L \frac{di_{d\sim}}{dt} + E$$

de unde rezultă,

$$u_{d\sim} = Ri_{d\sim} + L \frac{di_{d\sim}}{dt}, \quad (6.38)$$

iar dacă se neglijează căderea de tensiune rezistivă datorată componentei alternative a curentului,

$$Ri_d \approx 0 \quad (6.39)$$

ia forma:

$$u_{d\sim} = L \frac{di_{d\sim}}{dt} \quad (6.40)$$

În continuare, se consideră perioada în care este redresată tensiunea u_1 , respectiv pentru, $\omega t \in \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha, \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right]$ și neglijând comutația, din (6.36) expresia componentei alternative a tensiunii redresate va fi:

$$u_{d\sim} = u_d - U_d = \sqrt{2}U_s \sin \omega t - \sqrt{2}U_s \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \cos \alpha \quad (6.41)$$

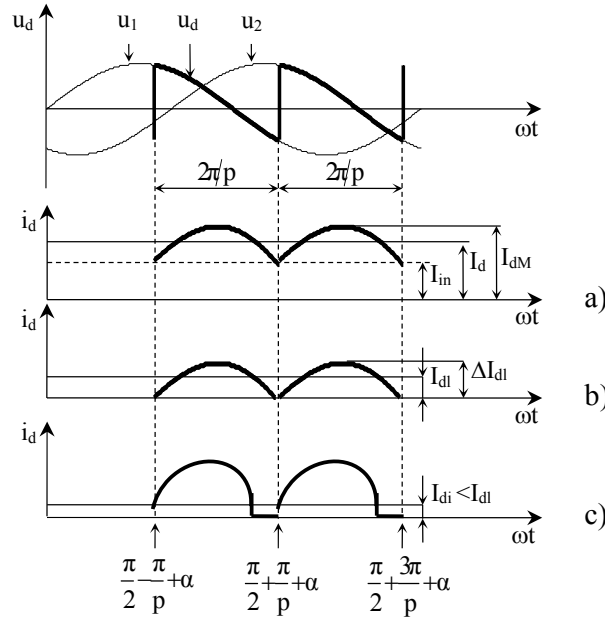


Fig. 6.8 Variația în timp a curentului redresat : a) în regim de curent neîntrerupt ; b) la limita de apariție a regimului de curent întrerupt; c) în regim de curent întrerupt

Apoi, integrând (6.40),

$$\begin{aligned}
 i_d &= \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\omega t} \left(\sin \omega t - \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \right) d(\omega t) + I_{in} = \\
 &= \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) - \cos \omega t + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha - \omega t \right) \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \right] + I_{in}
 \end{aligned} \tag{6.42}$$

I_{in} reprezintă valoarea curentului la începutul și sfârșitul perioadei, deoarece,

$$I_{in} = i_d \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) = i_d \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \tag{6.43}$$

Expresia (6.42) ilustrează caracterul pulsatoriu al curentului redresat și, deoarece derivata sa se anulează atunci când valoarea instantanee a tensiunii redresate este egală cu valoarea medie, curentul are un maxim I_{dm} în momentul respectiv (fig. 6.8).

6.3.2. Apariția regimului de curent întrerupt

La unghi de comandă constant, pulsația curentului,

$$\Delta I_d = I_{dm} - I_{in} \tag{6.44}$$

nu depinde de valoarea medie a curentului și nici de valoarea I_{in} . Astfel, la scăderea curentului mediu prin sarcină (datorită scăderii sarcinii motorului electric), variația curentului

rămâne similară, dar se deplasează spre abscisă, respectiv scade curentul inițial. Când valoarea I_{in} este nulă, curentul prin redresor se anulează exact în momentul când se comandă un alt tiristor (fig. 6.8 b). Există astfel, la începutul și sfârșitul unei perioade, câte un moment de timp, când curentul este nul. Aceasta este limita de apariție a regimului de curent întrerupt, valoarea medie corespunzătoare a curentului numindu-se *limită* - I_{dl} .

Când curentul mediu scade sub valoarea limită,

$$I_d < I_{dl} \quad (6.45)$$

curentul prin sarcină se anulează înainte de aplicarea unei noi comenzi și există, în fiecare perioadă, câte un interval de timp în care curentul este nul, respectiv toate tiristoarele redresorului sunt blocate (fig. 6.8 c). Acest regim se numește *regim de curent întrerupt*.

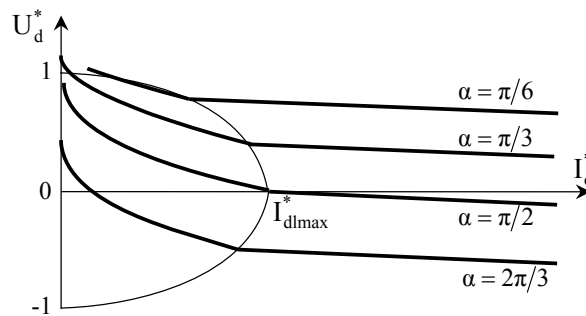


Fig. 6.9 Caracteristicile externe în unități relative, ale unui redresor comandat ce alimentează un motor de c.c. cu excitație separată, ținând seama și de regimul de curent întrerupt

Regimul de curent întrerupt trebuie evitat, deoarece are următoarele dezavantaje:

- caracteristicile externe ale redresorului devin neliniare, iar valoarea medie a tensiunii crește rapid, la scăderea curentului mediu de sarcină (fig. 6.9);
- apar șocuri de cuplu ale sarcinii, deoarece când curentul este nul și cuplul dezvoltat de motor este nul.

6.3.3. Dimensionarea inductivității de filtrare

Așa cum s-a arătat, inductivitatea de filtrare are dublu rol:

- limitarea pulsațiilor curentului redresat;
- evitarea funcționării în regim de curent întrerupt.

Pentru a-și îndeplini acest rol, ea trebuie dimensionată în cazurile cele mai defavorabile, atât din punct de vedere al sarcinii, cât și din punct de vedere al comenzii. Din

6. Conversoare statice c.a. – c.c. (redresoare)

punct de vedere al comenzii, situația critică corespunde unghiului de comandă pentru care pulsațiile tensiunii redresate sunt maxime și, definind amplitudinea pulsației tensiunii redresate:

$$\Delta u_d = u_{dmax} - u_{dmin} \quad (6.46)$$

se desprind două situații, în funcție de tipul redresorului.

a) Tensiunea redresată maximă este egală cu maximum tensiunii de alimentare (fig. 6.10 a),

$$u_{dmax} = \sqrt{2}U_S$$

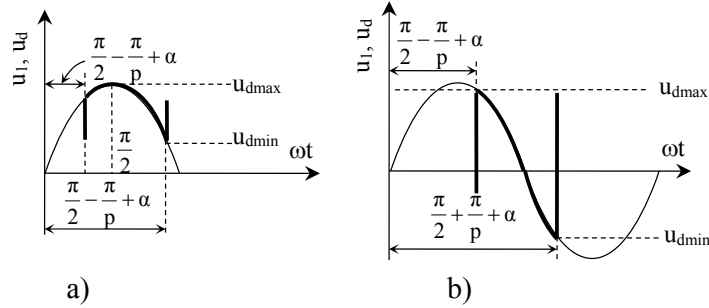


Fig. 6.10 Explicativă privind amplitudinea pulsațiilor tensiunii redresate

Aceasta se întâmplă numai dacă

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \leq \frac{\pi}{2}, \text{ respectiv}$$

$$\alpha_{cr} \leq \frac{\pi}{p} \quad (6.47)$$

și amplitudinea pulsațiilor va fi:

$$\Delta u_d = \sqrt{2}U_S - \sqrt{2}U_S \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha\right) \quad (6.48)$$

Punând condiția de maxim în raport cu unghiul de comandă,

$$\left. \frac{\Delta u_d}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_{cr}} = 0 \quad (6.49)$$

se obține,

$$\sqrt{2}U_S \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha_{cr}\right) = 0 \quad (6.50)$$

din care, soluția cu sens fizic (pozitivă) este:

$$\alpha_{cr} = \pi - \frac{\pi}{p} \quad (6.51)$$

și ținând seama de (6.47) rezultă:

$$\frac{2}{p} \geq 1 \quad (6.52)$$

respectiv,

$$p = 2 \quad (6.53)$$

Revenind în (6.51), rezultă că pentru redresoarele monofazate, bialternanță,

$$\alpha_{cr} = \frac{\pi}{2} \quad (6.54)$$

b) Comanda se dă pe porțiunea descrescătoare a tensiunii de alimentare, deci tensiunea redresată este monoton descrescătoare (fig. 6.10 b) și

$$\Delta u_d = u_d \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) - u_d \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \quad (6.55)$$

$$\begin{aligned} \Delta u_d &= \sqrt{2} U_s \left[\sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) - \sin \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \right] = \\ &= -2\sqrt{2} U_s \sin \frac{\pi}{p} \cos \left(\frac{\pi}{2} + \alpha \right) \end{aligned} \quad (6.56)$$

și este maximă pentru

$$\alpha_{cr} = \frac{\pi}{2} \quad (6.57)$$

Rezultă că, indiferent de tipul redresorului, situația critică din punct de vedere al comenzii este la unghi de comandă egal cu $\frac{\pi}{2}$.

Pentru unghi de comandă critic, expresia curentului redresat devine

$$i_{dcr} = -\frac{\sqrt{2} U_s}{\omega L} \left(\cos \frac{\pi}{p} + \cos \omega t \right) + I_{in} \quad (6.58)$$

care nu mai conține componenta proporțională cu timpul, are variație cosinusoidală și își atinge maximumul:

$$i_{dcrM} = \frac{\sqrt{2} U_s}{\omega L} \left(1 - \cos \frac{\pi}{p} \right) + I_{in} \quad (6.59)$$

la mijlocul perioadei (fig. 6.11).

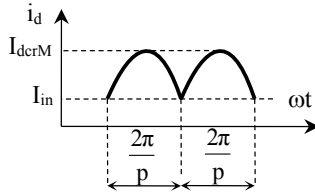


Fig.6.11 Variația curentului redresat, pentru unghi de comandă critic $\alpha_{cr} = \frac{\pi}{2}$

6.3.3.1. Inductivitatea pentru evitarea funcționării în regim de curent întrerupt

Din punct de vedere al sarcinii, situația limită corespunde curentului inițial nul, când (6.58) devine:

$$i_{dcr1} = -\frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \left(\cos \frac{\pi}{p} + \cos \omega t \right) \quad (6.60)$$

iar valoarea medie a curentului se numește valoare medie critică limită, deoarece delimitează regimurile de curent neîntrerupt și respectiv, întrerupt. Aceasta va fi:

$$I_{dcr1} = \frac{p}{2\pi} \int_{\pi - \frac{\pi}{p}}^{\pi + \frac{\pi}{p}} i_{dcr1} d(\omega t) = -\frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \frac{p}{2\pi} \int_{\pi - \frac{\pi}{p}}^{\pi + \frac{\pi}{p}} \left(\cos \frac{\pi}{p} + \cos \omega t \right) d(\omega t) \quad (6.61)$$

După efectuarea calculelor, se obține:

$$I_{dcr1} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right)$$

sau, introducând valoarea medie a tensiunii redresate la mersul în gol și unghi de comandă nul U_{d0} ,

$$I_{dcr1} = \frac{U_{d0}}{\omega L} \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \quad (6.62)$$

Pentru evitarea funcționării în regim de curent întrerupt, se pune condiția ca valoarea medie a curentului de sarcină să nu scadă sub valoarea critică limită, respectiv, cea mai mică valoare a curentului de sarcină să fie superioară curentului mediu critic limită,

$$I_{dcr1} \leq I_{s \min} \quad (6.63)$$

Exprimând curentul de sarcină minim (de regulă curentul de mers în gol al ansamblului motor electric - mașină de lucru) în funcție de valoarea nominală,

$$I_{s \min} = k_{m1} I_d \quad (6.64)$$

și înlocuind, împreună cu (6.62), în (6.64), se obține

$$L_1 \geq \frac{U_{d0}}{k_{m1} I_{dN}} \frac{1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p}}{\omega}$$

sau în mH,

$$L_1 \geq \frac{U_{d0}}{k_{m1} I_{dN}} \frac{1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p}}{\omega} \text{ [mH]} \quad (6.65)$$

Coefficientul

$$k_{p1} = \frac{10^3 \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right)}{\omega} \quad (6.66)$$

depinde numai de numărul de pulsuri redresate, respectiv de tipul redresorului, iar pentru frecvența de 50 Hz are valorile indicate în tabelul 6.1.

p	2	3	6	12
k_{p1}	3.18	1.25	0.3	0.085
k_{p2}	1.53	0.57	0.11	0.029

Tab. 6.1 Valorile coeficienților k_{p1} și k_{p2} pentru frecvența de 50 Hz, în funcție de numărul de pulsuri redresate într-o perioadă

Astfel, inductivitatea totală, necesară pentru evitarea regimului de curent întrerupt se exprimă prin

$$L_1 \geq k_{p1} \frac{U_{d0}}{k_{m1} I_{dN}} \text{ [mH]} \quad (6.67)$$

6.3.3.2. Inductivitatea necesară pentru limitarea pulsațiilor curentului redresat

O valoare a acestei inductivități se poate obține limitând amplitudinea pulsațiilor la o valoare admisibilă ΔI_{dadm} . În cazul unghiului de comandă critic, valoarea maximă a pulsațiilor va fi:

$$\Delta I_{dcr} = I_{dcrM} - I_{in} = \frac{\sqrt{2} U_s}{\omega L} \left(1 - \cos \frac{\pi}{p} \right) \quad (6.68)$$

și impunând condiția de limitare:

$$\Delta I_{dcr} \leq \Delta I_{dadm} \quad (6.69)$$

rezultă

$$L_2' \geq \frac{\sqrt{2} U_s}{\omega \Delta I_{dadm}} \left(1 - \cos \frac{\pi}{p} \right) \quad (6.70)$$

6. Conversoare statice c.a. – c.c. (redresoare)

Pulsațiile curentului redresat sunt dezavantajoase, în primul rând, pentru că produc încălzirea suplimentară a sarcinii. Pe de altă parte, încălzirea suplimentară este dată de valoarea efectivă a componentei alternative a curentului, deci amplitudinea pulsațiilor nu este, în mod direct, măsura acestei încălziri suplimentare. Din acest motiv, se limitează la o pondere din curentul nominal, valoarea efectivă a componentei alternative a curentului redresat,

$$I_{ef\ cr} \leq k_{m2} I_d \quad (6.71)$$

în care, $k_{m2} = 0,1 \dots 0,15$. (6.72)

Din (6.36), pentru comanda la unghi critic, componenta alternativă a curentului este:

$$\begin{aligned} i_{dcr\sim} &= i_{dcr} - I_{dcr} = -\frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \left(\cos \frac{\pi}{p} + \cos \omega t \right) - \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) = \\ &= -\frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \left(\cos \omega t + \frac{\pi}{p} \sin \frac{\pi}{p} \right) \end{aligned} \quad (6.73)$$

iar valoarea efectivă:

$$I_{effcr\sim} = \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\frac{\pi}{p}}{p}}^{\frac{\pi+\frac{\pi}{p}}{p}} i_{dcr\sim}^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\frac{\pi}{p}}{p}}^{\frac{\pi+\frac{\pi}{p}}{p}} \left(\cos \omega t + \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \right)^2 d(\omega t)} \quad (6.74)$$

iar după efectuarea calculelor se obține:

$$I_{effcr\sim} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2 + \frac{\pi}{2p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - 1} \quad (6.75)$$

Introducând tensiunea medie redresată la mersul în gol și unghi de comandă nul, (6.75) devine:

$$I_{effcr\sim} = \frac{U_{d0}}{\omega L} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2 + \frac{\pi}{2p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - 1} \quad (6.76)$$

și punând condiția de limitare (6.71), se obține expresia inductivității:

$$L_2 \geq \frac{U_{d0}}{k_{m2} I_{dN}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2 + \frac{\pi}{2p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - 1} \omega \quad (6.77)$$

Exprimând inductivitatea în mH și introducând coeficientul dependent de tipul redresorului:

$$k_{p2} = \frac{10^3}{\omega} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2 + \frac{\pi}{2p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - 1} \quad (6.78)$$

inductivitatea pentru limitarea încălzirii suplimentare a sarcinii ia forma finală:

$$L_2 \geq k_{p2} \frac{U_{d0}}{k_{m2} I_{dN}} \text{ [mH]} \quad (6.79)$$

Valorile coeficienților k_{p1} și k_{p2} (tab. 6.1), ilustrează dezavantajul major al redresoarelor monofazate. Astfel, în aceleași condiții de funcționare a unei sarcini, pentru evitarea regimului de curent întrerupt, valoarea inductivității necesare este de peste zece ori mai mare dacă se utilizează un redresor monofazat bialternanță, decât în cazul unui redresor trifazat bialternanță, iar pentru limitarea încălzirii suplimentare, valoarea inductivității necesare este de aproape patrusprezece ori mai mare. Acesta este principalul motiv pentru care, la puteri mari, utilizarea redresoarelor monofazate nu poate fi luată în considerație, deoarece ar rezulta valori foarte mari ale inductivităților, nerealizabile practic în condiții economice.

Pentru a se evita funcționarea în regim de curent întrerupt și pentru limitarea, simultană, a încălzirii suplimentare, se va utiliza o inductivitate totală de valoare:

$$L = \max\{L_1, L_2\} \quad (6.80)$$

respectiv, inductivitatea de filtrare:

$$L_f \geq L - L_a \quad (6.81)$$

7. SCHEME DE BAZĂ ALE REDRESOARELOR

Cuprins

- 7.1. Scheme de bază ale redresoarelor comandate
 - 7.1.1. Redresorul monofazat cu punct median (MM)
 - 7.1.2. Redresorul monofazat în punte (MCP)
 - 7.1.3. Redresorul trifazat în stea (TS)
 - 7.1.4. Redresorul trifazat în punte (TCP)
- 7.2. Mărimi caracteristice ale redresoarelor comandate
- 7.3. Indici de performanță

7.1. Scheme de bază ale redresoarelor comandate

7.1.1 Redresorul monofazat cu punct median (MM)

Acest redresor are cea mai simplă structură (fig. 7.1), conținând numai două tiristoare T_1 și T_2 care au catodii comuni, iar anozii conectați la extremitățile înfășurării secundare a unui transformator monofazat.

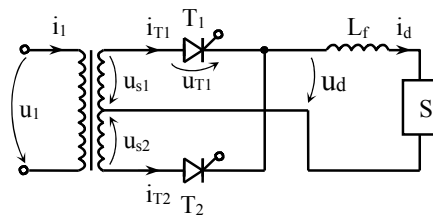


Fig. 7.1 Schema de principiu a redresorului monofazat cu punct median

Conectarea sarcinii se face printr-o bobină de filtrare L_f , între catodii comuni și punctul median al înfășurării secundare a transformatorului. Transformatorul este necesar atât pentru adaptarea tensiunii la valoarea cerută de sarcină, cât și pentru limitarea puterii de scurtcircuit, respectiv, a curentului de scurtcircuit. Acest ultim aspect este impus de faptul că, tiristoarele pot suporta un curent mult mai mare decât valoarea nominală (curentul de șoc), un timp limitat (maxim 10 ms). Dacă nu este necesară adaptarea nivelului tensiunii, fie se folosește un transformator cu raportul de transformare unitar, fie se înseriază, între rețea și redresor, bobine de limitare a curentului de scurtcircuit.

Din același motiv, transformatoarele destinate alimentării redresoarelor se deosebesc, constructiv, de cele de uz general și au tensiunea relativă de scurtcircuit mult mai mare:

$$u_{sc} \in (0.05 \div 0.012).$$

Tensiunile u_{s1} și u_{s2} sunt egale și în opoziție de fază, astfel că, prin închiderea alternativă a celor două tiristoare, într-o perioadă, tensiunea redresată este:

$$u_d = \begin{cases} u_{s1} & T_1 = 1 \\ u_{s2} & T_2 = 1 \end{cases} \quad (7.1)$$

Rezultă că se redresează $p = 2$ pulsuri într-o perioadă, deci întârzierea punctului de comutație naturală față de tensiunea ce se redresează este nulă,

$$\beta_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} = 0 \quad (7.2)$$

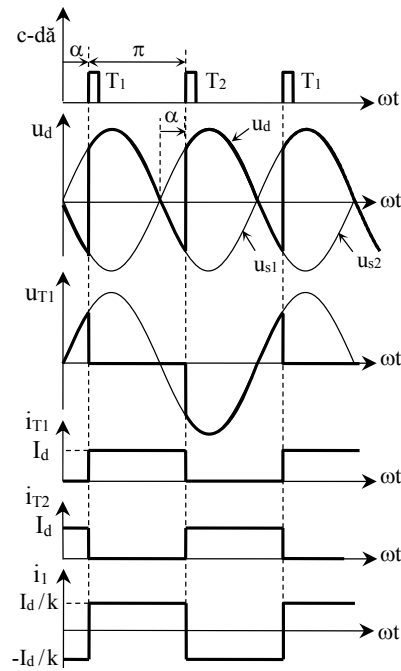


Fig. 7.2 Formele de undă, idealizate, ale redresorului cu punct median

iar comutația are loc între tiristoarele T_1 și T_2 .

Luând ca origine a timpului trecerea prin zero, spre valori pozitive, a tensiunii u_{s1} și considerând tiristoarele elemente ideale, iar curentul de sarcină constant ($L_f \rightarrow \infty$), rezultă următoarele:

- pentru $\omega t \in (\alpha, \pi + \alpha)$, T_1 este închis iar T_2 este blocat, respectiv,

$$u_{T1} = 0; u_d = u_{s1}; i_{T1} = I_d; i_{T2} = 0 \quad (7.3)$$

- pentru $\omega t \in (\pi + \alpha, 2\pi + \alpha)$, T_1 este blocat, iar T_2 este în conducție, respectiv,

$$u_{T2} = 0; u_{T1} = u_{s1} - u_{s2}; u_d = u_{s2}; i_{T2} = I_d; i_{T1} = 0 \quad (7.4)$$

Curentul din primarul transformatorului se obține observând că, prin cele două segmente ale înfășurării secundare se închid curenții i_{T1} și respectiv i_{T2} . Astfel, ținând seama de raportul de transformare k și de sensurile adoptate rezultă,

$$i_1 = \begin{cases} \frac{i_{T1}}{k} = \frac{I_d}{k} & \text{dacă } T_1 \text{ conduce;} \\ \frac{i_{T2}}{k} = -\frac{I_d}{k} & \text{dacă } T_2 \text{ conduce.} \end{cases} \quad (7.5)$$

Analizând formele de undă (fig. 7.2), se desprind următoarele:

- tensiunea redresată are pulsații mari și conține, inevitabil pentru $\alpha \neq 0$, atât valori pozitive, cât și valori negative;
- valoarea maximă a tensiunii ce solicită un tiristor, în stare de blocare, este dublul amplitudinii tensiunii ce se redresează,

$$U_b = (u_{s1} - u_{s2})_{\max} = 2\sqrt{2}U_s \quad (7.6)$$

- fiecare tiristor conduce π radiani într-o perioadă, curentul având formă de undă dreptunghiulară;
- curentul în primarul transformatorului este alternativ, simetric, dreptunghiular.

7.1.2 Redresorul monofazat în punte (MCP)

Redresorul propriu-zis (fig. 7.3) cuprinde patru tiristoare, câte două pe fiecare braț al punții și este alimentat de la un transformator monofazat.

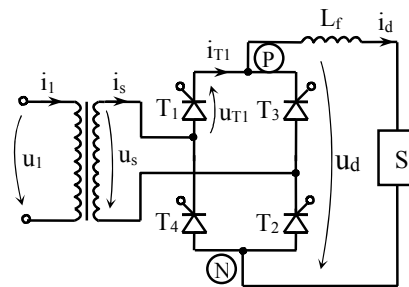


Fig. 7.3 Schema de principiu a redresorului monofazat în punte, complet comandat

Pentru existența curentului de sarcină, se vor afla simultan în conducție tiristoarele T_1 și T_2 , respectiv T_3 și T_4 , care vor fi, de asemenea, comandate simultan. Impulsurile de comandă ale celor două grupe de tiristoare, vor fi defazate cu π radiani, iar comutația are loc, simultan, între tiristoarele T_1 și T_3 și respectiv, T_2 și T_4 .

Dacă se alege ca origine a timpului trecerea prin zero a tensiunii u_s , rezultă că punctele de comutație naturală coincid cu trecerile tensiunii, prin zero.

Deoarece tiristoarele sunt comandate cu întârzierea α , rezultă următoarele secvențe de funcționare, (fig. 7.4):

- pentru $\omega t \in (\alpha, \alpha + \pi)$, în conducție se află T_1 și T_2 , respectiv

$$u_d = u_s; i_{T1} = i_{T2} = I_d; i_{T3} = i_{T4} = 0;$$

$$i_s = I_d; u_{T1} = 0; \quad (7.7)$$

- pentru $\omega t \in (\pi + \alpha, 2\pi + \alpha)$, în conducție se află T_3 și T_4 , respectiv,

$$u_d = -u_s; i_{T1} = i_{T2} = 0; i_{T3} = i_{T4} = I_d;$$

$$i_s = -I_d; \quad u_{T1} = u_s \quad (7.8)$$

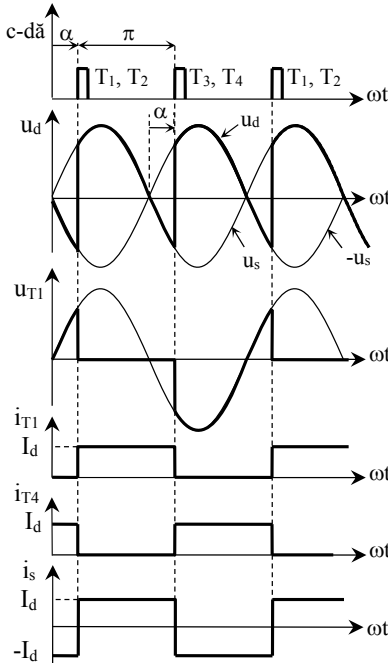


Fig. 7.4 Formele de undă idealizate ale redresorului monofazat în punte

Formele de undă (fig. 7.4), sunt identice cu cele ale redresorului monofazat cu punct median, astfel că rezultă aceleași concluzii, excepție făcând valoarea maximă a tensiunii ce solicită tiristoarele în stare de blocare, care este egală cu maximul tensiunii ce se redresează,

$$U_b = \sqrt{2}U_s \quad (7.9)$$

7.1.3 Redresorul trifazat în stea (TS)

Schema impune ca secundarul să fie conectat în stea, deoarece sarcina se alimentează între punctul comun tiristoarelor (anozii sau catodii), și nulul înfășurării, (fig. 7.5). Primarul se conectează în triunghi, pentru a nu transmite în rețea, componenta continuă, care apare datorită existenței unei singure alternanțe a curentului în înfășurările secundare.

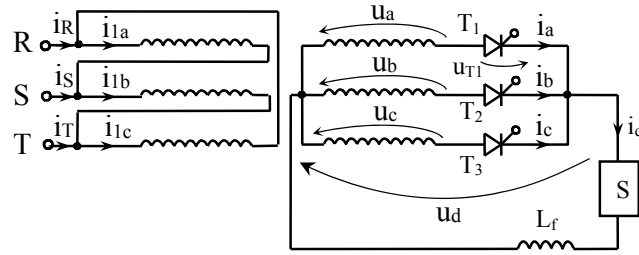


Fig. 7.5 Schema de principiu a redresorului trifazat în stea

Se redresează câte o alternanță a sistemului trifazat

$$p = 3 \quad (7.10)$$

iar punctele de comutație naturală sunt defazate față de tensiunile de fază ale secundarului cu unghiul:

$$\beta_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} = \frac{\pi}{6} \text{ radiani.} \quad (7.11)$$

Considerând succesiunea directă a sistemului de tensiuni u_a , u_b , u_c , tiristoarele se comandă în ordinea numerotării, iar impulsurile de comandă sunt defazate cu $\frac{2\pi}{3}$ radiani.

Comutația se produce de la T_1 la T_2 , de la T_2 la T_3 și de la T_3 la T_1 , respectiv procesul de blocare a unui tiristor se declanșează la comanda tiristorului următor.

Luând ca origine a timpului tensiunea u_a și neglijând comutația, pe durata unei perioade se disting următoarele secvențe:

- $\omega t \in \left(\frac{\pi}{6} + \alpha, \frac{5\pi}{6} + \alpha \right)$, în conducție este tiristorul T_1 și

$$u_{T1} = 0; i_{T1} = i_a = I_d; i_{T2} = i_{T3} = 0; u_d = u_a;$$

$$u_{T2} = u_b - u_a; i_R = \frac{2i_a}{3k} = \frac{2I_d}{3k} \quad (7.12)$$

- $\omega t \in \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha, \frac{3\pi}{2} + \alpha \right)$, în conducție este tiristorul T_2 și

$$u_{T1} = u_a - u_b; i_{T1} = i_{T3} = 0; i_{T2} = i_b = I_d;$$

$$u_d = u_b; i_R = \frac{-i_b}{3k} = -\frac{I_d}{3k} \quad (7.13)$$

- $\omega t \in \left(\frac{3\pi}{2} + \alpha, \frac{13\pi}{6} + \alpha \right)$, în conducție este tiristorul T_3 și

$$u_{T1} = u_a - u_c; i_{T3} = i_c = I_d; i_{T1} = i_{T2} = 0;$$

$$u_d = u_c; \quad i_R = -\frac{I}{3k} \quad (7.14)$$

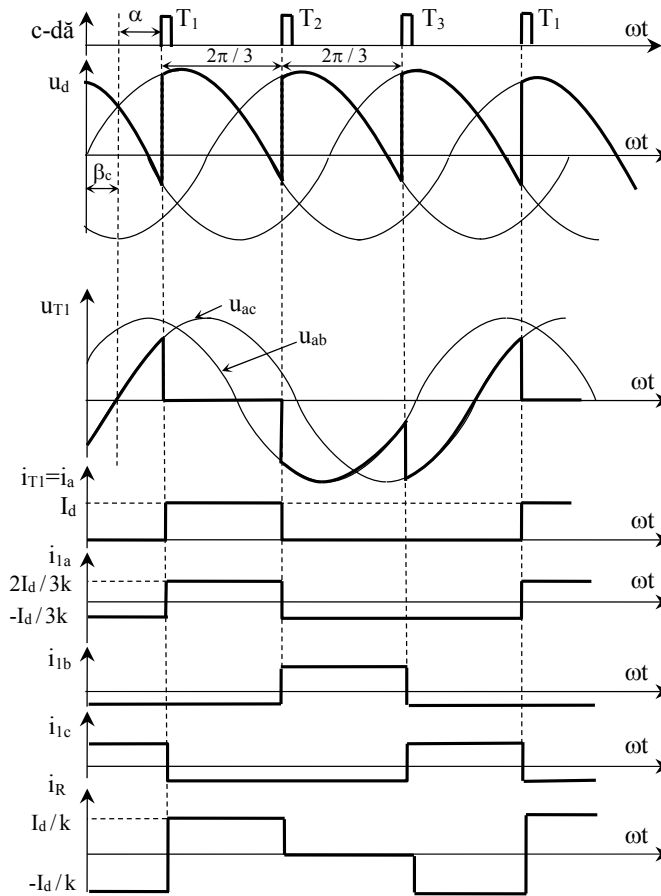


Fig. 7.6 Formele de undă idealizate ale redresorului trifazat în stea, cu transformatorul în conexiune Δ/Y

Din analiza formelor de undă (fig. 7.6), se desprind următoarele:

- tensiunea redresată are și valori negative, numai dacă unghiul de comandă este mai mare decât $\frac{\pi}{3}$ și are pulsații mai mici decât la schemele monofazate;

- valoarea maximă a tensiunii ce soliciță tiristoarele în stare blocată, este maximul tensiunii de linie,

$$U_b = \sqrt{6}U_s \quad (7.15)$$

- fiecare tiristor conduce maxim $\frac{2\pi}{3}$ radiani într-o perioadă, iar curentul este dreptunghiular;

- curentul din secundarul transformatorului conține o singură alternanță, de durată $\frac{2\pi}{3}$ radiani;

- curentul absorbit din rețea este alternativ, dar nesimetric, alternanța pozitivă având durata de $\frac{2\pi}{3}$ radiani, iar cea negativă având amplitudinea de două ori mai mică și durata de $\frac{4\pi}{3}$ radiani.

7.1.4 Redresorul trifazat în punte (TCP)

Redresorul trifazat în punte este cea mai utilizată schemă de redresare, deoarece îmbină avantajele redresării unui număr mare de pulsuri ($p = 6$), cu cele ale folosirii unui număr, relativ redus, de tiristoare (fig. 7.7).

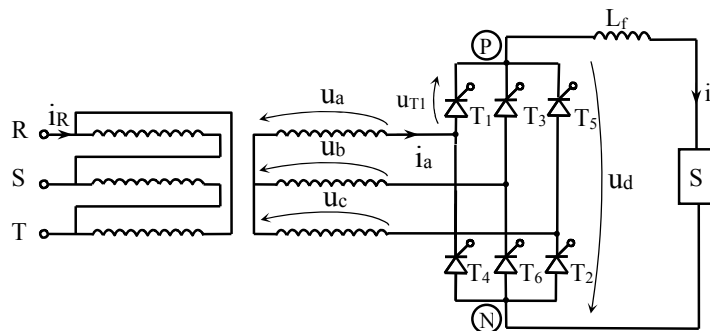


Fig. 7.7 Schema de principiu a redresorului trifazat în punte

Pentru succesiunea directă a sistemului trifazat de tensiuni din secundarul transformatorului, tiristoarele trebuie comandate în ordinea numerotării, cu impulsuri defazate cu $\frac{\pi}{3}$ radiani. Pentru amorsarea inițială a schemei și pentru ca schema să poată funcționa și în regim de curent întrerupt, fiecare tiristor mai primește un impuls de comandă, numit secundar, la $\frac{\pi}{3}$ radiani după primul (fig. 7.8). Rezultă așadar că, simultan se comandă două tiristoare, câte unul de pe fiecare parte (pozitivă - P și negativă - N).

La funcționarea în regim de curent neîntrerupt, dintre aceste două tiristoare, unul este găsit în stare de blocare și intră în conducție, iar celălalt este găsit în stare de conducție, comanda neavând nici o influență asupra sa (fig. 7.8).

Tiristorul care se amorsează, determină blocarea tiristorului aflat în conducție, pe aceeași parte cu el. La pornirea schemei, sau în regim de curent întrerupt, ambele tiristoare comandate sunt găsite în stare de blocare, iar amorsarea lor permite existența unui circuit închis pentru curentul de sarcină. Comutația are loc, de la tiristorul T_1 la T_3 , de la T_3 la T_5 și de la T_5 la T_1 , pe partea P și de la T_2 la T_4 , de la T_4 la T_6 și de la T_6 la T_2 , pe partea N. Rezultă

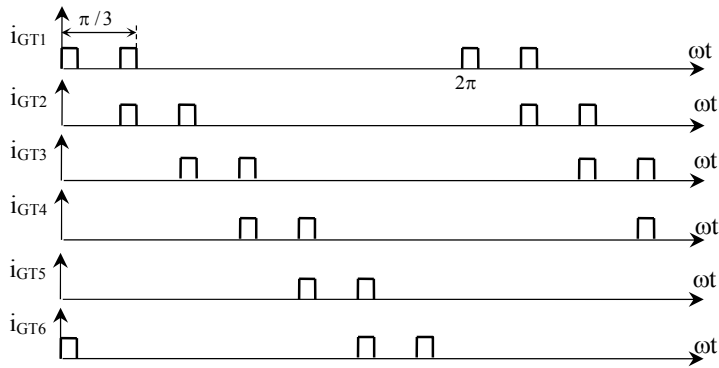


Fig. 7.8 Structura și distribuția impulsurilor de comandă pentru patru dintre tiristoarele unui redresor trifazat în punte

astfel că, în regim de curent neîntrerupt, fiecare tiristor conduce $\frac{2\pi}{3}$ radiani.

Pentru obținerea formelor de undă idealizate, trebuie ținut seama că, pe intervale de durată $\frac{\pi}{3}$ radiani, în conducție se află, simultan, câte un tiristor de pe fiecare parte, de pe faze diferite, rezultând că se redresează ambele alternanțe ale tensiunilor de linie.

Se vor reprezenta deci, tensiunile de linie și opusele lor ($-u_{ab}$, $-u_{bc}$, $-u_{ca}$). Punctele de comutație naturală sunt defazate, cu $\frac{\pi}{3}$ radiani, față de tensiunile de linie.

Considerând unghiul de comandă:

$$\alpha < \frac{\pi}{6} \quad (7.16)$$

se disting următoarele intervale (fig. 7.9):

- $\omega t \in (0, \alpha) \cup \left(\frac{5\pi}{3} + \alpha, 2\pi\right)$, în conducție se află tiristoarele T_4 și T_5 , iar mărimile

electrice au expresiile:

$$u_d = u_{ca}; \quad u_{T1} = -u_{ca}; \quad i_{T1} = 0; \quad i_{T4} = I_d; \quad i_a = -I_d \quad (7.17)$$

- $\omega t \in \left(\alpha, \frac{\pi}{3} + \alpha\right)$, în conducție se află tiristoarele T_5 și T_6 , iar mărimile electrice au

expresiile:

$$u_d = -u_{bc}; \quad u_{T1} = -u_{ca}; \quad i_{T1} = i_{T4} = i_a = 0 \quad (7.18)$$

- $\omega t \in \left(\frac{\pi}{3} + \alpha, \frac{2\pi}{3} + \alpha\right)$, conduc tiristoarele T_1 și T_6 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = u_{ab}; \quad u_{T1} = 0; \quad i_{T1} = I_d; \quad i_a = I_d \quad (7.19)$$

- $\omega t \in \left(\frac{2\pi}{3} + \alpha, \pi + \alpha \right)$, conduc tiristoarele T_1 și T_2 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = -u_{ca}; \quad u_{T1} = 0; \quad i_{T1} = I_d; \quad i_a = I_d \quad (7.20)$$

- $\omega t \in \left(\pi + \alpha, \frac{4\pi}{3} + \alpha \right)$, conduc tiristoarele T_2 și T_3 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = u_{bc}; \quad u_{T1} = u_{ab}; \quad i_{T1} = i_{T4} = 0 \quad (7.21)$$

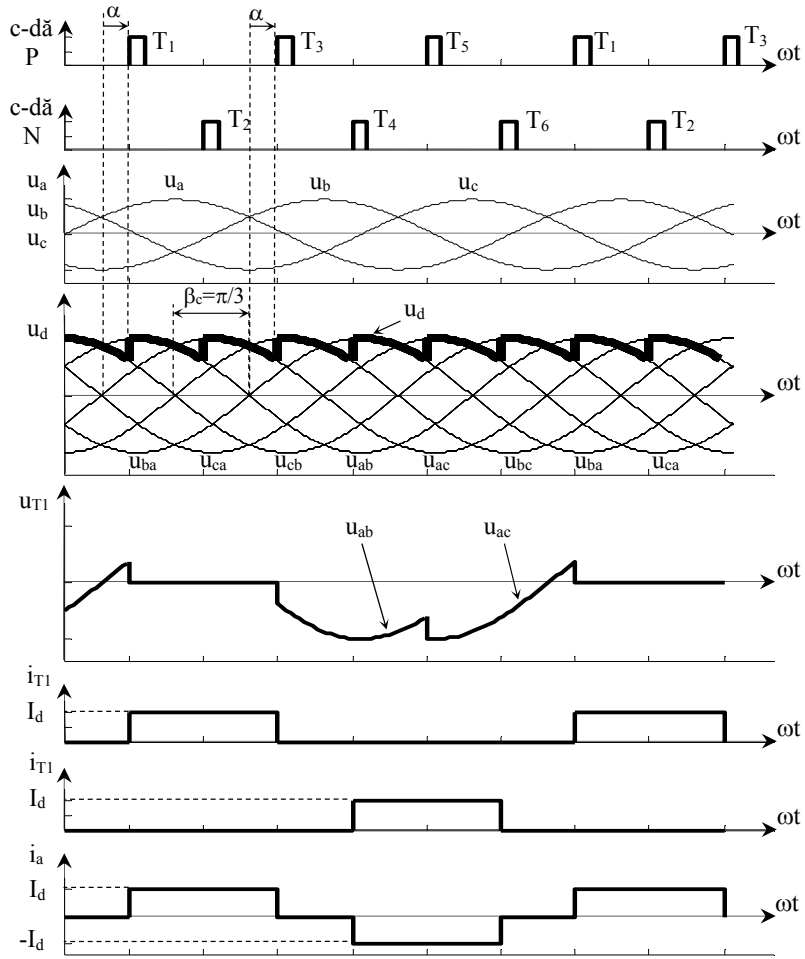


Fig. 7.9 Formele de undă idealizate ale redresorului trifazat în punte, complet comandat

- $\omega t \in \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha, \frac{5\pi}{3} \right)$... iile:

$$u_d = -u_{ab}; \quad u_{T1} = u_{ab}; \quad i_{T1} = 0; \quad i_{T4} = I_d; \quad i_a = -I_d \quad (7.22)$$

- $\omega t \in \left(\frac{5\pi}{3} + \alpha, 2\pi + \alpha \right)$, conduc tiristoarele T_4 și T_5 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = u_{ca}; \quad u_{T1} = -u_{ca}; \quad i_{T1} = 0; \quad i_{T4} = I_d; \quad i_a = -I_d \quad (7.23)$$

Din analiza formelor de undă idealizate (fig. 7.9), se desprind următoarele:

- tensiunea redresată are și valori negative dacă unghiul de comandă este mai mare decât $\frac{\pi}{3}$ și are pulsații mai mici, comparativ cu schemele anterioare;

- valoarea maximă a tensiunii ce solicită tiristoarele, în stare de blocare, este egală cu amplitudinea tensiunii ce se redresează,

$$U_b = \sqrt{2}U_s, \quad (7.24)$$

în care U_s este valoarea efectivă a tensiunii de linie;

- fiecare tiristor conduce, în regim de curent neîntrerupt, $\frac{2\pi}{3}$ radiani, iar curentul este dreptunghiular;

- curenții în secundarul și primarul transformatorului sunt alternativi, simetrici și dreptunghiulari.

7.2. Mărimi caracteristice ale redresoarelor comandate

Pentru evidențierea mărimilor ce caracterizează un redresor comandat, se au în vedere schemele de bază și se fac următoarele ipoteze:

1. Se neglijează comutația, considerându-se tiristoarele elemente ideale;

2. Se consideră, ca sarcină, un motor de curent continuu care asigură un curent I_d constant (inductivitatea de filtrare este infinită);

3. Tensiunea redresată este periodică și are perioada

$$T = \frac{2\pi}{p}, \quad (7.25)$$

în care p este numărul de pulsuri redresate într-o perioadă a tensiunii de alimentare a redresorului;

4. Curentul printr-un tiristor este periodic, dreptunghiular, de perioadă 2π , iar durata pulsului de curent este:

$$\Psi_c = \frac{2\pi}{m} \quad (7.26)$$

5. Curentul în secundarul transformatorului este dreptunghiular, alternativ și simetric, fiecare alternanță având durata Ψ_c , și se alege originea timpului astfel încât, variația acestuia să fie impară (fig. 7.10).

Mărimile ce caracterizează funcționarea redresorului trifazat în punte și intervin în calculele de proiectare se referă la valori ale curenților, tensiunii redresate și puterii transformatorului și se vor prezenta în continuare.

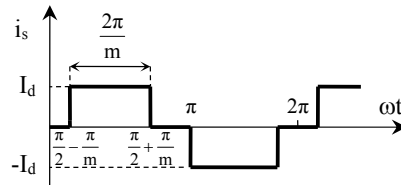


Fig. 7.10 Forma de undă idealizată, impară, a curentului de fază în secundarul transformatorului

1. Valoarea medie a curentului printr-un tiristor este:

$$I_{TAV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} I_d \left(\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \right) = \frac{I_d}{3} \quad (7.27)$$

deoarece numai o alternanță a curentului din secundarul transformatorului se închide printr-un tiristor (fig. 7.10).

2. Valoarea efectivă a curentului printr-un tiristor,

$$I_{Tef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \left(\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \right)} = I_d \sqrt{\frac{1}{3}} \quad (7.28)$$

3. Valoarea efectivă a curentului prin secundarul transformatorului,

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} I_d^2 \left(\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \right)} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (7.29)$$

4. Valoarea efectivă a armonicilor fundamentale a curentului prin secundarul transformatorului. Referindu-ne la forma de undă din fig. 7.10, care este impară, dezvoltarea în serie Fourier conține numai termeni în sinus și deci, valoarea efectivă a armonicilor fundamentale este:

$$\begin{aligned} I_{s1} &= \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \sin \omega t d(\omega t) = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_d \left(-\cos \omega t \right) \Big|_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \sin \frac{\pi}{6} \end{aligned} \quad (7.30)$$

5. Valoarea efectivă a tensiunii redresate. Considerând forma de undă a tensiunii redresate (fig. 7.10), se obține:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{def}} &= \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{6}+\alpha} (\sqrt{2}U_s \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \sqrt{2}U_s \sqrt{\frac{1}{3\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \\
 &= \sqrt{2}U_s \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d(\omega t)} = U_s \sqrt{1 + \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos 2\alpha}
 \end{aligned} \tag{7.31}$$

Pentru efectuarea integralei, s-a scris sinusul în funcție de cosinusul arcului dublu.

6. Valoarea maximă a tensiunii ce solicită tiristoarele, în stare de blocare. Aceasta se obține din expresia tensiunii pe tiristorul T_1 , înainte de comandă, punând condiția de maxim

$$\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) = 1 \tag{7.32}$$

și are expresia:

$$U_b = 2\sqrt{2}U_s \sin \frac{\pi}{6} \tag{7.33}$$

sau, introducând tensiunea U_{d0} ,

$$U_b = \frac{\pi}{3} U_{d0} \tag{7.34}$$

7. Puterea aparentă a transformatorului de alimentare.

Deoarece, curenții în primar și secundar sunt alternativi, simetrici puterea aparentă a transformatorului se aproximează cu cea din secundar.

Ținând seama că U_s este tensiune de linie,

$$S_t = \sqrt{3}U_s I_s = \sqrt{3}U_s I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \tag{7.35}$$

și introducând tensiunea U_{d0} ,

$$S_t = \frac{\pi}{3} U_{d0} I_d \approx 1,04 U_{d0} I_d \tag{7.36}$$

7.3. Indici de performanță

Așa cum s-a arătat, la intrarea unui redresor comandat, curentul nu este sinusoidal. De asemenea, datorită procesului de comutație și acțiunii grupurilor RC de protecție, și tensiunea prezintă deformații mai mari sau mai mici față de unda sinusoidală.

Prezența armonicilor superioare, mai ales de curent, ca și comutarea forțată a curentului, la un moment cerut de puterea medie ce trebuie transmisă sarcinii, fac să existe o

seamă de efecte nefavorabile asupra rețelei de alimentare, efecte apreciate printr-o serie de indici sintetici, numiți *indici de performanță* sau *de calitate*.

Se au în vedere următoarele ipoteze:

- curentul de sarcină este constant și egal cu valoarea sa medie (I_d);
- tensiunea de alimentare se consideră sinusoidală;
- se neglijează procesul de comutație;
- se consideră alimentarea redresorului printr-un transformator fără pierderi, cu raportul de transformare unitar, astfel încât curenții din primar și secundar diferă numai ca fază.

În general, dezvoltarea în serie Fourier a curentului i_s de intrare în redresor este:

$$i_s = I_{ds} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (7.37)$$

în care:

$$I_{ds} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ds} d(\omega t) \quad (7.38)$$

este valoarea medie;

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s \cos k\omega t d(\omega t) \quad (7.39)$$

este amplitudinea componentei în cosinus;

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s \sin k\omega t d(\omega t) \quad (7.40)$$

este amplitudinea componentei în sinus.

De regulă, curentul este simetric față de abscisă, și deci, valoarea sa medie este nulă, respectiv:

$$i_s = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{sk} \sin(k\omega t + \phi_k) \quad (7.41)$$

unde valoarea efectivă a armonicii de ordinul k este:

$$I_{sk} = \sqrt{\frac{a_k^2 + b_k^2}{2}} \quad (7.42)$$

iar unghiul de defazaj ϕ_k , este:

$$\phi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k} \quad (7.43)$$

În funcție de valorile efective ale armonicilor, valoarea efectivă a curentului de intrare în redresor (în secundarul transformatorului de alimentare) va fi:

7. Scheme de bază ale redresoarelor comandate

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s^2 d(\omega t)} = \sqrt{I_{s1}^2 + I_{s2}^2 + I_{s3}^2 + \dots} \quad (7.44)$$

În continuare, se definesc indicii de calitate ce caracterizează performanțele redresoarelor.

1. Factorul total de distorsiune (FTD)

Dacă curentul ar fi sinusoidal, ar conține numai componenta fundamentală. Astfel, se definește componenta de distorsiune,

$$CD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{sk}^2} = \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} \quad (7.45)$$

O măsură mai bună a gradului de distorsiune, se obține raportând componenta de distorsiune la valoarea efectivă a fundamentalei, respectiv prin factorul total de distorsiune,

$$FTD = \frac{CD}{I_{s1}} = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1} \quad (7.46)$$

Este evident că, un redresor va fi cu atât mai bun, cu cât FTD se apropie de zero.

2. Factorul de utilizare a transformatorului FU

Este definit ca raportul dintre puterea activă medie transmisă sarcinii, la unghi de comandă nul, și puterea aparentă a transformatorului,

$$FU = \frac{P_{d0}}{S_t} \quad (7.47)$$

Pentru redresorul trifazat în punte, FU are valoarea 0,96.

3. Factorul de putere global - FP

Factorul de putere al ansamblului redresor - sarcină, văzut la intrare este

$$FP = \frac{P_d}{S_t} \quad (7.48)$$

$$\text{în care, } P_d = P_{d0} \cos \alpha \quad (7.49)$$

este puterea activă transmisă sarcinii, la unghi de comandă α .

$$\text{Cu (7.47) se obține: } FP = FU \cdot \cos \alpha \quad (7.50)$$

4. Factorul de putere pe fundamentală - FPF

Reprezintă cosinusul unghiului de defazaj dintre fundamentalele curentului și tensiunii - ϕ_1 ,

$$FPF = \cos \phi_1 \quad (7.51)$$

Considerându-se că puterea activă se transmite numai pe fundamentală, se poate scrie puterea activă în funcție de puterea aparentă pe fundamentală S_{t1} ,

$$P_d = S_{t1} \cdot \cos\phi_1 \quad (7.52)$$

Cum: $P_d = P_{d0} \cdot \cos\alpha$

Rezultă: $P_{d0} \cdot \cos\alpha = S_{t1} \cdot \cos\phi_1$

$$\Rightarrow \text{FPF} = \cos\phi_1 = \frac{P_{d0}}{S_{t1}} \cdot \cos\alpha$$

Deoarece, la unghi de comandă nul, fundamentala curentului prin secundarul transformatorului este în fază cu fundamentala tensiunii, puterea activă transmisă sarcinii este egală cu puterea aparentă absorbită din rețea. Rezultă:

$$S_{t1} = U_{d0} \cdot I_d = P_{d0}$$

$$\Rightarrow \text{FPF} = \cos\alpha$$

Rezultă că, în condițiile enunțate, defazajul dintre fundamentalele curentului și tensiunii este chiar unghiul de comandă. Acesta este principalul dezavantaj al redresoarelor comandate, respectiv, funcționarea cu un factor de putere cu atât mai mic, cu cât unghiul de comandă este mai apropiat de $\frac{\pi}{2}$.

8. REDRESOARE BIDIRECȚIONALE

Cuprins

- 8.1. Principiu și schema de principiu
- 8.2. Redresoare bidirecționale cu curenți de circulație

8.1. Principiul și schema de principiu

Redresoarele complet comandate analizate, nu permit inversarea sensului curentului prin sarcină, deoarece tiristoarele au proprietatea de conducție unilaterală. În același timp, prin comanda în regim de invertor, se realizează schimbarea semnului tensiunii medii redresate și deci, aceste redresoare pot funcționa în cadranele I și IV ale sistemului (I_d , U_d). Pentru a obține funcționarea în toate cele patru cadrane, se conectează în antiparalel două redresoare complet comandate, identice (fig. 8.1). Conectarea se face prin intermediul unor inductivități (L_c), care au rolul de a limita curentul de circulație care apare între cele două redresoare.

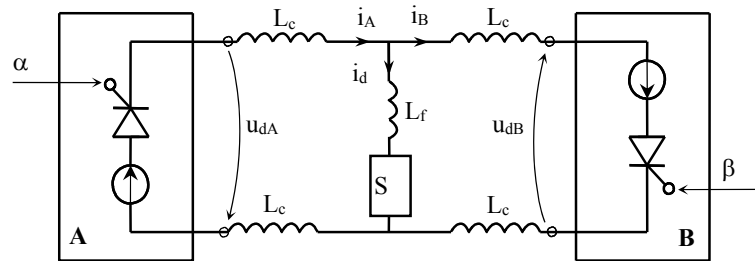


Fig. 8.1 Schema de principiu a redresoarelor bidirecționale

Redresorul care asigură curentul de sarcină se numește *activ*, iar celălalt se numește *pasiv*. Dacă redresoarele sunt alimentate de la o sursă comună (secundarul unui transformator), schema se numește *antiparalel*, iar dacă sunt alimentate de la surse independente (secundare ale aceluiași transformator sau ale unor transformatoare diferite), schema se numește *în cruce*.

8.1.2. Redresoare bidirecționale cu curenți de circulație

Presupunând că redresoarele sunt comandate simultan, teoremele lui Kirchhoff aplicate în schema de principiu (fig. 8.1), cu neglijarea rezistențelor, conduc la relațiile:

$$I_A = i_b + i_d \quad (8.1)$$

$$2L_c \frac{di_A}{dt} + 2L_c \frac{di_B}{dt} = u_{dA} + u_{dB} \quad (8.2)$$

Ecuția (8.1) arată că, prin convertorul activ, (A), se închide atât curentul de sarcină, cât și curentul care parcurge convertorul pasiv (B). Acest curent, care nu se închide prin sarcină, ci numai între cele două convertoare, se numește *curent de circulație*.

8. Redresoare bidirecțională

Presupunând curentul de sarcină constant și egal cu valoarea sa medie

$$i_d = I_d = ct$$

derivând (8.1) și înlocuind în (8.2) se obține ecuația

$$4L_c \frac{di_B}{dt} = u_{dA} + u_{dB} \quad (8.3)$$

Aceasta, prin împărțire la perioada tensiunii redresate (T) și integrare pe durata acesteia, devine

$$4L_c \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_B}{dt} dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{dA} dt + \frac{1}{T} \int_0^T u_{dB} dt \quad (8.4)$$

în care s-au pus în evidență valorile medii ale tensiunilor redresate (U_{dA} și U_{dB}). Impunând să existe în permanență curent de circulație, acesta fiind periodic, membrul stâng al relației (8.4) este nul

$$\int_0^T \frac{di_b}{dt} dt = \int_{i_B(0)}^{i_B(T)} di_B = i_B(T) - i_B(0) = 0 \quad (8.5)$$

Astfel, (8.4) se poate scrie

$$U_{dA} + U_{dB} = 0 \quad (8.6)$$

iar prin înlocuirea tensiunilor medii redresate (cu neglijarea comutației),

$$U_{dA} = U_{d0} \cos\alpha \quad - \text{pentru redresorul (A)}$$

$$U_{dB} = U_{d0} \cos\beta \quad - \text{pentru redresorul (B)}$$

relația (8.6) devine

$$U_{d0} (\cos\alpha + \cos\beta) = 0 \quad (8.7)$$

Transformând suma de cosinusi în produs, se obține

$$2U_{d0} \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2} = 0 \quad (8.8)$$

în care, ținând seama că unghiurile de comandă au valori în intervalul (0, π), se poate anula numai primul cosinus, rezultând

$$\alpha + \beta = \pi \quad (8.9)$$

Așadar, dacă unghiurile de comandă ale redresoarelor satisfac relația (8.9), rezultă următoarele:

- valorile medii ale tensiunilor redresate sunt egale și de semne contrare;
- nu există curent de circulație cauzat de componenta continuă;

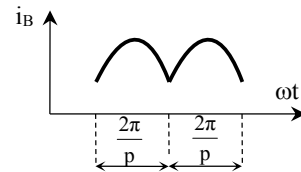


Fig. 8.2 Forma curentului de circulație

- curentul de circulație este produs de diferența valorilor instantanee ale tensiunilor redresate și este pulsatoriu și periodic (fig. 8.2);
- cele două redresoare funcționează unul ca redresor, iar celălalt ca invertor (fig. 8.3);
- curentul de sarcină își poate schimba sensul, deoarece există în permanență o cale de închidere a sa;
- ca urmare a schimbării sensului curentului de sarcină, convertorul care a fost activ devine pasiv și invers (fig. 8.3 b).

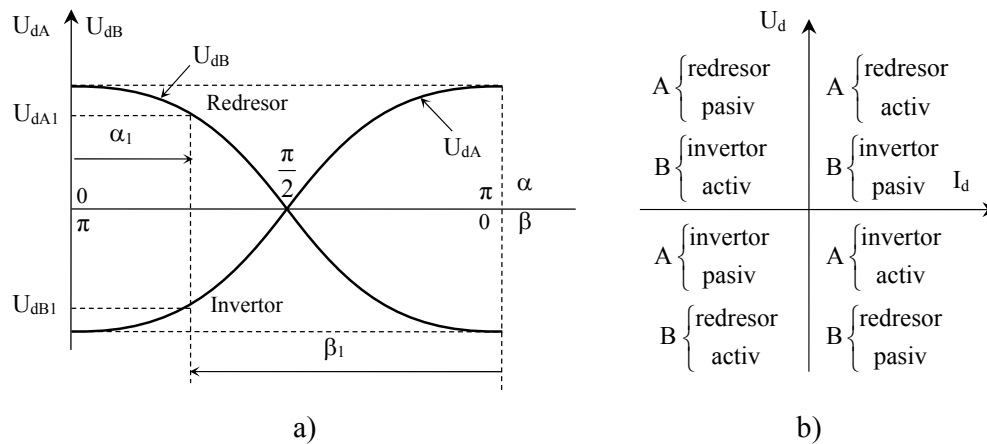


Fig. 8.3 Explicativă privind funcționarea redresoarelor bidirecționale având curent de circulație : a) caracteristicile de comandă la mersul în gol ; b) regimurile de funcționare.

Existența curentului de circulație prezintă avantajul că elimină funcționarea în regim de curent întrerupt și, în consecință, caracteristicile externe sunt liniare indiferent de valoarea curentului de sarcină (fig. 8.4).

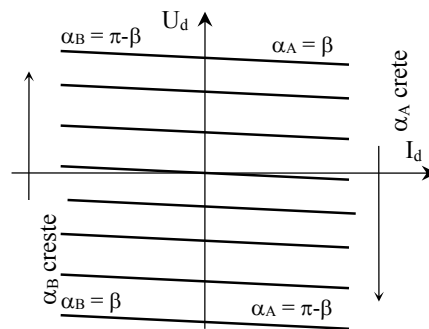


Fig. 8.4. Caracteristicile externe ale redresoarelor bidirecționale cu curenti de circulație

Figura 8.5 prezintă schemele în antiparalel și în cruce, realizate cu redresoare trifazate în punte (p=6).

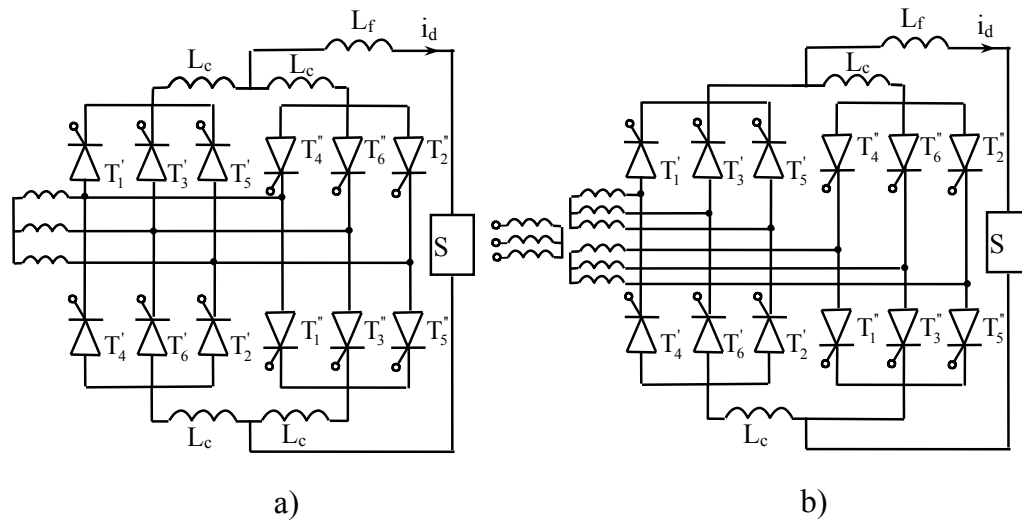


Fig. 8.5 Scheme practice de redresoare bidirecționale cu $p=6$: a) schema în antiparal ; b) schema în cruce

9. COMANDA REDRESOARELOR CU COMUTAȚIE NATURALĂ

Cuprins

9.1. Structura blocului de comandă

9.2. Comanda valorii medii

9.2.1. Comanda în fază

9.2.2. Comanda prin zero cu referință fixă

9.2.3 Comanda prin zero cu referință variabilă

9.1. Structura blocului de comandă

Blocul de comandă se realizează cu componente specifice curenților slabi și permite prelucrarea, cu viteză mare, a unui mare volum de informații, trebuind să aibă o fiabilitate ridicată.

În general, blocul de comandă cuprinde cinci unități funcționale (fig. 9.1.):

- CVM - comanda valorii medii;
- GT - generatorul de tact;
- DI - distribuitorul de impulsuri;
- FI - formatorul de impulsuri;
- CS - circuitele de supraveghere.

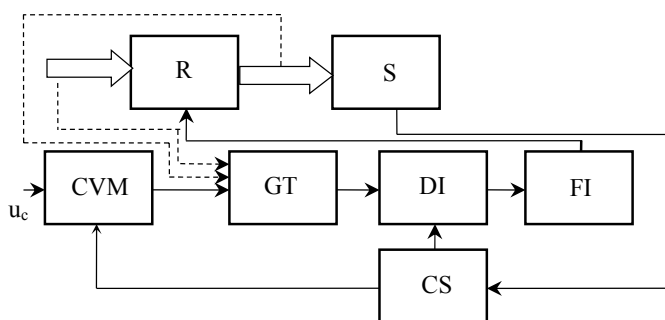


Fig. 9.1. Schema de principiu a blocului de comandă al unui redresor

Procesele de comutație necesare sunt inițiate de un șir de impulsuri, numite impulsuri de tact. La redresoarele cu comutație naturală, tactul este obținut din rețea, procesul elaborării semnalului de tact în funcție de rețea purtând numele de *sincronizare*.

De cele mai multe ori, valoarea medie a mărimii de ieșire din convertor trebuie să fie reglabilă, acest lucru realizându-se în blocul de comandă a valorii medii, care este comandat din exterior.

Semnalele de tact, emise de generatorul de tact sub controlul unității de comandă a valorii medii, sunt distribuite elementelor semiconductoare ale convertorului, într-o anumită succesiune determinată de topologia sa.

Această funcție este realizată de distribuitorul de impulsuri, a cărui ieșire este validată de unitatea de supraveghere, semnalele elaborate de aceasta având prioritate față de celelalte semnale.

Adaptarea parametrilor impulsurilor la cerințele dispozitivelor semiconductoare se realizează în formatorul de impulsuri, care preia și funcția de separare galvanică între blocul

de comandă și partea de forță. Transformatoarele de impuls sunt cele mai frecvent întâlnite în această unitate, dar se pot utiliza și cuploarele optice.

Se menționează că, există circuite integrate specializate care preiau funcțiile unităților de comandă a valorii medii și de generare a impulsurilor de tact.

9.2. Comanda valorii medii

Există trei modalități de comandă a valorii medii a mărimii de ieșire dintr-un redresor cu comutație naturală, respectiv, de comandă a puterii furnizate sarcinii:

1. comanda prin fază;
2. comanda prin zero cu referință constantă în timp;
3. comanda prin zero cu referință liniar variabilă în timp.

În forma cea mai simplă, un circuit pentru comanda unui redresor necesită următoarele semnale (tensiuni):

- u_c - tensiunea de comandă, proporțională cu valoarea medie a tensiunii redresate sau cu puterea furnizată sarcinii;
- u_r - tensiunea de referință;
- u_s - tensiunea de sincronizare, care este obținută din tensiunea rețelei și trece prin zero, în punctele de comutație naturală.

Tensiunea de referință u_r este în general determinată, ca mod de variație, de tensiunea de sincronizare și se compară cu tensiunea de comandă u_c .

9.2.1. Comanda în fază

În acest caz, tensiunea de referință este liniar variabilă și sincronizată cu tensiunea de sincronizare, în sensul că, unei semiperioade a tensiunii u_s îi corespunde o perioadă a tensiunii de referință (fig.9.2). Considerând principiul comenzii în fază, pentru elaborarea unui impuls de comandă sunt necesare trei semnale (fig. 9.2) :

- un semnal de sincronizare, u_s , alternativ care poate avea variație sinusoidală și este în fază cu tensiunea ce se redresează (trece prin zero în momentul comutației naturale, (fig. 9.2a);
- un semnal de referință, u_r , care cel mai adesea este liniar variabil și este elaborat pe baza semnalului de sincronizare pe fiecare semiperioadă a acestuia (fig. 9.2a);
- un semnal de comandă, u_c , având variație continuă și a cărui valoare determină mărimea unghiului de comandă (fig. 9.2b).

9. Comanda redresoarelor cu comutație naturală

Impulsurile de comandă se generează la coincidența semnalelor u_r și u_c pe panta descrescătoare a primului (fig. 9.2c).

Se observă că prin modificarea tensiunii de comandă, u_c , între U_{rmax} și $U_{rmin} \approx 0$, unghiul de comandă se modifică în intervalul $[0, \pi]$. Din considerente legate de sarcina redresorului, în general, unghiul de comandă se modifică în intervalul $[\alpha_{min}, \alpha_{max}]$, cu $\alpha_{min} > 0$ și $\alpha_{max} < \pi$.

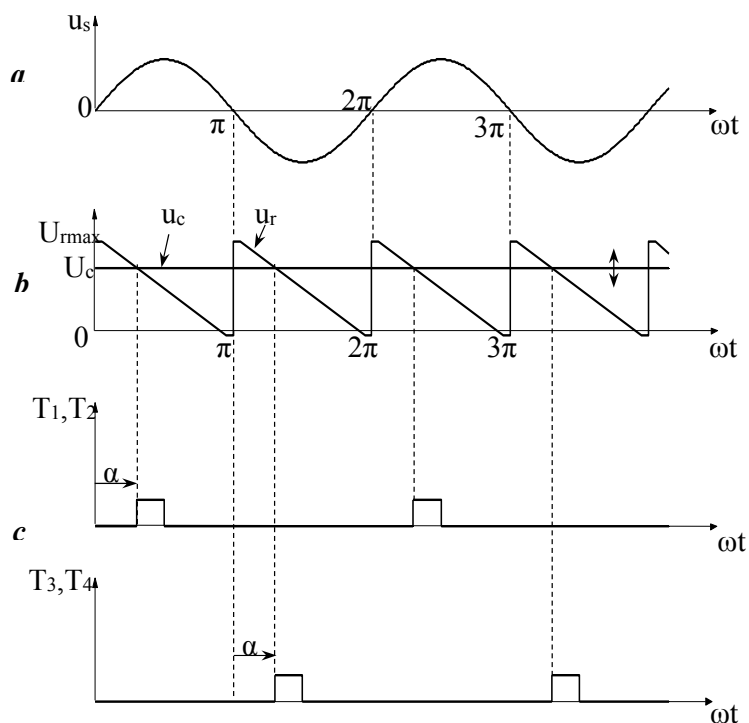


Fig. 9.2. Formele de undă la generarea impulsurilor de aprindere ale tiristoarelor, conform principului comenzii în fază

Pornind de la această idee se pot concepe diferite circuite de comandă. Industria electronică produce un circuit integrat, specializat pentru comanda tiristoarelor unui redresor comandat, numit $\beta AA 145$.

8.2.2.2. Comanda prin zero cu referință fixă

În acest caz, tensiunea de referință are valoare constantă, iar atunci când $u_c < u_r$, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare, se generează impulsuri de comandă (fig. 9.3).

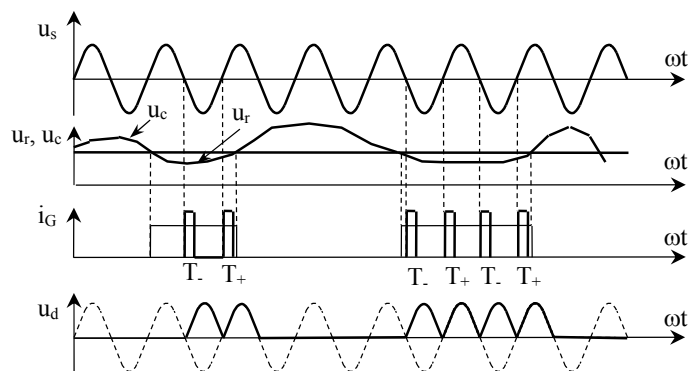


Fig. 9.3 Variațiile în timp ale tensiunilor, impulsurile de comandă a tiristoarelor și tensiunea redresată, pentru un redresor monofazat bialternanță, la comanda cu undă plină și referință constantă

În acest fel, tensiunea redresată conține un număr întreg de semialternanțe, comanda numindu-se “cu undă plină”. Rezoluția de putere este limitată inferior de puterea corespunzătoare unei semialternanțe. Tensiunea de referință fiind constantă, variația tensiunii de comandă contează, numai în măsura în care este mai mare sau mai mică decât u_r . Această dualitate de stări (generate de impulsuri dacă $u_c < u_r$ și inhibare dacă $u_c > u_r$) a făcut ca acest mod de comandă să fie numit în limba engleză “two points driver”.

Dezavantajele acestui mod de comandă sunt determinate de rezoluția de putere limitată și întârzierea cu care se obține regimul staționar al puterii comandate, deoarece, chiar în regim staționar, tensiunea de comandă este variabilă în timp.

9.2.3. Comanda prin zero cu referință variabilă

În acest caz, tensiunea de referință este liniar variabilă pe durata câtorva zeci de semialternanțe ale tensiunii de sincronizare (fig.9.4). Intervalele de timp în care nu se generează impulsuri de comandă, sunt determinate nu numai de depășirea unei anumite valori a tensiunii de comandă, ci și de valoarea sa. Când u_c este mare, intersecția cu u_r se face către vârful acesteia, iar timpul cât $u_c > u_r$ (deci când nu se generează impulsuri) este mai mare (fig. 9.4). Se elimină astfel, apariția unor suprareglări mari ale puterii, care apar în modul de comandă descris anterior. Datorită faptului că puterea transmisă sarcinii este proporțională cu u_c , această metodă de comandă este numită în literatura în limba engleză “proportional driver”. Comanda este tot “cu undă plină”, dar permite atingerea mai rapidă a regimului staționar.

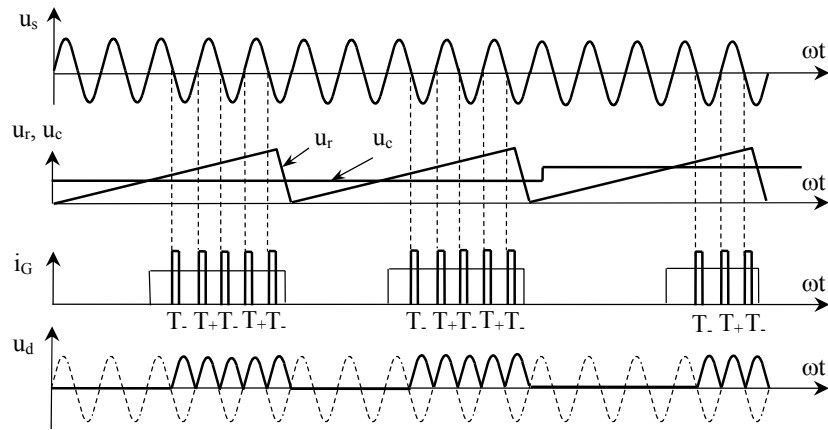


Fig. 9.4 Variațiile în timp ale tensiunilor, impulsurile de comandă a tiristoarelor și tensiunea redresată, pentru un redresor monofazat bialternanță, la comanda cu undă plină și referință constantă

10. REDRESOARE MONOFAZATE SEMICOMANDATE

Cuprins

10.1. Generalități

10.2. Redresorul monofazat semicomandat în punte asimetrică

10.3. Redresorul monofazat semicomandat în punte simetrică

10.1. Generalități

Având în vedere dezavantajele redresoarelor complet comandate, în special legate de performanțele energetice, au fost găsite și implementate structuri de redresoare care să îmbunătățească calitatea energiei electrice la bornele rețelei de alimentare. Astfel de structuri se referă la utilizarea unei diode de nul în paralel cu sarcina sau la scheme de redresoare semicomandate sau hibride. Toate aceste soluții determină o îmbunătățire a factorului de putere global și a factorului de putere pe fundamentală, având în același timp și influențe favorabile asupra pulsațiilor tensiunii redresate și curentului la ieșire, rezultând valori mult mai mici pentru inductivitatea de filtrare necesară.

Ca dezavantaj, aceste structuri alternative la redresorul complet comandat nu permit funcționarea redresorului în regim de inverter, respectiv furnizează numai valori pozitive ale tensiunii medii redresate.

Un redresor semicomandat se obține dintr-o structură de redresor complet comandat înlocuind două tiristoare cu diode, în acest fel schema de forță devenind mai ieftină, și cu unele performanțe mai bune. În funcție de plasarea tiristoarelor în schemă, sunt cunoscute două scheme, una în punte asimetrică și alta în punte simetrică.

10.2. Redresorul monofazat semicomandat în punte asimetrică

În puntea asimetrică (fig. 10.1), tiristoarele sunt plasate pe partea P a punții.

Cele două tiristoare sunt comandate cu impulsuri defazate cu π radiani, cu aceeași întârziere α față de punctul de comutație naturală, pe parcursul unei perioade, distingându-se următoarele secvențe (fig. 10.2).

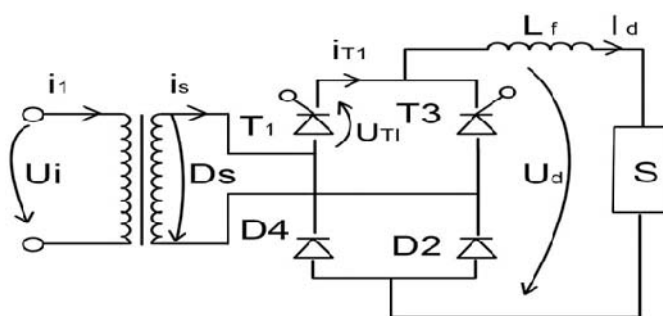


Fig. 10.1. Schema de principiu a redresorului monofazat semicomandat în punte asimetrică

- a) Până la $\omega t=0$ în conducție se află T_3 și D_4 , care asigură închiderea curentului de sarcină prin secundarul transformatorului, în sens negativ. De la $\omega t=0$, dioda D_2 se polarizează în sens direct și preia curentul de sarcină de la D_4 , iar împreună cu T_3 joacă rolul diodei de nul.
- b) De la $\omega t=\alpha$, prin comanda lui T_1 , acesta intră în conducție, se blochează T_3 , iar curentul de sarcină este asigurat de T_1 și D_2 , și parcurge secundarul transformatorului în sens pozitiv.
- c) De la $\omega t =\pi$, D_4 dioda se polarizează în sens direct, preia curentul de sarcină de la D_2 și, împreună cu T_1 , îndeplinește rolul diodei de nul.
- d) De la $\omega t =\pi+\alpha$ și până la $\omega t =2\pi$, T_3 este în conducție, T_1 este blocat, iar curentul de sarcină se închide, prin T_3 , D_4 și secundarul transformatorului.

Formele de undă ale tensiunii redresate și curentului prin secundarul transformatorului sunt prezentate în fig. 2.2 a) și i).

Celelalte forme de undă prezentate în figura 10.2. dau informații utile privind solicitarea în curent și tensiune a elementelor semiconductoare (tiristoare și diode).

Se observă că atât tiristoarele cât și diodele conduc, în regim de curent neîntrerupt, câte π radiani într-o perioadă (fig 10.2.c-h)

Se mai observă că rolul de diodă de nul pe unghiul α este asigurat de perechea $T_1 + D_4$, respectiv $T_3 + D_2$.

Intervalele de conducție și blocare ale celor două tiristoare sunt în opoziție așa cum se întalnesc și în cazul punții complet comandate.

Referitor la solicitarea în tensiune a tiristoarelor se observă că tensiunea la borne în stare de blocare este formată din porțiunile ale tensiunii de alimentare (fig.10.2. g-h).

Dioda este polarizată de o alternanță a lui u_s (fig.10.2. h).

Forma de undă a curentului de alimentare este alternativ dreptunghiulară (fig.10.2. i), fiecare alternanță având durata de $\pi-\alpha$.

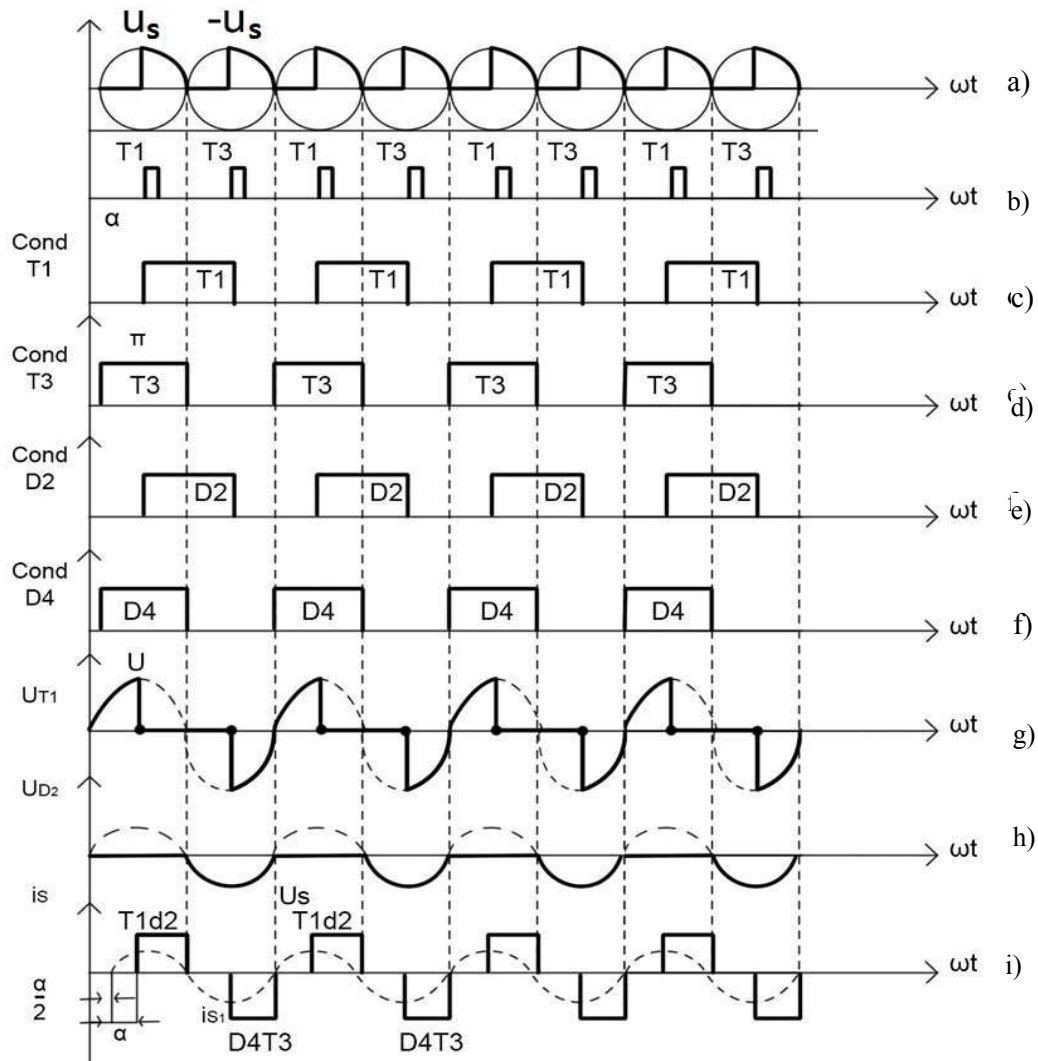


Fig. 10.2. Formele de undă idealizate, ale redresorului monofazat în punte asimetrică semicomandat

Din formele de undă ale tensiunii de alimentare (fig.10.2. a) și curentul i_s (fig.10.2. i) se observă că fundamentala curentului i_s (i_{s1}) este în urma cu $\frac{\alpha}{2}$ față de u_s de unde rezultă:

$$FPF = \cos \frac{\alpha}{2}, \quad (10.1).$$

care este o valoare mai mare decât la schema în punte complet comandată, unde este $\cos \alpha$.

Tensiunea medie redresată are expresia:

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (10.2)$$

Valoarea efectivă a curentului în secundarul transformatorului depinde de unghiul de comandă

$$I_s = I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = f(\alpha) \quad (10.3)$$

$$I_{smax} = I_d, I_{smtn} = 0;$$

Variind α între 0 și π , i_s este regăsit I_s între I_d și 0.

Puterea aparentă a transformatorului depinde de unghiul α și variază între 0 și $1,11P_{d0}$, unde P_{d0} este puterea maximă la ieșirea redresorului.

$$S_t = U_s I_s = f(\alpha) \quad (10.4)$$

$$S_{tmin} = 0, S_{tmax} = 1,11P_{d0};$$

Factorul de utilizare al transformatorului este variabil variabil:

$$FU = \frac{P_{d0}}{S_t} \quad (10.5)$$

$$P_{d0} = \frac{U_{d0} I_d}{U_s I_s} = \frac{U_{d0} I_d}{U_s I_s \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} = \frac{U_{d0}}{U_s \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} \quad (10.6)$$

$$FU_{max} = 0,9.$$

Factorul de putere global depinde de unghiul de comandă, respectiv

$$PF = \frac{U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} I_d}{U_s I_d \sqrt{(\pi - \alpha) / \pi}} = \frac{2\sqrt{2} (1 + \cos \alpha)}{\pi} \sqrt{\frac{\pi}{\pi - \alpha}} = \sqrt{\frac{2}{\pi(\pi - \alpha)}} (1 + \cos \alpha) \quad (10.7)$$

și este mai mare decât în cazul schemei în punte complet comandată.

2.2. Redresorul monofazat semicomandat în punte simetrică

Funcționarea schemei în punte simetrică (fig. 10.3.), din punctul de vedere al comenzii tiristoarelor și formelor de undă ale tensiunii redresate și curentului absorbit din rețea, este similară celei corespunzătoare schemei asimetrice (fig. 2.1.), cu deosebirea că elementele semiconductoare (tiristoare și diode) au alte intervale de conducție și blocare.

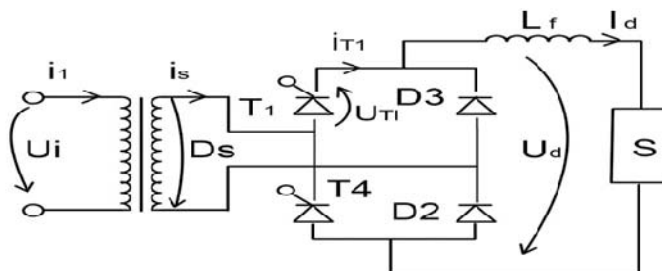


Fig. 10.3. Schema de principiu a redresorului monofazat semicomandat în punte simetrică

Secvențele de funcționare sunt evidențiate foarte clar prin formele de undă din figura 10.4.

Tiristoarele se blochează la trecerea prin zero a tensiunii, când diodele aflate pe aceeași parte a punții sunt polarizate în sens direct și intră în conducție. Astfel, acestea conduc $\pi - \alpha$ radiani (mai puțin decât în cazul punții asimetrice) și sunt blocate $\pi + \alpha$ radiani (mai mult decât în cazul punții asimetrice).

Corelat, diodele conduc mai mult decât în cazul punții asimetrice, respectiv $\pi + \alpha$ radiani și sunt blocate $\pi - \alpha$ radiani.

La această schemă, numai diodele îndeplinesc rolul de diodă de nul timp de α radiani.

Cand T_1 este blocat, întotdeauna conduce dioda D_3 .

Indicatorii de calitate a energiei electrice la bornele rețelei de alimentare sunt similari cu cei ai schemei în punte asimetrică.

Factorul de putere pe fundamentală:

$$FPF = \cos \frac{\alpha}{2} \quad (10.8)$$

Factorul de putere global:

$$PF = \sqrt{\frac{2}{\pi(\pi-\alpha)}} (1 + \cos\alpha) \quad (10.9)$$

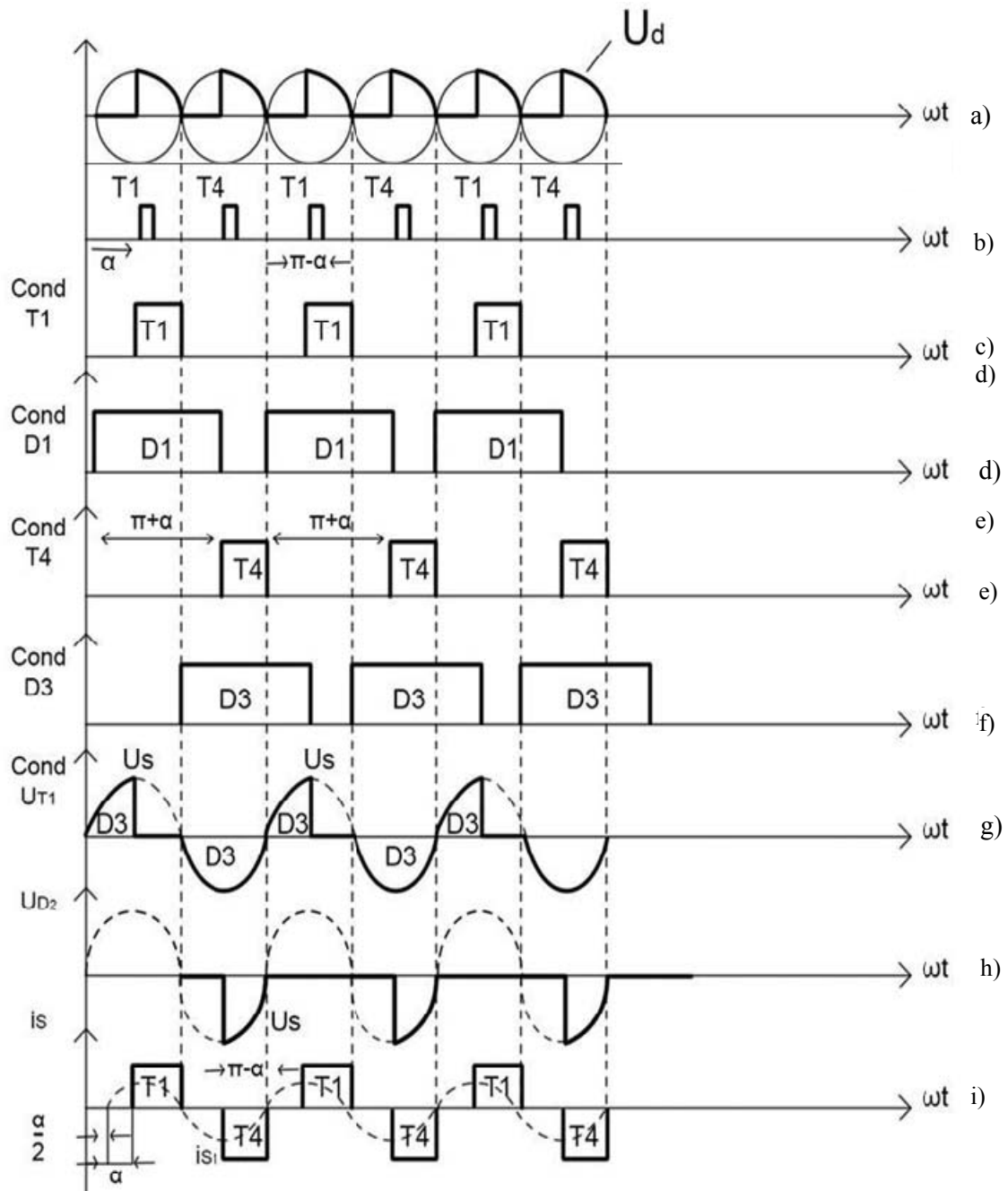


Fig. 10.4. Formele de undă idealizate, ale redresorului monofazat în punte simetrică semicomandat.

11. REDRESOARE CU FACTOR DE PUTERE UNITAR

Cuprins

- 11.1. Redresoare cu factor de putere unitar
 - 11.1.1. Principiul de funcționare
 - 11.1.2. Redresorul monofazat în punte
 - 11.1.2.1. Schema de forță. Forme de undă
 - 11.1.2.2. Mărimi caracteristice
 - 11.1.3. Redresorul trifazat în punte
 - 11.1.3.1. Schema de principiu, forme de undă
 - 11.1.3.2. Valoarea medie a tensiunii redresate
- 11.2. Redresoare cu factor de putere unitar și comandă PWM
 - 11.2.1. Redresorul monofazat în punte
 - 11.2.1.1. Modulația sinusoidală
 - 11.2.1.2. Modulația bilogică
 - 11.2.1.1. Modulația sinusoidală bilogică
 - 11.2.1.2. Modulația sinusoidală trilogică
 - 11.2.2. Redresorul trifazat în punte
 - 11.2.2.1. Modulația sinusoidală
 - 11.2.2.2. Modulația sinusoidală bilogică
 - 11.2.2.3. Modulația trilogică
 - 11.2.2.4. Exemplu de modulație trilogică
 - 11.2.2.5. Concluzii

11.1. Redresoare cu factor de putere unitar

11.1.1. Principiul de funcționare

Pentru obținerea unui factor de putere unitar în raport cu fundamentală, comanda elementelor semiconductoare, în vederea reglării valorii medii a tensiunii, se face simetric față de punctele în care tensiunea este maximă. Astfel, intrarea în conducție se face cu o întârziere reglabilă α față de trecerea prin zero a tensiunii (ca la redresoarele cu comutație naturală), iar blocarea se face în avans, cu același unghi α , față de următoarea trecere prin zero a tensiunii.

11.2. Redresorul monofazat în punte

11.2.1. Schema de forță. Forme de undă

Schema de forță (fig.11.1.) este cea a unei punți monofazate, cu precizarea că elementele T_1 , T_2 , T_3 și T_4 sunt fie tiristoare prevăzute cu circuite de stingere, fie elemente complet comandate. Deși, în forma cea mai simplă a comenzii, pentru funcționarea corectă este necesară o diodă de nul, aceasta poate fi eliminată utilizând o comandă adecvată.

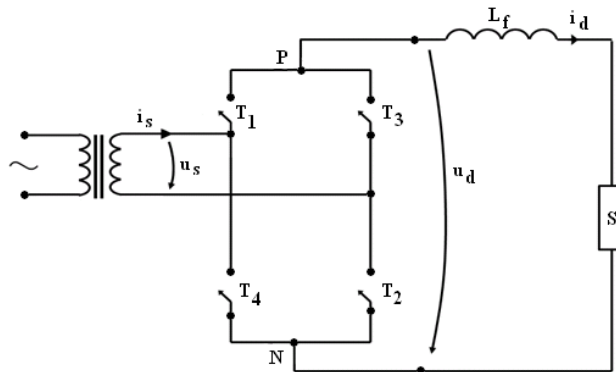


Fig. 11.1. Schema de forță a redresorului monofazat, cu factor de putere unitar

Considerând ca origine a timpului tensiunea u_s conform principiului arătat, elementele T_1 și T_2 sunt comandate cu o întârziere α față de trecerea prin zero a alternanței pozitive și sunt blocate cu un avans egal tot cu α , față de trecerea prin zero a alternanței negative, iar pe alternanța negativă se comandă similar T_3 și T_4 (fig.11.2).

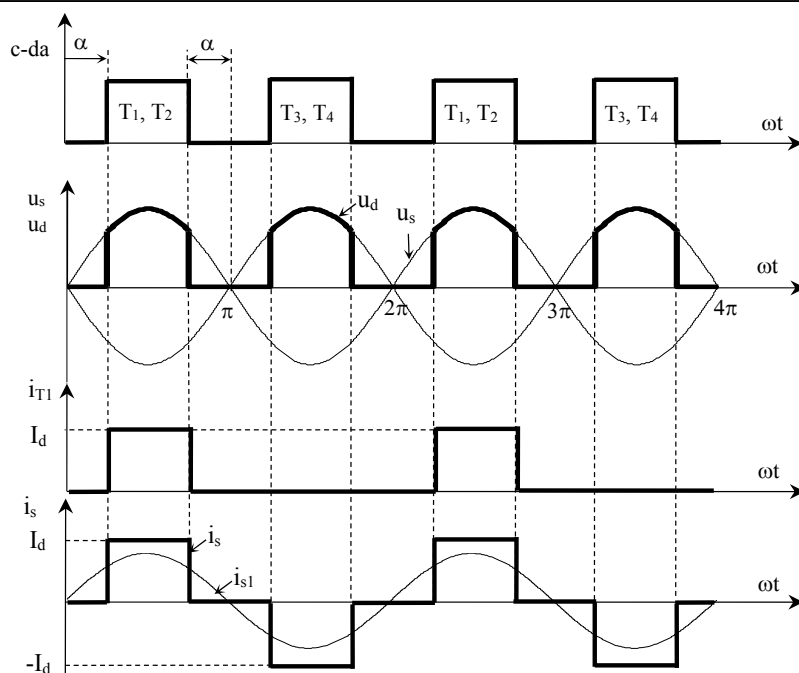


Fig.11.2. Redresorul monofazat în punte, cu factor de putere unitar: forme de undă.

Într-o perioadă a tensiunii redresate există următoarele secvențe:

1. $\omega t \in (\alpha, \pi - \alpha)$:
 - în conducție se află elementele T_1 și T_2 ;
 - tensiunea redresată este u_s ;
 - curentul în secundarul transformatorului (i_s) este I_d .
2. $\omega t \in (\pi + \alpha, 2\pi - \alpha)$:
 - în conducție se află elementele T_3 și T_4 ;
 - tensiunea redresată este $-u_s$;
 - curentul i_s este $-I_d$.
3. $\omega t \in (0, \alpha) \cup (\pi - \alpha, \pi + \alpha) \cup (2\pi - \alpha, 2\pi)$:
 - tensiunea redresată este nulă;
 - curentul i_s este nul;
 - pentru menținerea curentului de sarcină și în acest interval, este necesară fie o diodă de nul, fie menținerea în conducție a două elemente de pe aceeași ramură.

11.1.2.2. Mărimi caracteristice

1. Tensiunea medie redresată la mersul în gol

Tensiunea redresată este periodică, de perioadă π , iar valoarea sa medie este:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \sqrt{2} U_p \sin \omega t = \frac{\sqrt{2} U_p}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\pi - \alpha)] = \frac{2\sqrt{2} U_p}{\pi} \cos \alpha \quad (11.1)$$

expresie identică cu cea de la redresorul cu comutație naturală, dar $\alpha \in (0, \pi/2)$.

2. Valoarea medie a curentului printr-un element,

$$I_{TAV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T d(\omega t) = \frac{I_d}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} d(\omega t) = \frac{I_d}{2\pi} (\pi - 2\alpha) \quad (11.2)$$

Valoarea maximă corespunde cazului în care $\alpha = 0$,

$$I_{TAVM} = \frac{I_d}{2} \quad (11.3)$$

3. Valoarea efectivă a curentului în secundarul transformatorului,

$$I_g = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_g^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} i_g^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = I_d \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}} \quad (11.4)$$

4. Valoarea efectivă a armonicii fundamentale a curentului în secundarul transformatorului

Din forma de undă a curentului i_g (fig.11.2) se observă că aceasta este o funcție impară și deci, dezvoltarea în serie Fourier conține numai termeni în sinus.

$$I_{g1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} i_g \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} i_g \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_d \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \cos \alpha$$

5. Puterea aparentă în secundarul transformatorului,

$$S_T = U_p I_g = U_p I_d \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}} \quad (11.5)$$

6. Puterea activă absorbită de sarcină,

$$P_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} u_d i_d d(\omega t) = U_d I_d = U_{d0} I_d \cos \alpha = P_{d0} \cos \alpha \quad (11.6)$$

unde P_{d0} reprezintă puterea activă maximă.

7. Puterea aparentă pe fundamentală,

$$S_1 = U_p I_{g1} = U_p \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \cos \alpha = U_{d0} I_d \cos \alpha = P_d \quad (11.7)$$

8. Factorul de putere pe fundamentală,

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_d}{S_1} = 1 \quad (11.8)$$

Se menționează că, pentru funcționarea în regim de invertor, comanda elementelor se inversează, respectiv T_1 și T_2 sunt închise pe alternanța negativă a tensiunii, iar T_3 și T_4 , pe alternanța pozitivă.

11.1.3. Redresorul trifazat în punte

11.1.3.1. Schema de principiu. Forme de undă

Schema de forță (fig. 11.3) conține șase elemente semiconductoare complet comandate, de tip tranzistor ($T_1 \dots T_6$).

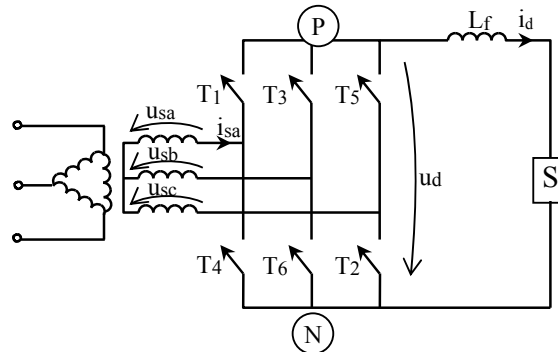


Fig.11.3. Schema redresorului trifazat în punte, cu factor de putere unitar

Comanda acestora se face astfel încât:

- curentul de fază, în secundarul transformatorului, să conțină pe fiecare alternanță cel puțin un puls simetric față de maximumul tensiunii de fază respective;
- să se asigure existența curentului prin sarcină, în permanență.

Luând ca origine a timpului trecerea prin zero a tensiunii fazei a, se disting două cazuri în ceea ce privește curentul i_a .

1) $\alpha \leq \frac{\pi}{6}$, unde $\frac{\pi}{6}$ este întârzierea punctului de comutație naturală al lui T_1 , față de trecerea prin zero a tensiunii u_{sa} . În acest caz, curentul are expresiile:

- pentru $\omega t \in (0, \alpha)$, T_1 și T_4 fiind blocate, $i_a = 0$;
- pentru $\omega t \in (\alpha, \frac{\pi}{6})$, $u_{T_1}(\alpha) - u_{u_c}(\alpha) < 0$, ceea ce înseamnă că T_1 este polarizat în sens invers în momentul comenzii inițiale și nu poate prelua curentul de sarcină. Și în acest caz, $i_a = 0$;

- pentru $\omega t \in (\frac{\pi}{6}, \pi - \frac{\pi}{6})$, $i_a = I_d$, deoarece T_1 este în conducție;

- pentru $\omega t \in (\pi - \frac{\pi}{6}, \pi)$, $i_a = 0$ pentru că T_3 l-a blocat natural pe T_1 .

Rezultă că, nu pot exista în conducție două elemente de pe aceeași parte, pentru că unul din ele este polarizat invers.

La $\omega t = \pi - \frac{\pi}{6} - \alpha$, a fost comandat T_3 , dar nu a putut prelua curentul de sarcină decât la momentul $\pi - \frac{\pi}{6}$, care constituie punctul de comutație naturală al lui T_3 .

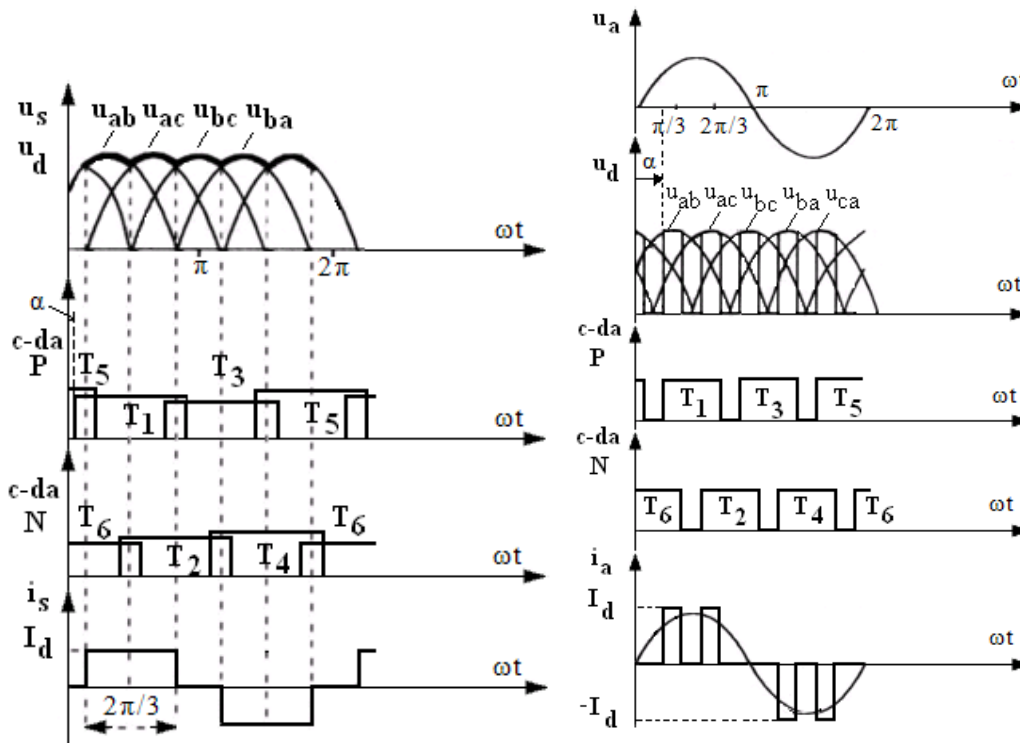


Fig. 11.4. Formele de undă pentru redresorul trifazat, cu factor de putere unitar
 a) $\alpha < \pi/6$; b) $\pi/6 < \alpha < \pi/3$

În concluzie, deși fiecare element este comandat în avans față de punctul de comutație naturală, el va intra în conducție în punctul de comutație naturală, deci redresorul se comportă ca un redresor necomandat. În acest caz (pentru $\alpha \leq \pi/6$) nu se reglează valoarea medie a tensiunii redresate.

2) $\alpha \in \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3} \right]$

În acest caz, curentul de fază (fig.11. 4b) are fiecare alternanță formată din două pulsuri simetrice față de $\pi/2$ și de lățime $(2\pi/3-2\alpha)$.

Deoarece există intervale de timp când sunt blocate toate elementele de pe o parte, pentru a se permite existența curentului de sarcină pe aceste intervale, există două posibilități:

- fie se prevede o diodă de nul;
- fie prin comandă, respectiv fiecare element mai este închis atunci când este închis elementul de pe aceeași fază și sunt blocate toate elementele de pe aceeași parte cu el.

Spre exemplu, pentru a permite existența curentului de sarcină pe intervalul $\omega t \in \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha, \frac{\pi}{3} + \alpha \right)$, se închide T4.

3) $\alpha \in \left(\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2} \right)$

11. Redresoare cu factor de putere unitar

În acest caz, nu sunt comandate simultan elemente de pe faze și părți diferite. Din acest motiv, $u_d = 0$ în permanență.

11.1.3.2. Valoarea medie a tensiunii redresate

Observând că perioada tensiunii redresate este $T = \pi/3$ și referindu-ne numai la cazul 2), se va considera perioada cuprinsă între $\pi/6$ și $\pi/2$. Tensiunea redresată instantanee este:

$$u_d = \begin{cases} 0 & \text{pentru } \omega t \in \left(\frac{\pi}{6}, \alpha\right) \cup \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha, \frac{\pi}{2}\right) \\ u_{ab} & \text{pentru } \omega t \in \left(\alpha, \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases} \quad (11.9)$$

iar tensiunea medie redresată:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{3} - \alpha} \sqrt{2} U_s \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{5\pi}{6} - \alpha\right) \right] = \\ &= \frac{6\sqrt{2}U_s}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = 2U_{d0} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \end{aligned} \quad (11.10)$$

U_s reprezintă valoarea efectivă a tensiunii de linie.

Se constată că:

$$U_{d\min} = 0 \text{ pentru } \alpha = \frac{\pi}{3}; \quad (11.11)$$

$$U_{d\max} = \frac{6\sqrt{2}U_s}{\pi} = U_{d0} \text{ pentru } \alpha = \frac{\pi}{6}; \quad (11.12)$$

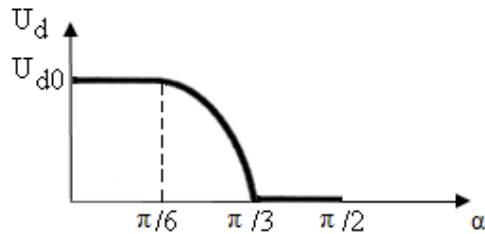


Fig.11.5. Caracteristica de comandă a redresorului trifazat în punte, cu factor de putere unitar

11.2. Redresoare cu factor de putere unitar și comandă PWM

Pentru reducerea conținutului de armonici al curentului de fază absorbit, redresoarele cu factor de putere unitar pot fi comandate, similar invertoarelor PWM, astfel încât, curentul

pe fază să aibă, pe fiecare alternanță, un număr mare de pulsuri, de lățimi ce pot fi modificate prin comandă. Schemele de principiu, sunt cele prezentate în 11.1. și în continuare, se vor prezenta particularitățile metodelor de modulare, care au ca obiectiv, pe lângă reducerea conținutului de armonici și existența curentului de sarcină.

11.2.1. Redresorul monofazat în punte

11.2.1.1. Modulația sinusoidală

Principiul modulației sinusoidale constă în determinarea momentelor de comutație ale elementelor prin compararea unui semnal de comandă sinusoidal u_c , cu un semnal de referință, de regulă triunghiular (u_r).

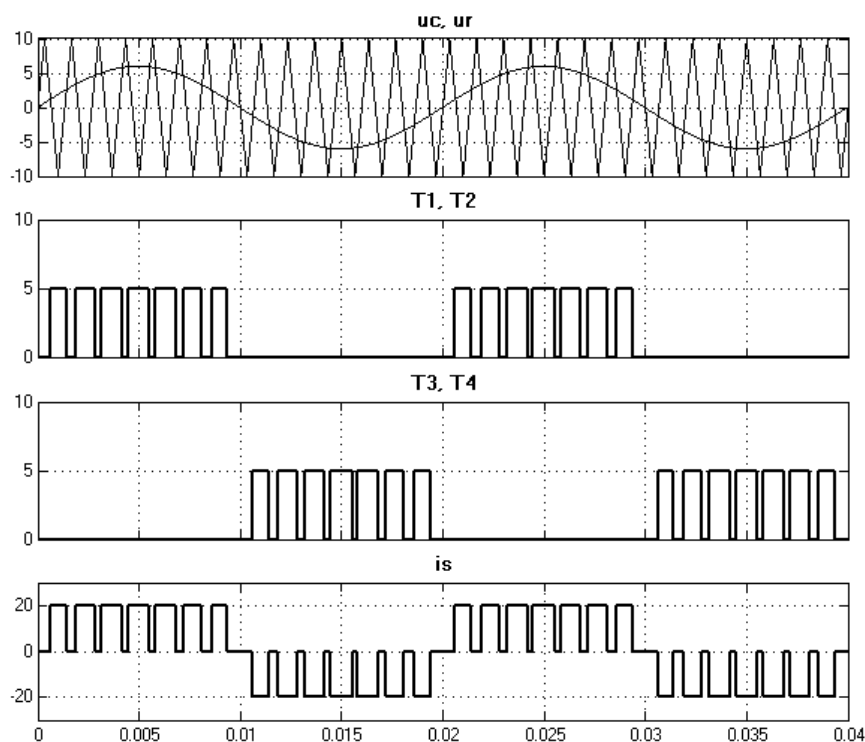


Fig. 11.6. Principiul modulației sinusoidale pentru redresorul monofazat în punte

Semnalul de comandă are frecvența egală cu frecvența tensiunii de alimentare și amplitudinea reglabilă, iar semnalul de referință are amplitudinea constantă și frecvența mult mai mare decât a semnalului de comandă. De regulă, comanda unui element, conform principiului de mai sus, se face numai pe alternanța corespunzătoare a tensiunii de alimentare.

11. Redresoare cu factor de putere unitar

Se vor comanda simultan elementele T_1 și T_2 , respectiv T_3 și T_4 . În cazul redresoarelor, acest lucru impune existența unei diode de nul, care să permită existența curentului de sarcină în intervalele în care toate elementele sunt deschise (fig. 11.6). Dioda de nul poate fi eliminată prin combinarea modulației sinusoidale cu modulația bilogică sau trilogică.

11.2.1.2 Modulația bilogică

Principiul modulației bilogice presupune comanda elementelor de pe aceeași ramură (T_1 și T_4 , respectiv T_2 și T_3), în permanență, în opoziție. Astfel, starea elementelor de pe o ramură poate fi descrisă prin valorile logice ± 1 , care semnifică:

1 - este închis elementul de pe partea P;

-1 - este închis elementul de pe partea N.

Acest aspect justifică denumirea metodei.

11.2.1.3 Modulația sinusoidală bilogică

Această metodă de comandă constă în combinarea principiilor enunțate anterior.

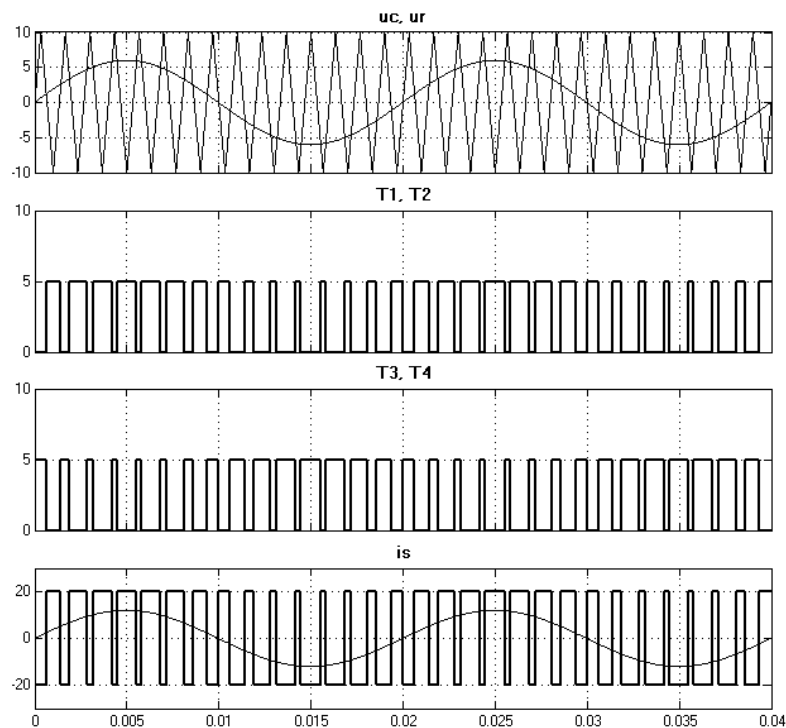
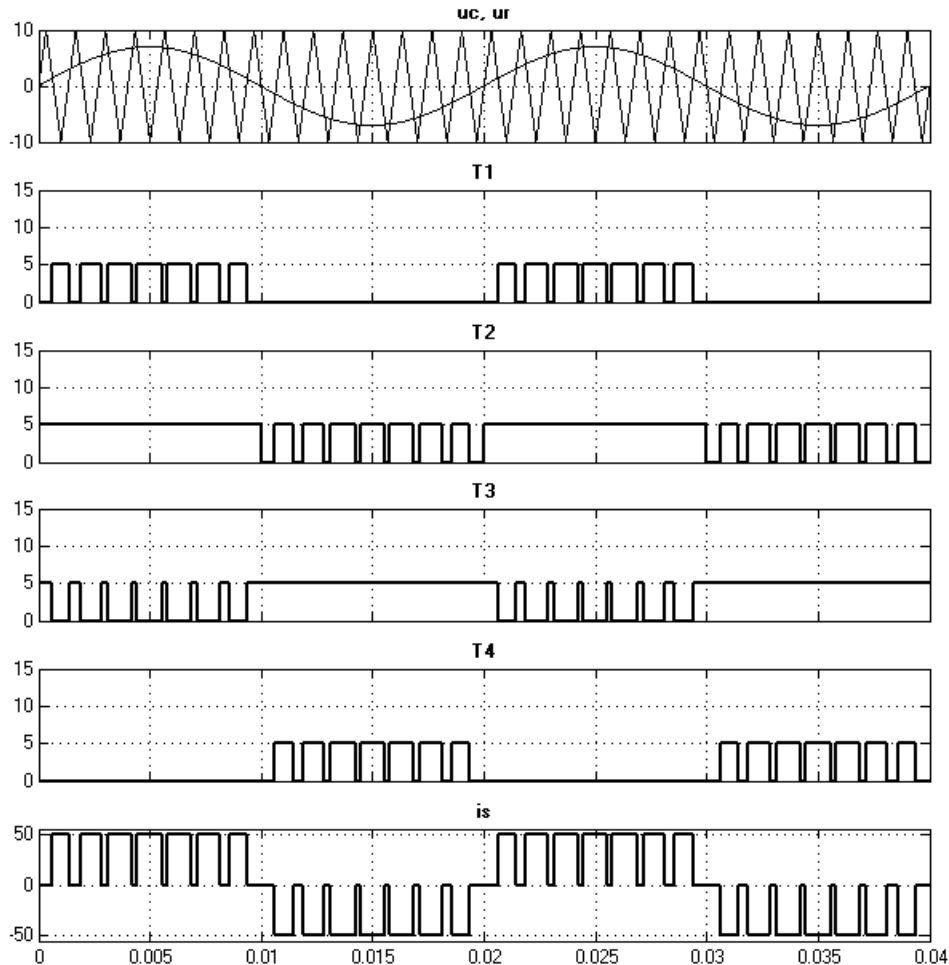


Fig. 11.7. Modulația sinusoidală bilogică și forma de undă a curentului în secundarul transformatorului la redresorul monofazat în punte, cu factor de putere unitar

Astfel, fiecare element are, pe alternanța corespunzătoare, starea dată de modulația sinusoidală, iar pe cealaltă alternanță, starea dată de modulația bilogică (fig. 11.7). În acest fel, se asigură, totdeauna, existența curentului de sarcină. Se observă că, fiecare alternanță a curentului absorbit, conține și pulsuri pozitive și pulsuri negative de curent, ceea ce determină o valoare mare a factorului de distorsiune.

11.2.1.3 Modulația sinusoidală trilogică

La modulația trilogică, starea elementelor unei laturi este descrisă prin trei valori logice: ± 1 , care au aceleași semnificații ca și la modulația bilogică și "0", care înseamnă că ambele elemente de pe ramură au aceeași stare (închise sau deschise).



**Fig. 11.8. Principiul modulației sinusoidale trilogice
pentru redresorul monofazat în punte**

Prin modulație trilogică, forma de undă a curentului în secundarul transformatorului conține, pe fiecare alternanță, numai pulsuri de aceeași polaritate și în același timp, se crează posibilitatea existenței în permanență a curentului de sarcină, fără să fie necesară dioda de nul. O variantă a modulației trilogice este de a transfera rolul diodei de nul elementelor T2 și T3. Pentru aceasta, elementele T1 și T4 se comandă numai pe alternanța corespunzătoare, T3 se comandă în opoziție cu T1, iar T2 în opoziție cu T4 (fig. 11.8). Curentul absorbit are, pe fiecare alternanță, numai valori pozitive, respectiv negative.

11.2.2. Redresorul trifazat în punte

11.2.2.1. Modulația sinusoidală

Pentru a realiza modulația sinusoidală, sunt necesare:

- trei semnale de comandă sinusoidale, de amplitudine reglabilă, defazate cu $2\pi/3$ radiani;

- un semnal de referință care, pentru a fi comun, trebuie să conțină în fiecare semiperioadă un număr multiplu de trei și impar, de triunghiuri. Altfel, formele de undă ale curentului nu vor fi simetrice.

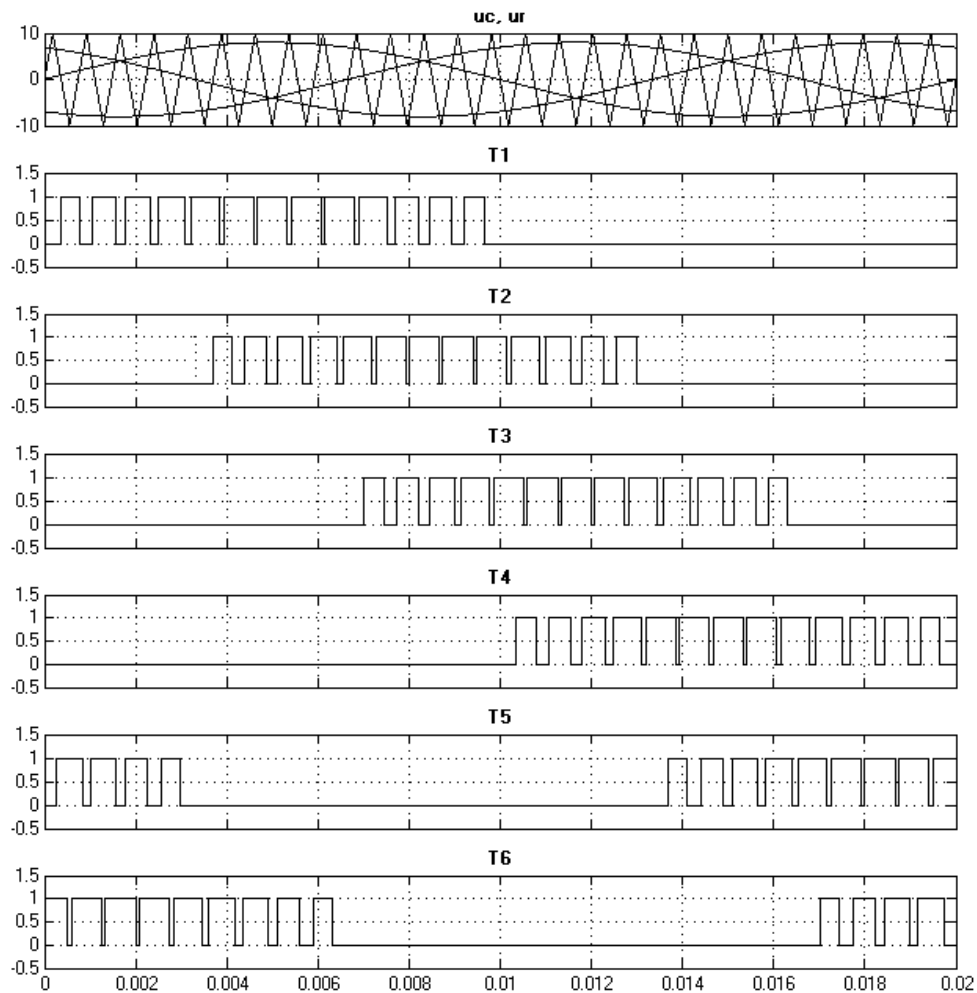


Fig. 11.11. Principiul modulației sinusoidale pentru redresorul trifazat, în punte

Rezultă că, frecvența semnalului de referință este de forma $f_r = 3(2k-1)f$, unde f este frecvența tensiunii ce se redresează, iar $k \in \mathbb{N}^*$.

Formele de undă (semnalele de comandă pentru cele 6 elemente și curentul de fază) din fig. 11.9 sunt realizate pentru $k = 5$. Se constată că:

- în orice moment este închis cel puțin un element;

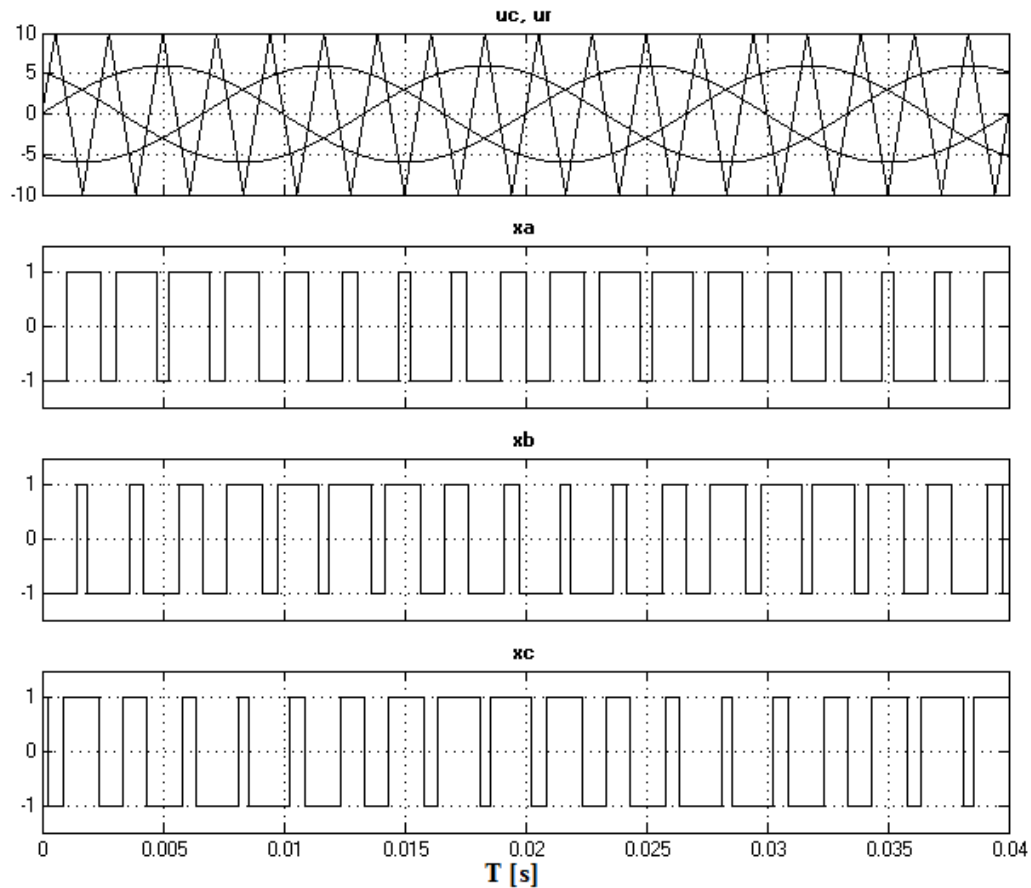
- există intervale de timp în care, nu sunt închise elemente de pe părți opuse, deci curentul de fază nu poate exista. De aceea, curentul de fază nu poate avea forma corespunzătoare semnalelor de comandă;

- într-un interval corespunzător pulsurilor extreme, dar mai mic decât durata acestora, sunt comandate două elemente de aceeași polaritate, dar numai unul dintre ele conduce curentul de sarcină.

-

11.2.2.2. Modulația sinusoidală biologică

-



**Fig. 11.10. Principiul modulației sinusoidale biologice
pentru redresorul trifazat, în punte**

Comanda elementelor aparținând aceleiași faze se realizează ca și la puntea monofazată (fig. 11.10), respectiv:

- fiecare element este comandat conform semnalului de comandă obținut pe baza modulației sinusoidale, numai pe alternanța corespunzătoare;

pe cealaltă alternanță, fiecare element este comandat în opoziție față de perechea sa.

11. Redresoare cu factor de putere unitar

Variabilele logice x_i , cu $i=a,b,c$, ce caracterizează starea elementelor de pe cele trei faze, au valorile:

$$x_i = \begin{cases} 1 & \text{pentru elementul } T_i^+ \text{ închis} \\ -1 & \text{pentru elementul } T_i^- \text{ închis} \end{cases}$$

În acest fel, în orice moment sunt comandate trei elemente, dar:

- există intervale de timp în care acestea sunt de pe aceeași parte, deci nu există cale de închidere a curentului de sarcină;

- în anumite intervale de timp, deși sunt închise simultan două elemente de pe aceeași parte, numai unul poate prelua curentul de sarcină.

-

11.2.2.3. Modulația trilogică

Comparativ cu modulația bilogică, la modulația trilogică, stările celor două elemente de pe aceeași fază nu mai sunt în opoziție, acestea putând fi închise sau deschise în același timp.

Variabila logică y , care descrie starea elementelor unei faze poate lua valorile:

$$y = \begin{cases} 1 & \text{pentru elementul } T_+ \text{ închis} \\ -1 & \text{pentru elementul } T_- \text{ închis} \\ 0 & \text{pentru aceeași stare a elementelor } T_+ \text{ și } T_- \end{cases}$$

11.2.2.3.1. Exemplu de modulație trilogică

Se notează cu y_a, y_b, y_c variabilele logice atașate celor trei faze și fie:

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} \quad - \text{vectorul variabilelor logice}$$

$$\underline{i}_s = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad - \text{vectorul curenților de fază}$$

Curenții în secundarul transformatorului, ca elemente ale vectorului i_s , pot fi exprimați prin relația:

$$\underline{i}_s = \underline{y} \cdot \underline{i}_d \quad (11.13)$$

Stările pe care le poate lua vectorul \underline{y} , stările elementelor și corespondența cu stările de la modulația bilogică, este arătată în tabelul 11.1.

Din tabel rezultă că, vectorul \underline{y} are 6 valori proprii și o valoare nulă căreia îi corespund 3 stări (D, E, F) ale elementelor semiconductoare.

Trecerea de la modulația bilogică, caracterizată prin vectorul \underline{x} , la cea trilogică se obține prin transformarea matriceală:

$$\underline{y} = A\underline{x} \quad (11.14)$$

unde:

$$[A] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11.15)$$

Modulația trilogică									Modulația bilogică			
Variabile			Elemente comandate partea P			Elemente comandate partea N			Stare	Variabile		
y _a	y _b	y _c	T ₁	T ₃	T ₅	T ₄	T ₆	T ₂		x _a	x _b	x _c
0	-1	1			1		1		1	-1	-1	1
1	-1	0	1				1		2	1	-1	1
1	0	-1	1					1	3	1	-1	-1
0	1	-1		1				1	4	1	1	-1
-1	1	0		1		1			5	-1	1	-1
-1	0	1			1	1			6	-1	1	1
0	0	0	1			1			D	1	1	-1
				1			1	E				
					1			1	F			

Tab. 11.1. Tabel cu stările logice corespunzătoare modulației bilogice și trilogice

Efectuând calculele, se obține:

$$\begin{aligned} y_a &= \frac{1}{2}(x_a - x_b) \\ y_b &= \frac{1}{2}(x_b - x_c) \\ y_c &= \frac{1}{2}(x_c - x_a) \end{aligned} \quad (11.16)$$

Aceste relații arată că y_a , y_b , y_c se obțin simplu, din x_a , x_b , x_c , prin diferențe și multiplicare.

Celor 6 valori proprii ale vectorului \underline{y} , le corespund 6 poziții ale fazorului spațial și al curenților de fază (fig. 11.11).

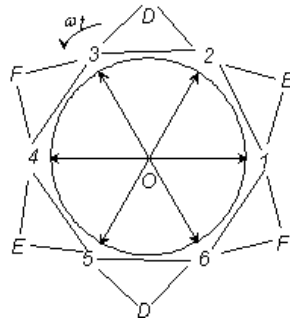


Fig. 11.11. Locul geometric al vârfului fazorului spațial al curenților din secundarul transformatorului și stările nule alăturate, la modulația trilogică

$$\underline{i} = \frac{2}{3}(I_a + a \cdot I_b + a^2 \cdot I_c); \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

În construirea pozițiilor fazorului spațial, s-a luat curentul I_d având direcția perpendiculară pe diametrul 1 - 4.

Se denumește comutație simplă, operația de intrare în conducție a unui element de pe o parte a redresorului și blocarea celui care era în conducție pe aceeași parte.

Se numesc stări alăturate, acele stări între care se poate trece printr-o comutație simplă. Având în vedere definițiile de mai sus, se constată că:

- fiecare stare proprie are alte două stări proprii alăturate;
- fiecare stare proprie are, ca stări alăturate, și două stări nule; spre exemplu, starea proprie 1, are alăturate, stările nule E și F, starea proprie 2, are alăturate, stările nule D și E, ș.a.m.d.;
- oricare dintre stările nule D, E și F este alăturată la două stări proprii.

Dacă se parcurg numai stările proprii, cu viteză constantă, ceea ce înseamnă trecerea de la o stare la alta cu frecvența de tact egală cu de 6 ori frecvența tensiunii de alimentare, se obține forma de undă a curentului de fază i_a , din fig. 11.12, în care, s-a luat ca origine a timpului comutarea în starea 1. Acest caz corespunde comenzii clasice, fără modulație în durată. Pentru a obține modulație în durată, într-un tact, se face un număr de treceri între stările alăturate anterioare.

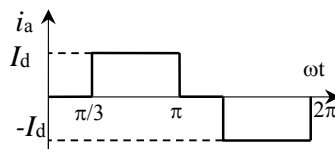


Fig. 9.12. Forma de undă a curentului de fază în cazul comenzii cu undă plină

Algoritmul de trecere presupune parcurgerea unui număr întreg de cicluri de forma:

stare curentă → stare nulă → stare curentă → stare anterioară → stare nulă → stare anterioară → stare curentă și, înainte de trecerea la starea proprie următoare, se mai fac două tranziții: stare nulă → stare curentă.

Considerând două cicluri pentru fiecare stare proprie (subperioadă). secvențele se prezintă în tabelul 11.2.

Se observă că, fiecare subperioadă conține 15 secvențe și, dacă se consideră timpul aferent fiecărei secvențe constant ($T/90$), curentul i_a are forma de undă din figura 11.13. Se obține astfel, o bună modulație, chiar și în cazul parcurgerii secvențelor în mod uniform.

Starea	Secvențele corespunzătoare
I	1 F 1 6 F 6 1 F 1 6 F 6 1 F 1
II	2 E 2 1 E 1 2 E 2 1 E 1 2 E 2
III	3 D 3 2 D 2 3 D 3 2 D 2 3 D 3
IV	4 F 4 3 F 3 4 F 4 3 F 3 4 F 4
V	5 E 5 4 E 4 5 E 5 4 E 4 5 E 5
VI	6 D 6 5 D 5 6 D 6 5 D 5 6 D 6

Tab.11.2. Secvențele corespunzătoare modulației trilogice

Performanțe superioare se obțin dacă semnalele x_a , x_b , x_c se determină din modulația bilogică sinusoidală (fig. 11.14). De remarcat că, ținând seama de relația (11.13), forma de undă a curentului de fază i_a este aceeași cu a lui y_a .

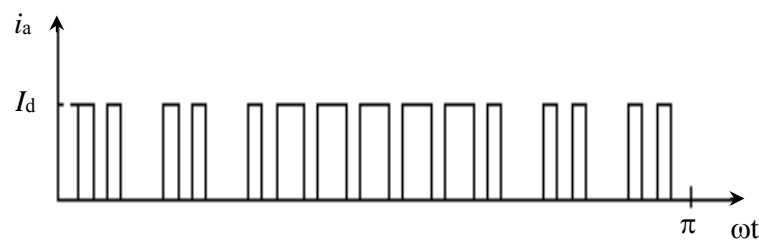


Fig.11.13. Forma de undă a curentului de fază, pe o semiperioadă, în cazul modulației trilogice, cu parcurgerea uniformă a fazelor

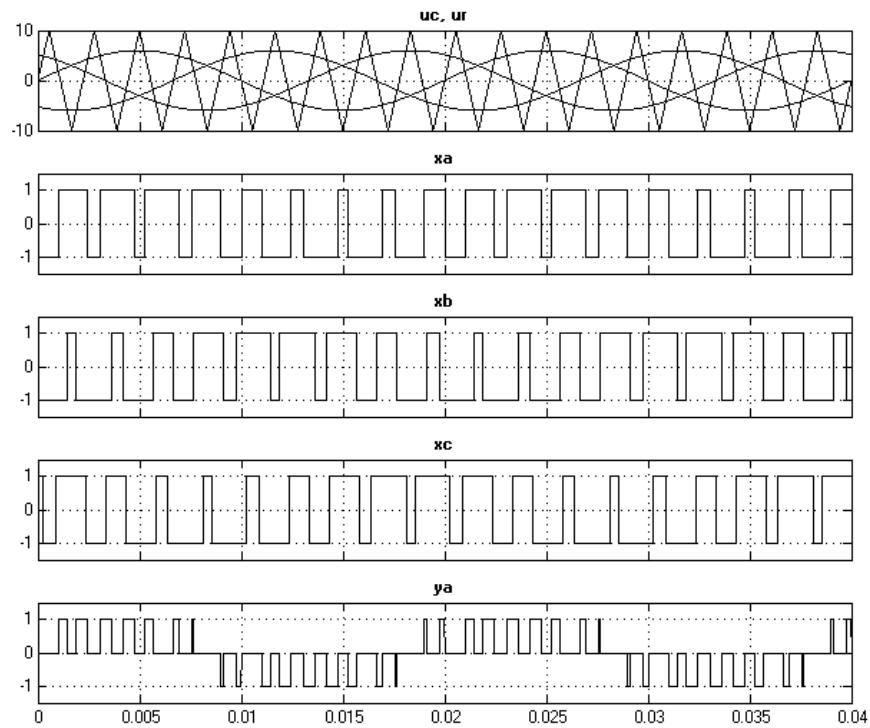


Fig. 11.14. Principiul modulației sinusoidale trilogice pentru redresorul trifazat în punte

Tensiunea redresată (fig. 11.15) este periodică, de perioadă $\pi/3$ și conține pulsuri de o singură polaritate. Este semnificativ că, pulsațiile maxime sunt egale cu amplitudinea tensiunii de linie, ca și la redresorul comandat în fază, dar, frecvența de comutație fiind mare, pulsațiile curentului vor fi mai reduse și, de asemenea, necesitățile de filtrare.

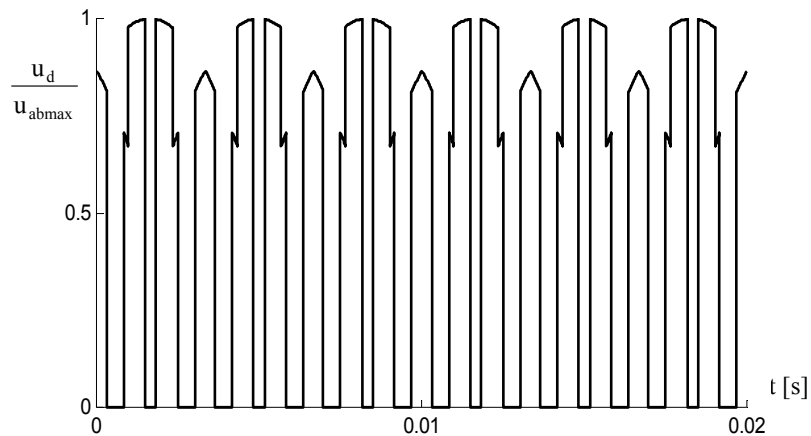


Fig. 11.15. Forma de undă a tensiunii redresate, în cazul modulației sinusoidale trilogice, pentru redresorul trifazat în punte

Comanda valorii medii a tensiunii redresate, se face prin reglarea amplitudinii tensiunii de comandă. Pentru funcționarea în regim de invertor, se inversează comenzile elementelor de pe aceeași fază.

11.2.2.5. Concluzii

Redresoarele cu comutație naturală, comandate în fază, prezintă două dezavantaje majore:

- factorul de putere este inductiv, dependent de unghiul de comandă;
- curentul absorbit are un conținut important de armonici superioare.

Redresoarele cu factor de putere unitar sau capacitiv, comandate în fază, nu necesită putere reactivă, respectiv sunt surse de putere reactivă, dar factorul de putere global rămâne subunitar, datorită conținutului important de armonici superioare, al curentului absorbit.

Redresoarele cu comandă PWM, prin reducerea semnificativă a factorului total de distorsiune a curentului, prezintă un factor de putere global apropiat de unu și constituie soluția de viitor, în special pentru acționările electrice în curent continuu.