

CONVERTOARE STATICE

Suport curs

Inginerie Electrică și Calculatoare

Prof.dr.ing. Mihaela Popescu

CUPRINS

1	NOȚIUNI INTRODUCTIVE	4
	1.1. Locul convertoarelor statice în fluxul energetic	
	1.2. Caracterizarea energiei electrice la ieșirea convertorului static	
	1.3. Clasificarea convertoarelor statice	
2	ELEMENTE SEMICONDUCTOARE DE PUTERE: DIODA ȘI TIRISTORUL	16
	2.1. Introducere	
	2.2. Dioda	
	2.3. Tiristorul	
	2.4. Tiristorul cu blocare pe poartă (GTO)	
	2.5. Tranzistoare bipolare de putere (BPT)	
	2.6. Tranzistoare cu efect de câmp, de putere (MOSFET de putere)	
	2.7. Tranzistoare bipolare cu bază izolată IGBT	
	2.8. Tiristoare cu inducție statică SITH	
3	ALEGEREA ȘI VERIFICAREA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE	38
	3.1. Pierderile în elementele semiconductoare de putere	
	3.2. Alegerea elementelor semiconductoare de putere	
4	PROTECȚIA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE	50
	4.1. Protecția tiristoarelor la supratensiuni de comutație	
	4.2. Protecția convertoarelor statice conectate la rețeaua de c.a.	
	4.3. Protecția tiristoarelor la scurtcircuit	
5	CONVERTOARE STATICE C.A. – C.C. (REDRESOARE)	97
	5.1. Introducere	
	5.2. Principiul și teoria generală a redresoarelor comandate în fază	
	5.3. Regimul de curent întrerupt	
	5.4. Dimensionarea inductivității de filtrare	
	5.5. Scheme de bază ale redresoarelor comandate	
	5.6. Redresoare bidirecționale	
	5.7. Comanda redresoarelor cu comutație naturală	
6	VARIATOARE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ	141

6.1. Principiu	
6.2. Variatoare monofazate	
6.2.1. Principiul, schema de principiu	
6.2. 2. Cazul unei sarcini rezistive	
6.2.3. Cazul unei sarcini pur inductive	
6.2.4. Cazul unei sarcini rezistiv – inductive	
6.2.5. Mărimi caracteristice	
6.3. Variatoare trifazate	
7 CICLOCONVERTOARE	156
7.1. Principiul și schema de principiu	
7.2. Comanda cicloconvertoarelor	
7.3. Studiu de caz – cicloconvertor realizat cu redresoare cu 3 pulsuri	
7.4. Comanda în fază a convertoarelor statice c.a.-c.a. cu comutație naturală	
8 VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ	165
8.1. Variatorul de tensiune continuă coborâtor	
8.1.1. Principiul și schema de principiu	
8.1.2. Caracteristicile în regim de curent neîntrerupt	
8.1.3. Expresia curentului prin sarcină	
8.1.4. Limita zonei de curent întrerupt	
8.1.5. Regimul de curent întrerupt	
8.1.5.1. Apariția regimului de curent întrerupt	
8.1.5.2. Caracteristicile externe și de comandă în regim de curent întrerupt	
8.1.6. Elemente de dimensionare a inductivității de filtrare	
8.1.6.1. Calculul inductivității necesare pentru limitarea pulsațiilor	
8. 1.6.2. Calculul inductivității necesare pentru evitarea funcționării VTC în regim de curent întrerupt	
8.1.7. Scheme practice de VTC coborâtor	
8.1.7.1. VTC cu tranzistor IGBT	
8.1.7.2. VTC cu tiristoare și blocare prin polarizare inversă (VTC-U)	
8.1.7.3. VTC cu tiristoare și stingere prin devierea curentului (VTC-I)	
8.1.7.4. Alte topologii de VTC-U și VTC-I	
8.2. Variatorul de tensiune continuă coborâtor	
8.2.1. Schema de principiu, comanda, funcționarea	
8.2.2. Funcționarea în regim de curent neîntrerupt	
8.2.3. Limita zonei de curent întrerupt	
8.2.4. Caracteristicile în regim de curent întrerupt	

8.2.5 Comanda	
8.3. Variator de tensiune continuă în patru cadrane	
9 Convertoare statice indirecte de tensiune și frecvență	213
9.1. Principiul și schema de principiu	
9.2. Invertoare monofazate cu modulație în amplitudine	
9.2.1. Principiul, schema de principiu	
9.2.2. Invertorul monofazat cu punct median	
9.2.3. Invertorul monofazat în punte	
9.3. Invertoare trifazate de tensiune cu modulație în amplitudine	
9.3.1. Schema de principiu, comanda, forme de undă	
9.3.2. Mărimi caracteristice	
9.3.3. Analiza armonică a tensiunii de linie	
9.3.4. Structura blocului de comandă	
9.4. Invertoare trifazate de curent cu modulație în amplitudine	
9.4.1. Schema de principiu, comanda, forme de undă	
9.4.2. Mărimi caracteristice	
9.4.3. Structura blocului de comandă	
9.5. Convertoare statice de tensiune și frecvență cu modulație în durată	
9.5.1. Introducere	
9.5.2. Modulația sinusoidală	
9.5.3. Invertor de tensiune cu modulație sinusoidală	
9.5.4. Invertor de tensiune cu modulație trapezoidală	
9.5.5. Modulația în frecvență	
9.5.6. Modulația vectorială	
9.5.7. Strategii de modulare în buclă închisă	

1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

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).

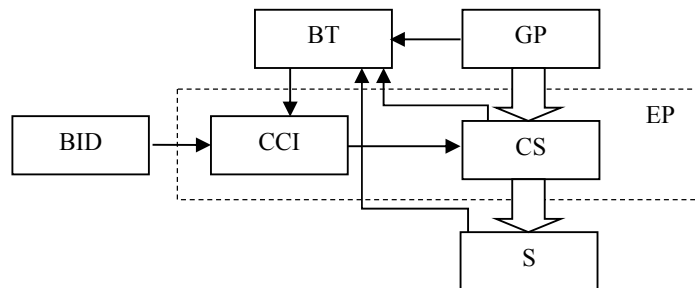


Fig 1.1. Explicativă privind locul CS în fluxul energetic

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:

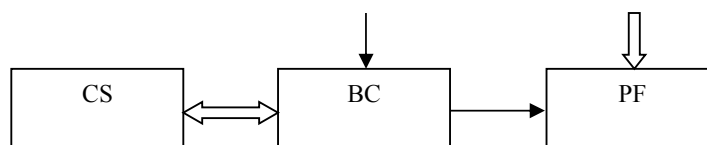
- chei;
- butoane;
- tastatură;
- cititoare de informație (unitate de disc optic)

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 modificarea 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.

1. Energia de curent continuu

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

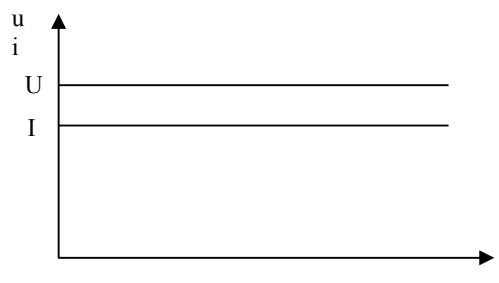


Fig.1.3. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează sursa clasică

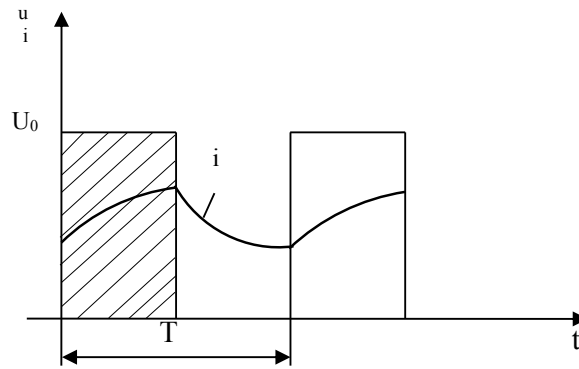


Fig 1.4. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează convertoarele statice

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.

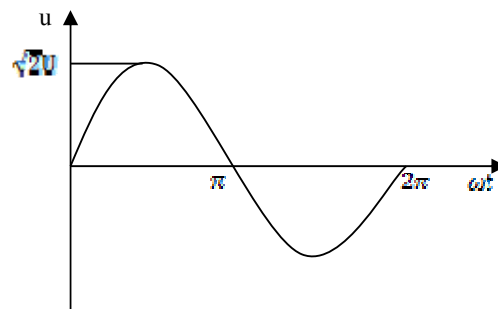


Fig 1.5. Forma de undă a tensiunii ce caracterizează sursa clasică

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).

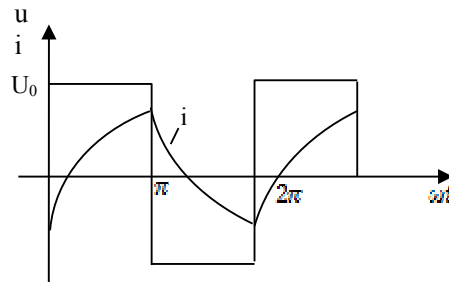


Fig 1.6. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează convertoarele statice

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.

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

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

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

φ_k - faza inițială a armonicii de ordinul k

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

Valoarea efectivă (totală sau globală) se definește astfel:

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

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

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

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

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

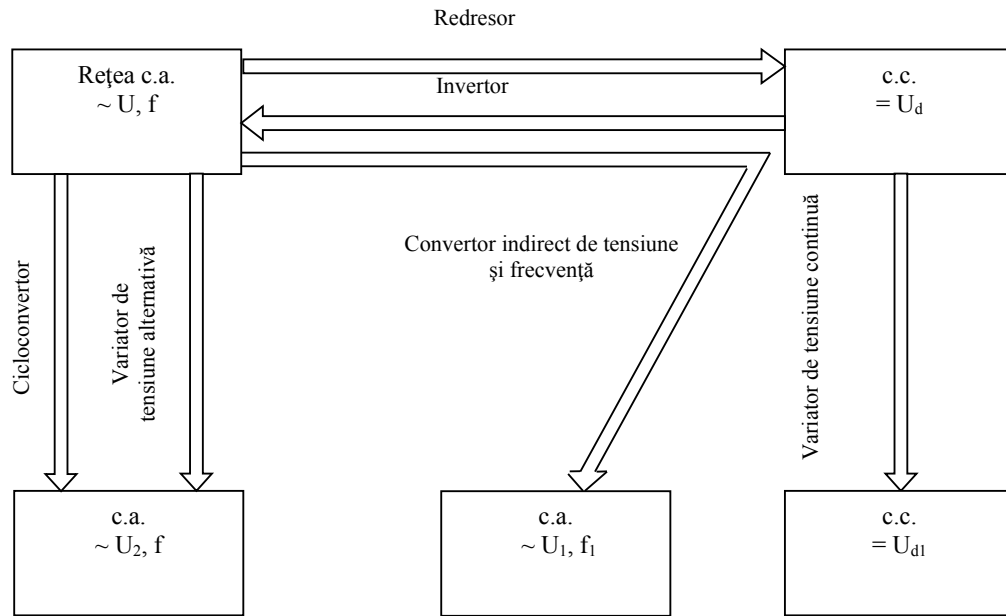
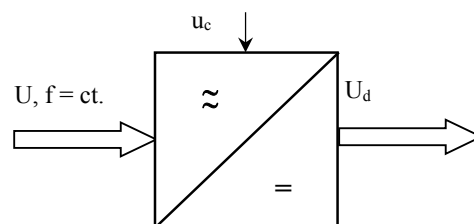


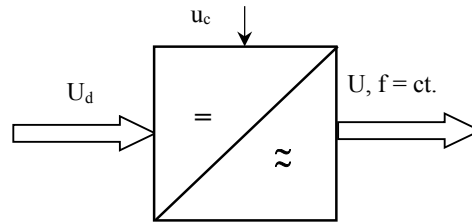
Fig.1.7 Fluxul de energie în funcție de diferitele tipuri de convertoare statice

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

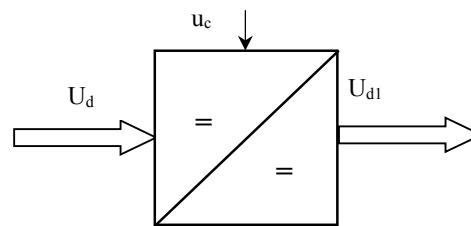
1. Convertoare statice c.a. \rightarrow c.c. sau *redresoare*, care realizează conversia energiei de c.a. în energie de c.c., iar prin comandă se poate regla valoarea medie a tensiunii redresate (de ieșire).



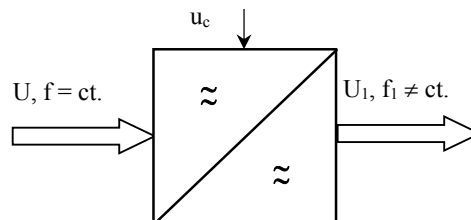
2. Convertoare statice c.c. \rightarrow c.a. sau *invertoare*, care realizează conversia energiei de c.c. în energie de c.a., iar prin comandă se poate regla frecvența tensiunii de ieșire și eventual, valoarea efectivă a acesteia.



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 parametrii 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 acesteia 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 acesteia.

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. \rightarrow 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. \rightarrow c.c. \rightarrow 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).

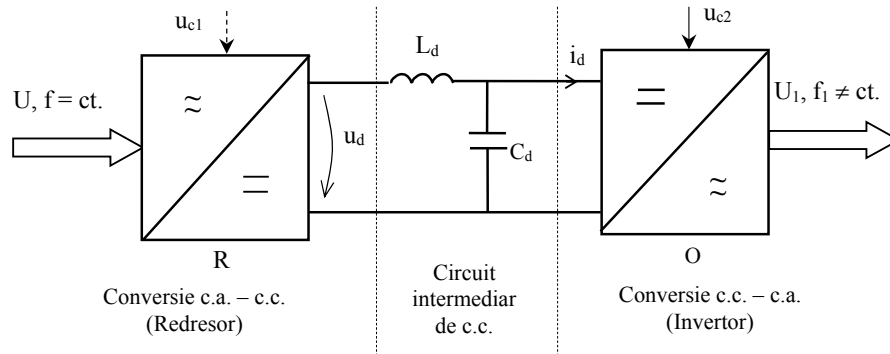


Fig.1.8. Schema de principiu a convertorului static de tensiune și frecvență indirect

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 invertorului, 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 invertorului.

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.

$$p_T = u_T \cdot i_T \quad (1.11)$$
$$W_T = \int_{t_0}^t p_T dt$$

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 trebuiesc 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

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.

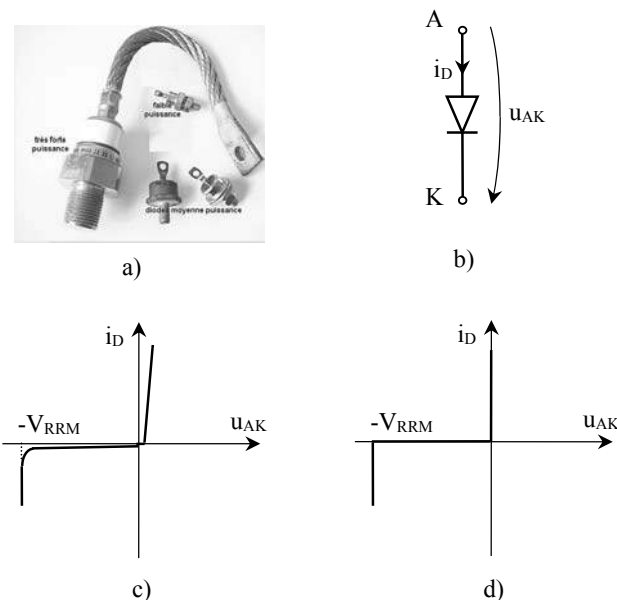


Fig. 2.1 Dioda: a) detalii constructive, b) simbol, c) caracteristica curent – tensiune, reală, d) caracteristica curent - tensiune ideală

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 timpi de comutare relativ mari, curenți de până la câțiva kiloamperi și tensiuni inverse de ordinul kilovolților.

2. Elemente semiconductoare de putere

2. Diode Schottky, caracterizate printr-o cădere de tensiune în sens direct mică, ($\sim 0.3V$) și tensiuni inverse de 50 - 100V.

3. Diode 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 .

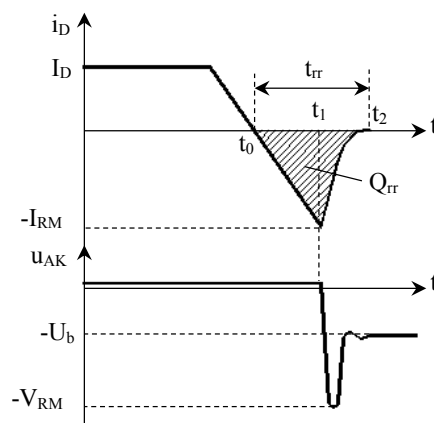


Fig. 2.2 Variația curentului prin diodă și a tensiunii pe diodă în timpul blocării

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.

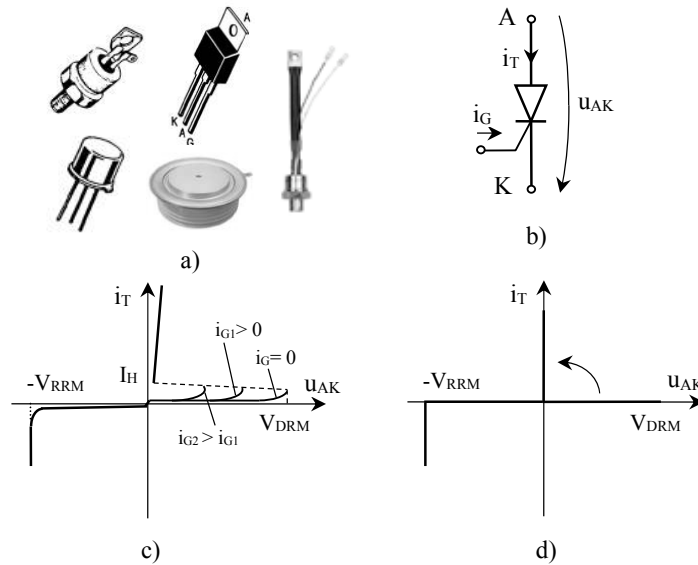


Fig. 2.3 Tiristorul: a) tipuri constructive ; b) simbol ; c) caracteristica curent – tensiune reală; d) caracteristica curent – tensiune ideală.

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 *time 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.

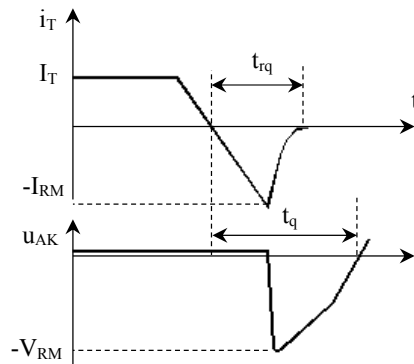


Fig 2.4 Variațiile curentului prin tiristor și a tensiunii la bornele sale, în timpul blocării

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.

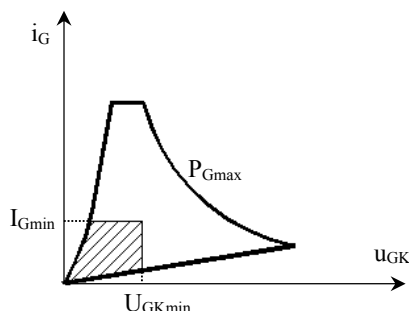


Fig. 2.5 Caracteristica de comandă a unui tiristor

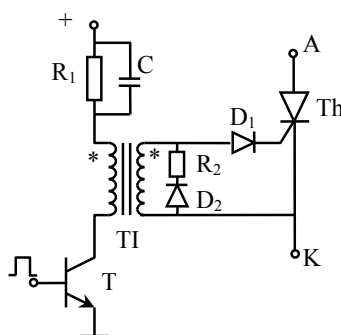


Fig. 2.6 Schema de comandă a unui tiristor prin transformator de impuls

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 reapplycate 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 .

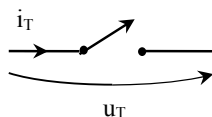


Fig. 2.7 Simbolul general al unui element semiconductor complet comandat

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

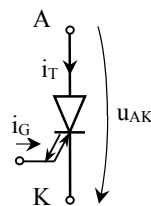
Asimilat în literatura din țara noastră prin abrevierea numelui în limba engleză (GTO: Gate-Turn-Off Thyristor), tiristorul cu blocare pe poartă (fig. 2.8) este un dispozitiv cu structură pnpn, care poate fi amorsat la fel ca și tiristorul, respectiv, prin injectarea unui curent pozitiv în circuitul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

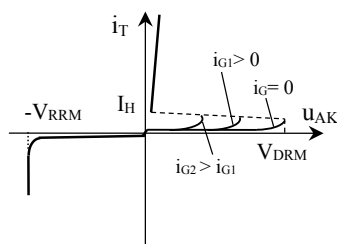
- diminuarea numărului componentelor electronice de putere;
- reducerea gabaritului;
- creșterea fiabilității;
- diminuarea costurilor.



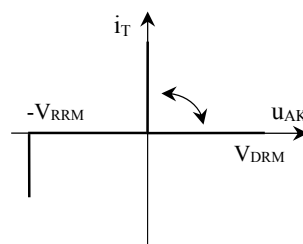
a)



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,

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

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 1 A/μs și 30 A/μs.

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.

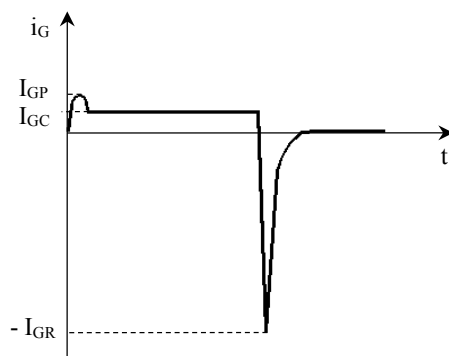


Fig 2.9 Variația curentului prin circuitul grilă – catod, al unui GTO într-un ciclu de funcționare

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.

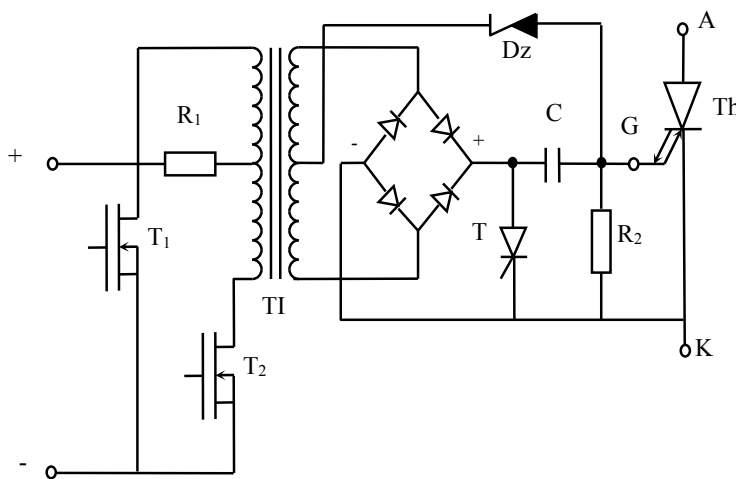


Fig. 2.10 Schema de comandă a GTO cu transformator de impuls

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.

2.5. Tranzistoare bipolare de putere (BPT)

2.5.1. Caracteristici

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

Caracteristicile curent – tensiune (fig. 2.11.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).

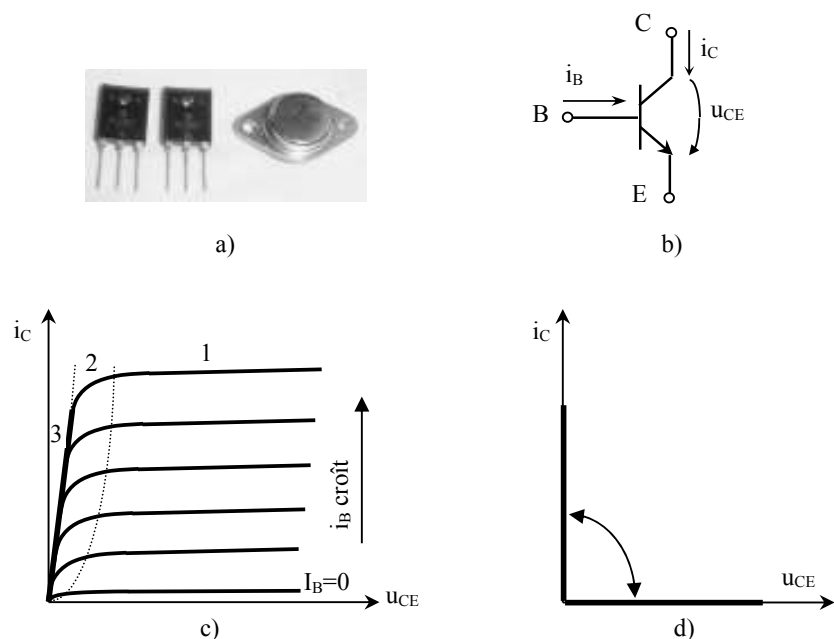


Fig.2.11 Tranzistorul bipolar de putere: a) detalii constructive ; b) simbol; c) caracteristica curent - tensiune (de ieșire) reală; d) caracteristica curent - tensiune (de ieșire) ideală.

Curentul de bază necesar este :

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

(2.2)

Se subliniază că, spre deosebire de tiristoare, curentul de bază trebuie menținut pe toată durata conducerii, 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. 2.12).

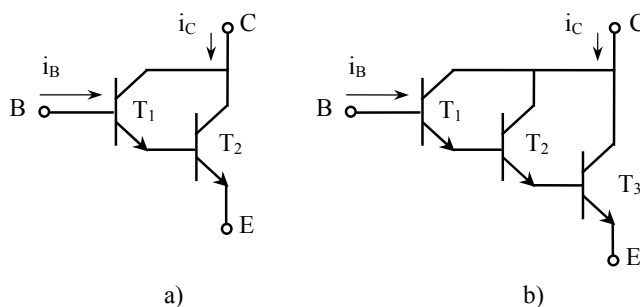


Fig. 2.12 Tranzistoare în montaj Darlington: a) dublu; b) triplu

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.

2.5.2. 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 – 3μs ($I_B \approx 2I_{Bsat}$), (fig 2.13);
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.

2. Elemente semiconductoare de putere

O comandă care răspunde acestor exigențe este ilustrată în fig. 2.14. Dioda D_1 are rolul de a limita suprasaturarea tranzistorului limitând curentul de bază la valori de maxim $2I_{Bsat}$ în regim tranzitoriu și la I_{Bsat} 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 $U_{CE} \geq U_{BE}$

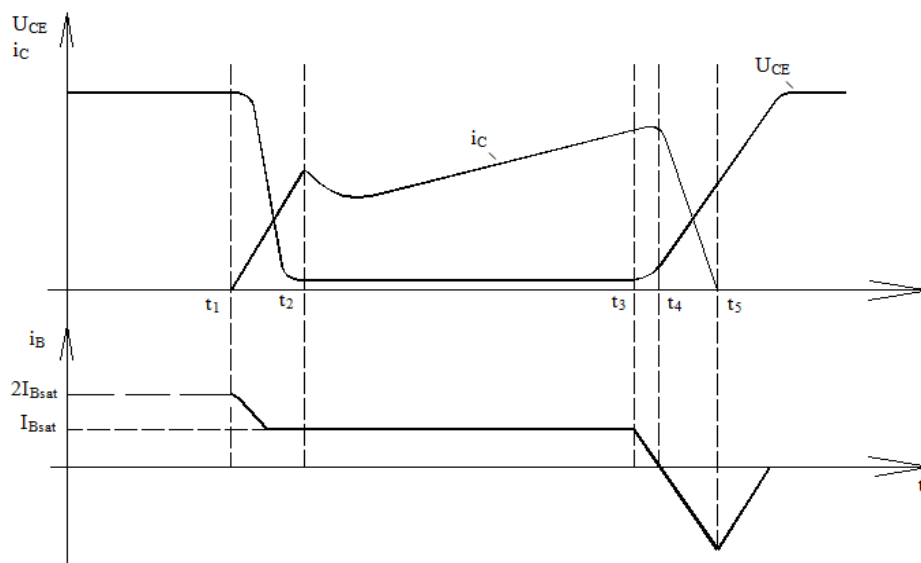


Fig. 2.13 Formele de undă, la comanda corectă a unui tranzistor de putere

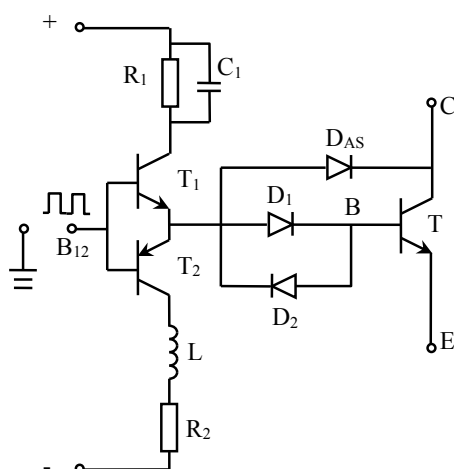


Fig. 2.14 Comanda tranzistoarelor de putere, cu fortarea blocării și diode antisaturație

Adaptarea curentului de bază la valoarea curentului de sarcină, astfel încât tranzistorul să nu se suprasatureze, se explică scriind expresia tensiunii de polarizează 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.

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

2.6.1. 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.

2.6.2. 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. 2.15.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.

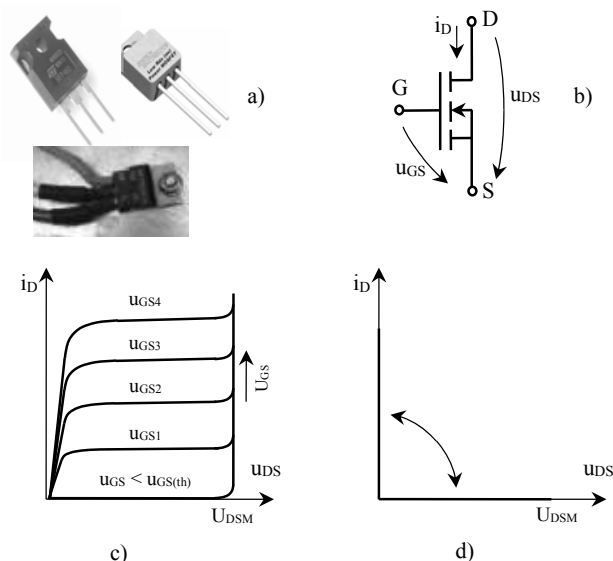


Fig. 2.15 Tranzistorul **MOSFET** cu canal **N**: *a) detalii constructive ; b) simbol; c) caracteristica curent - tensiune (de ieșire) reală; d) caracteristica curent - tensiune (de ieșire) ideală.*

2.6.3. Caracteristici

Caracteristicile de ieșire, curent de drenă în funcție de tensiunea drenă-sursă, cu tensiunea grilă-sursă ca parametru, sunt arătate în fig. 2.15.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:

$$r_{DS(on)} = k \cdot U_{DSM}^{2.5 \dots 2.7}, \quad (2.3)$$

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.

2.6.4. 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.

2.6.5. 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.

2. Elemente semiconductoare de putere

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. 2.16.

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.

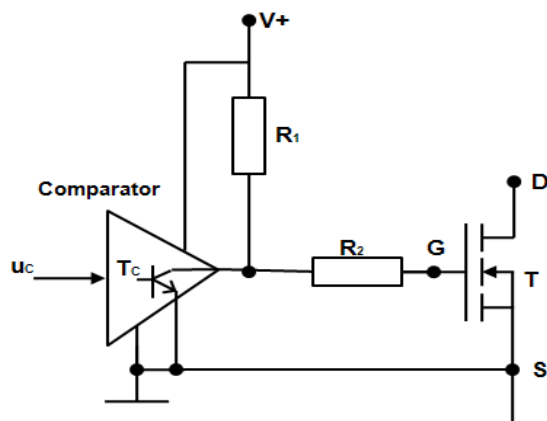


Fig. 2.16 Circuit pentru comanda MOSFET, la frecvențe reduse.

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. 2.17).

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.

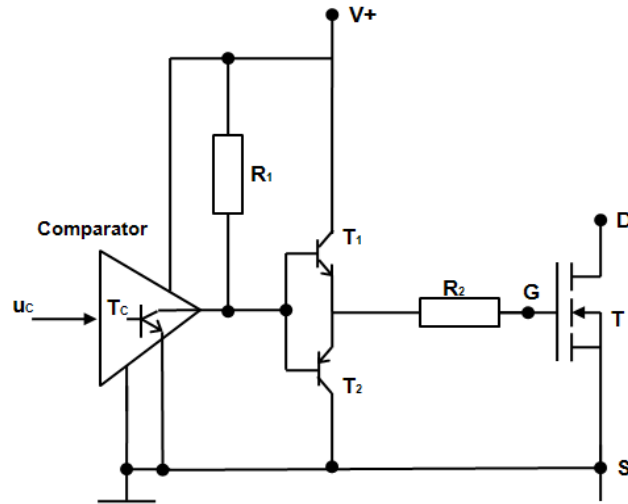


Fig. 2.17 Circuit de comandă a MOSFET pentru reducerea timpului de blocare

Schema poate fi transformată astfel încât să permită aplicarea unei tensiuni negative în circuitul grilă-sursă, pe durata blocării (fig. 2.18).

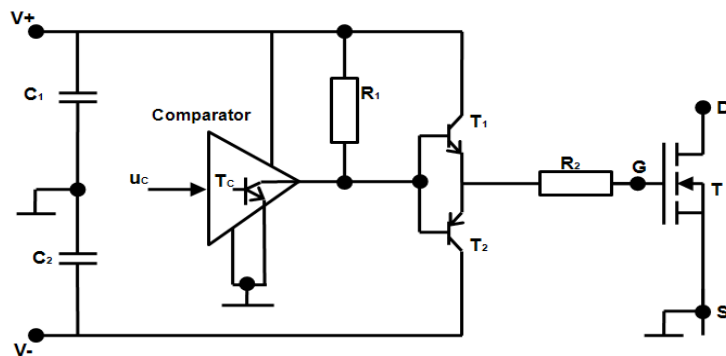


Fig. 2.18 Circuit de comandă a MOSFET, cu polarizarea inversă a circuitului G – S, pe durata blocării

2.7. Tranzistoare bipolare cu bază izolată (IGBT)

2.7.1. 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.

2.7.2. 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 2.19.b.

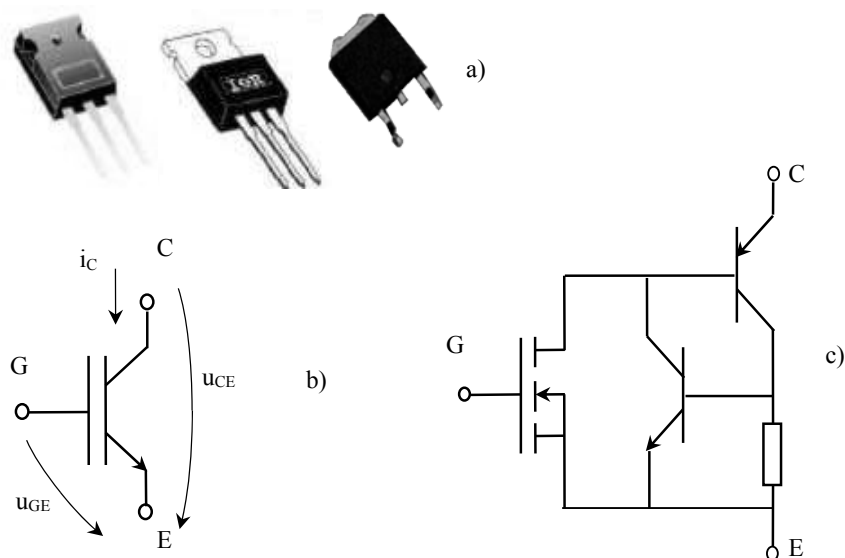


Fig. 2.19 Tranzistorul bipolar cu poartă izolată:
a) detalii constructive; b) simbol ; c) schema echivalentă

2.7.3. 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. 2.20, 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).

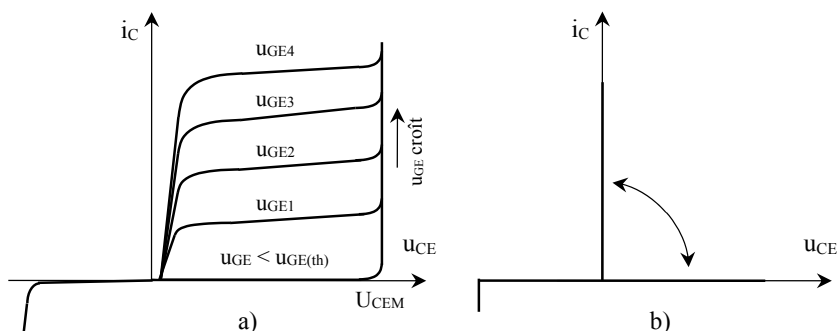


Fig. 2.20 Caracteristicile externe ale IGBT cu canal n :
a) reale; b) ideale.

3.2.1. 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 μ s 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.

2.2.4. 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. 2.21).

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 .

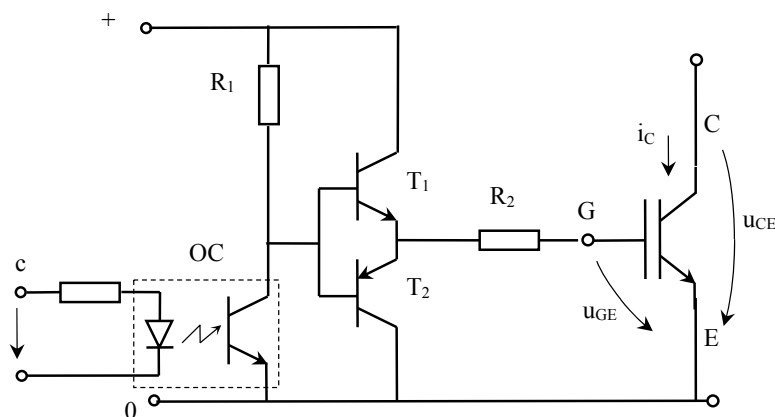


Fig.2.21 Schema de principiu a circuitului de comandă a unui IGBT de putere

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. ALEGEREA ȘI VERIFICAREA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

3.1. Pierderile în elementele semiconductoare de putere

3.1.1. 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:

$$P_t = P_R + P_D + P_T + P_{TT} + P_{RQ} + P_{SQ} + P_G \quad (3.1)$$

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. 3.1), 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,

$$P_T = f(I_{TAV}, \Psi, f_u) \quad (3.2)$$

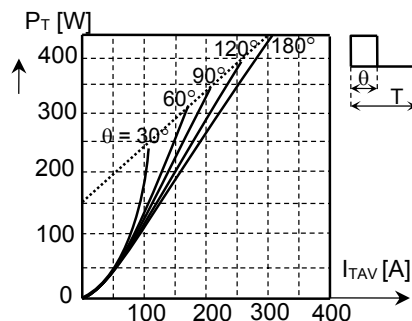


Fig. 3.1 Pierderile în conducție pentru tiristorul N200T03, fabricat de IPRS Băneasa

- analitic, pe baza relației

$$P_T = v_{T0} \cdot I_{TAV} + r_t \cdot I_{TAV}^2 \cdot F^2 \quad (3.3)$$

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;

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. Cataloagele indică grafice reprezentând energia totală pe impuls de curent în funcție de vârful I_{max} al impulsului de curent, și de durata acestuia (fig. 3.2), pentru calculul pierderilor totale prin tiristoarele rapide,

$$W_t = f(I_{max}, \Delta) \quad (3.4)$$

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

$$P_t = W_t \cdot f_c \quad (3.5)$$

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

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

- P_G - pierderi datorate curentului de comandă.

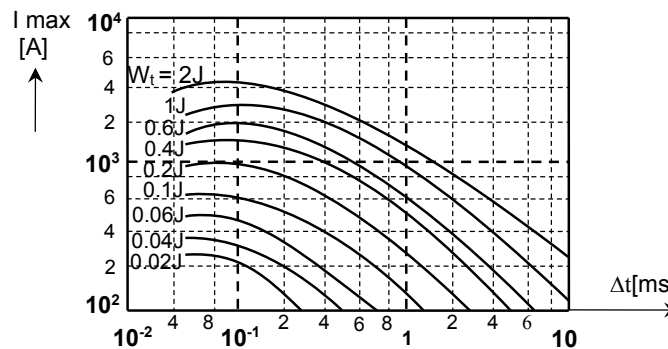


Fig. 3.2 Variația energiei totale pentru impuls sinusoidal de curent, în funcție de amplitudinea și durata acestuia, pentru tiristorul rapid T290F03, fabricat de IPRS Băneasa

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,

$$P_t = 1,1 \cdot P_T. \quad (3.6)$$

3.1.2. Considerații privind pierderile în elementele semiconductoare complet comandate

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. 3.3), 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.

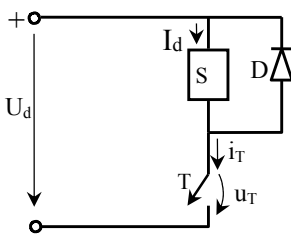


Fig. 3.3. Schema de principiu , pentru evidențierea pierderilor, în elementele semiconductoare complet comandate

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. 3.4a).

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} .

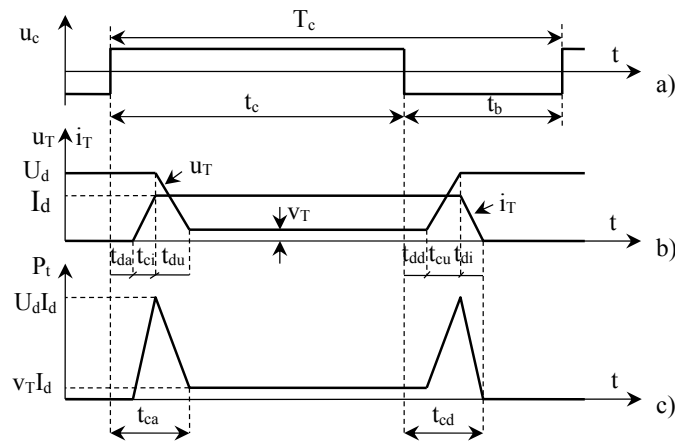


Fig. 3.3. Formele de undă ideale: a) ale semnalului de comandă; b) curentului și tensiunii; c) și pierderilor pentru un ciclu complet de funcționare, a unui element semiconductor complet comandat

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} ,

$$t_{ca} = t_{ci} + t_{sv}. \quad (3.7)$$

Energia corespunzătoare procesului de amorsare (W_a) este aproximativ egală cu aria triunghiului având baza t_{ca} și înălțimea $U_d I_d$, (fig. 3.4c), respectiv,

$$W_a = \frac{1}{2} U_d \cdot I_d \cdot t_{ca}. \quad (3.8)$$

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

$$t_{cd} = t_{cv} + t_{si}. \quad (3.9)$$

Energia disipată în element, în timpul procesului de dezamorsare este

$$W_d = \frac{1}{2} U_d \cdot I_d \cdot t_{cd} \quad (3.10)$$

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,

$$W_T = v_T \cdot I_d \cdot t_c. \quad (3.11)$$

Rezultă astfel, energia totală corespunzătoare unui ciclu de comandă,

$$W_{\Sigma} = \frac{1}{2} U_d \cdot I_d (t_{ca} + t_{cd}) + v_T \cdot I_d \cdot \left(\frac{1}{f} - t_b \right), \quad (3.12)$$

și respectiv, pierderilor totale medii,

$$P_t = W_t \cdot f, \quad (3.13)$$

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. 3.5 – 3.6, se indică câteva grafice, pe baza cărora, se pot calcula componentele energiei disipate, evidențiindu-se următoarele aspecte:

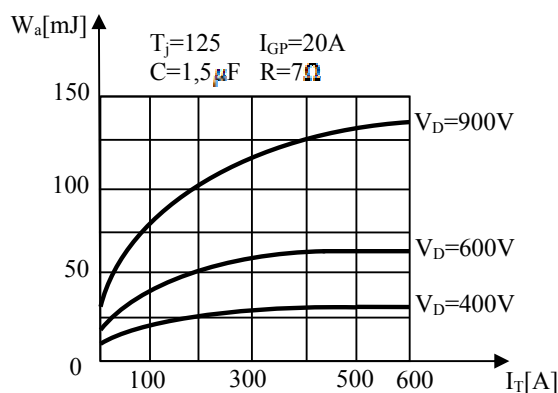


Fig. 3.5. Grafice pentru determinarea energiei pierdute, în timpul amorsării, pentru tiristorul GTO DGT304SE, $I_{TQM} = 700A$, $V_{DRM} = 1300V$

- 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} ;

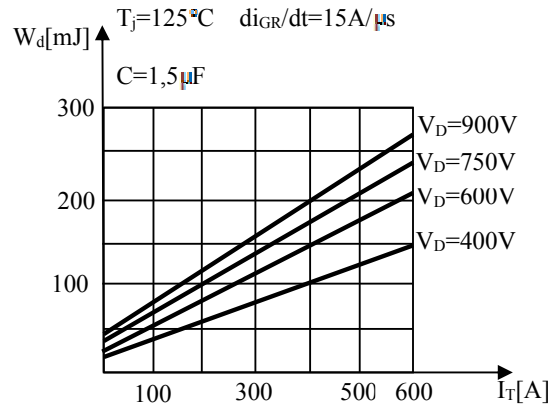


Fig. 3.6. Grafice pentru determinarea energiei pierdute, în timpul dezamorsării, pentru tiristorul GTO DGT304SE, $I_{TQM}=700\text{A}$, $V_{DRM}=1300\text{V}$

- 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.

3.2. 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

2. 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:

$$\begin{aligned}k_{si} \cdot I_{dN} &\leq I_{cat} \\k_{su} \cdot U_b &\leq U_{cat}\end{aligned}\tag{3.14}$$

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.

3.2.1. 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).

3.2.1.1. Verificarea la încălzire în regim staționar

Orice element semiconductor de putere se montează pe un radiator, schema termică echivalentă a ansamblului (fig. 3.7), evidențiind mărimile:

T_j - temperatura joncțiunii;

T_c - temperatura capsulei;

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.

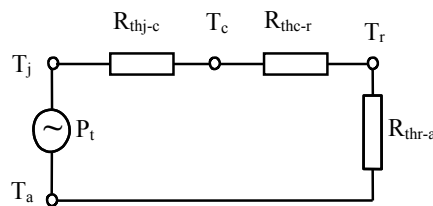


Fig.3.7 Schema termică echivalentă în regim staționar, a circuitului de răcire al unui element semiconductor de putere

Unele firme indică direct rezistența termică capsulă - mediu ambiant, caracteristică unui radiator. Observând (fig. 3.7) că toate rezistențele termice sunt conectate în serie, temperatura joncțiunii este dată de:

$$T_j - T_a = P_t (R_{thj-c} + R_{thc-r} + R_{thr-a}) \quad (3.15)$$

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)

$$T_j < T_{jadm} \quad (3.16)$$

b) Pentru calculul valorii maxime a rezistenței termice radiator-ambiant și, pe această bază, se alege sau se dimensionează radiatorul, respectiv, punând condiția (3.16) în (3.15) se obține:

$$R_{thr-a} < \frac{T_{jadm} - T_a}{P_t} - R_{thj-c} - R_{thc-r} \quad (3.17)$$

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 (3.17), 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-mbiant calculată, și de condițiile de răcire.

3.2.1.2. Verificarea la încălzire în regim intermitent

3.2.1.2.1. 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. 3.8), la apariția unei suprasarcini, temperatura joncțiunii crește aproximativ exponențial.

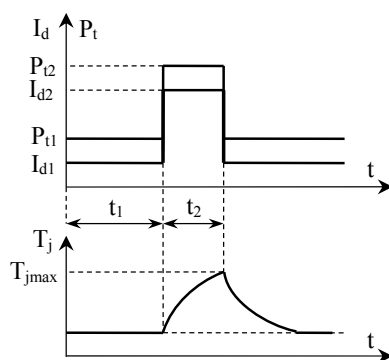


Figure 3.8. Variația temperaturii joncțiunii, la o variație treaptă a curentului printr-un tiristor

Semnificațiile mărimilor ce intervin în fig. 3.8 sunt:

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

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. 3.7) 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. 3.9, 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:

$$T_j = T_a + P_{tm} \cdot R_{thj-a} + (P_{t2} - P_{tm}) \cdot (Z_{thj-c} + R_{thc-r} + Z_{thr-a}) \quad (3.18) \quad \text{în}$$

care P_{tm} este media pierderilor,

$$P_{tm} = \frac{P_{t1} \cdot t_1 + P_{t2} \cdot t_2}{t_1 + t_2}, \quad (3.19)$$

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

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

$$Z_{thc-a} = R_{thc-r} + Z_{thr-a} \quad (3.20)$$

Evident, valoarea maximă a temperaturii joncțiunii se obține la momentul t_2 deci, înlocuind în relația (3.18) valorile impedanțelor corespunzătoare timpului t_2 .

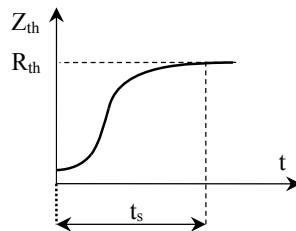


Fig. 3.9 Variația unei impedanțe termice, în funcție de timp

Elementul semiconductor este verificat la încălzire în regim intermitent dacă:

$$T_{jmax} = T_j(t_2) \leq T_{jadm} \quad (3.21)$$

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:

$$T_{j\max} = T_{c\max} + P_{tm} \cdot R_{thj-c} + (P_{t2} - P_{tm})Z_{thj-c} \quad (3.22)$$

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

Obs. Impedanța termică tranzitorie (fig. 3.9) 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 (3.14) 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} .

3.2.1.2.2. Cazul mai multor pulsuri dreptunghiulare

Dacă, prin elementul semiconductor, curentul este o succesiune de pulsuri dreptunghiulare, și pierderile aferente variază similar (fig. 3.10.a). Cu notațiile din fig. 3.10.a temperatura joncțiunii elementului se obține cu relația:

$$T_j = T_a + P_1(Z_{t2} - Z_{t1}) + P_2(Z_{t4} - Z_{t3}) + P_3(Z_{t6} - Z_{t5}) + \dots \quad (3.23)$$

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

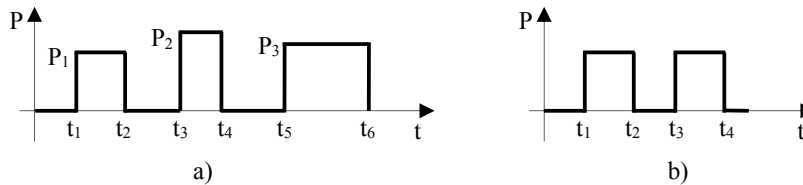


Fig. 3.10 Variația, în timp, a pierderilor printr-un element semiconductor parcurs de un tren de pulsuri dreptunghiulare, de curent: a) oarecare; b) periodice și de amplitudini egale

În plus, dacă pulsurile au amplitudini egale și sunt periodice (fig. 3.10.b), temperatura joncțiunii se poate calcula, acoperitor, considerând creșterea temperaturii datorată numai ultimelor două pulsuri, respectiv:

$$T_j = T_a + P_{tm} (R_{thj-a} - Z_{t4}) + P(Z_{t2} - Z_{t1}) + P(Z_{t4} - Z_{t3}) + \dots \quad (3.24)$$

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

4. PROTECȚIA ELEMENTELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE

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).

4.1. Protecția tiristoarelor la supratensiuni de comutație

Indiferent de convertorul în care se utilizează, tiristoarele sunt solicitate 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. 4.1).

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. 4.2), evidențiază inductivitatea de comutație L_k .

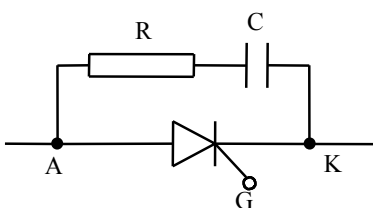


Fig. 4.1. Montarea circuitului de protecție a tiristoarelor la supratensiuni de comutație

4.1.1. 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. 4.2.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:

$$i_c(t_{0+}) = I_{RR}; \quad u_c(t_{0+}) = 0; \quad (4.1)$$

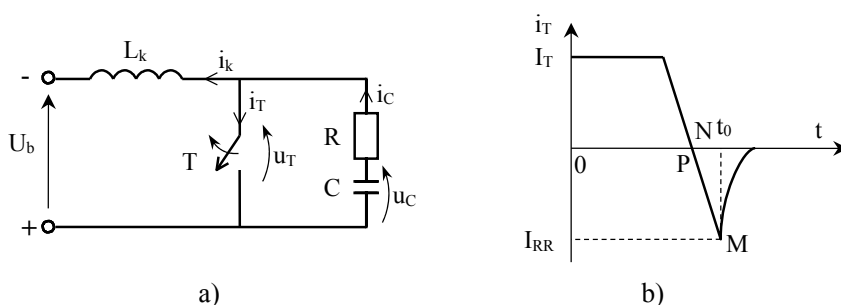


Fig. 4.2. a) Schema echivalentă la blocarea unui tiristor ; b) variația curentului prin tiristor, în timpul blocării

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

$$L_k \frac{di_C}{dt} + Ri_C + u_C = U_b \quad (4.2)$$

și ținând seama de expresia tensiunii pe condensator,

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

se obține ecuația:

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + 2\omega_0 \xi \frac{du_C}{dt} + \omega_0^2 u_C = \omega_0^2 U_b \quad (4.3)$$

în care s-au evidențiat:

- pulsația proprie:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_k C} ;$$

- factorul de amortizare:

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

Ecuția caracteristică a ecuației diferențiale omogene (4.3) are rădăcinile:

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

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 :

$$u_C = e^{-\alpha t} (C_1 \cos \beta t + C_2 \sin \beta t) + U_b \quad (4.4)$$

iar din condițiile inițiale (4.1), 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:

$$U_T = U_b \left\{ 1 + e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{C_2}{U_b} - \frac{RC\alpha C_2}{U_b} + RC\beta \right) \sin \beta t + \left(RC\beta \frac{C_2}{U_b} + RC\alpha - 1 \right) \cos \beta t \right] \right\} \quad (4.5)$$

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:

$$u_T = 1 + e^{-\alpha t} \left[\frac{r/2\xi + \xi - r\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\beta t + (r-1)\cos\beta t \right] \quad (4.6)$$

iar panta de variație:

$$\frac{du_T}{dt} = \beta e^{-\alpha t} \left[\frac{2r\xi^2 - 2\xi - 3r/2 + 1}{1-\xi^2} \sin\beta t + \frac{r/2\xi + 2\xi - 2r\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \cos\beta t \right] \quad (4.7)$$

Maximul tensiunii la care este solicitat tiristorul este:

$$u_{TM} = 1 + e^{\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \beta \tau_m} \sqrt{\left(\frac{r}{2\xi} \right)^2 - r + 1} \quad (4.8)$$

și se obține pentru:

$$\operatorname{tg}\beta t_m = \left(\frac{2\xi\sqrt{1-\xi^2}(r/2\xi + 2\xi - 2r\xi)}{2r\xi^2 - 2\xi - 3r/2 + 1} \right) \quad (4.9)$$

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. 4.3), iar la capacitate constantă (fig. 4.4), se evidențiază existența unui optim (minim), în funcție de rezistență.

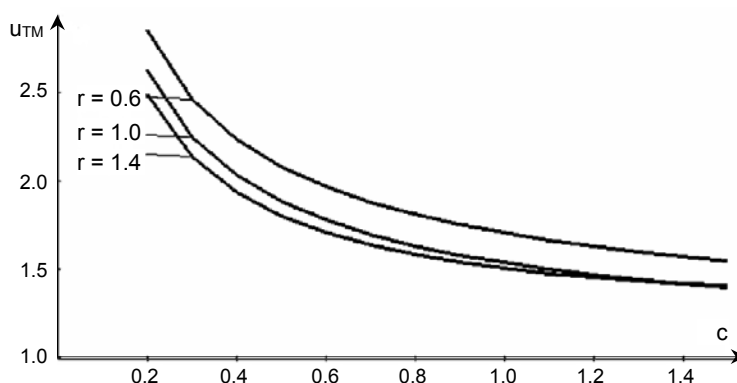


Fig. 4.3. Variația tensiunii maxime pe tiristor, în unități relative, în funcție de capacitatea relativă

Semnificativ este, de asemenea, că la rezistențe relative mai mari decât 1, scăderea tensiunii maxime cu creșterea capacității devine nesemnificativă (fig. 4.3), 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. 4.4).

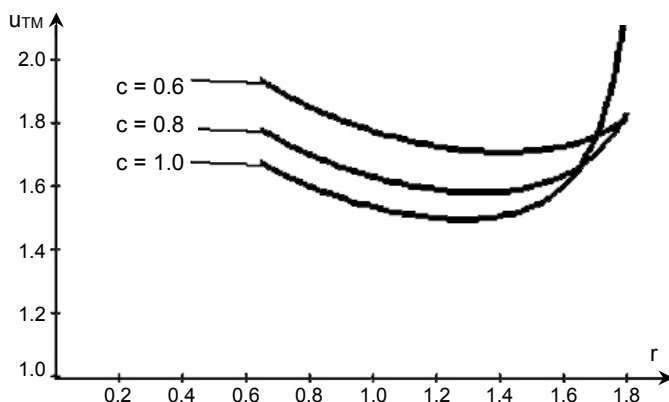


Fig.4.4. Variația tensiunii maxime pe tiristor, în unități relative, în funcție de rezistența relativă

4.1.2. 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 (4.3), dar condițiile inițiale vor fi:

$$i_c(0) = 0;$$

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

iar pentru tensiunea indirectă pe tiristor, se găsește expresia:

$$U_T = U_b \left\{ 1 - 2e^{-\alpha t} \left[\cos \beta t + \left(\frac{\alpha}{\beta} - \frac{RC}{\beta} \right) \sin \beta t \right] \right\}. \quad (4.10)$$

Panta de variație a tensiunii pe tiristor este :

$$\frac{dU_T}{dt} = 2U_b e^{-\alpha t} \left[RC\omega_0^2 \cos \beta t + \frac{\omega_0^2}{\beta} (1 - RC\alpha) \sin \beta t \right], \quad (4.11)$$

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

$$\frac{du_T}{dt} = e^{-\frac{r}{2}\tau} \frac{r}{\xi} \left(2\xi \cos \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi} r\tau + \frac{1-2\xi^2}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi} r\tau \right), \quad (4.12)$$

care are un maxim egal cu :

$$\left(\frac{du_T}{dt} \right)_M = \frac{r}{\xi} e^{-\frac{r}{2}\tau_m}, \quad (4.13)$$

pentru :

$$\operatorname{tg} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{2\xi} r\tau_m = \frac{(1-4\xi^2)\sqrt{1-\xi^2}}{\xi(3-4\xi^2)}. \quad (4.14)$$

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. 4.5 și 4.6) ;

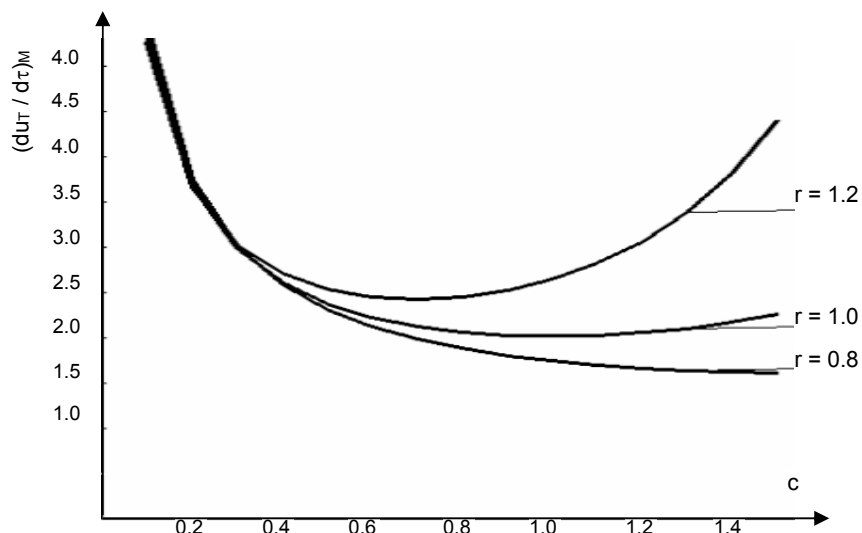


Fig. 4.4. Variația pantei maxime a tensiunii directe, în unități relative, în funcție de capacitatea relativă

- pentru rezistențe mai mici decât valoarea optimă, creșterea pantei maxime este nesemnificativă, iar pentru rezistențe mai mari creșterea este rapidă (fig. 4.6) ;
- 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.

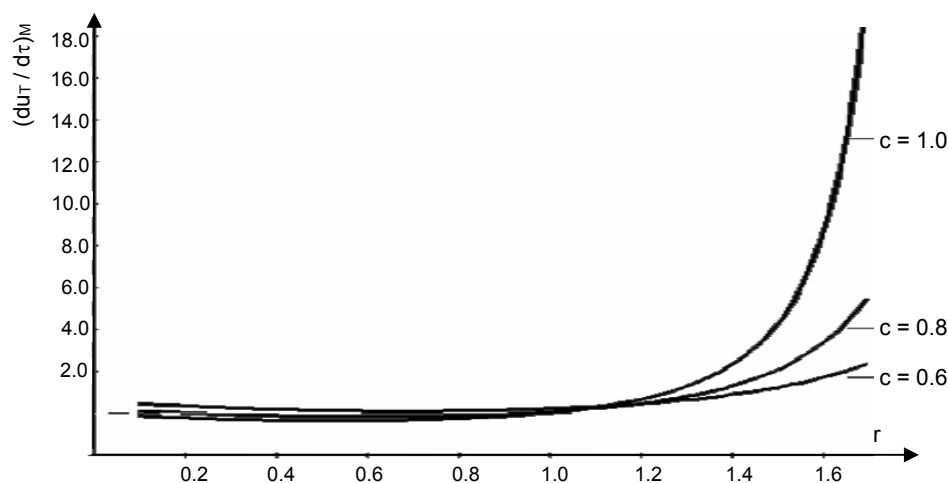


Fig 4.6. Variația pantei maxime a tensiunii directe, în unități relative, în funcție de rezistența relativă

4.1.3. 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. 4.7), parcurgându-se următorul algoritm :

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

$$U_{TM} = \frac{V_{RRM}}{k_s} ; \quad (4.15)$$

- se calculează tensiunea maximă relativă (coeficientul de supratensiune)

$$u_{TM} = \frac{U_{TM}}{U_b} ; \quad (4.16)$$

- din fig 4.7 pentru u_{TM} , de pe curba 1, se determină capacitatea c, iar corespunzător acestuia, de pe curbele 2 și 3, se determină rezistența optimă r_0 și panta maximă de variație a tensiunii $(du/d\tau)$
- se adoptă pentru rezistență o valoare normalizată,

$$R \leq r_0 \frac{U_b}{I_{RR}} ; \quad (4.17)$$

- se adoptă pentru capacitate o valoare normalizată,

$$C \geq c \left(\frac{I_{RR}}{U_b} \right)^2 L_k ; \quad (4.18)$$

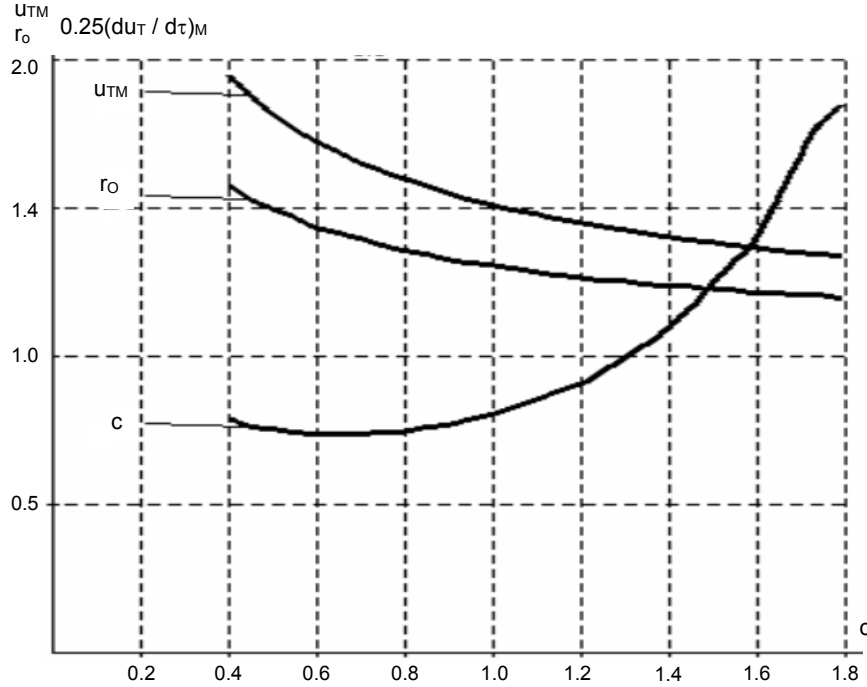


Fig 4.7. Variațiile tensiunii inverse optime, rezistenței optime, și pantei tensiunii directe, în unități relative, în funcție de capacitatea relativă

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

$$\left(\frac{dU_T}{dt} \right)_M = \frac{U_b^2}{L_k I_{RR}} \left(\frac{du_T}{d\tau} \right)_M ; \quad (4.19)$$

și se verifică dacă este inferioară valorii maxime admisibile respectiv,

$$\left(\frac{dU_T}{dt} \right)_M \leq \left(\frac{dU_T}{dt} \right)_{ad} ; \quad (4.20)$$

- 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

4. Protecția elementelor semiconductoare de putere

curentului. Astfel, în fig. 4.2.b, observând că sarcina stocată este aria triunghiului dreptunghic MPN, se obține

$$I_{RR} = \sqrt{2Q_{sq} \left(\frac{di_T}{dt} \right)}. \quad (4.21)$$

Puterea disipată în rezistența R în timpul încărcării condensatorului, poate fi calculată pornind de la ecuația de tensiuni (4.2), care se înmulțește cu i_c și se integrează pe durata de încărcare t_i , obținând :

$$L_k \int_0^{t_i} i_c \frac{d}{dt} i_c dt + R \int_0^{t_i} i_c^2 dt + \int_0^{t_i} u_c i_c dt = U_b \int_0^{t_i} i_c dt. \quad (4.22)$$

Semnificațiile tensiunilor sunt următoarele :

$$U_b \int_0^{t_i} i_c dt = U_b Q = CU_b^2, \quad (4.23)$$

deoarece sarcina înmagazinată în condensator este

$$Q = \int_0^{t_i} i_c dt; \quad (4.24)$$

$$R \int_0^{t_i} i_c^2 dt = W_R, \quad (4.25)$$

reprezintă energia disipată în rezistor ;

$$\int_0^{t_i} u_c i_c dt = \int_0^{t_i} C u_c \frac{du_c}{dt} dt = C \frac{U_b^2}{2} = W_C, \quad (4.26)$$

reprezintă energia înmagazinată în condensator :

$$\int_0^{t_i} i_c \frac{d}{dt} (i_c) dt = \frac{1}{2} \int_{i_c(0)}^{i_c(t_i)} d(i_c^2) = \frac{i_c^2(t_i) - i_c^2(0)}{2} = -\frac{1}{2} I_{RR}^2, \quad (4.27)$$

deoarece,

$$i_c(t_i) = 0.$$

Se obține astfel, energia disipată pe rezistor,

$$W_R = CU_b^2 + \frac{L_k}{2} I_{RR}^2 - C \frac{U_b^2}{2} = C \frac{U_b^2}{2} + \frac{L_k}{2} I_{RR}^2. \quad (4.28)$$

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

$$W_{Rt} = CU_b^2 + \frac{L_k}{2} I_{RR}^2, \quad (4.29)$$

iar puterea medie va fi :

$$P_R = \left(CU_b^2 + \frac{L_k}{2} I_{RR}^2 \right) f_C, \quad (4.30)$$

unde f este frecvența de comandă a tiristorului.

4.2. 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. 4.8). Decuplarea transformatorului este totdeauna precedată de inhibarea impulsurilor de comandă a tiristoarelor, respectiv transformatorul funcționează în gol.

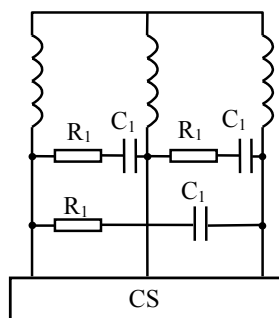


Fig. 4.8 Conectarea grupurilor de protecție a tiristoarelor, la supratensiuni provenite din rețeaua de alimentare

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:

$$W_M = n_f \frac{1}{2} L_m (\sqrt{2} I_{10})^2 = n_f L_m I_{10}^2 \quad (4.31)$$

unde :

n_f - numărul de faze ;

L_m - inductivitatea de magnetizare a transformatorului ;

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

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 (4.31), se obține:

$$W_M = \frac{n_f \cdot U_1 \cdot I_{10}}{\omega} \quad (4.32)$$

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

Puterea aparentă nominală se exprimă:

$$S_N = n_f U_1 I_{1N} \quad (4.33)$$

din care, înlocuind tensiunea în (4.32), se obține:

$$W_m = \frac{S_N I_{10}}{\omega I_{1N}} \quad (4.34)$$

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:

$$\Delta W = \frac{1}{2} n_f C_1 (U_M^2 - U_b^2) \quad (4.35)$$

și egalând-o cu energia înmagazinată în transformator (4.34), se obține:

$$C_1 = \frac{2 S_N i_0}{n_f \omega (U_M^2 - U_b^2)} \quad (4.36)$$

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:

$$C_1 = \frac{2S_N i_0}{n_f \omega (V_{RRM}^2 - U_b^2)} \quad (4.37)$$

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:

$$R_1 \geq \sqrt{\frac{2L_\sigma}{C_1}} \quad (4.38)$$

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

$$P_1 = 2R_1 (\omega C_1 U_s)^2 \quad (4.39)$$

În relațiile (4.38) și (4.39) 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 4.9.

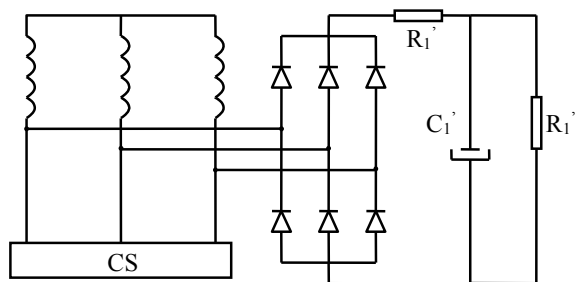


Fig. 4.9 Variantă de protecție a tiristoarelor, la supratensiuni provenite din rețea, pentru convertoare statice de mare putere

Schema prezintă două avantaje principale:

4. Protecția elementelor semiconductoare de putere

- 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 $\frac{3}{2} P_1$.

4.3. Protecția tiristoarelor la scurtcircuit

4.3.1. 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).

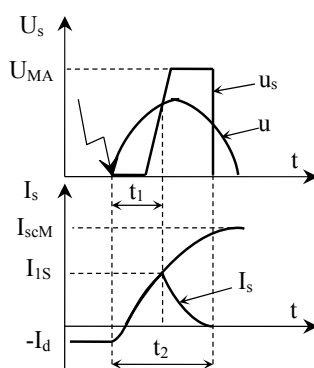


Fig. 4.10 Formele de undă la apariția unui scurtcircuit, la bornele unui redresor monofazat

Anterior acestui moment, curentul prin secundarul transformatorului, și implicit prin siguranță, are valoarea $-I_d$ corespunzătoare alternanței negative la funcționarea în sarcină (fig. 4.10). Dacă circuitul prin care se închide curentul de scurtcircuit se consideră pur inductiv, formele de undă ale tensiunii și curentului sunt arătate în fig. 4.10.

La apariția scurtcircuitului, curentul prin siguranță (i_s) începe să crească (fig. 4.10), 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. 4.10) reprezintă valoarea de vârf a curentului de scurtcircuit, în absența siguranței.

4.3.2. 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. 4.11). Alegerea siguranțelor ultrarapide se face pe baza valorilor efective ale curentului și tensiunii.

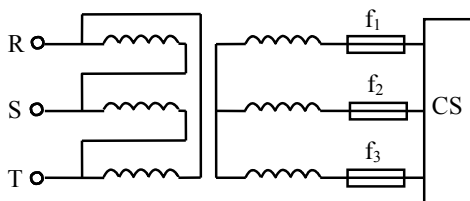


Fig. 4.11 Montarea siguranțelor ultrarapide în secundarul transformatorului de alimentare a unui convertor static

Astfel, trebuie să fie satisfăcute relațiile:

$$\begin{aligned} U_{Ns} &\cong U_{efN} \\ I_{Ns} &\cong I_{efN} \end{aligned} \quad (4.40)$$

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

4.3.3. Verificarea siguranțelor ultrarapide

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

$$(I^2 t)_{s \text{ real}} < (I^2 t)_{Th \text{ real}} \quad (4.41)$$

$$U_{Ma} < V_{RRM} \quad (4.42)$$

$$I_{Is} < I_{TSM \text{ real}} \quad (4.43)$$

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 (4.41), (4.42) și (4.43) se parcurg următoarele etape:

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

$$I_{sc} = \frac{I_{efN}}{u_{sc}} \quad (4.44)$$

2. Se determină, din grafice indicate în catalogul de siguranțe, integrala de curent a acestuia, corespunzătoare tensiunii nominale, în funcție de curentul prezumat de scurtcircuit, în unități relative (fig. 4.12).

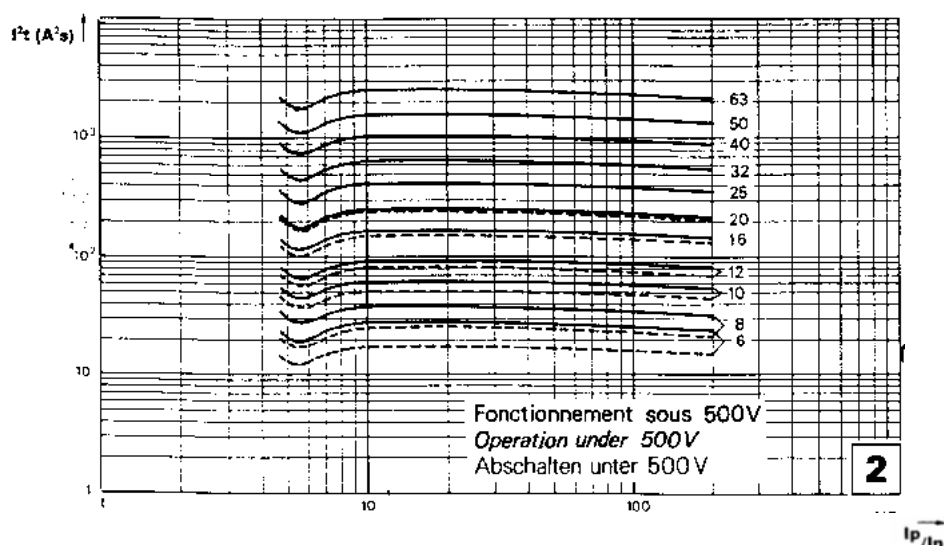


Fig. 4.12 Grafice pentru determinarea integralei de curent a siguranței

$$(I^2t)_s = f\left(\frac{I_{sc}}{I_{Ns}}\right) \quad (4.45)$$

3. Se determină, de asemenea grafic, un coeficient de corecție a integralei de curent a siguranței, în funcție de tensiunea reală de funcționare (fig. 4.13).

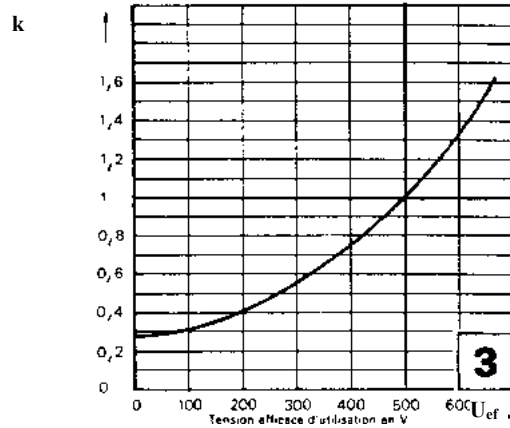


Fig. 4.13 Coeficientul de corecție a integralei de curent a siguranței

$$k = f(U_{efN}) \quad (4.46)$$

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

$$(I^2t)_{s \text{ real}} = k \cdot (I^2t)_s \quad (4.47)$$

4. Se determină grafic, timpul total de funcționare a siguranței (fig. 4.14)

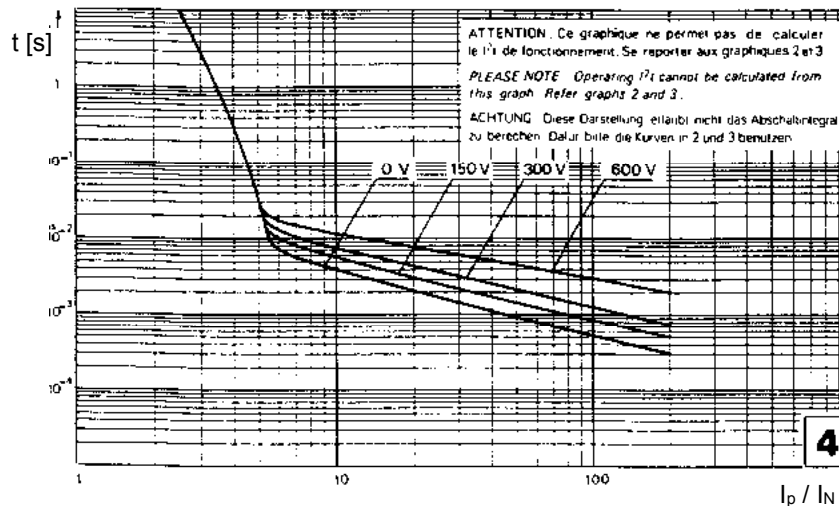


Fig. 4.14 Grafice pentru determinarea timpului total de funcționare al siguranței

$$t_2 = f\left(\frac{I_{sc}}{I_{Ns}}\right) \quad (4.48)$$

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. 4.15).

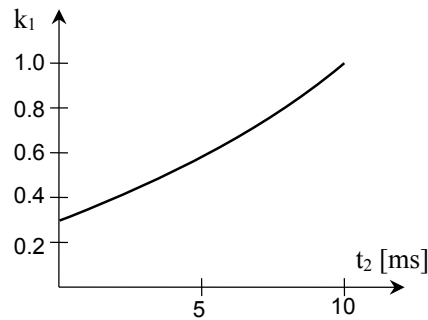


Fig. 4.15 Graficul pentru determinarea coeficientului k_1

$$k_1 = f(t_2) \quad (4.49)$$

7. Se corectează integrala de curent a tiristorului:

$$(I^2 t)_{Th \text{ real}} = k_1 \cdot (I^2 t)_{Th} \quad (4.50)$$

8. Se face verificarea (4.41);

9. Se determină grafic, valoarea maximă a tensiunii la bornele siguranței (fig. 4.16).

$$U_{Ma} = U_{efN} \quad (4.51)$$

10. Se face verificarea (4.42);

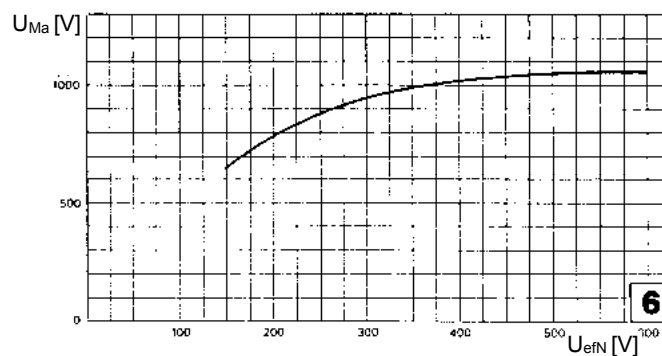


Fig. 4.16 Grafic pentru determinarea tensiunii maxime de arc

11. Se determină grafic, un coeficient de corecție a curentului de șoc al tiristorului, care de asemenea se indică, în cataloage, pentru 10ms (fig. 4.17).

$$k_2 = f(t_2) \quad (4.52)$$

12. Se determină grafic, curentul limită al siguranței (fig. 4.18).

$$I_{Is} = f(I_{sc}) \quad (4.53)$$

13. Se corectează curentul de șoc al tiristorului

$$I_{TSM \text{ real}} = k_2 \cdot I_{TSM} \quad (4.54)$$

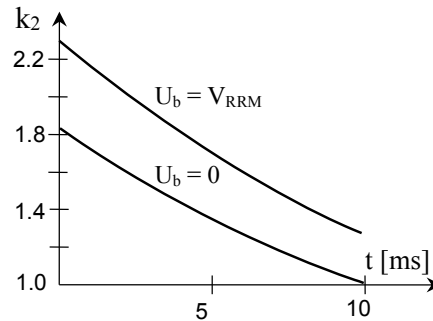


Fig. 4.17 Graficul pentru determinarea coeficientului k_2

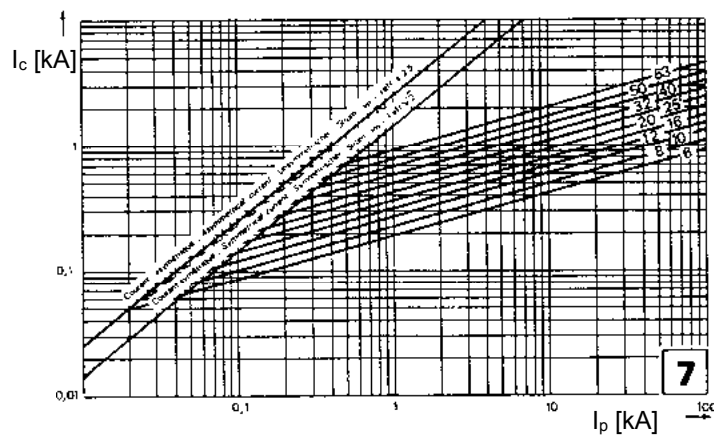


Fig. 4.18 Grafice pentru determinarea curentului limită al siguranței

14. Se face verificarea (4.43).

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

4. Protecția elementelor semiconductoare de putere

cuprinsă între două curbe, ce corespund celor două situații extreme: păstrarea integrală a capacității de blocare și respectiv, pierderea totală a acesteia.

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

5.1. 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.

5.2. Principiul și teoria generală a redresoarelor comandate în fază

5.2.1. Principiul de funcționare

Se consideră un montaj (fig. 5.1) 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).

$$\begin{aligned} u_1 &= \sqrt{2}U_s \sin \omega t \\ u_2 &= \sqrt{2}U_s \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{p} \right) \\ u_3 &= \sqrt{2}U_s \sin \left(\omega t - 2 \cdot \frac{2\pi}{p} \right) \\ &\dots \dots \dots \\ u_p &= \sqrt{2}U_s \sin \left[\omega t - (p-1) \frac{2\pi}{p} \right] \end{aligned} \tag{5.1}$$

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.

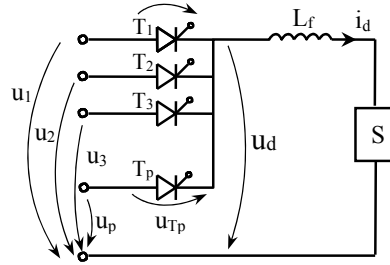


Fig.5.1 Schema generală a unui redresor comandat polifazat

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:

$$u_{T1} = u_1 - u_p \quad (5.2)$$

și ținând seama de (5.1) rezultă:

$$u_{T1} = u_1 - u_p = \sqrt{2}U_s \sin \omega t - \sqrt{2}U_s \sin \left[\omega t - (p-1) \frac{2\pi}{p} \right] = 2\sqrt{2}U_s \sin(p-1) \frac{\pi}{p} \cos \left[\omega t - (p-1) \frac{\pi}{p} \right] = 2\sqrt{2}U_s \sin \frac{\pi}{p} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \right) \quad (5.3)$$

Punând condiția:

$u_{T1} \geq 0$, se obține:

$$0 \leq \omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \leq \pi \text{ sau, } \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \quad (5.4)$$

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:

$$\beta_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \quad (5.5)$$

radiani față de trecerea prin "zero" a tensiunii ce urmează a fi redresată (fig. 5.2);

- 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.5.2).

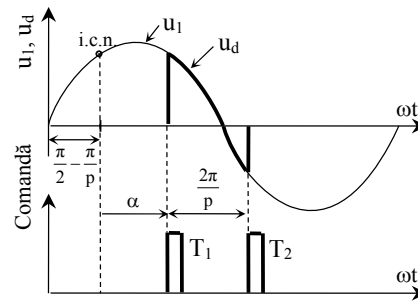


Fig. 6.2 Explicativă privind punctul de comutație naturală

5.2.2. 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. 5.3),

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

și transformând diferența de cosinusuri în produs se obține:

$$U_d = \frac{\sqrt{2} U_s \sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \cos \alpha \quad (5.6)$$

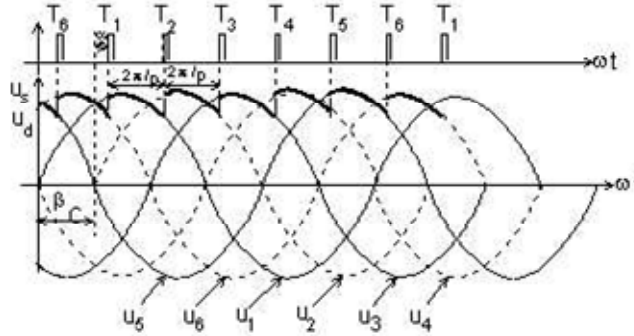


Fig. 5.3 Forma de undă, idealizată, a tensiunii redresate, pentru un redresor complet comandat, cu $p = 6$

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

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2} U_s \sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \quad (5.7)$$

relația (5.6) ia forma:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha \quad (5.8)$$

Referitor la forma de undă idealizată a tensiunii redresate (fig. 5.3), 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. 5.3) 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.

5.2.3. Regimurile de funcționare ale unui redresor comandat

Puterea instantanee debitată de redresor este:

$$p_a = u_d \cdot i_d \quad (5.9)$$

iar valoarea sa medie, ținând seama că:

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

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha} p_a d(\omega t) = \frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha} u_d \cdot I_d d(\omega t) = U_d \cdot I_d \quad (5.10)$$

respectiv, ținând seama de (5.8),

$$P_d = U_{d0} I_d \cos \alpha \quad (5.11)$$

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.

5.2.4. 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. 5.4) evidențiază inductivitatea de comutație L_k , care este inductivitatea totală, pe fază, raportată la secundar (se neglijează rezistența).

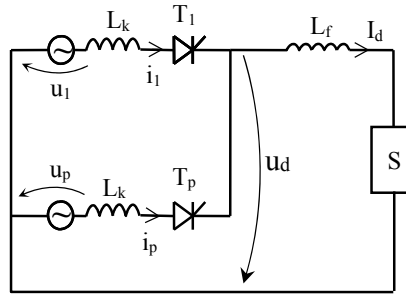


Fig. 5.4 Schema echivalentă în timpul comutației

Teoremele lui Kirchhoff conduc la ecuațiile:

$$i_1 + i_p = i_d \quad (5.12)$$

$$L_k \frac{di_1}{dt} - L_k \frac{di_p}{dt} = u_1 - u_p \quad (5.13)$$

$$u_d = u_1 - L_k \frac{di_1}{dt} \quad (5.14)$$

Derivând în (5.12) în raport cu timpul,

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

înlocuind în (5.13) și (5.14):

$$\begin{aligned} L_k \frac{di_1}{dt} &= \frac{u_1 - u_p}{2} \\ u_d &= u_1 - \frac{u_1 - u_p}{2} = \frac{u_1 + u_p}{2} \end{aligned} \quad (5.15)$$

și ținând seama de (5.3) rezultă:

$$2L_k \frac{di_1}{dt} = 2\sqrt{2} \sin\left((p-1)\frac{\pi}{p}\right) \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}\right) \quad (5.16)$$

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:

$$i_1\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right) = 0 \quad (5.17)$$

$$i_p\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha\right) = I_d$$

$$i_1\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma\right) = I_d \quad (5.18)$$

$$i_p\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha + \gamma\right) = 0$$

Variația curentului i_1 în timpul comutației se obține integrând (5.16) de la $\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} +$

α până la un moment oarecare ωt . Se obține:

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L_k} \sin\left((p-1)\frac{\pi}{p}\right) \left[\cos \alpha - \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}\right) \right] \quad (5.19)$$

apoi, punând condiția de încheiere a comutației (5.18),

$$I_d = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L_k} \sin\left((p-1)\frac{\pi}{p}\right) [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (5.20)$$

și notând:

$$I_{k \max} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L_k} \sin\left((p-1)\frac{\pi}{p}\right) \quad (5.21)$$

rezultă:

$$I_d = I_{k \max} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (5.22)$$

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

$$\gamma = \arccos\left(\cos \alpha - \frac{I_d}{I_{k \max}}\right) \quad (5.23)$$

5.2.5. 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 (5.15) pe durata comutației și este u_1 după aceasta, respectiv,

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

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:

$$U_{dy} = \frac{p}{2\pi} \sqrt{2}U_s \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{U_{d0}}{2} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)] \quad (5.24)$$

și înlocuind $\cos(\alpha + \gamma)$ din (5.20) se obține expresia:

$$U_{dy} = U_{d0} \cos \alpha - U_{d0} \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \quad (5.25)$$

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:

$$\Delta U_d = U_{d0} \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} \cdot \frac{I_d}{I_{dN}} \quad (5.26)$$

numită cădere de tensiune.

Expresia:

$$R_\gamma = \frac{U_{d0}}{I_{dN}} \cdot \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} \quad (5.27)$$

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

$$U_{d\gamma} = U_{d0} \cos \alpha - R_\gamma I_d \quad (5.28)$$

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 (5.25) se poate scrie,

$$U_{d\gamma}^* = \cos \alpha - \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} I_d^* \quad (5.29)$$

5.2.4.1. 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 (5.29), acestea sunt drepte cu panta negativă $\frac{k_\gamma u_{sc}}{2}$.

Domeniul în care există caracteristicile externe este delimitat după cum urmează (fig. 5.5):

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

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

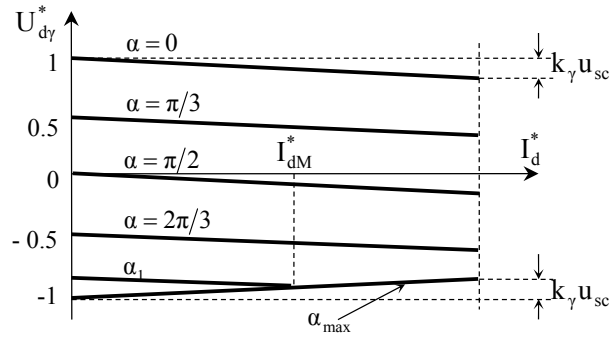


Fig. 5.5 Caracteristicile externe ale unui redresor comandat

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

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

Particularizând (5.29) pentru α_{\max} :

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

se obține:

$$U_{d\gamma}^* |_{\alpha_{\max}} = -1 + \frac{k_{\gamma} u_{sc}}{2} I_d^* \quad (5.30)$$

Curentul I_{dM}^* (fig. 5.5) reprezintă valoarea medie maximă a curentului de sarcină, la care mai poate funcționa redresorul, comandat cu unghiul α^* .

5.2.4.2. 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;

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

sau, în unități relative,

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

Caracteristicile de comandă sunt cosinusoide situate într-un domeniu delimitat după cum urmează (fig. 5.6):

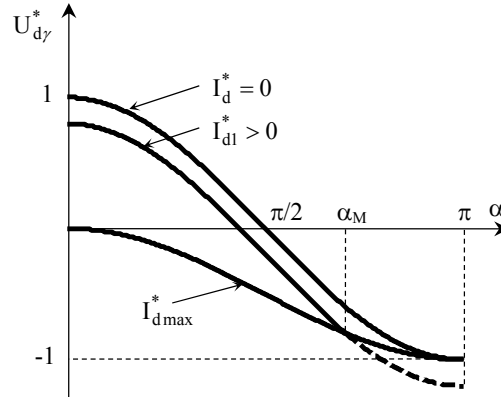


Fig. 6.6 Caracteristicile de comandă ale unui redresor comandat

- superior, de caracteristica corespunzătoare mersului în gol,

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

- la dreapta, de valoarea maximă a unghiului de comandă, $\alpha_{\max} = \pi$;

- inferior, de caracteristica corespunzătoare curentului maxim admis, din motive de comutație,

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

Particularizând (5.29) 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 $I_d = I_{d\max}$,

$$U_{d\gamma}^*|_{I_d^*=I_{d\max}^*} = \cos\alpha - \frac{k_\gamma u_{sc}}{2} \cdot \frac{\cos\alpha + 1}{k_\gamma u_{sc}} = \frac{\cos\alpha - 1}{2} = -\sin^2 \frac{\alpha}{2} \quad (5.31)$$

Unghiul de comandă α_{\max}^* (fig. 5.6) reprezintă valoarea maximă a unghiului, la care poate fi comandat redresorul, atunci când curentul de sarcină este $I_{d\max}^*$.

5.3. Regimul de curent întrerupt

5.3.1. 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. 5.7), 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.

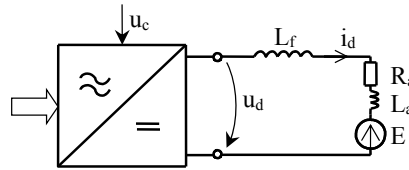


Fig. 5.7. Schema echivalentă a unui motor de c.c. alimentat de la un redresor complet comandat

Teorema a II-a a lui Kirchhoff conduce la:

$$u_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} + E, \quad (5.32)$$

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 (5.32) pe o perioadă a tensiunii redresate și împărțind la aceasta, se obține:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_d d(\omega t) = L \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_d}{dt} d(\omega t) + R \frac{1}{T} \int_0^T i_d d(\omega t) + E \quad (5.33)$$

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,

$$\int_0^T \frac{di_d}{dt} d(\omega t) = \omega \int_{i_d(0)}^{i_d(T)} di_d = \omega [i_d(T) - i_d(0)] = 0 \quad (5.34)$$

deoarece curentul este periodic, $i_d(0) = i_d(T)$. Astfel, (5.33) devine:

$$U_d = RI_d + E \quad (5.35)$$

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

$$\begin{aligned} u_d &= U_d + u_{d\sim} \\ i_d &= I_d + i_{d\sim} \end{aligned} \quad (5.36)$$

Componenta continuă a curentului fiind constantă, rezultă:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{di_{d\sim}}{dt} \quad (5.37)$$

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

Înlocuind (5.36) și (5.37) în (5.32) și ținând seama de (5.35) 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,

$$u_{d\sim} = Ri_{d\sim} + L \frac{di_{d\sim}}{dt}, \quad (5.38)$$

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

$$Ri_d \approx 0 \quad (5.39)$$

ia forma:

$$u_{d\sim} = L \frac{di_{d\sim}}{dt} \quad (5.40)$$

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 (5.36) expresia componentei alternative a tensiunii redresate va fi:

$$u_{d\sim} = u_d - U_d = \sqrt{2}U_s \sin \omega t - \sqrt{2}U_s \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \cos \alpha \quad (5.41)$$

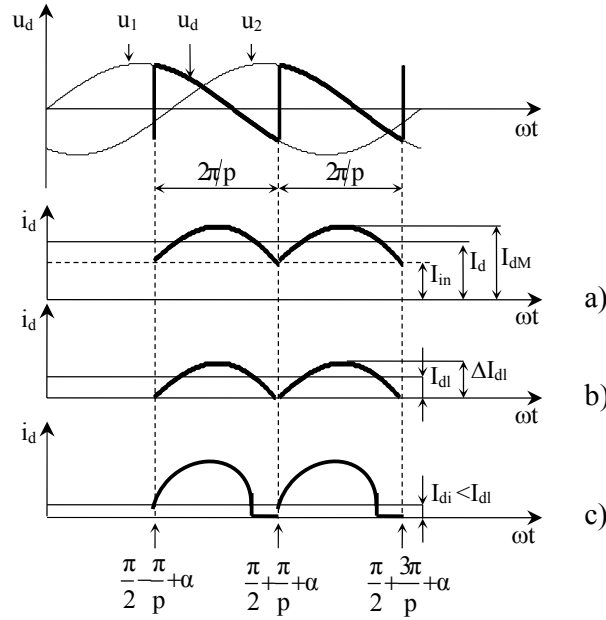


Fig. 5.8 Variația în timp a curentului redresat : a) în regim de curent neîntrerupt ; b) la limita de apariție a regimului de curent întrerupt; c) în regim de curent întrerupt

Apoi, integrând (5.40),

$$\begin{aligned}
 i_d &= \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\omega t} \left(\sin \omega t - \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \right) d(\omega t) + I_{in} = \\
 &= \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \left[\cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) - \cos \omega t + \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha - \omega t \right) \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \right] + I_{in}
 \end{aligned} \quad (5.42)$$

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

$$I_{in} = i_d \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) = i_d \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \quad (5.43)$$

Expresia (5.42) 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. 5.8).

5.3.1. Apariția regimului de curent întrerupt

La unghi de comandă constant, pulsația curentului,

$$\Delta I_d = I_{dM} - I_{in} \quad (5.44)$$

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. 5.8 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,

$$I_d < I_{dl} \quad (5.45)$$

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. 5.8 c). Acest regim se numește *regim de curent întrerupt*.

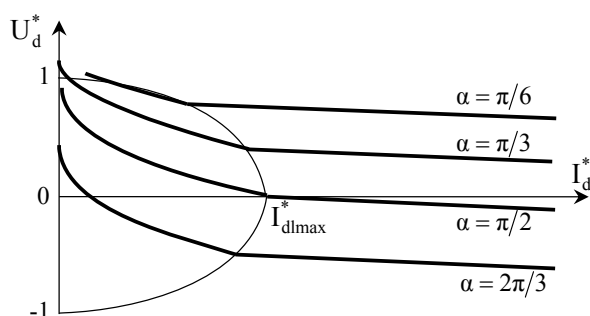


Fig. 5.9 Caracteristicile externe în unități relative, ale unui redresor comandat ce alimentează un motor de c.c. cu excitație separată, ținând seama și de regimul de curent întrerupt

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. 5.9);
- apar șocuri de cuplu ale sarcinii, deoarece când curentul este nul și cuplul dezvoltat de motor este nul.

5.4. 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 punct de vedere al comenzii, situația critică corespunde unghiului de comandă pentru care

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

pulsațiile tensiunii redresate sunt maxime și, definind amplitudinea pulsației tensiunii redresate:

$$\Delta u_d = u_{dmax} - u_{dmin} \quad (5.46)$$

se desprind două situații, în funcție de tipul redresorului.

a) Tensiunea redresată maximă este egală cu maximul tensiunii de alimentare (fig. 5.10 a),

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

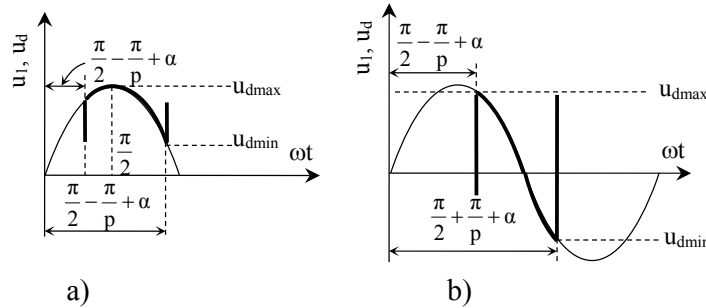


Fig. 5.10 Explicativă privind amplitudinea pulsațiilor tensiunii redresate

Aceasta se întâmplă numai dacă

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

$$\alpha_{cr} \leq \frac{\pi}{p} \quad (5.47)$$

și amplitudinea pulsațiilor va fi:

$$\Delta u_d = \sqrt{2}U_s - \sqrt{2}U_s \sin\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha\right) \quad (5.48)$$

Punând condiția de maxim în raport cu unghiul de comandă,

$$\left. \frac{\Delta u_d}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_{cr}} = 0 \quad (5.49)$$

se obține,

$$\sqrt{2}U_s \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha_{cr}\right) = 0 \quad (5.50)$$

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

$$\alpha_{cr} = \pi - \frac{\pi}{p} \quad (5.51)$$

și ținând seama de (5.47) rezultă:

$$\frac{2}{p} \geq 1 \quad (5.52)$$

respectiv,

$$p = 2 \quad (5.53)$$

Revenind în (5.51), rezultă că pentru redresoarele monofazate, bialternanță,

$$\alpha_{cr} = \frac{\pi}{2} \quad (5.54)$$

b) Comanda se dă pe porțiunea descrescătoare a tensiunii de alimentare, deci tensiunea redresată este monoton descrescătoare (fig. 5.10 b) și

$$\Delta u_d = u_d \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) - u_d \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \quad (5.55)$$

$$\begin{aligned} \Delta u_d &= \sqrt{2} U_s \left[\sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha \right) - \sin \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \right) \right] = \\ &= -2\sqrt{2} U_s \sin \frac{\pi}{p} \cos \left(\frac{\pi}{2} + \alpha \right) \end{aligned} \quad (5.56)$$

și este maximă pentru

$$\alpha_{cr} = \frac{\pi}{2} \quad (5.57)$$

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

$$i_{dcr} = -\frac{\sqrt{2} U_s}{\omega L} \left(\cos \frac{\pi}{p} + \cos \omega t \right) + I_{in} \quad (5.58)$$

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

$$i_{dcrM} = \frac{\sqrt{2} U_s}{\omega L} \left(1 - \cos \frac{\pi}{p} \right) + I_{in} \quad (5.59)$$

la mijlocul perioadei (fig. 5.11).

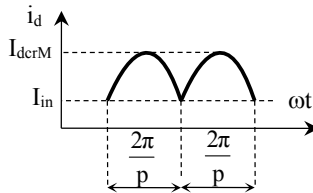


Fig.5.11 Variația curentului redresat, pentru unghi de comandă critic $\alpha_{cr} = \frac{\pi}{2}$

5.4.2.1. Inductivitatea pentru evitarea funcționării în regim de curent întrerupt

Din punct de vedere al sarcinii, situația limită corespunde curentului inițial nul, când (5.58) devine:

$$i_{\text{derl}} = -\frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \left(\cos \frac{\pi}{p} + \cos \omega t \right) \quad (5.60)$$

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

$$I_{\text{derl}} = \frac{p}{2\pi} \int_{\pi - \frac{\pi}{p}}^{\pi + \frac{\pi}{p}} i_{\text{derl}} d(\omega t) = -\frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \frac{p}{2\pi} \int_{\pi - \frac{\pi}{p}}^{\pi + \frac{\pi}{p}} \left(\cos \frac{\pi}{p} + \cos \omega t \right) d(\omega t) \quad (5.61)$$

După efectuarea calculelor, se obține:

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

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

$$I_{\text{derl}} = \frac{U_{d0}}{\omega L} \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \quad (5.62)$$

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,

$$I_{\text{derl}} \leq I_{s \text{ min}} \quad (5.63)$$

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

$$I_{s \text{ min}} = k_{m1} I_d \quad (5.64)$$

și înlocuind, împreună cu (5.62), în (5.64), 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,

$$L_1 \geq \frac{U_{d0}}{k_{m1} I_{dN}} \frac{1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p}}{\omega} \text{ [mH]} \quad (5.65)$$

Coefficientul

$$k_{p1} = \frac{10^3 \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right)}{\omega} \quad (5.66)$$

depinde numai de numărul de pulsuri redresate, respectiv de tipul redresorului, iar pentru frecvența de 50 Hz are valorile indicate în tabelul 5.1.

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. 5.1 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

$$L_1 \geq k_{p1} \frac{U_{d0}}{k_{m1} I_{dN}} \quad [\text{mH}] \quad (5.67)$$

5.4.2.2. 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:

$$\Delta I_{dcr} = I_{dcrM} - I_{in} = \frac{\sqrt{2} U_s}{\omega L} \left(1 - \cos \frac{\pi}{p} \right) \quad (5.68)$$

și impunând condiția de limitare:

$$\Delta I_{dcr} \leq \Delta I_{dadm} \quad (5.69)$$

rezultă

$$L_2' \geq \frac{\sqrt{2} U_s}{\omega \Delta I_{dadm}} \left(1 - \cos \frac{\pi}{p} \right) \quad (5.70)$$

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,

$$I_{efcr} \leq k_{m2} I_d \quad (5.71)$$

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

în care, $k_{m2} = 0,1 \dots 0,15$. (5.72)

Din (5.36), pentru comanda la unghi critic, componenta alternativă a curentului este:

$$\begin{aligned} i_{\text{dcr}\sim} &= i_{\text{dcr}} - I_{\text{dcr}} = -\frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \left(\cos \frac{\pi}{p} + \cos \omega t \right) - \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right) = \\ &= -\frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \left(\cos \omega t + \frac{\pi}{p} \sin \frac{\pi}{p} \right) \end{aligned} \quad (5.73)$$

iar valoarea efectivă:

$$I_{\text{effcr}\sim} = \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi+\pi}{p}} i_{\text{dcr}\sim}^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi+\pi}{p}} \left(\cos \omega t + \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \right)^2 d(\omega t)} \quad (5.74)$$

iar după efectuarea calculelor se obține:

$$I_{\text{effcr}\sim} = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega L} \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2 + \frac{\pi}{2p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - 1} \quad (5.75)$$

Introducând tensiunea medie redresată la mersul în gol și unghi de comandă nul, (5.75) devine:

$$I_{\text{effcr}\sim} = \frac{U_{d0}}{\omega L} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2 + \frac{\pi}{2p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - 1} \quad (5.76)$$

și punând condiția de limitare (5.71), se obține expresia inductivității:

$$L_2 \geq \frac{U_{d0}}{k_{m2} I_{dN}} \frac{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2 + \frac{\pi}{2p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - 1}}{\omega} \quad (5.77)$$

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

$$k_{p2} = \frac{10^3}{\omega} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2 + \frac{\pi}{2p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} - 1} \quad (5.78)$$

inductivitatea pentru limitarea încălzirii suplimentare a sarcinii ia forma finală:

$$L_2 \geq k_{p2} \frac{U_{d0}}{k_{m2} I_{dN}} \text{ [mH]} \quad (5.79)$$

Valorile coeficienților k_{p1} și k_{p2} (tab. 5.1), 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:

$$L = \max\{L_1, L_2\} \quad (5.80)$$

respectiv, inductivitatea de filtrare:

$$L_f \geq L - L_a \quad (5.81)$$

5.5. Scheme de bază ale redresoarelor

5.5.1. Redresorul monofazat cu punct median (MM)

Acest redresor are cea mai simplă structură (fig. 5.12), conținând numai două tiristoare T_1 și T_2 care au catodii comuni, iar anozii conectați la extremitățile înfășurării secundare a unui transformator monofazat.

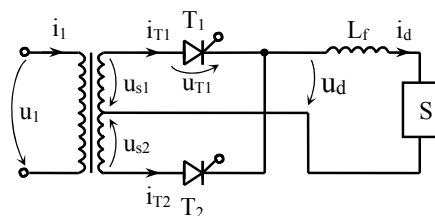


Fig. 5.12 Schema de principiu a redresorului monofazat cu punct median

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

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

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:

$$u_d = \begin{cases} u_{s1} & T_1 = 1 \\ u_{s2} & T_2 = 1 \end{cases} \quad (5.82)$$

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

$$\beta_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} = 0 \quad (5.83)$$

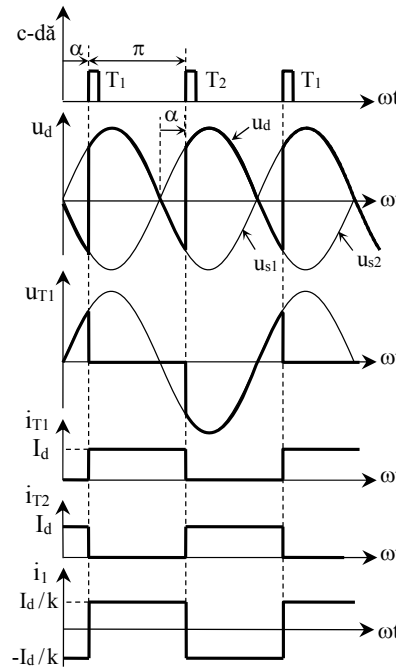


Fig. 5.13 Formele de undă, idealizate, ale redresorului cu punct median

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,

$$u_{T1} = 0; u_d = u_{s1}; i_{T1} = I_d; i_{T2} = 0 \quad (5.84)$$

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

$$u_{T2} = 0; u_{T1} = u_{s1} - u_{s2}; u_d = u_{s2}; i_{T2} = I_d; i_{T1} = 0 \quad (5.85)$$

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,

$$i_1 = \begin{cases} \frac{i_{T1}}{k} = \frac{I_d}{k} \text{ dacă } T_1 \text{ conduce;} \\ \frac{i_{T2}}{k} = -\frac{I_d}{k} \text{ dacă } T_2 \text{ conduce.} \end{cases} \quad (5.86)$$

Analizând formele de undă (fig. 5.13), 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,

$$U_b = (u_{s1} - u_{s2})_{\max} = 2\sqrt{2}U_s \quad (5.87)$$

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

5.5.2. Redresorul monofazat în punte (MCP)

Redresorul propriu-zis (fig. 5.14) cuprinde patru tiristoare, câte două pe fiecare braț al punții și este alimentat de la un transformator monofazat.

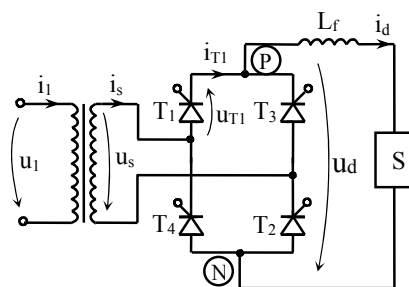


Fig. 5.14 Schema de principiu a redresorului monofazat în punte, complet comandat

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. 5.15):

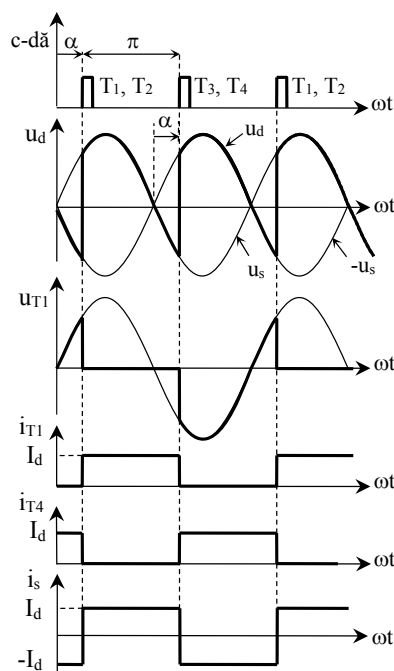


Fig. 5.15 Formele de undă idealizate ale redresorului monofazat în punte

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

$$\begin{aligned} u_d &= u_s; i_{T1} = i_{T2} = I_d; i_{T3} = i_{T4} = 0; \\ i_s &= I_d; u_{T1} = 0; \end{aligned} \quad (5.88)$$

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

$$\begin{aligned} u_d &= -u_s; i_{T1} = i_{T2} = 0; i_{T3} = i_{T4} = I_d; \\ i_s &= -I_d; u_{T1} = u_s \end{aligned} \quad (5.89)$$

Formele de undă (fig. 5.15), 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,

$$U_b = \sqrt{2}U_s \quad (5.90)$$

5.5.3. Redresorul trifazat în stea (TS)

Schema impune ca secundarul să fie conectat în stea, deoarece sarcina se alimentează între punctul comun tiristoarelor (anodii sau catodii), și noul înfășurării, (fig. 5.16). 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.

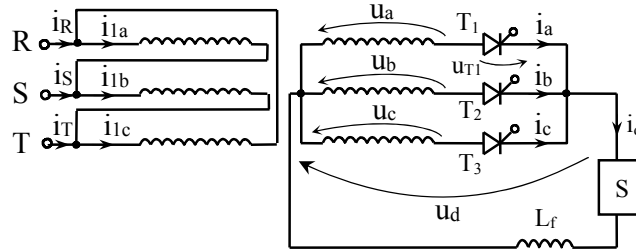


Fig. 5.16 Schema de principiu a redresorului trifazat în stea

Se redresează câte o alternanță a sistemului trifazat

$$p = 3 \quad (5.91)$$

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

$$\beta_c = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} = \frac{\pi}{6} \text{ radiani.} \quad (5.92)$$

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.

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

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:

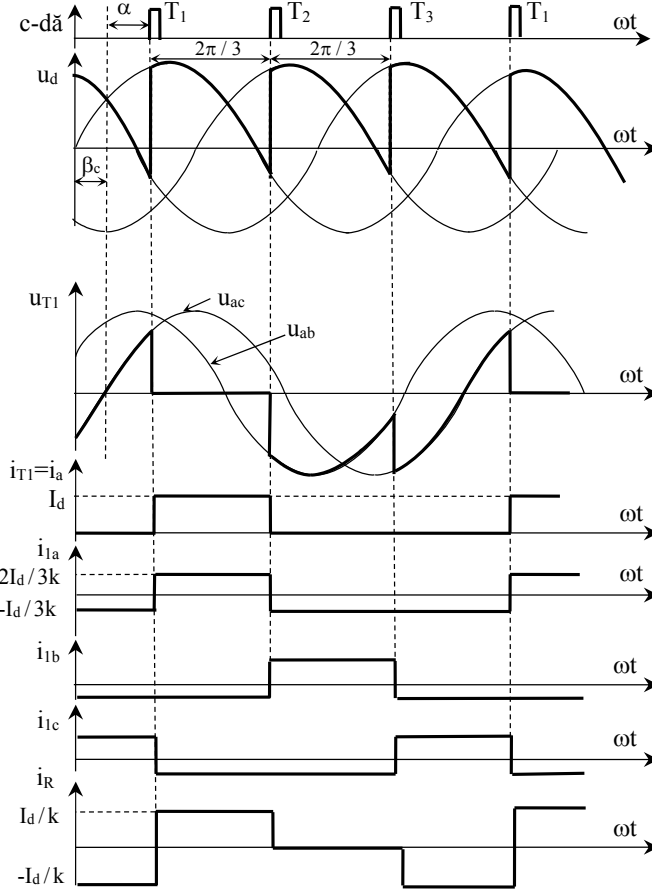


Fig. 5.17 Formele de undă idealizate ale redresorului trifazat în stea, cu transformatorul în conexiune Δ/Y

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

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

$$u_{T2} = u_b - u_a; i_R = \frac{2i_a}{3k} = \frac{2I_d}{3k} \quad (5.93)$$

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

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

$$u_d = u_b; i_R = \frac{-i_b}{3k} = -\frac{I_d}{3k} \quad (5.94)$$

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

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

$$u_d = u_c; \quad i_R = -\frac{I}{3k} \quad (5.95)$$

Din analiza formelor de undă (fig. 5.17), 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 solicită tiristoarele în stare blocată, este maximul tensiunii de linie,

$$U_b = \sqrt{6}U_s \quad (5.96)$$

- 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.

5.5.4. 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. 5.18).

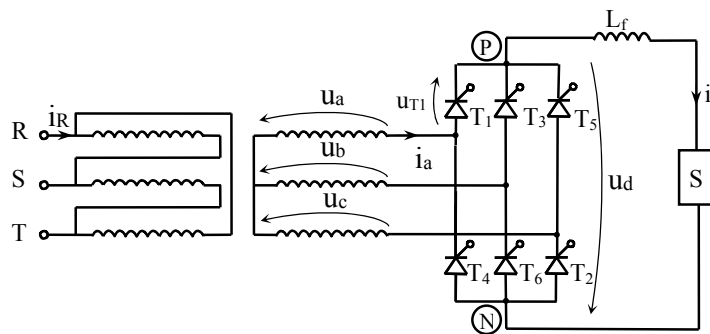


Fig. 5.18 Schema de principiu a redresorului trifazat în punte

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

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. 5.19). 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. 5.19).

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

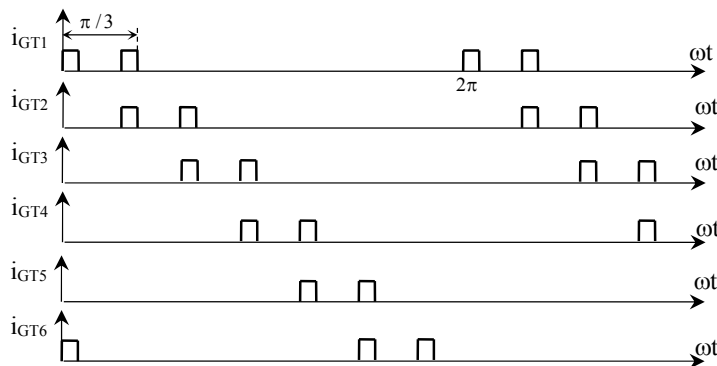


Fig. 5.19 Structura și distribuția impulsurilor de comandă pentru patru dintre tiristoarele unui redresor trifazat în punte

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:

$$\alpha < \frac{\pi}{6} \quad (5.97)$$

se disting următoarele intervale (fig. 5.20):

- $\omega t \in (0, \alpha) \cup \left(\frac{5\pi}{3} + \alpha, 2\pi\right)$, în conducție se află tiristoarele T_4 și T_5 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = u_{ca}; \quad u_{T1} = -u_{ca}; \quad i_{T1} = 0; \quad i_{T4} = I_d; \quad i_a = -I_d \quad (5.98)$$

- $\omega t \in \left(\alpha, \frac{\pi}{3} + \alpha\right)$, în conducție se află tiristoarele T_5 și T_6 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = -u_{bc}; \quad u_{T1} = -u_{ca}; \quad i_{T1} = i_{T4} = i_a = 0 \quad (5.99)$$

- $\omega t \in \left(\frac{\pi}{3} + \alpha, \frac{2\pi}{3} + \alpha\right)$, conduc tiristoarele T_1 și T_6 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = u_{ab}; \quad u_{T1} = 0; \quad i_{T1} = I_d; \quad i_a = I_d \quad (5.100)$$

- $\omega t \in \left(\frac{2\pi}{3} + \alpha, \pi + \alpha\right)$, conduc tiristoarele T_1 și T_2 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = -u_{ca}; \quad u_{T1} = 0; \quad i_{T1} = I_d; \quad i_a = I_d \quad (5.101)$$

- $\omega t \in \left(\pi + \alpha, \frac{4\pi}{3} + \alpha\right)$, conduc tiristoarele T_2 și T_3 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = u_{bc}; \quad u_{T1} = u_{ab}; \quad i_{T1} = i_{T4} = 0 \quad (5.102)$$

- $\omega t \in \left(\frac{4\pi}{3} + \alpha, \frac{5\pi}{3} + \alpha\right)$, conduc tiristoarele T_3 și T_4 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = -u_{ab}; \quad u_{T1} = u_{ab}; \quad i_{T1} = 0; \quad i_{T4} = I_d; \quad i_a = -I_d \quad (5.103)$$

- $\omega t \in \left(\frac{5\pi}{3} + \alpha, 2\pi + \alpha\right)$, conduc tiristoarele T_4 și T_5 , iar mărimile electrice au expresiile:

$$u_d = u_{ca}; \quad u_{T1} = -u_{ca}; \quad i_{T1} = 0; \quad i_{T4} = I_d; \quad i_a = -I_d \quad (5.104)$$

Din analiza formelor de undă idealizate (fig. 5.20), 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,

$$U_b = \sqrt{2}U_s, \quad (5.105)$$

în care U_s este valoarea efectivă a tensiunii de linie;

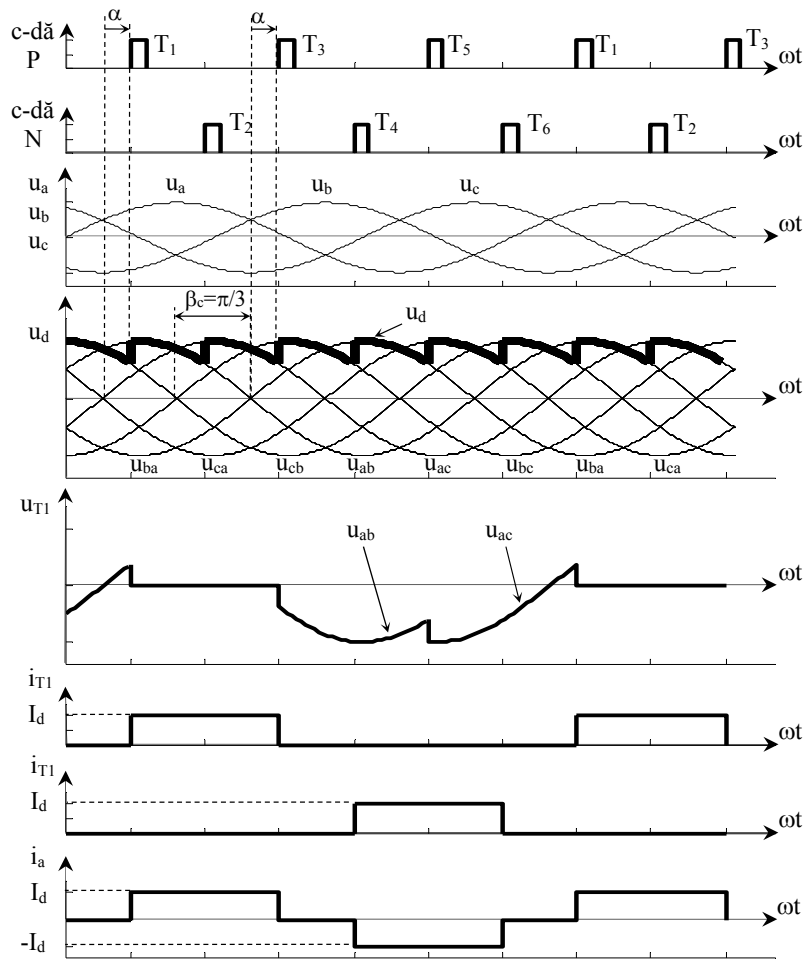


Fig. 5.20 Formele de undă idealizate ale redresorului trifazat în punte, complet comandat

- 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.

5.5.5. 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

$$T = \frac{2\pi}{p}, \quad (5.106)$$

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:

$$\Psi_c = \frac{2\pi}{m} \quad (5.107)$$

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. 5.21).

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.

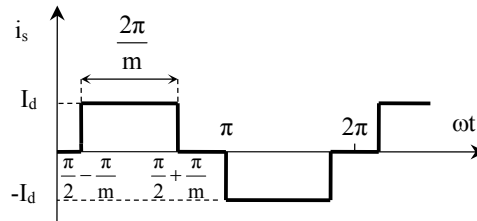


Fig. 5.21 Forma de undă idealizată, impară, a curentului de fază în secundarul transformatorului

1. Valoarea medie a curentului printr-un tiristor este:

$$I_{TAV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} I_d \left(\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \right) = \frac{I_d}{3} \quad (5.108)$$

deoarece numai o alternanță a curentului din secundarul transformatorului se închide printr-un tiristor (fig. 5.10).

2. Valoarea efectivă a curentului printr-un tiristor,

$$I_{Tef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \left(\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \right)} = I_d \sqrt{\frac{1}{3}} \quad (5.109)$$

3. Valoarea efectivă a curentului prin secundarul transformatorului,

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} I_d^2 \left(\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \right)} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (5.110)$$

4. Valoarea efectivă a armonicii fundamentale a curentului prin secundarul transformatorului. Referindu-ne la forma de undă din fig. 5.21, care este impară, dezvoltarea în serie Fourier conține numai termeni în sinus și deci, valoarea efectivă a armonicii fundamentale este:

$$\begin{aligned} I_{s1} &= \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_d \sin \omega t d(\omega t) = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_d \left(-\cos \omega t \right) \Big|_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \sin \frac{\pi}{6} \end{aligned} \quad (5.111)$$

5. Valoarea efectivă a tensiunii redresate. Considerând forma de undă a tensiunii redresate (fig. 5.10), se obține:

$$\begin{aligned} U_{\text{def}} &= \sqrt{\frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} (\sqrt{2}U_s \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \sqrt{2}U_s \sqrt{\frac{1}{3\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \\ &= \sqrt{2}U_s \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d(\omega t)} = U_s \sqrt{1 + \frac{3}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} \cos 2\alpha} \end{aligned} \quad (5.112)$$

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

$$\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) = 1 \quad (5.113)$$

și are expresia:

$$U_b = 2\sqrt{2}U_s \sin \frac{\pi}{6} \quad (5.114)$$

sau, introducând tensiunea U_{d0} ,

$$U_b = \frac{\pi}{3} U_{d0} \quad (5.115)$$

5. 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,

$$S_t = \sqrt{3} U_s I_s = \sqrt{3} U_s I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (5.116)$$

și introducând tensiunea U_{d0} ,

$$S_t = \frac{\pi}{3} U_{d0} I_d \approx 1,04 U_{d0} I_d \quad (5.117)$$

5.5.6. 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:

$$i_s = I_{ds} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (5.118)$$

în care:

$$I_{ds} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ds} d(\omega t) \quad (5.119)$$

este valoarea medie;

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s \cos k\omega t d(\omega t) \quad (5.120)$$

este amplitudinea componentei în cosinus;

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s \sin k\omega t d(\omega t) \quad (5.121)$$

este amplitudinea componentei în sinus.

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

De regulă, curentul este simetric față de abscisă, și deci, valoarea sa medie este nulă, respectiv:

$$i_s = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{sk} \sin(k\omega t + \phi_k) \quad (5.122)$$

unde valoarea efectivă a armonicii de ordinul k este:

$$I_{sk} = \sqrt{\frac{a_k^2 + b_k^2}{2}} \quad (5.123)$$

iar unghiul de defazaj ϕ_k , este:

$$\phi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k} \quad (5.124)$$

În funcție de valorile efective ale armoniilor, valoarea efectivă a curentului de intrare în redresor (în secundarul transformatorului de alimentare) va fi:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s^2 d(\omega t)} = \sqrt{I_{s1}^2 + I_{s2}^2 + I_{s3}^2 + \dots} \quad (5.125)$$

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,

$$CD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{sk}^2} = \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} \quad (5.126)$$

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,

$$FTD = \frac{CD}{I_{s1}} = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = \sqrt{\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1} \quad (5.127)$$

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,

$$FU = \frac{P_{d0}}{S_t} \quad (5.128)$$

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

$$FP = \frac{P_d}{S_t} \quad (5.129)$$

$$\text{în care, } P_d = P_{d0} \cos \alpha \quad (5.130)$$

este puterea activă transmisă sarcinii, la unghi de comandă α .

$$\text{Cu (5.47) se obține: } FP = FU \cdot \cos \alpha \quad (5.131)$$

4. Factorul de putere pe fundamentală - FPF

Reprezintă cosinusul unghiului de defazaj dintre fundamentalele curentului și tensiunii - ϕ_1 ,

$$FPF = \cos \phi_1 \quad (5.132)$$

Considerându-se că puterea activă se transmite numai pe fundamentală, se poate scrie puterea activă în funcție de puterea aparentă pe fundamentală S_{t1} ,

$$P_d = S_{t1} \cdot \cos \phi_1 \quad (5.133)$$

$$\text{Cum: } P_d = P_{d0} \cdot \cos \alpha$$

$$\text{Rezultă: } P_{d0} \cdot \cos \alpha = S_{t1} \cdot \cos \phi_1$$

$$\Rightarrow FPF = \cos \phi_1 = \frac{P_{d0}}{S_{t1}} \cdot \cos \alpha$$

Deoarece, la unghi de comandă nul, fundamentală curentului prin secundarul transformatorului este în fază cu fundamentală tensiunii, puterea activă transmisă sarcinii este egală cu puterea aparentă absorbită din rețea. Rezultă:

$$S_{t1} = U_{d0} \cdot I_d = P_{d0}$$

$$\Rightarrow FPF = \cos \alpha$$

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

5.6. Redresoare bidirecționale

5.6.1. 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 inverter, 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. 5.22). Conectarea se face prin intermediul unor inductivități (L_c), care au rolul de a limita curentul de circulație care apare între cele două redresoare.

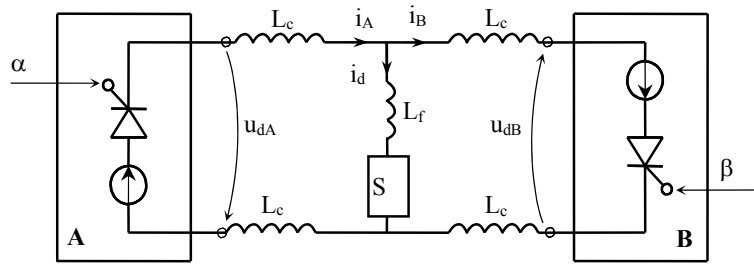


Fig. 5.22 Schema de principiu a redresoarelor bidirecționale

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*.

5.6.2. 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:

$$I_A = i_b + i_d \quad (5.134)$$

$$2L_c \frac{di_A}{dt} + 2L_c \frac{di_B}{dt} = u_{dA} + u_{dB} \quad (5.135)$$

Ecuția (5.134) 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 conversoare, se numește *curent de circulație*.

Presupunând curentul de sarcină constant și egal cu valoarea sa medie

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

derivând (5.134) și înlocuind în (5.135) se obține ecuația

$$4L_c \frac{di_B}{dt} = u_{dA} + u_{dB} \quad (5.136)$$

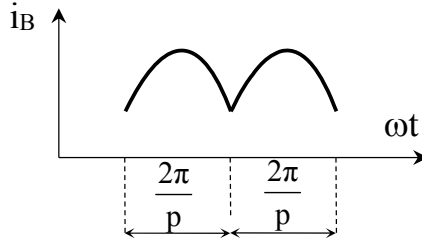


Fig. 5.23 Forma curentului de circulație

Aceasta, prin împărțire la perioada tensiunii redresate (T) și integrare pe durata acesteia, devine

$$4L_c \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_B}{dt} dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{dA} dt + \frac{1}{T} \int_0^T u_{dB} dt \quad (5.137)$$

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 (5.4) este nul

$$\int_0^T \frac{di_B}{dt} dt = \int_{i_B(0)}^{i_B(T)} di_B = i_B(T) - i_B(0) = 0 \quad (5.138)$$

Astfel, (5.137) se poate scrie

$$U_{dA} + U_{dB} = 0 \quad (5.138)$$

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 (5.6) devine

$$U_{d0} (\cos \alpha + \cos \beta) = 0 \quad (5.139)$$

Transformând suma de cosinusuri în produs, se obține

$$2U_{d0} \cos \frac{\alpha + \beta}{2} \cos \frac{\alpha - \beta}{2} = 0 \quad (5.140)$$

în care, ținând seama că unghiurile de comandă au valori în intervalul $(0, \pi)$, se poate anula numai primul cosinus, rezultând

$$\alpha + \beta = \pi \quad (5.141)$$

Așadar, dacă unghiurile de comandă ale redresoarelor satisfac relația (5.30), rezultă următoarele:

- valorile medii ale tensiunilor redresate sunt egale și de semne contrare;
- nu există curent de circulație cauzat de componenta continuă;
- curentul de circulație este produs de diferența valorilor instantanee ale tensiunilor redresate și este pulsatoriu și periodic (fig. 5.23);
- cele două redresoare funcționează unul ca redresor, iar celălalt ca inverter (fig. 5.24);
- 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. 5.24 b).

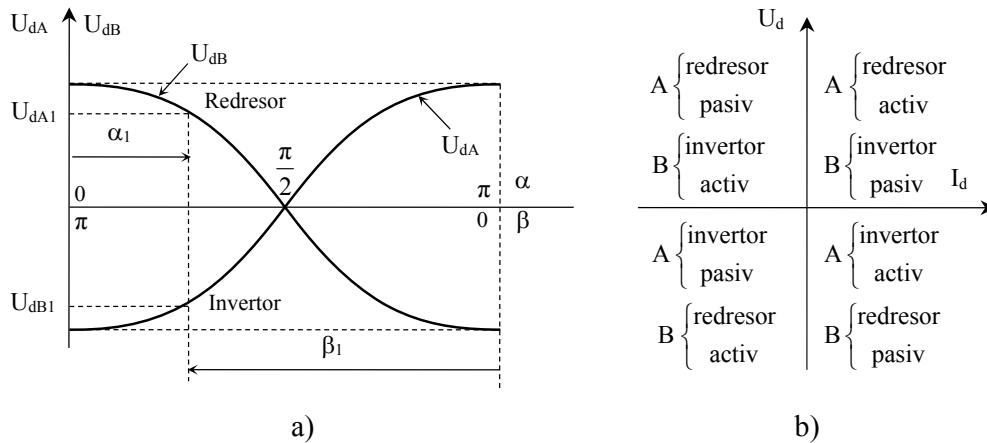


Fig. 5.24 Explicativă privind funcționarea redresoarelor bidirecționale având curent de circulație : a) caracteristicile de comandă la mersul în gol ; b) regimurile de funcționare.

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. 5.26).

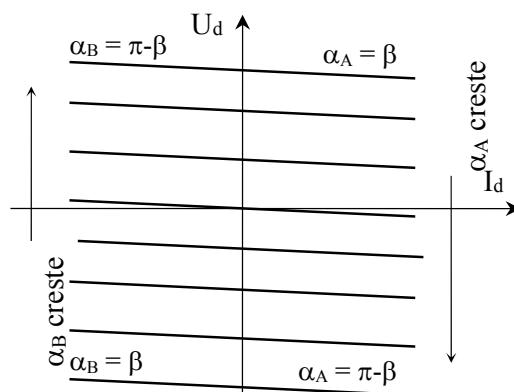


Fig. 5.26. Caracteristicile externe ale redsoarelor bidirectionale cu curenți de circulație

Figura 5.27 prezintă schemele în antiparalel și în cruce, realizate cu redresoare trifazate în punte ($p=6$).

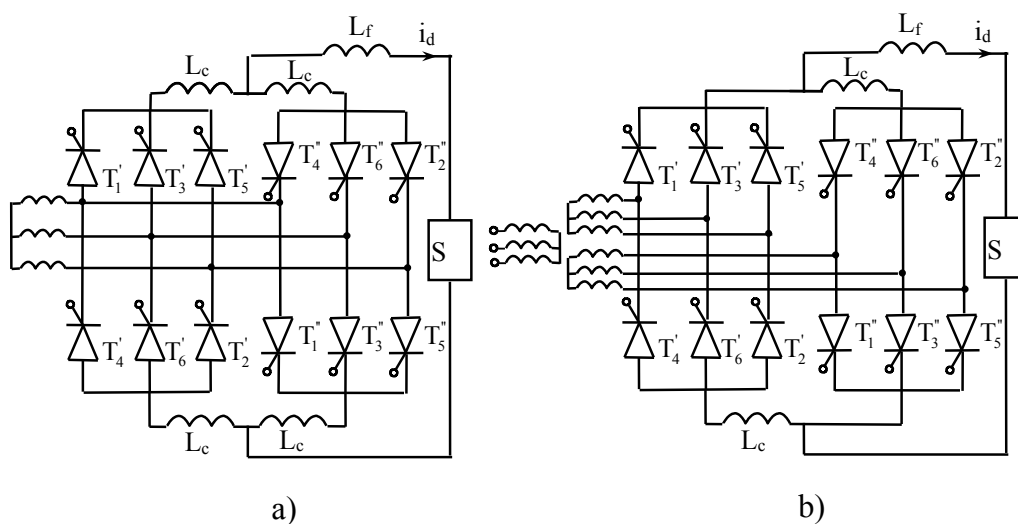


Fig. 5.27 Scheme practice de redresoare bidirecționale cu $p=6$: a) schema în antiparal ; b) schema în cruce

5.7. Comanda redresoarelor cu comutație naturală

5.7.1. 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. 5.28.):

- CVM - comanda valorii medii;
- GT - generatorul de tact;
- DI - distribuitorul de impulsuri;
- FI - formatorul de impulsuri;
- CS - circuitele de supraveghere.

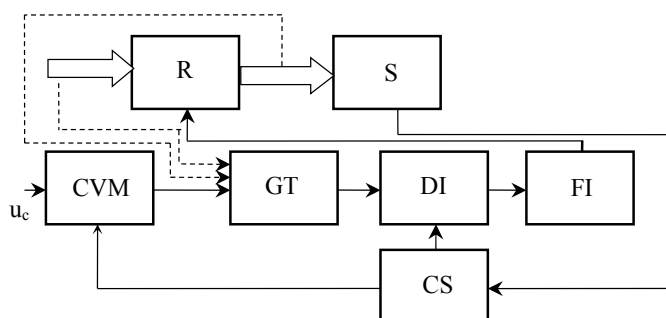


Fig. 5.28. Schema de principiu a blocului de comandă al unui redresor

Procese 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.

5.7.2. 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 .

5.7.2.1. 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.5.29). Considerând principiul comenzii în fază, pentru elaborarea unui impuls de comandă sunt necesare trei semnale (fig. 5.29) :

- 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. 5.29a);

- 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. 5.29a);
- un semnal de comandă, u_c , având variație continuă și a cărei valoare determină mărimea unghiului de comandă (fig. 5.29b).

Impulsurile de comandă se generează la coincidența semnalelor u_r și u_c pe panta descrescătoare a primului (fig. 5.29c).

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 $\alpha_{max} < \pi$.

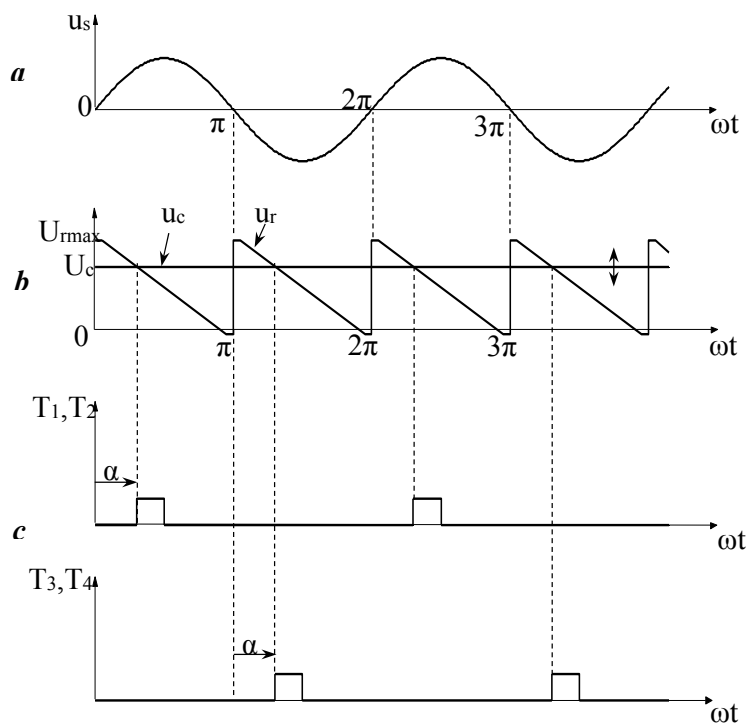


Fig. 5.29. Formele de undă la generarea impulsurilor de aprindere ale tiristoarelor, conform principului comenzii în fază

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 $\beta AA 145$.

5.7.2.2. 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. 5.30).

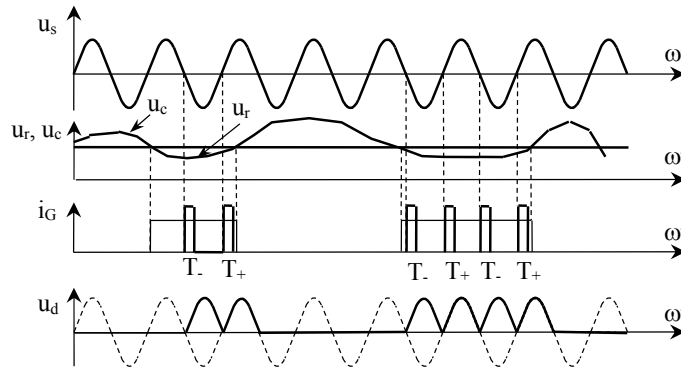


Fig. 5.30 Variațiile în timp ale tensiunilor, impulsurile de comandă a tiristoarelor și tensiunea redresată, pentru un redresor monofazat bialternanță, la comanda cu undă plină și referință constantă

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.

5.7.2.3. 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. 5.31). 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. 5.31). 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

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

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.

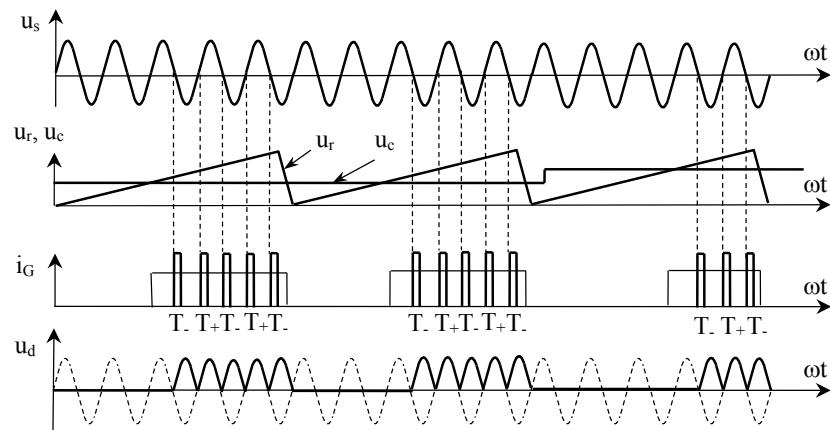


Fig. 5.31 Variațiile în timp ale tensiunilor, impulsurile de comandă a tiristoarelor și tensiunea redresată, pentru un redresor monofazat bialternanță, la comanda cu undă plină și referință constantă

6. VARIATOARE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ

6.1 Principiu

Variatoarele de tensiune alternativă sunt convertoare statice care transformă energia de c.a. tot în energie de c.a. iar prin comandă se poate modifica valoarea efectivă a tensiunii furnizate.

Acestea funcționează în comutație naturală, deoarece curentul prin fiecare element semiconductor se anulează, în mod natural, la trecerea prin zero a acestuia.

Din reprezentarea ca obiect orientat (Fig. 6.1), un VTA este alimentat cu o tensiune sinusoidală de valoare efectivă U_1 și frecvență f_1 constante și furnizează la ieșire o tensiune alternativă formată din segmente de sinusoidă ale tensiunii de alimentare, a cărei valoare efectivă poate fi modificată prin comandă și a cărei frecvență este constantă și egală cu a tensiunii de alimentare.

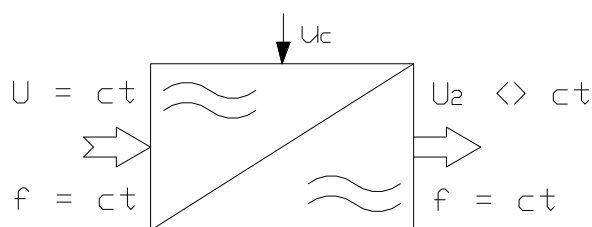


Fig. 6.1 Reprezentarea VTA ca și element orientat

Principiul de comandă al VTA este principiul comenzii în fază (ca și la redresoare), respectiv tiristoarele din componența sa sunt comandate cu un unghi de întârziere reglabil α , măsurat din punctul comutației naturale a tiristorului respectiv. Din punct de vedere al conexiunii, VTA se montează în serie, între sursa de alimentare și sarcină.

6.2. Variatoare monofazate

VTA monofazate sunt alimentate de la o sursă de tensiune sinusoidală monofazată și își găsesc aplicabilitate în instalațiile reglabile de iluminat, în echipamente electrocasnice (fiare

de călcat) și la pornirea motoarelor monofazate de c.a.

6.2.1. Principiul, schema de principiu

Un VTA monofazat este constituit dintr-un ansamblu bidirecțional (două tiristoare conectate în antiparalel sau un triac), montat între sursa de tensiune alternativă și sarcină (fig. 6.2).

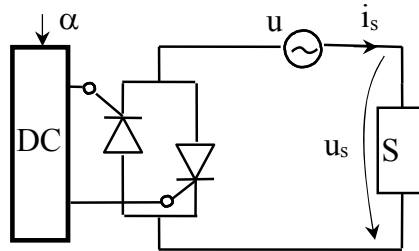


Fig. 6.2 Schema de principiu a unui VTA monofazat, cu tiristoare

Dispozitivul de comandă DC asigură impulsuri de comandă, defazate cu π radiani între ele, care se distribuie alternativ celor două tiristoare. Aceste impulsuri sunt întârziate, cu unghiul α față de momentul trecerii prin zero a celor două semialternanțe, deoarece, fiind o schemă monofazată, punctele comutației naturale ale celor două tiristoare coincid cu trecerile prin „zero” ale tensiunii de alimentare. Momentele blocării tiristoarelor depind numai de caracterul și parametrii sarcinii.

Pentru analiza care urmează, se fac următoarele ipoteze:

- sursa de tensiune u este ideală și furnizează o tensiune sinusoidală de forma

$$u = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t \quad (6.1)$$

în care U_1 este valoarea efectivă, iar ω pulsația acesteia;

- tiristoarele se comportă ca și întrerupătoare ideale (se neglijează comutația, căderea de tensiune în stare de conducție și curentul rezidual în stare blocată).

Se subliniază că, datorită conexiunii în antiparalel a celor două tiristoare, în funcționarea VTA apare o particularitate importantă. Astfel, când un tiristor este în conducție, căderea de tensiune de pe el (1,5V-3V) polarizează celălalt tiristor în sens invers. În consecință, acesta nu poate intra în conducție. Consecința cea mai importantă a acestui fapt este că la VTA regimul de curent întrerupt (intervale de timp când curentul prin sarcină este nul) este inevitabil.

6.2.2. Cazul unei sarcini rezistive

Considerând o sarcină pur rezistivă, și ținând seama că tiristorul T_1 poate intra în conducție pe alternanța pozitivă, la momentul $\omega t = \alpha$, iar T_2 pe alternanța negativă la momentul $\omega t = \pi + \alpha$, expresiile tensiunii și curentului vor fi:

$$u_s = \begin{cases} u & T_1 = 1 \cup T_2 = 1 \\ 0 & T_1 = 0 \cap T_2 = 0 \end{cases} \quad (6.2)$$

$$i_s = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}U_1}{R} \sin \omega t & \text{pt. } \omega t \in [\alpha, \pi] \cup [\pi + \alpha, 2\pi] \\ 0 & \text{pt. } \omega t \in [0, \pi] \cup [\pi, \pi + \alpha] \end{cases} \quad (6.3)$$

Intervalele de conducție ale celor două tiristoare se obțin ținând seama că fiecare intră în conducție în momentul comenzii și se blochează natural la anularea curentului ce le străbate. Astfel, anulând expresia curentului se obține $\sin \omega t = 0$, adică $\omega t = \pi$ și 2π . Rezultă că T_1 conduce în prima perioadă pe intervalul (α, π) iar T_2 pe intervalul $(\pi, 2\pi)$.

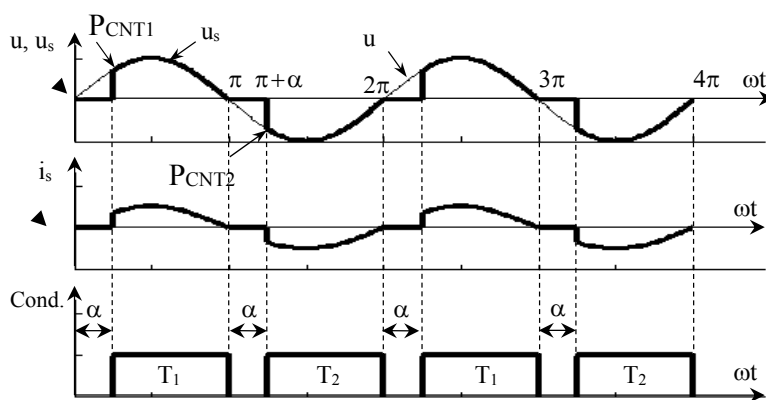


Fig.6.3 Formele de undă și intervalele de conducție ale tiristoarelor, pentru un VTA monofazat, cu sarcină pur rezistivă

Formele de undă obținute pe baza relațiilor (6.2) și (6.3) sunt reprezentate în fig. 6.3.

În figura 6.3 s-au marcat punctele de comutație naturală ale celor două tiristoare ($PCNT_1$ și $PCNT_2$).

Ordine în care se obțin formele de undă este:

1. Se reprezintă cele trei sisteme de axe;
2. Se reprezintă tensiunea de alimentare;
3. Se identifică punctele de comutație naturală și se măsoară un unghi dorit $\alpha \in (0, \pi)$;
4. Se marchează intervalele de conducție ale celor două tiristoare, în sistemul de axe cel mai de jos;
5. În sistemul de axe al lui u_s , se identifică porțiunile de sinusoidă care coincid cu

intervalele de conducție; acestea reprezintă forma de undă a tensiunii de ieșire;

6. În sistemul de axe al lui i_s , se reprezintă curentul de sarcină care este și curentul prin sursă.

6.2.3. Cazul unei sarcini pur inductive

În această situație, se va ține seama că, un tiristor nu poate fi introdus în conducție atât timp cât celălalt este în conducție, acesta din urmă polarizându-l pe primul în sens invers.

Pentru $\omega t > \alpha$, aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe ochiul format, se obține

$\sqrt{2}U \sin \omega t = L \frac{di_s}{dt}$, din care, prin integrare, rezultă

$$i_s = \int_{\alpha}^{\omega t} \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (6.4)$$

Curentul se va anula dacă

$\cos \alpha - \cos \omega t = 0$, respectiv,

$$2 \sin \frac{\omega t + \alpha}{2} \sin \frac{\alpha - \omega t}{2} = 0. \quad (6.5)$$

Din această condiție, se determină momentul anulării curentului,

$$\omega t = 2\pi - \alpha \quad (6.6)$$

Deoarece durata maximă de conducție a unui tiristor este π radiani, relația (6.6) furnizează valoarea unghiului de comandă minim (α_{\min}) punând condiția de conducție maximă

$$2\pi - \alpha - \alpha = \pi.$$

Se obține $\alpha_{\min} = \frac{\pi}{2}$, pentru care există permanent curent prin sarcină.

În același timp, deoarece $\alpha_{\max} = \pi$ (după care, T_1 este polarizat în sens invers), se deduce intervalul de variație a lui α ,

$$\alpha \in \left[\frac{\pi}{2}, \pi \right]. \quad (6.7)$$

Pentru $\alpha > \pi/2$, ținând seama că i_s se anulează la momentul $2\pi - \alpha$, se obține regim de curent întrerupt pentru $\omega t \in [2\pi - \alpha, \pi + \alpha]$ (fig.6.4).

Construcția formelor de undă se face similar ca în cazul sarcinii rezistive.

6.2.4. Cazul unei sarcini rezistiv - inductive

În această situație, sarcina este caracterizată de rezistența R și inductivitatea L , înseriate.

Comanda fiind simetrică, este suficient să se studieze funcționarea în timpul unei semiperioade. Teorema a II-a a lui Kirchhoff, aplicată pentru $\omega t \geq \alpha$ (intervalul de conducție al lui T_1), conduce la

$$Ri_s + L \frac{di_s}{dt} = \sqrt{2}U \sin \omega t.$$

Prin împărțire la R, ecuația diferențială ia forma

$$T \frac{di_s}{dt} + i_s = \frac{\sqrt{2}U}{R} \sin \omega t, \quad (6.8)$$

unde $T = L/R$ este constanta electromagnetică a circuitului.

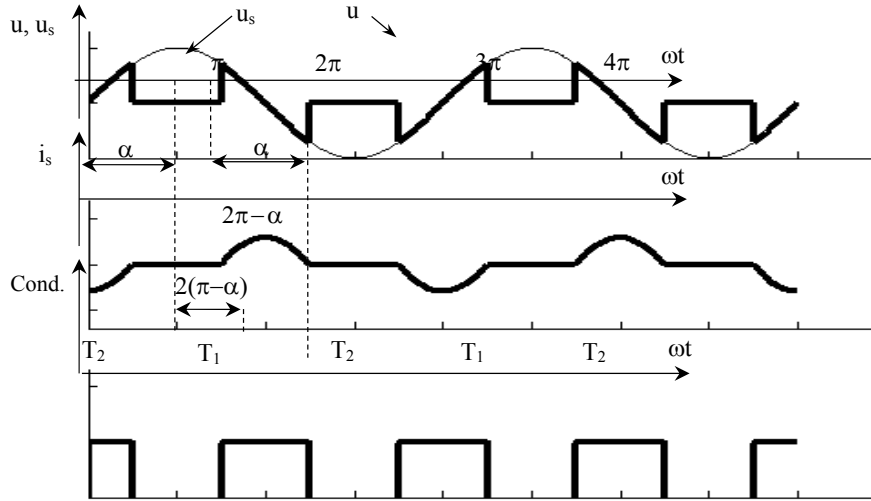


Fig.6.4 Formele de undă și intervalele de conducție ale tiristoarelor, pentru un VTA monofazat, cu sarcină pur inductivă

Ecuția diferențială neomogenă (6.8) are o soluție care conține două componente:

- $i_{s0} = Ce^{\frac{-t}{T}}$, soluție a ecuației omogene (termen exponențial amortizat);

- $i_{sp} = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi)$, soluție particulară a ecuației neomogene (curent

sinusoidal corespunzător regimului staționar), în care, $\varphi = \arctg \omega T$ este defazajul introdus de circuitul respectiv.

Soluția generală este

$$i_s = i_{s0} + i_{sp} = Ce^{\frac{-t}{T}} + \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi). \quad (6.9)$$

Constanta C se determină din condiția inițială $i_s(\alpha)=0$. Se obține astfel

$$C = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} e^{\frac{\alpha}{\omega T}} \sin(\alpha - \varphi)$$

Revenind în (6.9) se obține expresia finală a curentului,

$$i_s = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left[\sin(\omega t - \varphi) - e^{\frac{-1}{\omega T}(\omega t - \alpha)} \sin(\alpha - \varphi) \right]. \quad (6.10)$$

Fiecare tiristor conduce până la momentul t_1 de anulare a curentului i_s , care poate fi determinat din condiția

$$\sin(\omega t_1 - \varphi) - e^{\frac{-1}{\omega T}(\omega t_1 - \alpha)} \sin(\alpha - \varphi) = 0. \quad (6.11)$$

În funcție de semnul diferenței $(\alpha - \varphi)$, se disting mai multe cazuri.

$$a) \varphi \leq \alpha \leq \pi$$

În acest caz, $\sin(\alpha - \varphi) \geq 0$ și ecuația (6.11) arată că $\sin(\omega t_1 - \varphi) \geq 0$, deci $\omega t_1 \leq \pi + \varphi \leq \pi + \alpha$. Se obține că, momentul t_1 al blocării lui T_1 este anterior momentului $(\pi + \alpha)/\omega$ al intrării în conducție a lui T_2 .

Formele de undă (fig.6.5), evidențiază că:

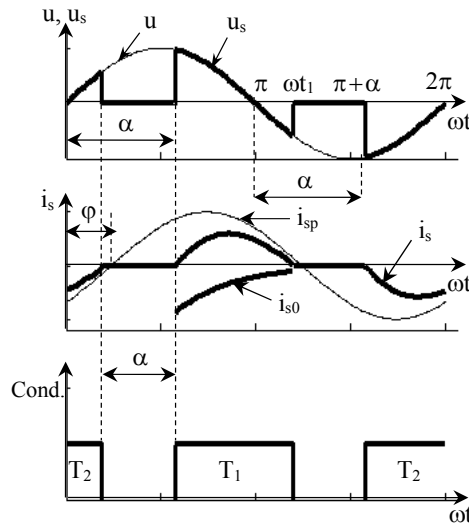


Fig. 6.5 Formele de undă corespunzătoare unui VTA monofazat, cu sarcină R-L, pentru cazul $\alpha > \varphi$

- pentru $\alpha = \varphi$, fiecare tiristor conduce câte o semiperioadă și VTA funcționează cu undă plină; această situație constituie limita regimului de curent întrerupt;

- pentru $\alpha > \varphi$, VTA funcționează în regim de curent întrerupt.

În concluzie, inductivitatea sarcinii determină reducerea intervalului de variație a unghiului de comandă α la $[\varphi, \pi]$, în vederea reglării valorii efective a tensiunii pe sarcină de la maximul său la zero.

$$b) \alpha < \varphi$$

Cu această condiție, ținând seama de ecuația (6.11), $\sin(\omega t_1 - \varphi) < 0$, deci $\omega t_1 > \pi + \varphi > \pi + \alpha$. Aceasta înseamnă că, la momentul $\pi + \alpha$, de comandă a lui T_2 , T_1 este încă în conducție și, polarizându-l în sens invers pe T_2 , împiedică intrarea în conducție a acestuia. În funcție de tipul de comandă utilizat, există două posibilități:

b1) Dacă tiristoarele se comandă cu impulsuri unice, de scurtă durată, comanda lui T_2 nu determină intrarea sa în conducție și funcționarea variatorului este anormală, în regim de redresor monofazat monoalternanță (fig. 6.6).

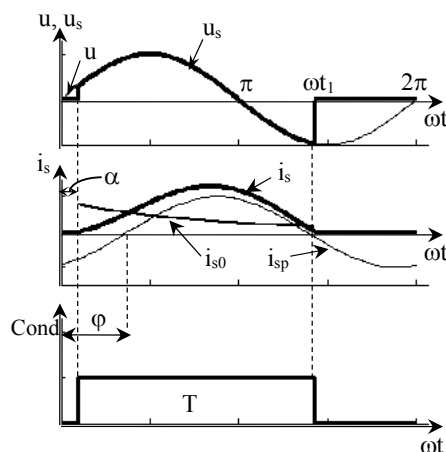


Fig. 6.6 Formele de undă corespunzătoare unui VTA monofazat, cu sarcină R-L, pentru cazul $\alpha < \varphi$ și comandă prin impulsuri unice de scurtă durată

b2) Dacă tiristoarele sunt comandate cu trenuri de impulsuri sau impulsuri de lățime mare, la momentul t_1 al blocării lui T_1 , T_2 fiind comandat, permite existența alternanței negative a curentului (fig. 6.7). Astfel, în orice moment, unul din cele două tiristoare este în conducție, iar, în regim staționar (după anularea termenului i_{s0}), curentul prin sarcină este cel care s-ar obține în regim permanent,

$$i_s = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \varphi). \quad (6.12)$$

VTA se comportă, în acest caz, ca un întrerupător închis în permanență, tensiunea u_s la bornele sarcinii fiind egală tot timpul cu tensiunea u de alimentare.

În concluzie, funcționarea normală a variatorului și reglarea valorii efective a tensiunii u_s nu este permisă decât dacă $\alpha \geq \varphi$.

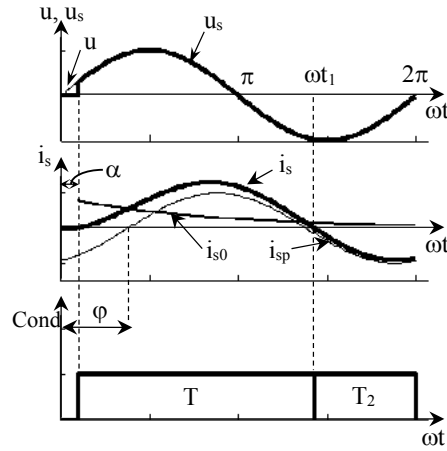


Fig.6.7 Formele de undă corespunzătoare unui VTA monofazat, cu sarcină R-L, pentru cazul $\alpha < \varphi$ și comandă cu trenuri de impulsuri

În cazul în care sarcina este caracterizată printr-un defazaj φ variabil, pentru a evita aplicarea unor impulsuri de comandă, inutile, tiristoarelor, trebuie să se controleze, în permanență, unghiul α' de întârziere a comenzii unui tiristor față de trecerea prin zero a curentului sau față de momentul în care tensiunea la bornele sale devine pozitivă (fig. 6.4).

Unghiul α' se numește unghi practic de comandă și este dat de relația

$$\alpha' = \pi + \alpha - \omega t_1 \quad (6.13)$$

Utilizând unghiul practic de comandă, când acesta variază de la 0 la π , valoarea efectivă a lui u_s variază între U și 0.

6.2.5. Mărimi caracteristice

Cazul alimentării unei sarcini pur rezistive de la un VTA, este frecvent întâlnit în multe domenii: reglarea puterii instalațiilor de încălzire, reglarea temperaturii cuptoarelor, reglarea intensității surselor de iluminat, etc. Din acest motiv și pentru a evidenția, mai simplu, principalele caracteristici ale unui VTA, se va avea în vedere o sarcină pur rezistivă.

a) Valoarea efectivă a tensiunii la bornele sarcinii,

$$U_s = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = U \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}. \quad (6.14)$$

b) Valoarea efectivă a curentului prin sarcină,

$$I_s = \frac{U_s}{R} = \frac{U}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)} = I \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}. \quad (6.15)$$

unde $I = U/R$.

c) Caracteristicile de comandă

Dependențele $U_s(\alpha)$ și $I_s(\alpha)$ reprezintă caracteristicile de comandă ale VTA, care, în unități relative, sunt identice.

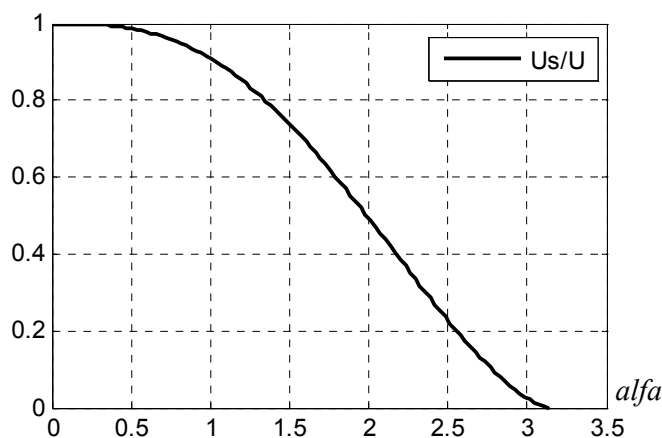


Fig. 6.8 Caracteristica de comandă în unități relative a VTA monofazat cu sarcină rezistivă

Din caracteristica de comandă se constată că, prin modificarea unghiului de comandă între 0 și π , valoarea efectivă a tensiunii la ieșirea VTA se modifică continuu, între U_s și 0.

d) Fundamentală curentului de sarcină

Curentul nu are o formă particulară, pară sau impară, și de aceea, trebuie calculate atât componenta în sinus, cât și cea în cosinus.

Amplitudinea componentei în sinus este

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right), \quad (6.16)$$

iar cea a componentei în cosinus,

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s \cos \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}I}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \cos \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I \sin^2 \alpha. \quad (6.17)$$

Valoarea efectivă a armonicii fundamentalei va fi

$$I_{s1} = \sqrt{\frac{A_1^2 + B_1^2}{2}} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)^2 + \sin^4 \alpha}. \quad (6.18)$$

e) Defazajul dintre fundamentală curentului prin sursă și tensiunea sursei,

$$\varphi_1 = \arctg \frac{B_1}{A_1} = -\arctg \frac{\sin^2 \alpha}{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin^2 \alpha}. \quad (6.19)$$

Se constată că, dacă $\alpha \in (0, \pi)$ se obține $\phi_1 < 0$, ceea ce arată că, deși sarcina este pur rezistivă, curentul este defazat în urma tensiunii și, în consecință, VTA este un consumator de energie reactivă. Prezența puterii reactive se explică observând comportarea ansamblului variator-sarcină, care, datorită comenzii, preia o tensiune diferită de zero la curent nul, ca și o bobină. Se constată (fig. 6.9) că, defazajul variază între 0 și $\pi/2$ atunci când α se modifică în intervalul $(0, \pi)$. Datorându-se unghiului de comandă, această putere se numește *putere reactivă de comandă*.

Puterea reactivă poate fi eliminată, similar redresoarelor cu factor de putere unitar, prin comutarea forțată a curentului.

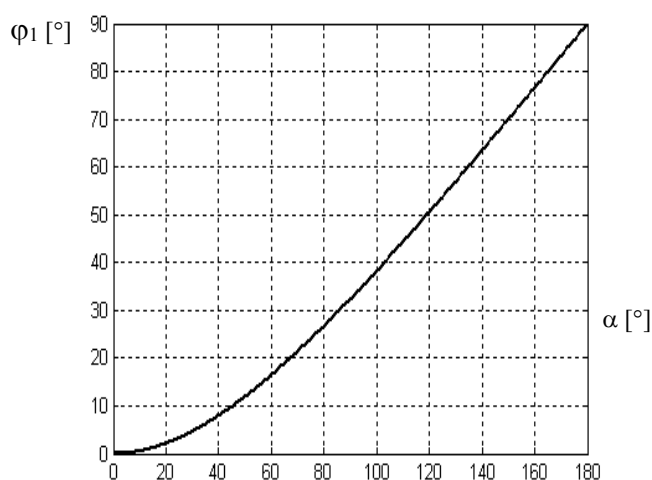


Fig.6.9 Dependența defazajului dintre componentele fundamentale ale tensiunii și curentului, în funcție de unghiul de comandă, pentru un VTA cu sarcină rezistivă.

f) Factorul de putere

Puterea aparentă absorbită este $S = UI_s$, iar puterea activă (care se transmite numai pe fundamentală),

$$P = UI_{s1} \cos \phi_1. \quad (6.20)$$

Astfel, factorul de putere global este dat de

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (6.21)$$

Considerând factorul total de distorsiune a curentului, raportul curenților se exprimă

$$\frac{I_s}{I_{s1}} = \sqrt{1 + FTD^2}, \text{ iar (6.21) devine}$$

$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + FTD^2}}, \quad (6.22)$$

relație care evidențiază cele două cauze care contribuie la diminuarea factorului de putere:

- puterea reactivă de comandă (prin $\cos \phi_\square$);
- prezența armonicilor superioare de curent (prin FTD).

6.3. Variatoare trifazate

Variatorul de tensiune alternativă trifazat se obține conectând, pe fiecare fază a sursei de alimentare, cel mai frecvent secundarul unui transformator, câte un variator monofazat (fig.6.10).

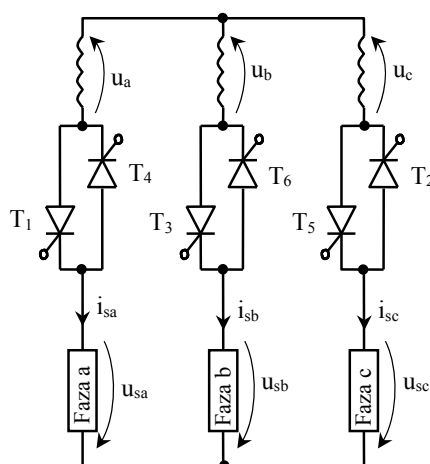


Fig. 6.10 Schema de principiu a unui VTA trifazat cu tiristoare

u_a, u_b, u_c sunt tensiunile de fază, sinusoidale, furnizate de sursă, și au expresiile:

$$u_a = \sqrt{2}U \sin \omega t ;$$

$$u_b = \sqrt{2}U \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) ;$$

$$u_c = \sqrt{2}U \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right).$$

Se va considera sarcina echilibrată, conectată în stea. Fiecare tiristor este comandat cu o întârziere reglabilă α față de punctul de comutație naturală. Punctele de comutație naturală se găsesc similar ca și la redresorul trifazat în punte. Având în vedere defazajele dintre tensiunile sistemului trifazat de alimentare, vor rezulta aceleași defazaje între impulsurile de comandă ale tiristoarelor. Astfel, între impulsurile tiristoarelor T_1, T_3, T_5 , respectiv T_2, T_4, T_6

va fi un defazaj de $2\pi/3$ radiani, iar între tiristoarele de pe aceeași fază, un defazaj de π radiani.

În funcție de valoarea unghiului de comandă α , există mai multe moduri de funcționare.

Cazul I. $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}$.

În conducție sunt trei sau două tiristoare.

Pentru $\alpha < \frac{\pi}{3}$ (fig. 6.11), fiecare tiristor este în conducție un interval de $(\pi - \alpha)$ radiani într-o perioadă și

$$u_{sa} = \begin{cases} 0 & \text{dacă } T_1 \equiv 0 \text{ și } T_4 \equiv 0 \\ u_a & \text{dacă sunt în conducție câte un tiristor} \\ & \text{de pe fiecare fază} \\ \frac{1}{2}(u_a - u_b) & \text{dacă } T_1 \equiv 1 \text{ și } T_6 \equiv 1 \text{ sau } T_4 \equiv 1 \text{ și } T_3 \equiv 1 \\ \frac{1}{2}(u_a - u_c) & \text{dacă } T_1 \equiv 1 \text{ și } T_2 \equiv 1 \text{ sau } T_4 \equiv 1 \text{ și } T_5 \equiv 1 \end{cases} \quad (6.23)$$

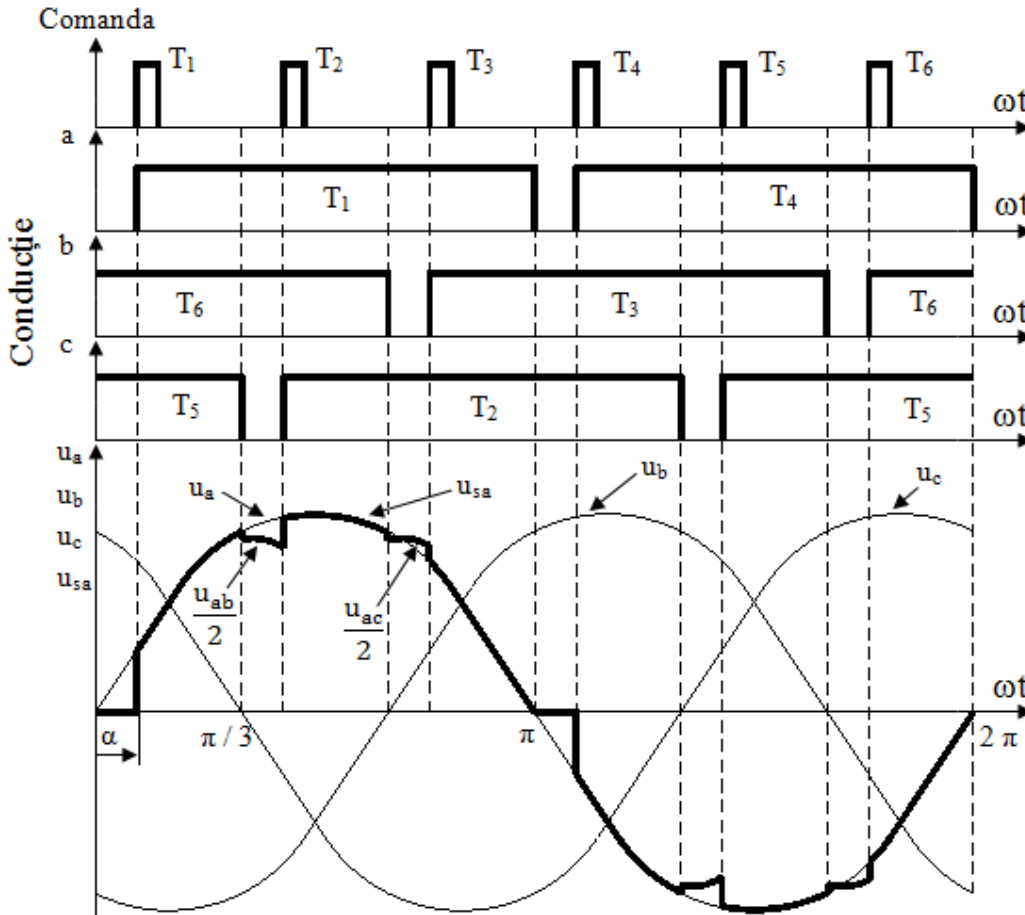


Fig. 6.12. Intervalele de conducție ale tiristoarelor și forma de undă a tensiunii de fază pe sarcină pentru un VTA trifazat cu sarcină rezistivă și $\alpha < \pi/3$

Dacă $\alpha = 0$, variatorul de tensiune alternativă funcționează cu undă plină, fiecare tiristor conducând câte o semialternanță și, în fiecare moment, sunt în conducție trei tiristoare (câte unul de pe fiecare fază).

Cazul II. $\frac{\pi}{3} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$.

În acest caz, în orice moment, sunt în conducție două tiristoare, duratele de conducție fiind de $2\pi/3$ radiani într-o perioadă (fig. 6.12).

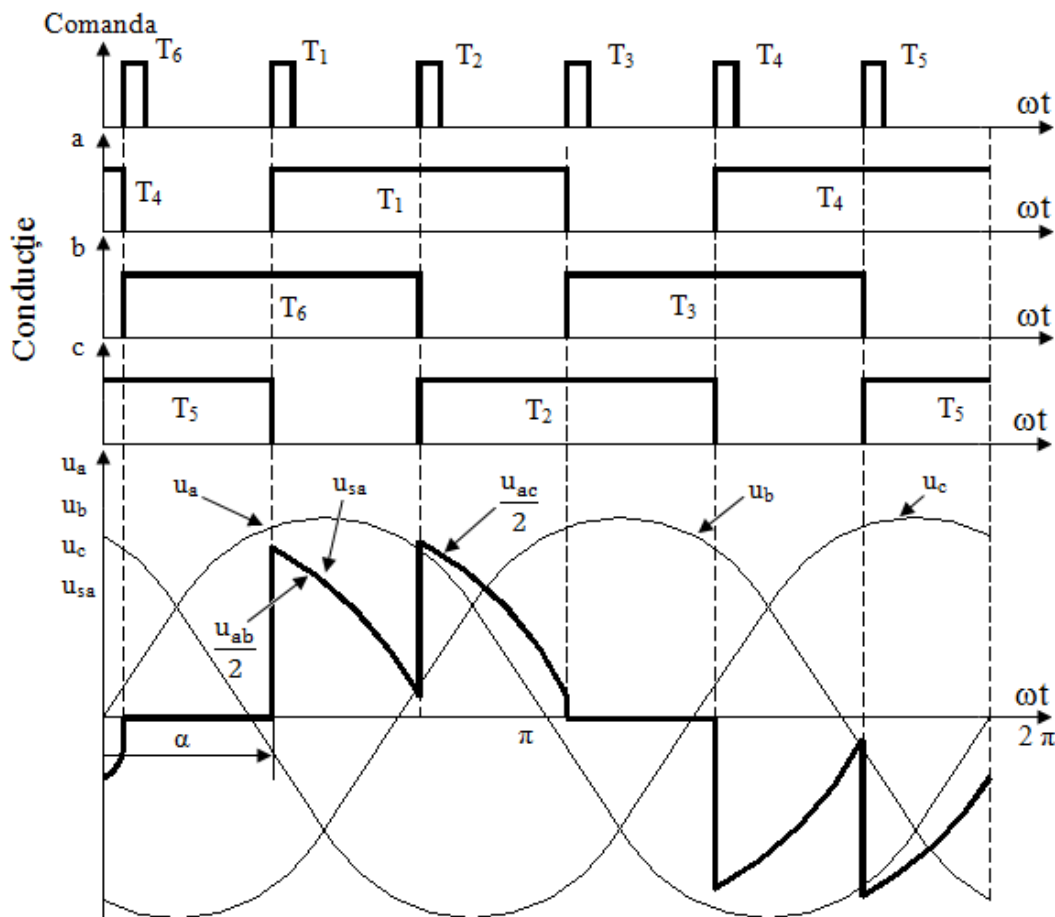


Fig. 6.12. Intervalele de conducție ale tiristoarelor și forma de undă a tensiunii de fază pe sarcină pentru un VTA trifazat cu sarcină rezistivă și $\alpha = 5\pi/12$

Aceasta, deoarece comanda unui tiristor determină blocarea tiristorului de aceeași polaritate. Spre exemplu, presupunând T_1 și T_6 în conducție, comanda lui T_1 la momentul α , determină intrarea acestuia în conducție, care implică blocarea lui T_5 , deoarece conducția tuturor celor trei tiristoare ar determina, pentru $\omega t > \pi/3$, un curent $i_{sc} = u_c/R < 0$.

Tensiunea de fază pe sarcină este:

$$u_{sa} = \begin{cases} 0 & \text{dacă } T_1 \equiv 0 \text{ și } T_4 \equiv 0 \\ \frac{1}{2}(u_a - u_b) & \text{dacă } T_1 \equiv 1 \text{ și } T_6 \equiv 1 \text{ sau } T_4 \equiv 1 \text{ și } T_3 \equiv 1 \\ \frac{1}{2}(u_a - u_c) & \text{dacă } T_1 \equiv 1 \text{ și } T_2 \equiv 1 \text{ sau } T_4 \equiv 1 \text{ și } T_5 \equiv 1 \end{cases} \quad (6.24)$$

Cazul III. $\frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}$

În această situație, în conducție sunt fie două tiristoare, fie niciunul (fig. 6.13).

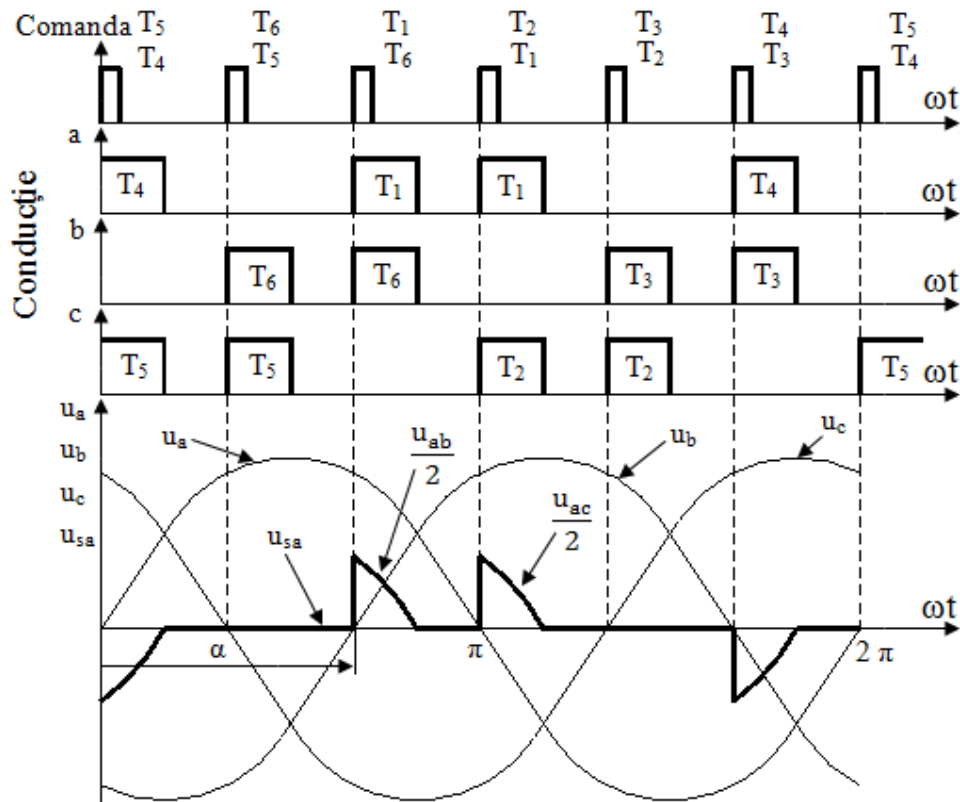


Fig. 6.13. Intervalele de conducție ale tiristoarelor și forma de undă a tensiunii de fază pe sarcină pentru un VTA trifazat cu sarcină rezistivă și $\alpha = 2\pi/3$

Limita inferioară a acestui interval este determinată de faptul că, spre exemplu, tiristoarele T5 și T6 nu pot conduce împreună decât până la momentul $\omega t = \pi/2$, când, tensiunea u_{cb} , ce întreține curentul prin fazele "c" și "b", devine negativă.

Deoarece comanda unui tiristor este dată după anularea curentului prin celelalte două faze, existența curentului de sarcină nu este posibilă decât dacă se comandă simultan două tiristoare: cel care trebuie comandat în mod normal (T_1 spre exemplu) și cel care fusese comandat cu $T/6$ înainte (T_6). Pentru aceasta, fiecare tiristor poate fi comandat fie cu un tren de impulsuri pe o durată de $\pi/3$ radiani, fie cu câte două impulsuri, unul principal și unul secundar, defazat în urmă cu $\pi/3$ față de primul.

Forma de undă a tensiunii de fază pe sarcină (fig. 6.13) este obținută ținând seama de (6.22).

Cazul IV. $\alpha > 5\pi/6$

În acest caz toate tiristoarele rămân blocate și sarcina este deconectată de la sursă. Este evident că o astfel de situație este anormală și comanda este inutilă.

6.3.1. Cazul unei sarcini de tip R-L

Ca și la VTA monofazat, funcționarea normală nu este posibilă decât dacă $\alpha \geq \varphi$. Ținând seama și de funcționarea VTA trifazat cu sarcină rezistivă, plaja de variație a unghiului de comandă este $\alpha \in [\varphi, 5\pi/6]$ și apar următoarele particularități:

- nu mai există nici o valoare a unghiului de comandă α , pentru care, în orice moment, să fie în conducție doar două tiristoare (modul 2 de funcționare de la VTA cu sarcină rezistivă), deoarece caracterul inductiv al sarcinii nu permite anularea bruscă a curentului;
- trecerea de la primul mod de funcționare la al treilea are loc pentru o valoare limită α_1 a unghiului de comandă, care depinde de defazajul φ ;
- dacă sarcina este un curent electric de c.a., atunci, pe lângă caracterul R-L, apare și caracterul capacitiv, datorat tensiunii electromotoare care are variație aproximativ sinusoidală; în acest caz, curentul mai conține încă o componentă sinusoidală, iar studiul funcționării sistemului variator-motor, poate fi făcut numai pe cale numerică.

7. CICLOCONVERTOARE

7.1. Principiul și schema de principiu

Cicloconvertoarele realizează conversia energiei de c.a. cu parametrii constanți, în mod direct, tot în energie de c.a., ai cărei parametri pot fi modificați prin comandă. Funcționarea cicloconvertoarelor se bazează pe principiul redresoarelor bidirecționale, obținute prin conectarea în antiparalel a două redresoare identice, complet comandate (în fig. 7.1 este prezentată schema de principiu a unui cicloconvertor ce alimentează o sarcină monofază).

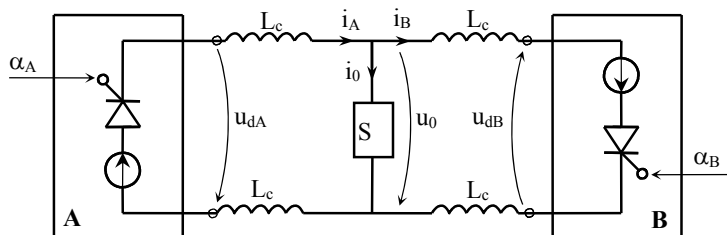


Fig. 7.1. Schema de principiu a unui cicloconvertor monofază

Pentru a obține funcționarea sarcinii în toate cele patru cadrane, se conectează în antiparalel două redresoare complet comandate, identice. Conectarea se face prin intermediul unor inductivități (L_c), care au rolul de a limita curentul de circulație care apare între cele două redresoare.

Diferența față de redresoarele bidirecționale constă în comanda celor două redresoare, deoarece tensiunea u_0 pe sarcină trebuie să fie alternativă. Se urmărește ca, valorile medii ale tensiunilor redresate de cele două redresoare să aibă o evoluție cât mai apropiată de o sinusoidă.

Cu α și β s-au notat unghiurile de comandă ale tiristoarelor redresorului A, respectiv B.

Cicloconvertoarele pot avea curent de circulație, caz în care

$$\alpha_A + \alpha_B = \pi, \quad (7.1)$$

sau pot funcționa fără curent de circulație.

Se va considera, în continuare, că unghiurile de comandă satisfac relația (7.1).

7.2. Comanda cicloconvertoarelor

Pentru a identifica modul de comandă necesar, se presupune că tensiunea de referință din circuitul de comandă este cosinusoidală, de forma

$$u_r = U_{\text{rmax}} \cos \omega t . \quad (7.2)$$

Ținând cont de faptul că cele două redresoare sunt identice, rezultă că, între valorile medii corespunzătoare unei perioade a tensiunilor redresate, există relația

$$U_0 = U_{\text{dA}} = -U_{\text{dB}} . \quad (7.3)$$

Pentru evidențierea modului de comandă, este suficient să se urmărească doar tensiunea furnizată de redresorul A, care se consideră, convențional, pozitivă.

Neglijând căderea de tensiune datorată comutațiilor din redresoare, valoare medie a tensiunii redresate de redresorul A este:

$$U_{\text{dA}} = U_{\text{d0}} \cos \alpha , \quad (7.4)$$

în care U_{d0} este valoarea medie a tensiunii redresate la mersul în gol și unghi de comandă nul, comună ambelor redresoare (redresoarele sunt identice).

Impulsurile de comandă se generează în circuitul de comandă, la coincidența valorilor tensiunilor de referință și de comandă, respectiv pentru $\omega t = \alpha$. Ținând cont de (7.2), rezultă

$$u_c = U_{\text{rmax}} \cos \alpha ,$$

de unde,

$$\cos \alpha = \frac{u_c}{U_{\text{rmax}}} . \quad (7.5)$$

Înlocuind (7.5) în (7.4), rezultă

$$U_{\text{dA}} = U_{\text{d0}} \frac{u_c}{U_{\text{rmax}}} . \quad (7.6)$$

Relația (7.6) evidențiază faptul că, în cazul considerat, respectiv tensiunea de referință de formă cosinusoidală, între valoarea instantanee a tensiunii de comandă și valoarea medie a tensiunii pe sarcină există o dependență liniară.

În concluzie, pentru a alimenta o sarcină de c.a., U_{dA} trebuie să fie alternativă, ceea ce se obține dacă tensiunea de comandă este alternativă.

Considerând tensiunea de comandă de forma

$$u_c = U_{\text{cmax}} \sin \omega_0 t ,$$

se obține

$$U_{dA} = \frac{U_{d0}}{U_{rmax}} \cdot U_{cmax} \sin \omega_0 t. \quad (7.7)$$

Relația (7.7) indică posibilitățile de comandă ale cicloconvertoarelor:

- amplitudinea valorii medii a tensiunii pe sarcină se reglează prin modificarea amplitudinii tensiunii de comandă (U_{cmax});
- frecvența tensiunii pe sarcină fiind egală cu frecvența tensiunii de comandă, este controlată prin aceasta.

Tensiunea obținută astfel, în valori instantanee, este formată din segmente ale sinusoidelor tensiunilor de alimentare ale redresoarelor, deci este puternic distorsionată (fig. 7.4.b).

Considerând doar valoarea medie a tensiunii redresate (U_{dA}) și armonica fundamentală a curentului prin sarcină (I_{01}), rezultă regimurile de funcționare ale celor două redresoare (fig. 7.2).

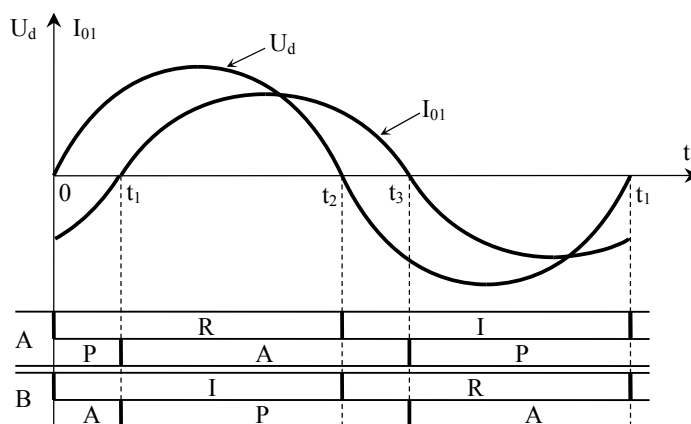


Fig. 7.2. Regimurile de funcționare ale redresoarelor unui cicloconvertoare

Semnificația notațiilor este: **R** - regim de redresor; **I** - regim de invertor;

A - convertor activ; **P** - convertor pasiv.

Este numit *activ*, convertorul care furnizează curentul de sarcină. Acesta suportă însă și *curentul de circulație*, ce se închide prin convertorul *pasiv*, ale cărui tiristoare rămân închise pe toată durata lor de conducție.

Regimurile de funcționare au rezultat în funcție de semnele tensiunii și curentului, astfel:

- pe intervalele când $U_d > 0$, convertorul A - redresor, iar convertorul B - invertor;
- pe intervalele când $U_d < 0$, convertorul A - invertor, iar convertorul B - redresor;

- pe intervalele când $I_{01} > 0$, convertorul A - activ, iar convertorul B - pasiv;
- pe intervalele când $I_{01} < 0$, convertorul A - pasiv, iar convertorul B - activ;

Curentul de circulație este determinat nu doar de diferența între valorile instantanee ale tensiunilor redresate de cele două convertoare, ci și de tensiunile de autoinducție ce apar în bobinele L_c , care sunt parcurse de curentul alternativ al sarcinii. De aceea, bobinele de limitare a curentului de circulație sunt mai mari decât la redresoarele bidirecționale.

7.3. Studiu de caz – cicloconvertor realizat cu redresoare cu 3 pulsuri

Pentru evidențierea formei de undă, puternic distorsionată, a tensiunii u_0 , se va considera un cicloconvertor monofazat, obținut prin cuplarea în antiparalel a două redresoare trifazate în stea, complet comandate (fig. 7.3). Se face observația că, acest tip de montaj a fost ales doar din motivul exemplificării teoretice, în practică, utilizându-se cel puțin redresoare complet comandate în punte ($p \geq 6$).

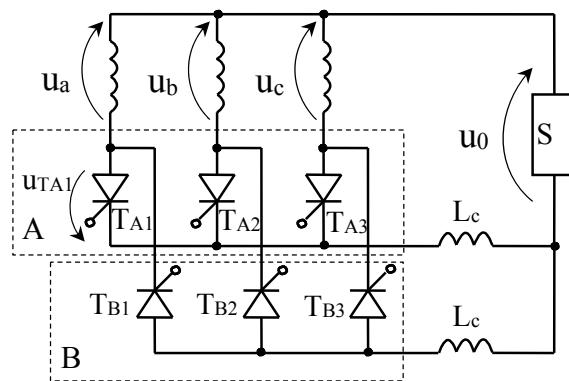


Fig. 7.3. Cicloconvertor monofazat cu redresoare trifazate în stea

Considerând în continuare doar redresorul A, tiristoarele T_{A1} , T_{A2} , T_{A3} conduc alternativ. La un moment dat, neglijând comutația, există un singur tiristor în conducție, redresându-se tensiunea de fază. Punctele de comutație naturală ale tiristoarelor se găsesc la intersecțiile alternanțelor pozitive ale tensiunilor de fază (fig. 7.4b.). Tensiunile de referință au începutul perioadei în punctele de comutație naturală și variază pe durata a π radiani (fig. 7.4c.)

Impulsurile de comandă ale tiristoarelor se generează la coincidența dintre semnalul de comandă și tensiunea de referință corespunzătoare (fig. 7.4a și c).

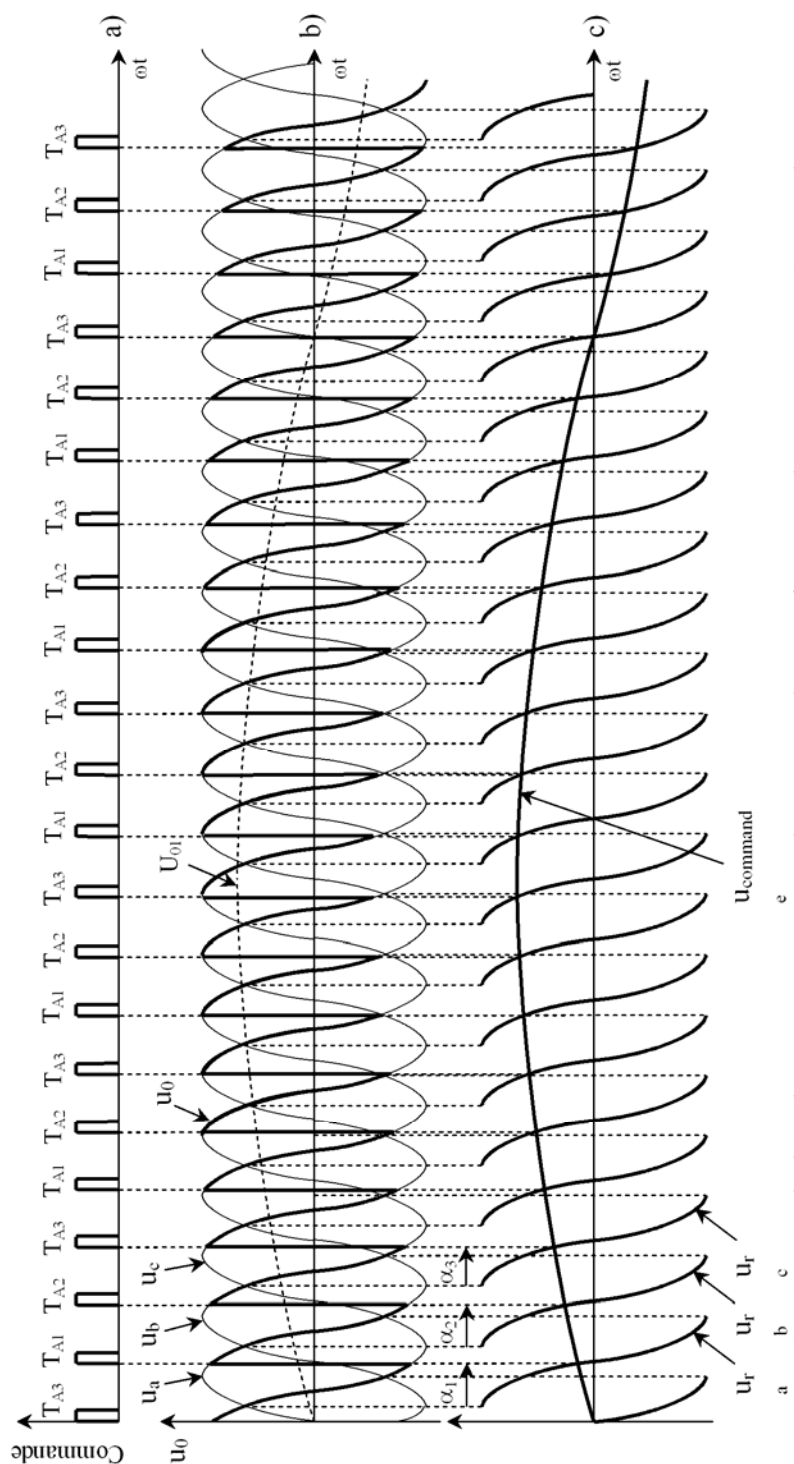


Fig. 7.4 Formele de undă corespunzătoare cicloconvertoare mono-fază cu redresoare în stea: **a)** comanda tiristoarelor; **b)** tensiunile de fază și tensiunea pe sarcină; **c)** tensiunile de referință și de comandă

Astfel, la momentul $\omega t = 0$, are loc intersecția între tensiunea de referință u_{rc} și tensiunea de comandă, determinând comanda tiristorului T_{A3} . Acesta intră în conducție, tensiunea pe sarcină fiind u_c (fig. 7.4b), până la comanda tiristorului T_{A1} . După comanda acestuia, T_{A3} se blochează, tensiunea pe sarcină fiind u_a ș.a.m.d.

Se observă că, unghiurile de comandă ale tiristoarelor se modifică în permanență pe parcursul unei perioade, determinând astfel evoluția *sinusoidală a valorilor medii* ale tensiunii redresate pe fiecare perioadă a tensiunii de alimentare (fig. 7.4b).

Valoarea maximă a fundamentalei tensiunii pe sarcină, poate fi aproximată cu valoarea maximă a tensiunii medii într-o perioadă a tensiunii de alimentare, respectiv

$$U_{01\max} = U_{d\max} = U_{d0} . \quad (7.8)$$

Analiza armonică a tensiunii de ieșire, tratată în literatură, evidențiază existența, pe lângă fundamentală de pulsație ω_0 , și a două familii de armonici superioare, de pulsații $\omega_{n1} = 3(2k-1)\omega \pm 2k'\omega_0$; și $\omega_{n2} = 6k\omega \pm (2k'+1)\omega_0$,

unde $k \in \mathbb{N}^*$ iar $k' \in \mathbb{N}$.

În cazul cicloconvertoarelor realizate cu redresoare având $p=6$, tensiunea de ieșire va conține doar armonici de pulsații

$$\omega_{n3} = 6k\omega \pm (2k'+1)\omega_0 ,$$

iar în cazul utilizării redresoarelor cu $p=12$,

$$\omega_{n4} = 12k\omega \pm (2k'+1)\omega_0 .$$

La frecvență constantă a tensiunii de comandă, pulsațiile tensiunii pe sarcină, respectiv conținutul de armonici superioare, sunt cu atât mai mici, cu cât numărul de pulsuri este mai mare. Din acest motiv, la realizarea cicloconvertoarelor, se utilizează numai redresoare cu $p=6$ sau $p=12$.

Deformarea tensiunii pe sarcină crește odată cu creșterea frecvenței tensiunii de comandă (a fundamentalei tensiunii pe sarcină). Din acest motiv, frecvența maximă de comandă este limitată la 1/3 din frecvența tensiunii de alimentare,

$$\frac{f_0}{f} \leq \frac{1}{3} . \quad (7.9)$$

7.4. Comanda în fază a convertoarelor statice c.a.-c.a. cu comutație naturală

7.4.1. Structura blocului de comandă

Blocul de comandă al redresoarelor are rolul de a genera impulsurile de aprindere a tiristoarelor, iar impulsurile generate sunt semnificative prin informația pe care o conțin și asigură comanda transferului de energie de la convertor la sarcină.

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. 7.4):

CVM - bloc de comandă a valorii medii;

GT - generatorul de tact;

DI - distribuitor de impulsuri;

FI - formator de impulsuri;

BS – bloc de sincronizare.

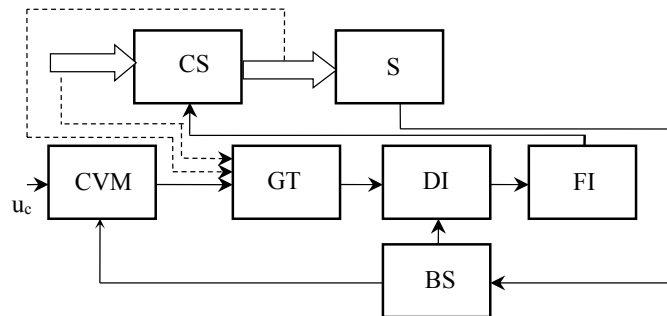


Fig. 7.4 Schema de principiu a blocului de comandă în fază

Procese de comutație necesare sunt inițiate de un șir de impulsuri, numite impulsuri de tact. La convertoarele 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.

7.4.2. Comanda valorii medii

Există trei modalități de comandă a valorii medii a mărimii de ieșire dintr-un convertor 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 .

7.4.2.1. Comanda în fază

De cele mai multe ori, 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. 7.5).

Impulsurile de comandă sunt generate la fiecare coincidență a tensiunii de comandă cu tensiunea de referință u_r (pe panta descrescătoare a acesteia). Din forma de undă a tensiunii redresate, se observă că se poate obține o rezoluție foarte fină, putându-se sesiza variații foarte mici ale tensiunii de comandă. Generarea de armonici superioare constituie principalul dezavantaj al acestui mod de comandă.

În același timp, întregul domeniu de variație a unghiului de comandă $(0, \pi)$ este acoperit prin modificare tensiunii de comandă între valorile extreme ale tensiunii de referință (U_{rmin} , U_{rmax}).

Nu în ultimul rând, limitarea valorilor minimă și maximă ale unghiului de comandă, în funcție de caracterul și particularitățile sarcinii, se poate face simplu limitând valorile minimă și maximă ale tensiunii de comandă.

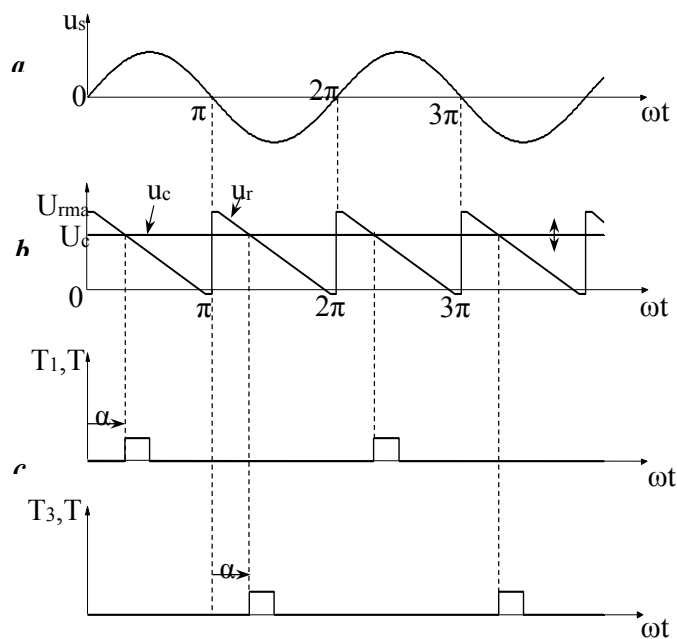


Fig. 4.22 Formele de undă la generarea impulsurilor de aprindere ale tiristoarelor, conform principului comenzii în fază

Datorită dezavantajelor legate de distorsiunea tensiunii și curentului, dar, mai ales de introducerea puterii reactive de comandă, în ultimul deceniu s-a introdus comanda în durată și pentru redresoare, VTA și cicloconvertoare. Este de la sine înțeles că, în acest fel, aceste convertoare nu mai funcționează cu comutație naturală ci, cu comutație forțată.

8. VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

8.1 Variatorul de tensiune continuă coborâtor

8.1.1. Principiul și schema de principiu

Variatorul de tensiune continuă (VTC) transformă energia de c.c. tot în energie de c.c. iar prin comandă, se poate modifica valoarea medie a tensiunii de la ieșire. Practic, un VTC transformă o tensiune continuă și constantă, într-un tren de impulsuri, a cărui durată și/sau frecvență, pot fi modificate prin comandă. Elementul de forță din componența sa (fig. 8.1), este un contactor static (CTS) ce se închide și se deschide cu o anumită frecvență.

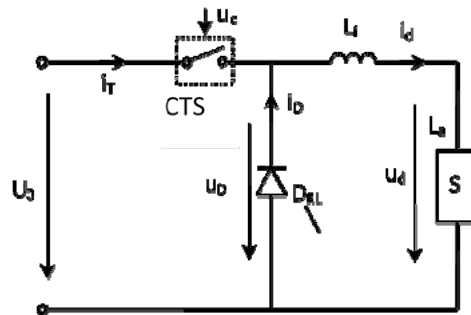


Fig 8.1 Schema de principiu a variatorului de tensiune continuă coborâtor

Așa cum se va vedea, inductivitatea L_f , de valoare importantă înseriată cu sarcina, are dublu rol:

Limitarea pulsațiilor curentului prin sarcină;

Evitarea funcționării VTC în regim de curent întrerupt.

Dioda de nul D_n (sau de drum liber) are rolul de a permite existența curentului prin sarcină atunci când contactorul static este deschis. Așa cum se vede, ea este montată în antiparalel pe ieșirea VTC.

În fig. 8.1, au fost notate:

U_0 - tensiunea, continuă de alimentare a VTC presupusă constantă;

u_c - tensiunea de comandă a contactorului static, în funcție de care, rezultă

intervalele de timp cât acesta este deschis și închis;

În analiza funcționării mai intervin:

T_c - perioada de comandă a contactorului static;

t_1, t_2 - intervalele de timp cât contactorul static este închis, respectiv deschis.

În analiza funcționării se fac următoarele ipoteze:

1. VTC funcționează de un timp suficient de lung astfel încât regimul energetic este staționar;
2. Frecvență de comandă a VTC este constantă și intervalele de timp t_1 și t_2 de asemenea constante;
3. Curentul de sarcină este permanent diferit de zero (regim de curent neîntrerupt) și pozitiv;
4. Valoarea medie a curentului de sarcină este constantă;
5. Sarcina este de tip R-L.

În funcționarea VTC se disting două secvențe (fig. 8.2).

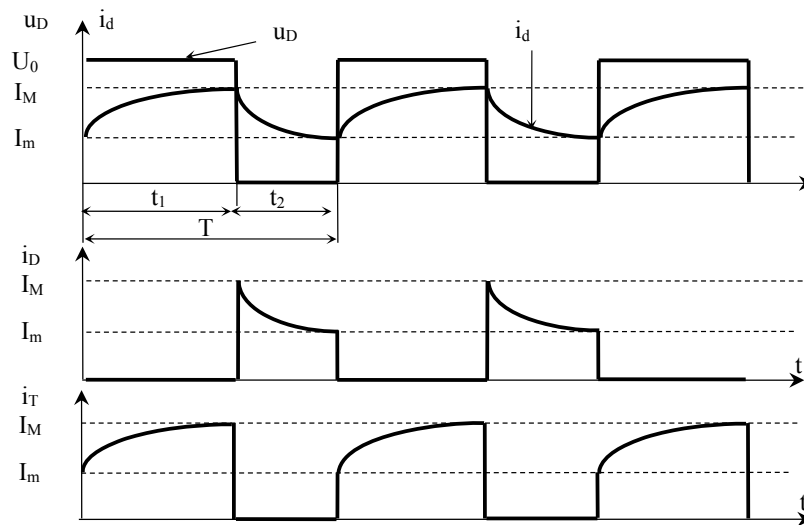


Fig .8.2 Formele de undă ale tensiunii și curenților

I. CTS este închis pe durata t_1

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul U_0 - CTS - D_n , pe durata t_1 , neglijând căderea de tensiune pe CTS, se obține tensiune la ieșirea VTC,

$$u_D = U_0. \quad (8.1)$$

În acest interval, datorită caracterului R-L al circuitului, curentul i_D prin sarcină, crește exponențial (Fig. 8.2). După câteva cicluri de funcționare, curentul i_D evoluează între două valori extreme (I_m și I_M).

Dioda de nul este polarizată în sens invers și, în consecință este blocată iar curentul de sarcină se închide prin CTS fiind asigurat de sursa de alimentare.

II. CTS este deschis pe durata t_2

La deschiderea contactorului static, bobina L_f , de valoare importantă, împreună cu inductivitatea sarcinii, determină apariția unei tensiuni electromotoare de autoinducție de același sens ca și curentul prin sarcină. Această tensiune, polarizează în sens direct dioda D_n care preia curentul de sarcină, rezultând, în ipoteza unor ventile ideale,

$$u_D = 0. \quad (8.2)$$

În acest interval, curentul de sarcină i_d scade exponențial de la I_M la I_m și nu parcurge sursa de alimentare (Fig. 8.2).

8.1.2 Caracteristicile în regim de curent neîntrerupt

Caracteristicile variatorului de tensiune continuă reprezintă dependența tensiunii medii de ieșire, în funcție de factorul de comandă sau de curentul de sarcină.

Dacă dioda D_n nu se blochează natural înainte de o nouă comandă de închidere a contactorului static CTS, prin sarcină va exista curent în permanență, respectiv, la orice moment, $i_d \neq 0$, funcționarea numindu-se *în regim de curent neîntrerupt*.

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul $D_n - L_f - S$ rezultă

$$u_D = L \frac{di_d}{dt} + u_d, \quad (8.3)$$

unde,

$$L = L_f + L_a, \quad (8.4)$$

este inductivitatea totală din circuitul sarcinii.

În ecuația (8.3) s-au neglijat căderile de tensiune rezistive, respectiv s-au neglijat rezistențele din circuit.

Integrând pe o perioadă de comandă și împărțind la aceasta, rezultă

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_D dt = L \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_d}{dt} dt + \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt. \quad (8.5)$$

Dar:

$$\bullet \frac{1}{T} \int_0^T u_D dt = U_D \quad (8.6)$$

este valoarea medie a tensiunii pe diodă;

$$\bullet \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt = U_d \quad (8.7)$$

este valoarea medie a tensiunii pe sarcină. Primul termen din membrul drept este nul,

$$\bullet \int_0^T \frac{di_d}{dt} dt = \int_{i_d(0)}^{i_d(T)} di_d = i_d(T) - i_d(0) = 0. \quad (8.8)$$

Rezultă că,

$$U_D = U_d, \quad (8.9)$$

respectiv, valorile medii ale tensiunilor pe diodă și pe sarcină sunt egale, indiferent de regimul de funcționare.

Conform principiului de funcționare expus, tensiunea pe dioda de nul, în valori instantanee, este

$$u_D = \begin{cases} U_0 & \text{pentru } t \in (0, t_1) \\ 0 & \text{pentru } t \in (t_1, T) \end{cases} \quad (8.10)$$

Înlocuind (8.10) în (8.6) și ținând cont de (8.9), rezultă

$$U_D = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} U_0 dt = \frac{t_1}{T} U_0 \quad (8.11)$$

Se introduce *factorul de semnal (de comandă sau de umplere)*,

$$\varepsilon = \frac{t_1}{T}; \varepsilon \in [0,1] \quad (8.12)$$

Astfel, expresia tensiunii medii pe sarcină are expresia,

$$U_d = \varepsilon U_0, \quad (8.13)$$

și reprezintă ecuația caracteristicilor externe și de comandă în regim de curent neîntrerupt.

Împărțind (8.13) la U_0 se evidențiază *tensiunea medie în unități relative*,

$$U_d^* = \frac{U_d}{U_0}, \quad (8.14)$$

obținându-se ecuația caracteristicilor externe și de comandă în unități relative,

$$U_d^* = \varepsilon. \quad (8.15)$$

8.1.2.1. Caracteristicile de comandă

Caracteristicile de comandă sunt definite ca fiind dependențele dintre tensiunea medie la ieșirea VTC și factorul de comandă, la valori constante ale curentului mediu de sarcină, respectiv,

$$U_d = f(\varepsilon) \Big|_{I_d = \text{ct.}}, \quad (8.16)$$

sau în unități relative,

$$U_d^* = f(\varepsilon) \Big|_{I_d = \text{ct.}} \quad (8.17)$$

În relațiile de mai sus, s-a notat cu I_d , valoarea medie a curentului de sarcină.

În expresiile (8.13) și (8.15), U_d , respectiv U_d^* , nu depind de I_d , deci, în ipotezele avute în vedere, va exista o singură caracteristică de comandă (fig. 8.3). Aceasta evidențiază dependența liniară a tensiunii medii pe sarcină în funcție de factorul de comandă.

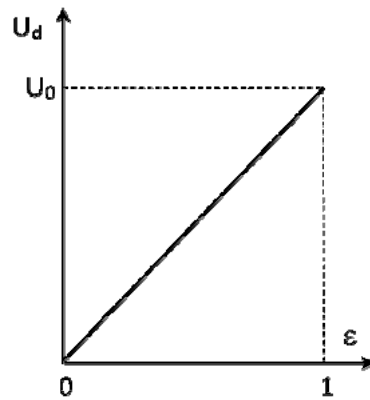


Fig 8.3. Caracteristica de comandă a VTC în regim de curent neîntrerupt, în unități absolute

Caracteristica de comandă în unități relative are aceeași alură (fig. 8.3) cu cea în unități absolute.

Ținând cont de definirea factorului de comandă (8.12), există trei metode de comandă a variatorului de tensiune continuă:

- *comanda în durată*, când se menține constantă perioada de comandă (T) și se modifică t_1 , teoretic, în intervalul $[0, T]$;
- *comanda în frecvență*, când se menține constantă durata de conducție a contactorului static (t_1) și se modifică perioada de comandă, teoretic, în intervalul $[t_1, \infty)$;
- *comanda în durată și frecvență*, când se modifică atât t_1 , cât și T , comanda realizându-se în funcție de alte mărimi funcționale, de cele mai multe ori prin controlul curentului de sarcină i_d , care evoluează între două limite prestabilite.

8.1.2.2. Caracteristicile externe

Caracteristicile externe sunt definite ca dependențele dintre tensiunea medie la ieșirea VTC și

curentul mediu de sarcină, la valori constante ale factorului de comandă, respectiv,

$$U_d = f(I_d) \Big|_{\varepsilon=\text{ct.}}, \quad (8.18)$$

sau, utilizând tensiunea relativă, $U_d^* = f(I_d) \Big|_{\varepsilon=\text{ct.}}$. (8.19)

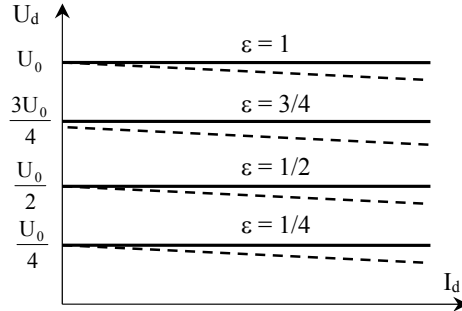


Fig 8.4 Caracteristicile externe ale VTC, în regim de curent neîntrerupt, în unități absolute și relative

Conform (8.13) și (8.15), caracteristicile externe în regim de curent neîntrerupt, atât în unități absolute, cât și în unități relative, sunt drepte paralele cu abscisa și intersectează ordonata în punctele de coordonate $(0, \varepsilon U_0)$, respectiv $(0, \varepsilon)$ pentru caracteristicile în unități relative (fig. 8.4).

În realitate, ținând cont de rezistențele din circuit, caracteristicile externe nu sunt paralele cu abscisa, ci puțin căzătoare (dreptele punctate), datorită căderilor rezistive de tensiune.

8.1.3. Expresia curentului prin sarcină

Se au în vedere următoarele ipoteze:

- se neglijează rezistențele din circuit;
- curentul mediu, prin sarcină, este constant;
- tensiunea pe sarcină este constantă și egală cu valoarea medie,

$$u_d = U_d = \varepsilon U_0. \quad (8.20)$$

Ultimele două ipoteze corespund cazului în care sarcina este un motor electric. În această situație, tensiunea medie la bornele sale este egală cu tensiunea electromotoare corespunzătoare vitezei medii de rotație.

Particularizând (8.3) pentru intervalul $t \in (0, \varepsilon T)$ și ținând cont de (8.4), (8.10) și (8.20), rezultă,

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{U_0}{L} (1 - \varepsilon) \quad (8.21)$$

Integrând și punând condiția ca la $t=0$ i_d să aibă valoarea I_m , se obține că i_d are variație liniară în timp,

$$i_d = I_m + \frac{U_0}{L}(1-\varepsilon)t, \quad (8.22)$$

în care I_m este valoare minimă a curentului prin sarcină, respectiv cea din momentul închiderii contactorului static (fig. 8.5).

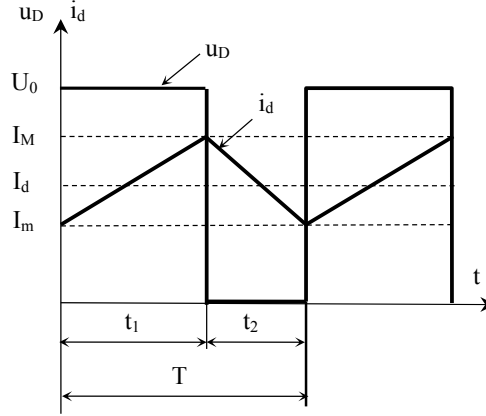


Fig 8.5. Forma de undă a curentului i_d , în cazul neglijării rezistențelor

Pentru intervalul $t \in (\varepsilon T, T)$, particularizarea ecuației (8.3) conduce la

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{\varepsilon U_0}{L} \quad (8.23)$$

După integrare și considerarea condiției inițiale $i_d(\varepsilon T) = I_m$, se obține

$$i_d = I_m - \frac{\varepsilon U_0}{L}(t - \varepsilon T) \quad (8.24)$$

Valorile minimă și maximă ale curentului prin sarcină nu sunt independente, între ele existând o relație dată de continuitatea curentului la momentul $t = \varepsilon T$. Particularizând (8.22) pentru $t = \varepsilon T$, se obține

$$i_d(\varepsilon T) = I_M = I_m + \frac{U_0}{L}(1-\varepsilon)\varepsilon T \quad (8.25)$$

Legătura dintre valoarea medie a curentului prin sarcină (I_d) și valorile minimă și maximă, rezultă din considerente grafice, respectiv egalitatea ariilor mărginite de valoarea medie I_d și de variația lui i_d , pe o perioadă,

$$I_d T = I_m T + (I_M - I_m) \frac{T}{2} \quad (8.26)$$

Explicitând I_M din (8.26) și înlocuind în (8.25) se obține

$$I_m = I_d - \frac{U_0}{2L}(1-\varepsilon)\varepsilon T \quad (8.27)$$

și apoi,

$$I_M = I_d + \frac{U_0}{2L}(1-\varepsilon)\varepsilon T \quad (8.28)$$

8.1.4. Limita zonei de curent întrerupt

Dacă sarcina, respectiv curentul mediu de sarcină I_d , scade, forma de undă a curentului i_d se translatează spre valori mai mici, dar diferența ($I_M - I_m$) rămâne constantă, pentru factor de comandă constant. Va exista o valoare a curentului mediu de sarcină (I_{dcr}), pentru care valoarea minimă este nulă

$$I_m = 0. \quad (8.29)$$

Rezultă că, dioda de nul (D_n) se blochează exact în momentul unei noi comenzi de închidere a contactorului static CTS (fig. 8.6). Acest regim de funcționare constituie *limita apariției regimului de curent întrerupt*.

În planul (U_d, I_d), curba care separă regimurile de curent întrerupt și neîntrerupt, se definește ca dependența tensiunii medii pe sarcină, în funcție de curentul mediu de sarcină, la limita apariției regimului de curent întrerupt,

$$U_d = f(I_d) \Big|_{I_m=0} \quad (8.30)$$

Particularizând (8.22) pentru situația considerată, se obține

$$i_d = \frac{U_0}{L}(1-\varepsilon)t \quad (8.31)$$

Valoarea maximă critică a curentului, se obține pentru $t = \varepsilon T$,

$$I_{Mcr} = i_d(\varepsilon T) = \frac{U_0}{L}(1-\varepsilon)\varepsilon T \quad (8.32)$$

Legătura dintre valoarea maximă critică a curentului, și valoarea medie critică (corespunzătoare situației limită, când $I_m = 0$), se poate stabili ținând cont de definiția valorii medii și de semnificația grafică a integralei (aria mărginită de graficul funcției, axa absciselor și limitele de integrare).

Rezultă că $I_{dcr} T = \int_0^T i_d dt$, respectiv

$$I_{dcr} T = T \frac{I_{Mcr}}{2} \quad (8.33)$$

Înlocuind (8.32) în (8.33), se obține

$$I_{\text{dcr}} = \frac{U_0}{2L}(1-\varepsilon)\varepsilon T = \frac{U_0}{2Lf}(1-\varepsilon)\varepsilon \quad (8.34)$$

Expresia (8.34), reprezintă dependența valorii medii critice a curentului de sarcină (pentru care apare regimul de curent întrerupt), în funcție de factorul de comandă. În planul (ε, I_d) aceasta separă zona de curent întrerupt de zona de curent neîntrerupt. Din punct de vedere grafic, curba este o parabolă (fig. 8.7), care are un maxim, ce rezultă ca soluție a

ecuației $\frac{dI_{\text{dcr}}}{d\varepsilon} = 0$.

Derivând (8.34), se obține

$$\frac{dI_{\text{dcr}}}{d\varepsilon} = \frac{U_0 T}{2L}(1-2\varepsilon) \quad (8.35)$$

din care rezultă

$$\varepsilon_{\text{cr}} = \frac{1}{2}. \quad (8.36)$$

Pentru această valoare a factorului de comandă, se obține valoarea maximă a curentului mediu critic

$$I_{\text{dcrmax}} = \frac{U_0 T}{8L}, \quad (8.37)$$

respectiv situația cea mai defavorabilă din punctul de vedere al apariției regimului de curent întrerupt.

Pentru a obține limita zonei de curent întrerupt în planul caracteristicilor externe, (I_d, U_d) , se exprimă factorul de comandă din (8.20) și se înlocuiește în (8.34), rezultând

$$I_{\text{dcr}} = \frac{U_0}{2L} \left(1 - \frac{U_d}{U_0} \right) \frac{U_d}{U_0} T \quad (8.38)$$

care, din punct de vedere grafic, este tot o parabolă (fig. 8.8).

Limita zonei de curent întrerupt, în unități relative, se obține explicitând U_d din (8.38),

$$U_d = \frac{1}{2} \left(U_0 \pm \sqrt{U_0^2 - \frac{8I_{\text{dcr}}LU_0}{T}} \right) \quad (8.39)$$

Împărțind apoi relația obținută la U_0 și identificând al doilea termen de sub radical cu I_{dcrmax} , se obține

$$U_d^* = \frac{1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - I_{\text{der}}^*} \right) \quad (8.40)$$

în care s-a introdus și curentul relativ

$$I_{\text{der}}^* = \frac{I_{\text{der}}}{I_{\text{der max}}} \quad (8.41)$$

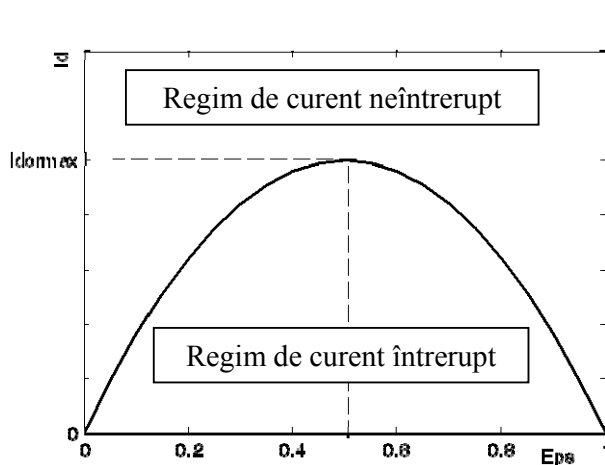


Fig 8.7. Limita zonei de curent întrerupt în planul (ϵ , I_d)

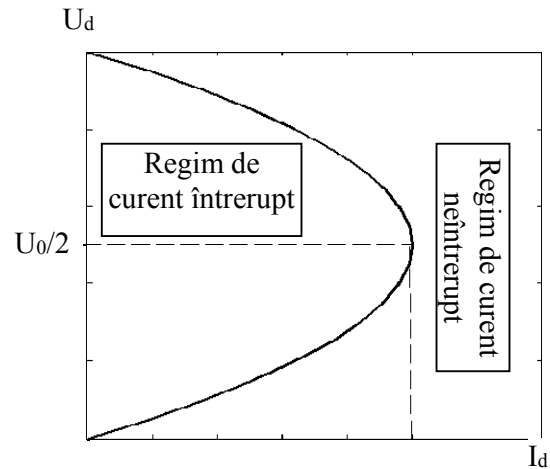


Fig 8.8. Limita zonei de curent întrerupt în planul (I_d , U_d)

Relația (8.40) reprezintă ecuația curbei ce delimitează zona de curent întrerupt, în unități relative.

8.1.5. Regimul de curent întrerupt

8.1.5.1. Apariția regimului de curent întrerupt

În ipotezele expuse, curentul de sarcină evoluează periodic între limitele I_m și I_M , valoarea medie (I_d) fiind determinată de sarcină. De exemplu, dacă sarcina variatorului de tensiune continuă este un motor de c.c., curentul absorbit de acesta depinde de cuplul static la arbore, nefiind influențat de factorul de comandă.

Scăderea curentului mediu de sarcină sub valoarea critică, va face ca dioda de nul să se blocheze, datorită anulării curentului prin ea, înainte de o nouă comandă de închidere a contactorului static CTS. Din punct de vedere grafic, forma de undă a curentului i_d , se translatează spre valori mai mici, fără a exista însă posibilitatea de închidere a unui curent negativ (fig. 2.9). În consecință, vor apare intervale când curentul de sarcină este nul. Acest regim poartă numele de *regim de curent întrerupt*.

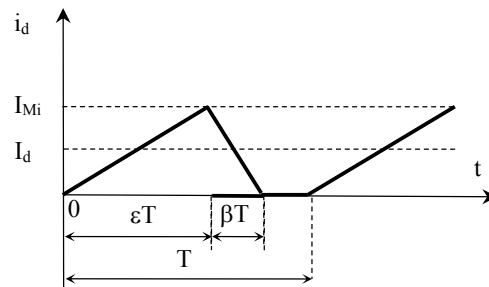


Fig. 8.9 Variația curentului în regim de curent întrerupt

Funcționarea în regim de curent întrerupt determină dezavantaje în funcționarea sarcinii (pierderi suplimentare, șocuri de cuplu, neliniaritate pronunțată a caracteristicilor externe). Pentru evitarea acestui regim, se utilizează bobina de filtrare L_f înseriată cu sarcina.

8.1.5.2. Caracteristicile externe și de comandă în regim de curent întrerupt

La funcționarea în regim de curent întrerupt, pe intervalul de conducție a diodei de nul, curentul de sarcină se anulează înainte de închiderea contactorului static, respectiv, dioda de nul va fi în conducție, pe durata unei perioade, un timp mai mic decât $t_2 = (1 - \epsilon)T$. Se notează durata de conducție a diodei de nul cu βT (fig. 8.10).

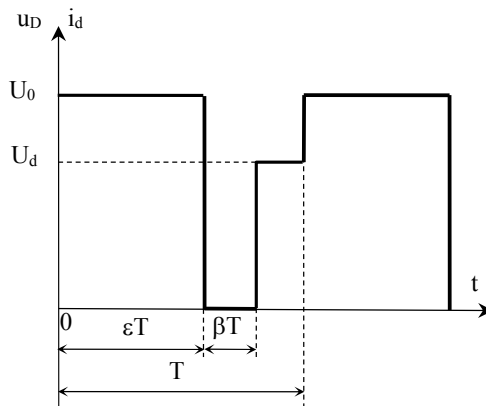


Fig. 8.10 Funcționarea în regim de curent întrerupt

Pe intervalul cât dioda de nul este blocată, iar contactorul static nu a primit o nouă comandă de închidere, toate elementele variatorului sunt blocate, iar tensiunea la bornele diodei de nul este egală cu valoarea medie a tensiunii. Dacă sarcina este un motor electric, pe acest interval, tensiunea la bornele motorului este tensiunea electromotoare.

Tensiunea la bornele diodei, în valori instantanee, va fi

$$u_D = \begin{cases} U_0 & t \in [0, \varepsilon T] \\ 0 & t \in [\varepsilon T, (\varepsilon + \beta)T] \\ U_d & t \in [(\varepsilon + \beta)T, T] \end{cases} \quad (8.42)$$

Ținând cont de (8.9), tensiunea medie la bornele sarcinii este

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{\varepsilon T} U_0 dt + \int_{(\varepsilon + \beta)T}^T U_d dt \right] = \frac{1}{T} [U_0 \varepsilon T + U_d T(1 - \varepsilon - \beta)] \\ &= \varepsilon U_0 + (1 - \varepsilon - \beta)U_d \end{aligned} \quad (8.43)$$

respectiv,

$$U_d = \frac{\varepsilon}{\varepsilon + \beta} U_0 \quad (8.44)$$

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul D - L_f - S pe intervalul $t \in [\varepsilon T, (\varepsilon + \beta)T]$, cât conduce dioda de nul, se obține

$$L \frac{di_d}{dt} + U_d = 0 \quad (8.45)$$

care, prin integrare, conduce la soluția

$$i_d = -\frac{U_d}{L}(t - \varepsilon T) + k \quad (8.46)$$

Constanta de integrare rezultă din condiția inițială

$$i_d(0+) = i_d(0-) = I_{Mi} \quad (8.47)$$

iar (8.46) devine

$$i_d = I_{Mi} - \frac{U_d}{L}(t - \varepsilon T) \quad (8.48)$$

Se pune condiția ca, la finalul intervalului de conducție al diodei de nul, curentul prin sarcină să se anuleze,

$$i_d((\varepsilon + \beta)T) = I_{Mi} - \frac{U_d}{L}\beta T = 0, \text{ obținând}$$

$$I_{Mi} = \frac{U_d}{L}\beta T \quad (8.49)$$

De asemenea, din considerente grafice, rezultă legătura dintre valoarea medie a curentului în regim de curent întrerupt și valoarea maximă a curentului de sarcină

$$\begin{aligned} I_d T &= \frac{I_{Mi}(\varepsilon + \beta)T}{2}, \text{ din care se obține,} \\ I_{Mi} &= \frac{2I_d}{\varepsilon + \beta} \end{aligned} \quad (8.50)$$

Identificând (8.49) cu (8.50), rezultă

$$\frac{2I_d}{\varepsilon + \beta} = \frac{U_d}{L} \beta T \quad (8.51)$$

Din relația (8.44), se explicitează termenul $(\varepsilon + \beta)$,

$$\varepsilon + \beta = \frac{\varepsilon U_0}{U_d} \quad (8.52)$$

care se înlocuiește în (8.51), obținând

$$\frac{2I_d}{\varepsilon \frac{U_0}{U_d}} = \frac{U_d}{L} \beta T \quad (8.53)$$

Din (8.53), se explicitează β ,

$$\beta = \frac{2I_d L}{\varepsilon U_0 T} \quad (8.54)$$

care, prin înlocuire în (8.44), conduce la expresia caracteristicilor externe și de comandă, în regim de curent întrerupt,

$$U_d = \frac{\varepsilon}{\varepsilon + \frac{2I_d L}{\varepsilon U_0 T}} U_0 \quad (8.55)$$

Obs. Intervalul βT caracterizează durata de conducție a diodei de nul. Pentru a nu apare regimul de curent întrerupt el trebuie să fie egal cu $(1-\varepsilon)T$. Relația (8.54) indică faptul că aceasta se poate realiza, fie prin creșterea inductivității bobinei de filtrare, fie prin scăderea perioadei de comandă a contactorului static, respectiv creșterea frecvenței de comandă.

Caracteristicile externe în regim de curent întrerupt, sunt puternic neliniare, iar din punct de vedere grafic sunt hiperbole concurente în punctul de coordonate $(0, U_0)$ (fig. 8.11). Acest aspect rezultă observând că pentru $I_d = 0$ (mersul în gol ideal al sarcinii), rezultă $U_d = U_0$ indiferent de factorul de comandă ε .

Calculând valoarea medie a tensiunii (8.55) pentru I_{dcr} , se obține $U_d = \varepsilon U_0$, ceea ce înseamnă continuitatea caracteristicilor externe la limita apariției regimului de curent întrerupt.

Limitarea zonei de curent întrerupt și evitarea acestui regim se poate face prin dimensionarea corectă a bobinei de filtrare (L_f).

Relația (8.55) reprezintă și ecuația caracteristicilor de comandă, în regim de curent întrerupt. În planul (ε, U_d) , limita zonei de curent întrerupt se obține punând condiția ca numitorul expresiei (8.55) să fie unitar, această condiție conducând la soluțiile

$$\varepsilon_{1,2} = \frac{1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{8I_d L}{U_0 T}} \right) \quad (8.56)$$

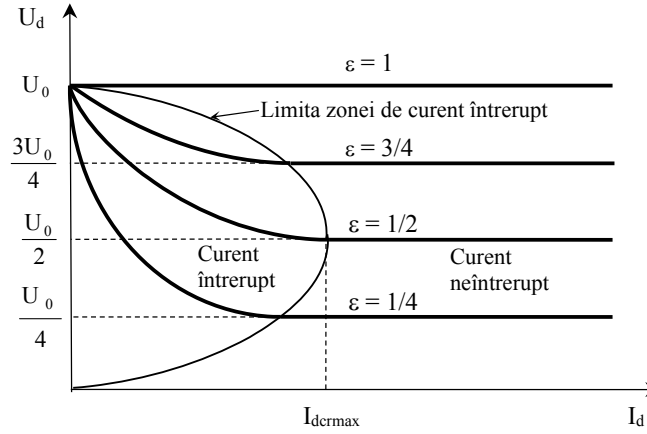


Fig 8.11 Caracteristicile externe ale VTC

Pentru valori ale factorului de comandă în afara segmentului mărginit de cele două rădăcini (8.56), caracteristicile de comandă se suprapun cu cea din regim de curent neîntrerupt. Între cele două rădăcini, caracteristicile de comandă sunt neliniare (fig. 8.12), atât limitele regimului de curent întrerupt, cât și neliniaritatea caracteristicilor depinzând de curentul de sarcină.

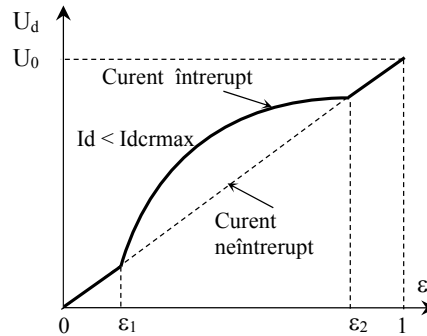


Fig 8.12 Caracteristicile de comandă ale VTC

Expresia caracteristicilor externe și de comandă, în regim de curent întrerupt, în unități relative, se obține din (8.55), prin împărțire la U_0 . Rezultă, ținând seama de (8.41),

$$U_d^* = \frac{\varepsilon}{\varepsilon + \frac{I_{dcr}}{4\varepsilon}} \quad (8.57)$$

În regim de curent neîntrerupt, ecuația caracteristicilor externe și de comandă, în unități relative, este (8.15), iar caracteristicile externe, în unități relative, în tot domeniul de variație a curentului de sarcină sunt:

$$U_d^* = \begin{cases} \frac{\varepsilon}{\varepsilon + \frac{I_{dcr}^*}{4\varepsilon}}, & I_{dcr}^* < 4(1-\varepsilon)\varepsilon \\ \varepsilon, & I_{dcr}^* \geq 4(1-\varepsilon)\varepsilon \end{cases} \quad (8.58)$$

iar cele de comandă:

$$U_d^* = \begin{cases} \frac{\varepsilon}{\varepsilon + \frac{I_{dcr}^*}{4\varepsilon}}, & \varepsilon \in \left[\frac{1}{2}(1 - \sqrt{1 - I_d^*}), \frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 - I_d^*}) \right] \\ \varepsilon, & \varepsilon \in \left[0, \frac{1}{2}(1 - \sqrt{1 - I_d^*}) \right] \cup \left[\frac{1}{2}(1 + \sqrt{1 - I_d^*}), 1 \right] \end{cases} \quad (8.59)$$

8.1.6. Elemente de dimensionare a inductivității de filtrare

Inductivitatea L_f înseriată cu sarcina, are dublu rol:

- A. Limitarea pulsațiilor curentului prin sarcină;
- B. Evitarea funcționării VTC în regim de curent întrerupt.

8.1.6.1. Calculul inductivității necesare pentru limitarea pulsațiilor curentului prin sarcină

Pulsațiile curentului prin sarcină (Fig. 8.5) sunt definite ca diferența dintre valorile minimă și maximă, ale curentului și se obțin din relația (8.25),

$$\Delta I_d = I_M - I_m = \frac{U_0}{L_f}(1-\varepsilon)\varepsilon \quad (8.60)$$

și sunt dependente de valoarea factorului de comandă. Valoarea maximă se obține pentru valoarea critică a factorului de comandă, $\varepsilon_{cr}=1/2$. Rezultă astfel,

$$\Delta I_{dM} = \frac{U_0}{4L_f} \quad (8.61)$$

Dacă se impune condiția ca această valoare să fie mai mică sau egală decât o valoare maxim admisibilă, $\Delta I_{dM} \leq \Delta I_{dadm}$,

Se obțin valorile inductivității totale necesare pentru limitarea pulsațiilor curentului:

$$L_1 \geq \frac{U_0}{4f\Delta I_{adm}}. \quad (8.62)$$

8.1.6.2. Calculul inductivității necesare pentru evitarea funcționării VTC în regim de curent întrerupt

Punctele de funcționare a VTC, pe o caracteristică sau alta, sunt determinate de valoarea factorului de comandă și de valoarea curentului de sarcină. Observând fig. 8. 11 se constată că, pentru a nu funcționa în regim de curent întrerupt indiferent de valoarea factorului de comandă, curentul de sarcină minim trebuie să fie mai mare sau egal cu valoarea maximă a curentului critic, respectiv,

$$I_{derM} \leq I_{dmtn}. \quad (8.63)$$

Înlocuind expresia curentului critic maxim și explicitând inductivitatea se obțin valorile inductivității totale necesare pentru evitarea funcționării VTC în regim de curent întrerupt,

$$L_2 \geq \frac{U_0}{8fI_{dmtn}}. \quad (8.64)$$

Desigur, pentru a fi îndeplinite ambele cerințe, se alege valoarea rezultată din intersecția celor două soluții, respectiv,

$$L = \max\{L_1, L_2\}. \quad (8.65)$$

8.1.7. Scheme practice de VTC coborâtor

8.1.7.1. VTC cu tranzistor IGBT

Utilizarea unui tranzistor de tip IGBT pentru a realiza contactorul static comandat conduce la cea mai simplă și fiabilă schemă de VTC coborâtor (Fig. 8.13). date fiind puterile până la care se realizează astăzi tranzistoarele IGBT, schema poate fi realizată chiar până la puteri de ordinul sutelor de kW. Dioda D_p nu este obligatorie și are rolul de protecție la conectare inversă.

Un alt avantaj important al schemei este că poate lucra cu frecvențe de comandă suficient de mari, astfel încât, inductivitatea de filtrare să fie foarte mică sau chiar să lipsească.

Deoarece timpii de amorsare și blocare ai IGBT sunt mici (zeci-sute de ns), formele de undă și caracteristicile aferente acestei scheme sunt identice cu cele de la schema de principiu.

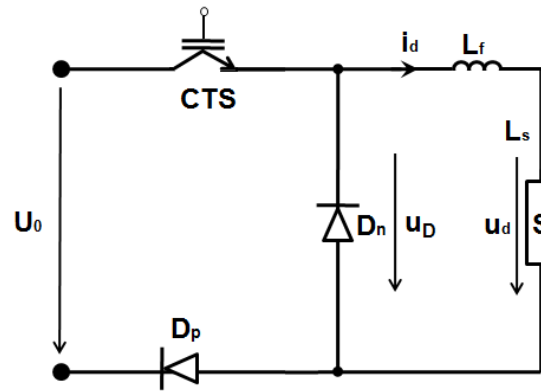


Fig. 8.13. Schema de forță a variatorului de tensiune continuă cu tranzistor IGBT

8.1.7.2 VTC cu tiristoare și blocare prin polarizare inversă (VTC-U)

8.1.7.2.1. Schema de principiu, funcționare

Pentru funcționare la frecvențe ridicate și din considerente de proiectare, se preferă tiristoarele rapide.

O schemă clasică, cu blocare prin polarizare inversă, caracterizată de o mare siguranță în funcționare, este prezentată în fig. 8.14.

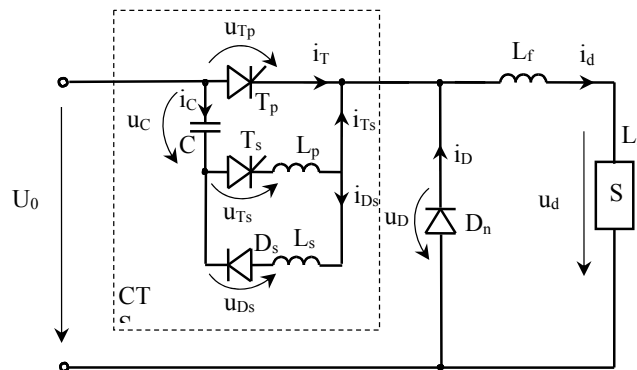


Fig 8.14 Schema de forță a variatorului de tensiune continuă cu tiristoare, cu stingere prin polarizare inversă

Elementele încadrate cu linie punctată, constituie contactorul static. Tiristorul principal (T_p), asigură închiderea curentului de sarcină pe intervalele de conducție ale contactorului static, iar celelalte elemente formează circuitul de stingere al tiristorului principal. Pentru o funcționare corectă, este necesară preîncărcarea condensatorului și, de

aceea, primul impuls de comandă se aplică tiristorului de stingere (T_s). Acesta intră în conducție, formându-se circuitul oscilant $U_0 - C - T_s - L_p - L_f - S$, prin care condensatorul C se încarcă. În momentul anulării curentului de încărcare a condensatorului, tiristorul T_s se blochează natural, tensiunea pe condensator este $2U_0$ și rămâne constantă, până la comanda lui T_p . Oscilația are o durată mică și nu influențează sarcina. Se poate apoi comanda, oricând, tiristorul T_p , iar după intrarea în conducție a acestuia, se formează două circuite:

- $U_0 - T_p - L_f - S$, prin care se închide curentul de sarcină;
- $T_p - L_s - D_s - C$, prin care se reîncarcă condensatorul C .

Pe circuitul de reîncărcare poate exista numai alternanța negativă a curentului, datorită prezenței diodei D_s . În momentul anulării curentului prin condensator, dioda D_s se blochează natural, condensatorul rămânând încărcat cu tensiunea din acest moment ($-2U_0$). Și această oscilație durează puțin în comparație cu durata de conducție a tiristorului principal (ϵT), care este parcurs de curentul de sarcină. Când se dorește blocarea tiristorului principal (după ϵT de la amorsare), se comandă T_s . Imediat după intrarea acestuia în conducție, deoarece căderea de tensiune pe el este nulă, $u_{Tp} = -2U_0$, ceea ce face ca tiristorul principal să se blocheze. Totodată, se formează un circuit similar celui din prima etapă, ceea ce determină reîncărcarea condensatorului la tensiunea $2U_0$. Apoi, fenomenele se repetă.

8.1.7.2.2. Funcționarea circuitului de stingere

Se presupune că schema nu a mai funcționat, deci condensatorul C este descărcat,

$$u_c(0_-) = 0 \quad (8.66)$$

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul $U_0 - C - T_s - L_f - S$, la $t = 0_-$, rezultă

$$U_0 = u_c + u_{Ts} \quad (8.67)$$

și, ținând cont de (8.1), rezultă

$$u_{Ts(0_-)} = U_0 \quad (8.68)$$

Rezultă că, tiristorul T_s este polarizat direct și, după ce va fi comandat (la momentul $t = 0$), va intra în conducție, formându-se circuitul oscilant de încărcare a condensatorului, $U_0 - C - T_s - L_f - S$. Cu sensurile convențional pozitive din fig. 8.14, teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul oscilant format, conduce la

$$u_c + L \frac{di_c}{dt} = U_0 \quad (8.69)$$

în care, L este inductivitatea totală din circuitul sarcinii. Dar,

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (8.70)$$

iar prin derivare,

$$\frac{di_c}{dt} = C \frac{d^2 u_c}{dt^2} \quad (8.71)$$

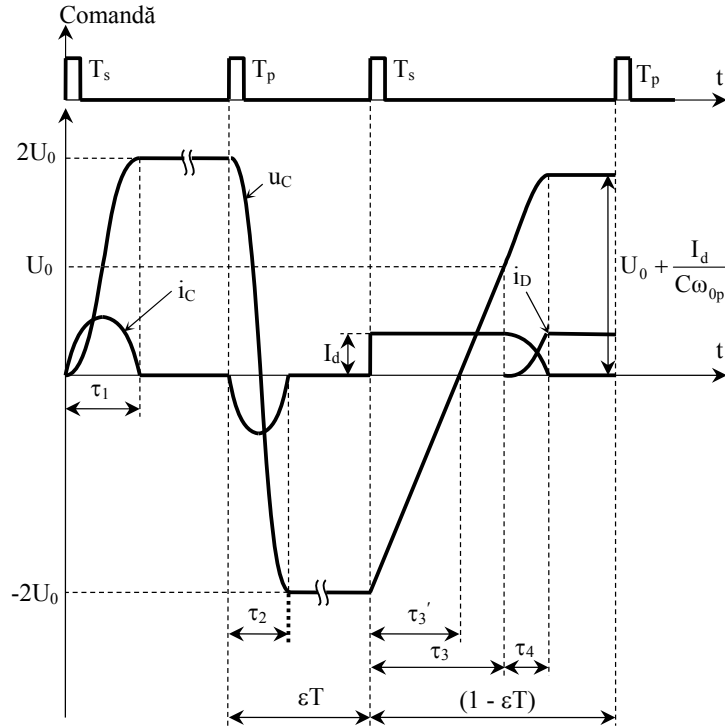


Fig 8.15. Formele de undă aferente circuitului de stingere al VTC din fig. 8.14

Înlocuind (8.71) în (8.69), rezultă

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + u_c = U_0 \quad (8.72)$$

Introducând pulsația proprie a circuitului de încărcare a condensatorului,

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8.73)$$

se obține ecuația diferențială

$$\frac{1}{\omega_{01}^2} \cdot \frac{d^2 u_c}{dt^2} + u_c = U_0 \quad (8.74)$$

a cărei ecuație caracteristică $\frac{1}{\omega_{01}^2} \cdot r^2 + 1 = 0$, are soluțiile complex conjugate $r_{1,2} = \pm j\omega_{01}$.

Astfel, soluția ecuației (8.72) este

$$u_c = C_1 \cos \omega_{01} t + C_2 \sin \omega_{01} t + U_0 \quad (8.75)$$

Deoarece curentul i_c se închide printr-un circuit ce conține inductivități, condițiile inițiale vor fi

$$u_c(0_-) = u_c(0_+) = 0 \quad (8.76)$$

$$i_c(0_-) = i_c(0_+) = 0 \quad (8.77)$$

Particularizând (8.74) pentru $t = 0$, cu (8.76), rezultă

$$C_1 = -U_0.$$

Cu aceasta, se obține expresia curentului prin condensator

$$i_c = CU_0 \omega_{01} \sin \omega_{01} t + CC_2 \omega_{01} \cos \omega_{01} t. \quad (8.78)$$

Din condiția inițială (8.77), se determină C_2 , rezultând soluțiile:

$$u_c = U_0 (1 - \cos \omega_{01} t); \quad (8.79)$$

$$i_c = CU_0 \omega_{01} \sin \omega_{01} t \quad (8.80)$$

Încărcarea condensatorului C , se realizează pe alternanța pozitivă a oscilației sinusoidale de curent, deoarece, la anularea curentului T_s se blochează natural. Aceasta se produce la momentul τ_1 (de la comanda lui T_s), pentru care,

$$i_c(\tau_1) = 0, \text{ respectiv } \omega_{01} \tau_1 = \pi \text{ și}$$

$$\tau_1 = \frac{\pi}{\omega_{01}}. \quad (8.81)$$

La acest moment, tensiunea la bornele condensatorului are valoarea

$$u_c(\tau_1) = 2U_0, \quad (8.82)$$

și rămâne neschimbată, până la comanda lui T_p (fig. 8.15).

Teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul $U_0 - T_p - L_f - S$ conduce la

$$u_{Tp}(0_-) = U_0, \quad (8.83)$$

care arată că, tiristorul principal este polarizat direct și poate intra în conducție. La aplicarea impulsului de comandă, T_p se va amorsa, formându-se circuitul $T_p - L_s - D_s - C$ prin care, condensatorul se descarcă și apoi se încarcă în sens invers.

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe acest circuit, se obține

$$L_s \frac{di_{Ds}}{dt} - u_c = 0 \quad (8.84)$$

Dar, pe acest interval, cu sensurile convențional pozitive figurate, există relația

$$i_{Ds} = -i_c = -C \frac{du_c}{dt} \quad (8.85)$$

care, prin derivare, conduce la ecuația

$$L_s C \frac{d^2 u_c}{dt^2} + u_c = U_0 \quad (8.86)$$

Înlocuind pulsația proprie,

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_s C}} \quad (8.87)$$

Apoi, traslatând originea timpului în momentul comenzii tiristorului T_p , soluția ecuației (8.72) este

$$u_c = C_1 \cos \omega_{02} t + C_2 \sin \omega_{02} t \quad (8.88)$$

Condițiile inițiale pentru această etapă sunt:

$$u_c(0_-) = u_c(0_+) = 2U_0, \quad (8.89)$$

$$i_c(0_-) = i_c(0_+) = 0, \quad (8.90)$$

deoarece, și pe acest interval, curentul prin condensator se închide printr-un circuit ce conține inductivități (L_s).

Particularizând (8.88) pentru $t = 0$ și ținând cont de (8.89), rezultă $C_1 = 2U_0$.

Înlocuind (8.88) în (8.85), se obține curentul de reîncărcare

$$i_c = -2CU_0 \omega_{02} \sin \omega_{02} t + C C_2 \omega_{02} \cos \omega_{02} t, \quad (8.91)$$

iar cu condiția inițială (8.25), constanta C_2 are valoarea zero,

$$C_2 = 0.$$

Variațiile tensiunii pe condensator și curentului sunt date de:

$$u_c = 2U_0 \cos \omega_{02} t; \quad (8.92)$$

$$i_c = -2CU_0 \omega_{02} \sin \omega_{02} t. \quad (8.93)$$

Rezultă că în această secvență, curentul prin condensator este de sens schimbat față de primul interval. Cu (8.85), rezultă că, prin dioda D_s , curentul este pozitiv și există un timp τ_2 (de la comanda lui T_p), pentru care

$$I_{Ds}(\tau_2) = 0, \text{ respectiv } \omega_{02} \tau_2 = \pi, \text{ și}$$

$$\tau_2 = \frac{\pi}{\omega_{02}}. \quad (8.94)$$

La acest moment, tensiunea la bornele condensatorului C are valoarea

$$u_c(\tau_2) = -2U_0, \quad (8.95)$$

care arată că și-a schimbat polaritatea.

După blocarea diodei D_s , tensiunea la bornele condensatorului rămâne constantă.

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul $T_p - T_s - C$, după momentul τ_2 , rezultă

$$u_{Ts} = -u_c = 2U_0, \quad (8.96)$$

din care se desprind două concluzii:

- valoarea maximă a tensiunii ce solicită tiristorul T_s în stare blocată este

$$U_{bTs} = 2U_0; \quad (8.97)$$

- tiristorul T_s este polarizat direct.

După timpul εT de la comanda tiristorului T_p , pentru blocarea acestuia, se comandă tiristorul T_s . Acesta va intra în conducție și, considerând originea timpului traslatată în acest moment, rezultă

$$u_{Ts}(0+) = 0. \quad (8.98)$$

Teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul $T_p - T_s - C$, conduce la

$$U_{Tp} = u_c, \text{ respectiv, } u_{Tp}(0+) = u_c(0+) = -2U_0. \quad (8.99)$$

Se observă că:

- tiristorul T_p este polarizat invers și se va bloca;

- valoarea maximă a tensiunii ce solicită tiristorul T_p în sens invers, în stare blocată,

este

$$U_{bTp} = -2U_0. \quad (8.100)$$

Cu teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul $U_0 - C - D$, se obține

$$u_D = U_0 - u_c, \quad (8.101)$$

care, particularizată pentru momentul inițial al comenzii tiristorului T_s , cu (8.34), devine

$$u_D(0+) = U_0 - u_c(0+) = 3U_0. \quad (8.102)$$

Se constată că:

- dioda de nul este polarizată în sens invers, deci este blocată și nu poate prelua curentul de sarcină;

- valoarea maximă a tensiunii ce solicită dioda de nul în sens invers este

$$U_{bD} = 3U_0. \quad (8.103)$$

Considerând că tiristorul T_p se blochează instantaneu în momentul polarizării în sens invers, respectiv

$$i_{Tp}(0_+) = 0, \quad (8.104)$$

și aplicând teorema I a lui Kirchhoff în nodul A (fig. 8.14), în ipoteza $i_d = I_d = \text{ct.}$ (în timpul comutației), se obține

$$i_c(0_+) = i_{Ts}(0_+) = I_d. \quad (8.105)$$

Condensatorul se încarcă deci, pe circuitul $U_0 - C - T_s - S$, la curent constant, I_d .

Rezultă

$$u_c = \frac{I_d}{C} t + k. \quad (8.106)$$

Constanta k , de integrare, se obține din condiția inițială (8.103), rezultând soluția

$$u_c = \frac{I_d}{C} t - 2U_0. \quad (8.107)$$

Acest proces durează până la deblocarea diodei de nul, respectiv un timp τ_3 , după care $u_D=0$. Se obține astfel:

$$u_c(\tau_3) = U_0, \quad (8.108)$$

$$\tau_3 = \frac{3U_0 C}{I_d}. \quad (8.109)$$

După deblocarea diodei de nul, aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul $U_0 - C - D_n$, rezultă

$$u_c + L_p \frac{di_c}{dt} = U_0, \quad (8.110)$$

care este similară cu (8.86), dar cu pulsația proprie

$$\omega_{0p} = \frac{1}{\sqrt{L_p C}}.$$

Ecuția (8.110) va avea o soluție similară, dar cu alte condiții inițiale. Considerând translatarea originii timpului la finalul intervalului τ_3 , acestea sunt:

$$u_c(0_-) = u_c(0_+) = U_0; \quad (8.111)$$

$$i_c(0_-) = i_c(0_+) = I_d. \quad (8.112)$$

Particularizând soluția pentru pulsația proprie ω_{0p} și condițiile inițiale, se obțin constantele de integrare

$$C_1 = 0,$$

$$C_2 = \frac{I_d}{C\omega_{0p}}.$$

și respectiv, soluțiile finale

$$u_c = U_0 + \frac{I_d}{C\omega_{0p}} \sin \omega_{0p} t, \quad (8.113)$$

$$i_c = I_d \cos \omega_{0p} t. \quad (8.114)$$

Curentul i_c există atît timp cît este pozitiv, respectiv un timp τ_4 , după care tiristorul T_s se va bloca natural. Din condiția de anulare a curentului, se obține

$$\omega_{0p}\tau_4 = \frac{\pi}{2}, \text{ respectiv,}$$

$$\tau_4 = \frac{\pi}{2\omega_{0p}}. \quad (8.115)$$

La acest moment, tensiunea la bornele condensatorului va fi

$$u_c(\tau_4) = U_0 + \frac{I_d}{C\omega_{0p}}. \quad (8.116)$$

Pe intervalul τ_4 , aplicând teorema I a lui Kirchhoff în nodul **A**, rezultă

$$i_D = I_D - i_{Ts} = I_D - i_c.$$

Situația, la finalul intervalului τ_4 , este similară celei de la sfârșitul intervalului τ_1 , iar în continuare, fenomenele se repetă.

8.1.7.2.3. Comanda

Pentru comanda în durată, schema bloc a circuitului de comandă (fig. 8.4), furnizează impulsurile necesare celor două tiristoare.

Blocurile componente realizează următoarele funcții:

- **GT** – generator de tact cu frecvență fixă (frecvența de comandă a tiristorului principal);
- **F11, F12** – formatoare de impulsuri, ce furnizează câte un impuls de durată fixă, la fiecare front pozitiv al semnalului de intrare (Fig. 8.5); acestea sunt circuite monostabile, triggerate pe front pozitiv;
- **GTLV** – generator de tensiune liniar variabilă, cu perioada egală cu cea a semnalului u_1 ;

- **C** – circuit comparator, ce compară semnalul u_3 cu semnalul de comandă u_c ; rezultatul comparării (u_4), este un semnal cu factor de umplere variabil, în funcție de valoarea semnalului de comandă u_c ;

După amplificarea corespunzătoare, semnalele u_1 și u_5 se aplică tiristorului principal și, respectiv, secundar.

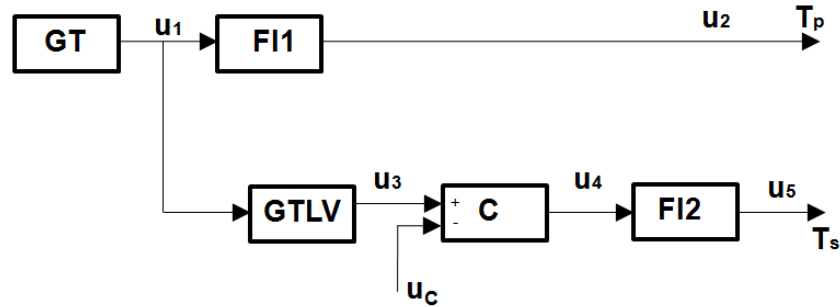


Fig. 8.16 Schema bloc a circuitului de comandă a VTC cu tiristoare

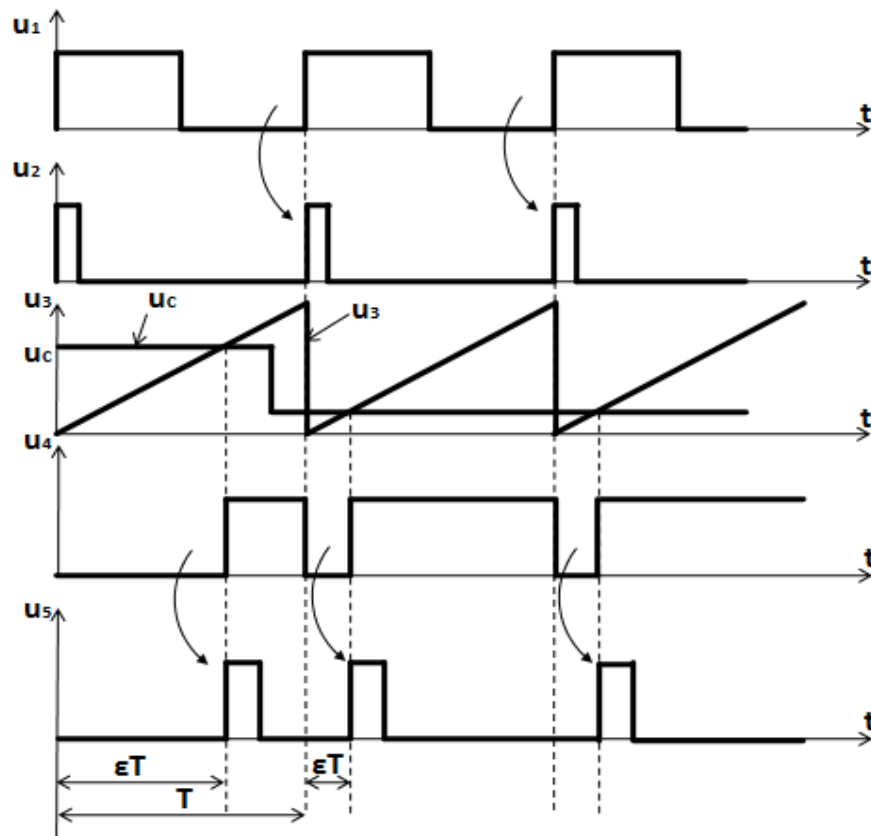


Fig. 8.17 Formele de undă ale circuitului de comandă a VTC

8.1.7.2.4. Algoritm de dimensionare

Pentru dimensionarea VTC se parcurge următorul algoritm de mai jos.

1. Se alege frecvența de comandă, în domeniul $500 \text{ Hz} \div 2 \text{ kHz}$.
2. Se stabilesc limitele de variație ale factorului de comandă, ε_{\min} , ε_{\max} , existând două posibilități.

- a) Se dispune de o sursă de c.c. care îndeplinește condiția $U_0 > U_N$ (U_N este tensiunea nominală a sarcinii). Se va pune condiția ca, valoarea maximă a tensiunii medii la ieșirea VTC, să asigure tensiunea nominală a sarcinii și să acopere căderile de tensiune din circuit (pe conductoarele de legătură, respectiv bobina de filtrare și căderea de tensiune, în conducție, pe tiristorul principal). Astfel,

$$U_{d\max} = (1,05 + 1,1)U_N \quad (8.117)$$

din care se obține:

$$\varepsilon_{\max} = \frac{U_{d\max}}{U_0} \quad (8.118)$$

- b) Nu se dispune de o sursă de c.c.

În acest caz, se fixează

$$\varepsilon_{\max} = (0,9 \div 0,95), \quad (8.119)$$

și se determină valoarea minimă necesară a tensiunii de alimentare:

$$U_0 = \frac{(1,05+1,1)U_N}{\varepsilon_{\max}} \quad (8.120)$$

Factorul minim de comandă, se determină astfel încât să asigure sarcinii cu tensiunea minimă necesară (U_{\min}), care rezultă din domeniul de reglare impus variatorului,

$$\varepsilon_{\min} = \frac{(1,05+1,1)U_{\min}}{U_0} \quad (8.121)$$

3. Se dimensionează inductivitatea de filtrare în funcție de obiectivul urmărit (limitarea pulsațiilor sau/și evitarea funcționării în regim de curent întrerupt).

4. Se alege și se verifică tiristorul principal, ținând seama că:

- este tiristor rapid;
- valoarea medie a curentului prin tiristor este:

$$I_{TAV} = \varepsilon_{\max} I_{dN}; \quad (8.121)$$

- clasa de tensiune trebuie să fie,

$$V_{DRM}, V_{RRM} \geq (1,5 \div 2) \cdot 2U_0; \quad (8.122)$$

- valoarea maximă a pulsului de curent este:

$$I_M = I_{dN} + \frac{\Delta I_d}{2}, \quad (8.123)$$

unde I_{dN} este valoarea nominală a curentului de sarcină, iar Δi_d este pulsația reală a curentului de sarcină, corespunzătoare inductivității de filtrare calculate;

- durata pulsului de curent este:

$$t_p = \varepsilon_{\max} T \quad (8.124)$$

5. Se dimensionează bobina L_p , de protecție a tiristorului de stingere, din condiția ca panta de creștere a curentului prin aceasta să nu depășească valoarea maximă (de catalog),

$$L_p > \frac{3U_0}{(di/dt)_{\max ad}} \quad (8.125)$$

6. Se calculează capacitatea condensatorului de stingere, punând condiția ca tiristorul principal să fie polarizat invers, un timp mai mare decât timpul său de revenire (t_q). După comanda lui T_s , T_p este polarizat invers un timp mai mare τ'_3 (Fig. 8.3), până când $u_c(\tau'_3) = 0$. Din (8.42) se obține:

$$\tau'_3 = \frac{2U_0}{I_d} C$$

Timpul de polarizare inversă este minim, pentru curent de sarcină maxim și punând condiția:

$$\tau'_{3min} \geq t_q,$$

rezultă

$$C \geq \frac{I_{dmax} t_q}{2U_0} \quad (8.126)$$

7. Se verifică condiția ca tensiunea maximă pe condensatorul de stingere să nu depășească $2U_0$,

$$U_0 + \frac{I_d}{C\omega_{cp}} \leq 2U_0. \quad (8.127)$$

Ținând cont de expresia pulsației ω_{cp} și de faptul că, situația cea mai defavorabilă corespunde curentului de sarcină maxim (I_{dmax}), rezultă:

$$C \geq \left(\frac{I_{dmax}}{U_0} \right)^2 L_p \quad (8.128)$$

Se alege un condensator de comutație de capacitate C' , care să respecte condițiile (8.126) și (8.128), iar tensiunea sa nominală să fie mai mare decât $2U_0$. În continuare, se va lucra cu valoarea de catalog a condensatorului ales.

8. Se calculează inductivitatea L_s , din condiția ca intervalul $\varepsilon_{\min} T$ să fie suficient de mare, pentru a se încheia reîncărcarea condensatorului, respectiv:

$$\varepsilon_{\min} T > \tau_2$$

Rezultă:

$$L_s < \left(\frac{\varepsilon_{\min} T}{\pi} \right)^2 \frac{1}{C'} \quad (8.129)$$

9. Se verifică condiția de reîncărcare a condensatorului, după comanda tiristorului T_s , în cazul cel mai defavorabil, respectiv:

$$(1 - \varepsilon_{\max})T > \tau_{3\max} + \tau_4 \quad (8.130)$$

Dar,

$$\tau_{3\max} = \frac{3U_0 C'}{I_{d\min}}$$

Dacă $I_{d\min} = 0$ sau foarte mic, se va considera:

$$\tau_{3\max} + \tau_4 = T$$

Dacă relația nu este satisfăcută, se scade fie frecvența de comandă, fie factorul maxim de comandă și se reiau calculele.

10. Se verifică frecvența limită, corespunzătoare situației în care, într-o perioadă, condensatorul se reîncarcă permanent:

$$f < \frac{1}{\tau_2 + \tau_{3\max} + \tau_4} < \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \quad (8.131)$$

11. Se alege și se verifică tiristorul de stingere, având în vedere că:

- este un tiristor rapid;
- valoarea medie a curentului prin tiristor este:

$$I_{TAV} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\tau_3} I_{dN} dt + \int_0^{\tau_4} I_{dN} \cos \omega_{0p} t dt \right] = \frac{1}{T} \left[I_{dN} \tau_3 + \frac{I_{dN}}{\omega_{0p}} \right]; \quad (8.132)$$

- clasa de tensiune trebuie să fie,

$$V_{DRM}, V_{RRM} \geq (1,5 + 2) \cdot 2U_0 \quad (8.133)$$

- valoarea maximă a pulsului de curent este $I_{dN} + \frac{\Delta I_d}{2}$;
- durata pulsului de curent este:

$$t_p = \tau_3 + \tau_4 \quad (8.134)$$

12. Se alege și se verifică dioda din circuitul de stingere, cunoscând că:

- este diodă de comutație;
- valoarea medie a curentului prin diodă este:

$$I_{FAV} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau_2} 2C' U_0 \omega_{02} \sin \omega_{02} t dt = \frac{4U_0 C'}{T}; \quad (8.135)$$

- clasa de tensiune trebuie să fie:

$$V_{DRM}, V_{RRM} \geq (1,5 + 2) \cdot 2U_0; \quad (8.136)$$

- valoarea maximă a pulsului de curent este:

$$I_M = 2C' U_0 \omega_{02}; \quad (8.137)$$

- durata pulsului de curent este τ_2 .

13. Se alege și se verifică dioda de nul, ținând seama că:

- este diodă de comutație;
- valoarea medie a curentului prin diodă este:

$$I_{FAV} = (1 - \varepsilon_{min}) I_{dN} ; \quad (8.138)$$

- clasa de tensiune trebuie să fie,

$$V_{DRM}, V_{RRM} \geq (1,5 + 2) \cdot 3U_0 ; \quad (8.139)$$

- valoarea maximă a pulsului de curent este:

$$I_M = I_{dN} + \frac{\Delta i_d}{2} ;$$

- durata pulsului de curent este:

$$t_p = (1 - \varepsilon_{min}) T . \quad (8.140)$$

8.1.7.3. VTC cu tiristoare și stingere prin devierea curentului (VTC-I)

8.1.7.3.1. Schema, funcționare

Schema de forță a VTC-I (Fig. 8.18), evidențiază utilizarea, de asemenea, a unui circuit de stingere (C, L_s, T_s, D_s, D_r) necesar stingerii tiristorului principal T_p.

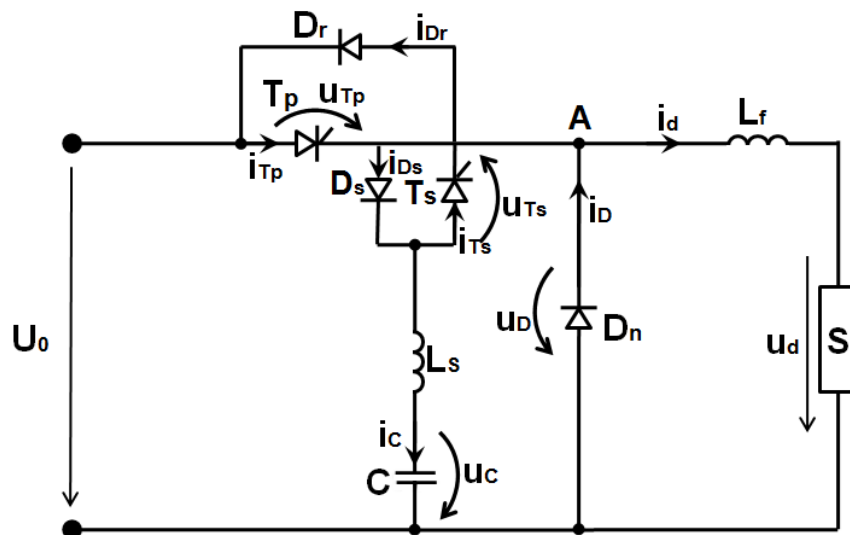


Fig. 8.18. Schema de forță a variatorului de tensiune continuă cu tiristoare, cu stingere prin devierea curentului

Funcționarea poate fi descrisă, pe baza formelor de undă din Fig. 8.19.

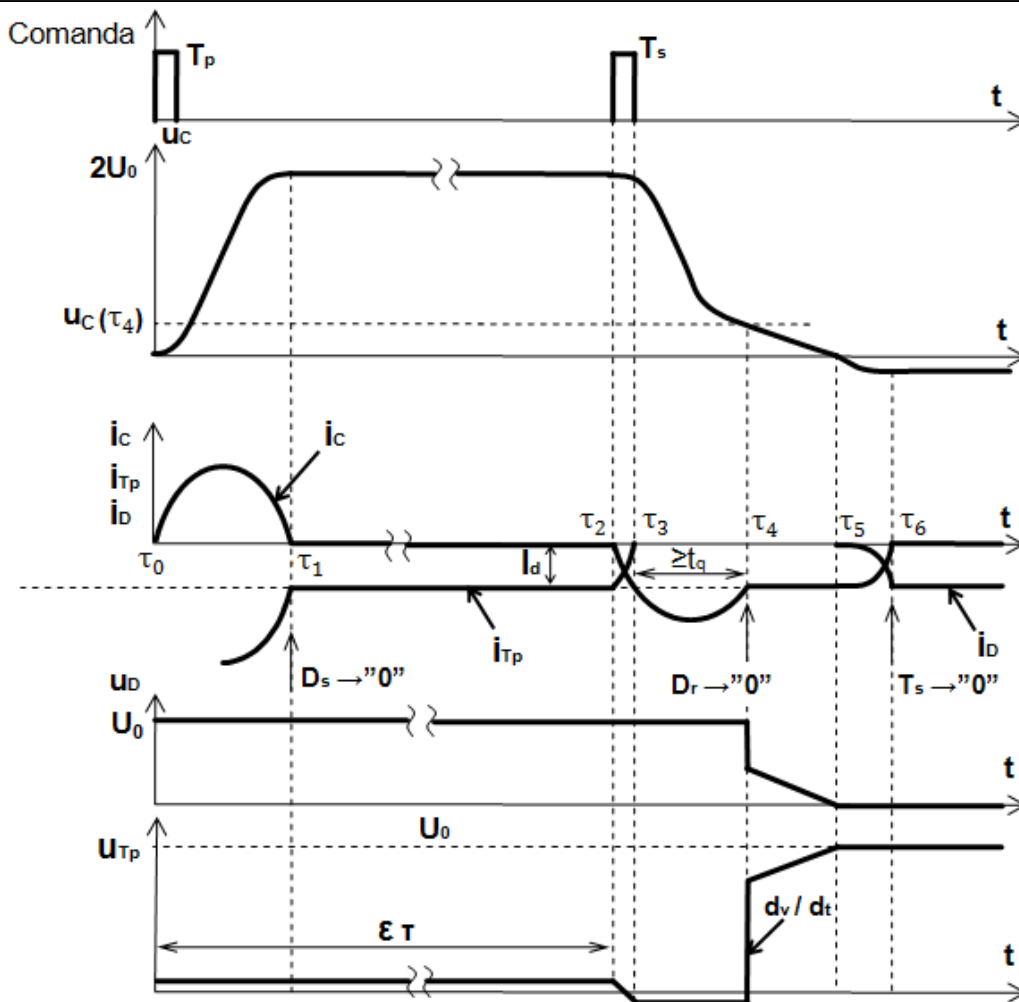


Fig. 8.19 Formele de undă aferente circuitului de stingere al VTC din Fig. 8.18

Considerând că schema nu a mai funcționat, la alimentarea ei cu tensiunea U_0 , condensatorul C rămâne descărcat.

La momentul t_0 , este comandat tiristorul T_p , care intră în conducție și asigură, pe de o parte, alimentarea sarcinii cu tensiunea U_0 , iar pe de altă parte, închiderea circuitului oscilant de încărcare a condensatorului ($U_0 - T_p - D_s - L_s - C$). După timpul $\tau_1 = \pi\sqrt{L_s C}$, dioda D_s se blochează natural, valoarea finală a tensiunii u_C fiind $2U_0$.

Tiristorul T_p rămâne în conducție, asigurând curentul de sarcină pe intervalul εT , la finalul căruia este comandat tiristorul T_s . Intrarea acestuia în conducție, permite formarea unui alt circuit oscilant ($C - L_s - T_s - L_f - S$). Considerând curentul de sarcină constant pe durata oscilației, curentul prin tiristorul T_p scade, fiind preluat de circuitul oscilant $L_s - C$. În momentul în care curentul oscilant atinge valoarea curentului de sarcină, curentul prin tiristorul principal se anulează. Curentul oscilant crește în continuare, determinând ca,

supracurentul să se închidă prin dioda D_r și sursă, ceea ce determină polarizarea, în sens invers, a tiristorului T_p . Rezultă că, pentru blocarea acestuia, timpul de revenire (t_q) trebuie să fie mai mic decât durata de conducție a diodei. La momentul τ_4 , curentul oscilant are, din nou, valoarea curentului de sarcină, determinând blocarea naturală a diodei D_r .

Din acest moment, tensiunea pe sarcină devine egală cu tensiunea pe condensator, întreg curentul de sarcină fiind asigurat de condensator. Acesta se va descărca la curent constant (intervalul $\tau_4 - \tau_5$), tensiunea la bornele sale scăzând liniar.

La momentul τ_5 , condensatorul este complet descărcat, tensiunea pe sarcină este nulă, iar dioda de nul intră în conducție. În bobina L_s este înmagazinată însă, energia $\frac{1}{2} L_s I_d^2$, care se va transfera condensatorului pe circuitul $L_s - T_s - L_f - S - C$.

Aceasta se produce oscilant (intervalul $\tau_5 - \tau_6$), astfel încât $i_{T_s} + i_D = i_d$. La momentul τ_6 , întreg curentul de sarcină se închide prin dioda de nul, curentul oscilant se anulează, tiristorul T_s se blochează natural, iar condensatorul C rămâne încărcat cu o tensiune negativă, proporțională cu curentul de sarcină. Această "preîncărcare" a condensatorului, va permite stingerea unui curent prin T_p , mai mare, în următoarea perioadă de comandă.

8.1.7.3.2. Analiza circuitului de stingere

Analiza funcționării circuitului de stingere se va face în următoarele ipoteze:

- se consideră curentul de sarcină constant, în timpul comutației:
- $$i_d = I_d = \text{ct.};$$
- se neglijează rezistențele din circuit;
 - la analiza fiecărui interval, originea timpului se translatează la începutul lui.

1. Intervalul (τ_0, τ_1)

La momentul τ_0 , se comandă tiristorul T_p care intră în conducție, și, aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul $U_0 - T_p - D_s - L_s - C$, se obține:

$$u_C + L_s \frac{di_C}{dt} = U_0. \quad (8.141)$$

Introducând pulsația proprie a circuitului de stingere,

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C}},$$

se obține soluțiile:

$$u_C = U_0(1 - \cos \omega_s t), \quad (8.142)$$

$$i_C = C U_0 \omega_s \sin \omega_s t = I_{C_{\max}} \sin \omega_s t. \quad (8.143)$$

La anularea curentului i_C , dioda D_s se blochează natural, durata procesului de încărcare fiind:

$$\tau_1 = \frac{\pi}{\omega_s}, \quad (8.144)$$

iar condensatorul rămâne încărcat cu tensiunea:

$$u_C(\tau_1) = 2U_0. \quad (8.145)$$

2. Intervalul de comutație (τ_2, τ_4)

Comutația începe la momentul τ_2 , când este comandat T_s . Tensiunea și curentul prin condensator sunt descrise de aceleași ecuații (8.142), respectiv (8.143), până la momentul τ_4 , când i_C redevine egal cu I_d . Se face observația că, sensul curentului i_C este opus celui din intervalul (τ_0, τ_1), ca și panta tensiunii pe condensator.

Durata $\tau_4 - \tau_2$ se determină punând condiția:

$$i_C(\tau_4) = I_d \quad (8.146)$$

în ecuația (8.79), din care se obține:

$$\sin \omega_s(\tau_4 - \tau_2) = \frac{I_d}{C\omega_s U_0}, \quad (8.147)$$

sau, ținând seama că

$$\omega_s(\tau_4 - \tau_2) > \frac{\pi}{2}, \quad (8.148)$$

$$\tau_4 - \tau_2 = \frac{\pi}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_s} \arcsin \frac{I_d}{C\omega_s U_0}. \quad (8.149)$$

La momentul τ_4 , tensiunea pe condensator va fi încă pozitivă,

$$u_C(\tau_4) = u_{C4}, \quad (8.150)$$

$$u_{C4} = U_0 \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{I_d}{C\omega_s U_0} \right)^2} \right]. \quad (8.151)$$

3. Intervalul (τ_4, τ_5)

Pe acest interval, condensatorul se descarcă la curentul constant I_d , iar tensiunea este dată de:

$$u_C = u_{C4} - \frac{I_d}{C} t \quad (8.152)$$

Punând condiția de anulare a tensiunii,

$$u_C(\tau_5) = 0, \quad (8.153)$$

rezultă durata intervalului,

$$\tau_5 - \tau_4 = \frac{C}{I_d} U_0 \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{I_d}{C\omega_s U_0} \right)^2} \right]. \quad (8.154)$$

4. Intervalul de "preîncărcare" a condensatorului, (τ_5 , τ_6)

Pe acest interval, ecuația diferențială a tensiunii este:

$$L_s C \frac{d^2 u_C}{dt^2} + u_C = 0, \quad (8.155)$$

și ținând cont de condițiile inițiale:

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = 0; \quad (8.156)$$

$$i_C(0_+) = i_C(0_-) = -I_d; \quad (8.157)$$

rezultă soluțiile:

$$u_C = -\frac{I_d}{C\omega_s} \sin \omega_s t, \quad (8.158)$$

$$i_C = -I_d \cos \omega_s t. \quad (8.159)$$

Procesul durează până la anularea curentului i_C , respectiv până la blocarea naturală a tiristorului T_s , care se produce la momentul

$$\tau_6 = \tau_2 + \frac{\pi}{2\omega_s}. \quad (8.160)$$

La acest moment, tensiunea pe condensator va fi:

$$u_C(\tau_6) = -\frac{I_d}{C\omega_s}. \quad (8.161)$$

Se observă că, dacă pentru prima perioadă de funcționare, condițiile inițiale au fost nule, pentru a doua perioadă și următoarele, condiția inițială pentru tensiunea pe condensator va fi:

$$u_C(0_+) = u_C(0_-) = -\frac{I_d}{C\omega_s}, \quad (8.162)$$

ceea ce face ca, soluțiile (8.78), (8.79) să devină:

$$u_C = U_0 - \left(U_0 - \frac{I_d}{C\omega_s} \right) \cos \omega_s t, \quad (8.163)$$

$$i_C = (CU_0\omega_s + I_d) \sin \omega_s t. \quad (8.164)$$

Expresia (8.164) evidențiază faptul că amplitudinea oscilației de curent din intervalul (τ_2 , τ_4) este mărită, putându-se comuta curenți mai mari.

8.1.7.3.3. Dimensionarea circuitului de stingere

Dimensionarea circuitului de stingere ($L_s - C$), se face ținând seama de cerințele impuse oscilației de curent din intervalul (τ_2 , τ_4), respectiv:

- o semiperioadă a oscilației trebuie să asigure, polarizarea inversă a lui T_p , un timp mai mare decât timpul de revenire (t_q);
- amplitudinea oscilației trebuie să fie mai mare decât cel mai mare curent de sarcină (I_{dmax}), ce trebuie comutat (Fig. 8.20).

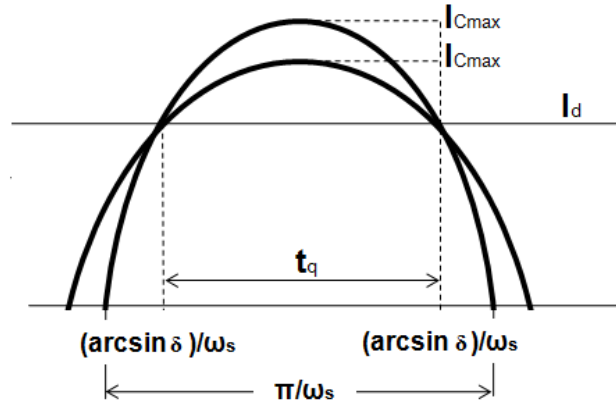


Fig. 8.20 Oscilații de curent ce asigură comutarea curentului I_d și polarizarea inversă a tiristorului principal

Dar, (Fig. 8.20), există o infinitate de perechi de valori $L_s - C$, pentru care oscilațiile îndeplinesc cerințele enunțate. Un criteriu de alegere a pulsului optim, îl reprezintă minimizarea energiei transmise de la sursă, circuitului de stingere.

Expresia acesteia este:

$$W_s = \int_{\tau_0}^{\tau_1} U_0 i_C dt = U_0 \int_0^{\pi/\omega_s} i_C dt \quad (8.165)$$

Se obține:

$$W_s = \frac{2U_0 I_{Cmax}}{\omega_s} \quad (8.166)$$

Cu notațiile din fig. 8.20, se poate exprima:

$$t_q = \frac{(\pi - \arcsin \delta)}{\omega_s}, \quad (8.167)$$

în care,

$$\delta = \frac{I_{Cmax}}{I_{dmax}}. \quad (8.168)$$

Explicitând ω_s și înlocuind în (8.166) se obține:

$$W_s = \frac{2U_0 I_{Cmax} t_q}{(\pi - \arcsin \delta)} \quad (8.169)$$

Minimul expresiei în raport cu δ se obține din condiția de anulare a derivatei, obținându-se:

$$\delta = \cos \left(\frac{\delta}{\sqrt{1 - \delta^2}} \right) \quad (8.170)$$

Ecuția este transcendentă, rezolvarea iterativă conducând la soluția

$$\delta = 0,652, \quad (8.171)$$

rezultând

$$I_{Cmax} = 1,533 \cdot I_{dmax}, \quad (8.172)$$

ceea ce înseamnă că, pulsul sinusoidal optim are amplitudinea cu 53% mai mare decât valoarea maximă a curentului ce trebuie comutat.

Legătura între pulsația proprie și timpul minim de polarizare, în sens invers se obține înlocuind (8.171) în (8.167), rezultând

$$\omega_s = \frac{1,72}{t_q}. \quad (8.173)$$

Ținând seama de amplitudinile oscilațiilor de curent și expresia pulsației ω_s , se obține

$$U_0 \sqrt{\frac{C}{L_s}} = 1,533 \cdot I_{d \max}, \quad (8.174)$$

pentru primul puls, respectiv,

$$U_0 \sqrt{\frac{C}{L_s}} = 0,533 \cdot I_{d \max}, \quad (8.175)$$

pentru al doilea și următoarele.

Explicitând L_s , se obține

$$C = \frac{1,53}{1,72} \frac{I_{d \max} t_q}{U_0} = 0,89 \frac{I_{d \max} t_q}{U_0}, \quad (8.176)$$

respectiv,

$$C = \frac{1,53}{1,72} \frac{I_{d \max} t_q}{U_0} = 0,31 \frac{I_{d \max} t_q}{U_0}, \quad (8.177)$$

iar inductivitatea L_s ,

$$L_s = \frac{1}{1,72 \cdot 1,53} \frac{U_0 t_q}{I_{d \max}} = 0,38 \frac{U_0 t_q}{I_{d \max}}, \quad (8.178)$$

pentru primul puls, respectiv,

$$L_s = \frac{1}{1,72 \cdot 0,53} \frac{U_0 t_q}{I_{d \max}} = 1,1 \frac{U_0 t_q}{I_{d \max}}, \quad (8.179)$$

pentru al doilea și următoarele.

Dacă circuitul de stingere se dimensionează astfel, trebuie ținut seama că, în funcționare, în prima perioadă, amplitudinea oscilației de curent este

$$I_{C \max} = 0,53 I_{d \max}, \quad (8.180)$$

ceea ce arată că, circuitul trebuie să pornească în gol, cu sarcină progresivă.

8.1.7.4. Alte topologii de VTC-U și VTC-I

Există și alte scheme de VTC cu tiristoare, câteva fiind prezente în fig. 8.21.

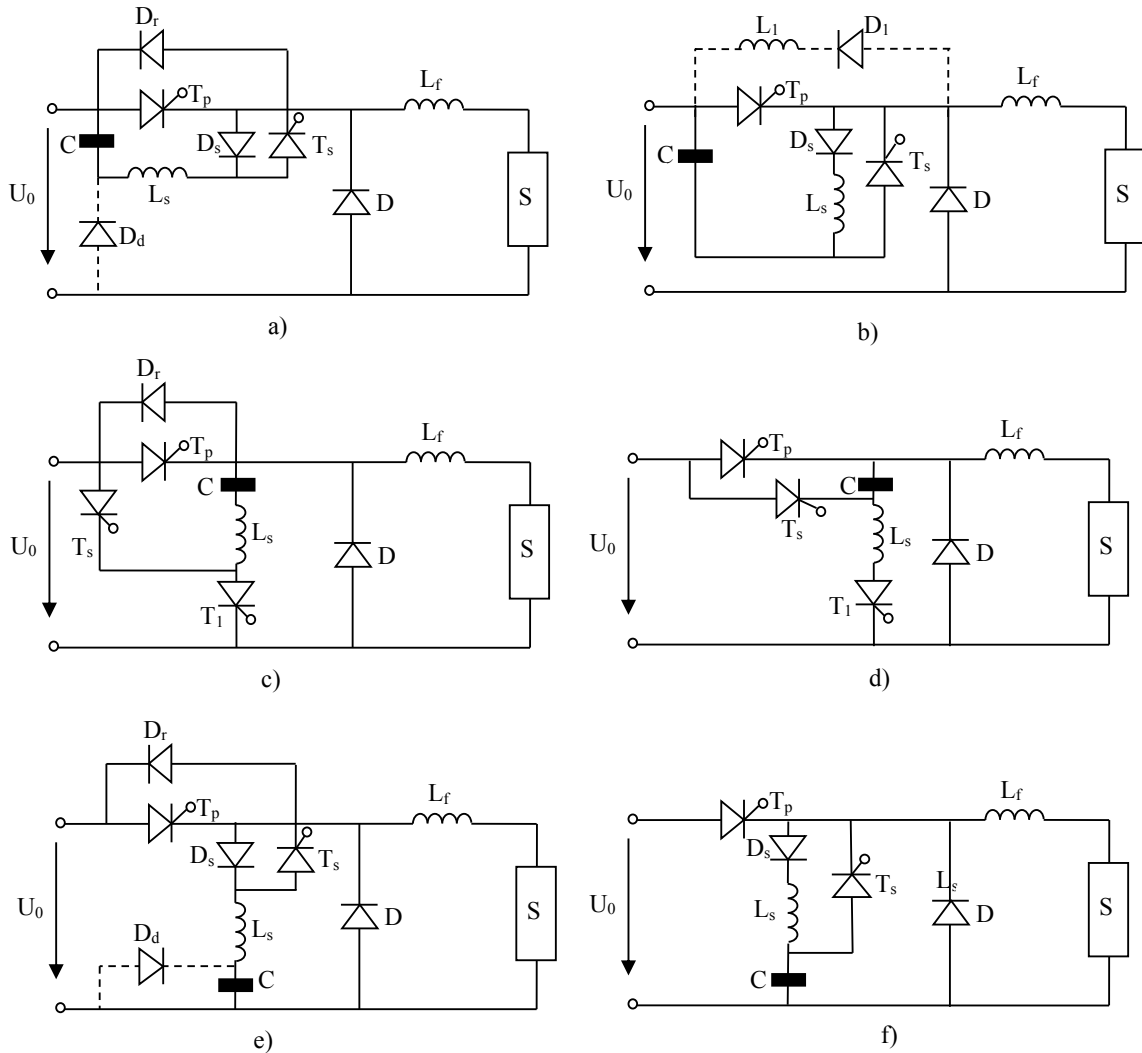


Fig 8.21 Topologii de VTC cu tiristoare a), c), e) – cu comutație I; b), d), f) – cu comutație U

8.2. Variatoare de tensiune continuă ridicătoare

8.1.1. Schema de principiu, comanda, funcționarea

În aplicații de tipul surselor stabilizate de tensiune de putere sau pentru realizarea frânării cu recuperare la acționările cu motor de c.c., se pot utiliza variatoare de tensiune continuă ridicătoare (VTCR).

Schema de principiu (fig. 8.22), utilizează un contactor static (CTS), comandat în funcție de curent care se află în conducție, un interval t_1 , pe durata unei perioade.

Dioda D, de separare, are rolul de a izola circuitul de ieșire, pe intervalele de conducție ale contactorului static.

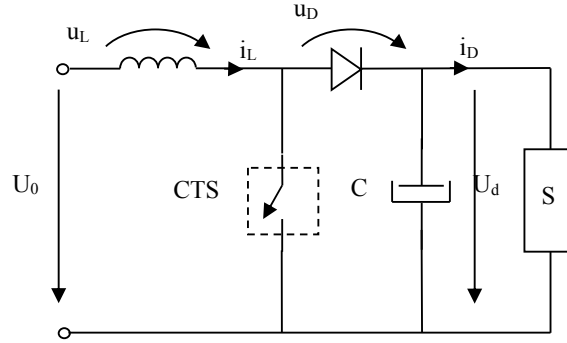


Fig. 8.22 Schema de forță de principiu a variatorului de tensiune continuă ridicător

Condensatorul de filtrare C, se presupune de valoare suficient de mare astfel încât, tensiunea la ieșire să poată fi considerată constantă și egală cu valoare medie

$$u_d(t) \cong U_d. \quad (8.181)$$

În analiza funcționării se consideră CTS întrerupător ideal, se neglijează rezistențele din circuit și se adoptă originea timpului la începutul fiecărei secvențe.

Pe intervalele de timp cât CTS este în conducție, cu teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul CTS-D-S, se obține

$$u_D = -U_d, \quad (8.182)$$

care arată că dioda este polarizată invers (blocată) și separă sarcina de contactorul static. Teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul U_0 -L-CTS, conduce la

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} = U_0. \quad (8.183)$$

Considerând originea timpului în momentul închiderii contactorului static, integrând (8.183) se obține

$$i_L = \frac{U_0}{L} t + I_1. \quad (8.184)$$

Așadar, curentul prin bobina L crește liniar (fig. 8.23), valoare maximă (I_{max}) atingându-se în momentul deschiderii contactorului static. În acest moment, tensiunea electromotoare de autoinducție din bobină, împreună cu tensiunea sursei de alimentare U_0 , polarizează direct dioda D furnizând energia circuitului de ieșire.

Pe intervalele cât contactorul static este deschis, aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul U_0 -L-D-C, rezultă

$$u_L = U_0 - U_d. \quad (8.5)$$

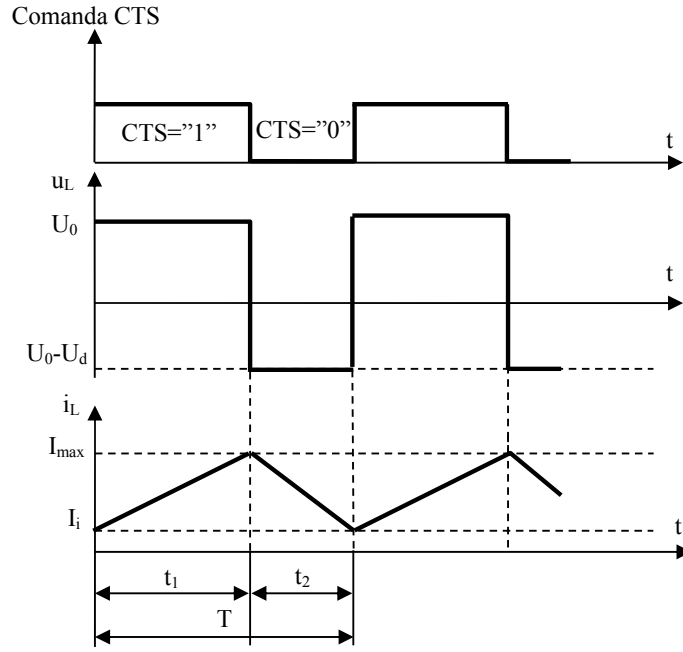


Fig. 8.23 Formele de unda ale VTC ridicător

Ținând seama că $U_d > U_0$, rezultă $U_1 < 0$, deci curentul scade liniar

$$i_L = \frac{U_0 - U_d}{L} t + I_{\max}. \quad (8.186)$$

8.2.2. Funcționarea în regim de curent neîntrerupt

Regimul de curent neîntrerupt este caracterizat de existența, în permanență, a unui curent prin bobina L (fig.8.23), respectiv, comanda de intrare în conducție a contactorului static se dă înainte de anularea curentului i_L .

Particularizând expresia curentului i_L (8.184) pentru momentul t_1 se obține

$$i_L(t_1) = \frac{1}{L} U_0 t_1 + I_i = I_{\max}, \quad (8.187)$$

și punând, în (8.186), condiția de continuitate pentru momentul t_2 , rezultă

$$i_L(t_2) = \frac{1}{L} (U_0 - U_d) t_2 + I_{\max} = I_i. \quad (8.188)$$

Înlocuind (8.187) în (8.188) se obține

$$I_i = \frac{1}{L} (U_0 - U_d) t_2 + \frac{1}{L} U_0 t_1 + I_i, \quad (8.189)$$

respectiv

$$U_0 t_1 = (U_d - U_0) t_2. \quad (8.190)$$

Împărțind (8.190) cu T , introducând factorul de comandă

$$\varepsilon = \frac{t_1}{T} = t_1 f \quad \text{și ținând seama că}$$

$$\frac{t_2}{T} = \frac{T-t_1}{T} = 1 - \varepsilon, \quad (8.191)$$

se obține $U_0 = U_d(1 - \varepsilon)$, respectiv

$$U_d = U_0 \frac{1}{1 - \varepsilon}. \quad (8.192)$$

Relația (8.192) reprezintă ecuația caracteristicilor externe și de comandă ale VTC ridicător, în regim de curent neîntrerupt.

Caracteristicile externe

$$U_d = f(I_d)|_{\varepsilon = \text{ct}}$$

sunt liniare (fig. 8.24), obținându-se doar tensiuni mai mari decât cea de alimentare.

Caracteristica de comandă,

$$U_d = f(\varepsilon)|_{I_d = \text{ct}}$$

este puternic neliniară (fig. 8.25), având asimptotă verticală dreapta $\varepsilon = 1$.

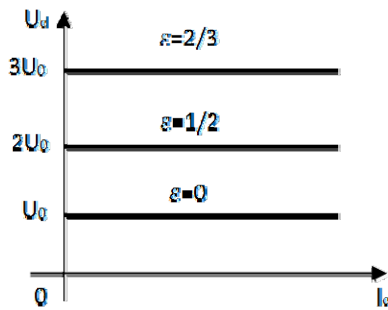


Fig. 8.24 Caracteristicile externe ale VTC ridicător în regim de curent neîntrerupt

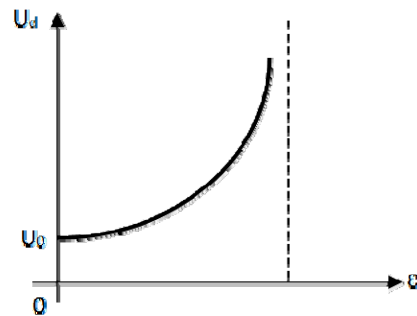


Fig. 8.25 Caracteristicile de comandă ale VTC ridicător în regim de curent neîntrerupt

8.2.3. Limita zonei de curent întrerupt

Regimul de curent întrerupt se caracterizează prin existența unor intervale, în care curentul prin L este nul. Aceasta se datorează, la factor de comandă constant, scăderii curentului de sarcină și determină creșterea pronunțată a tensiunii de ieșire.

La limita apariției regimului de curent întrerupt (fig. 8.26), $I_i = 0$, respectiv, contactorului static i se dă o nouă comandă de închidere, exact în momentul anulării curentului prin bobină.

Având în vedere interpretarea grafică a integralei definite, din considerente grafice, ținând cont de (8.187) și că $I_i = 0$, rezultă

$$I_{Lcr} = \frac{I_{max}}{2} = \frac{1}{2} \frac{U_0}{L} \varepsilon T. \quad (8.193)$$

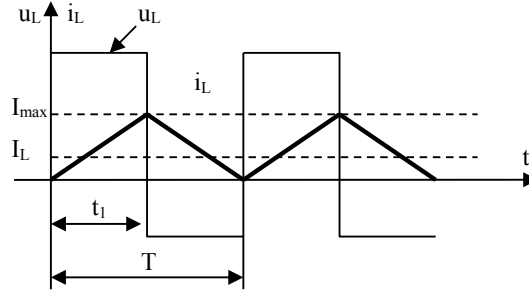


Fig. 8.26 Funcționarea la limita apariției regimului de curent întrerupt

Ținând seama și de (8.8), pentru $I_i=0$ se obține

$$I_M = \frac{1}{L} (U_d - U_0)(1 - \epsilon)T. \quad (8.194)$$

Dacă se neglijează pierderile puterile active la intrarea și la ieșirea VTC sunt egale, respectiv,

$$U_0 I_L = U_d I_d, \text{ respectiv} \quad (8.195)$$

$$I_d = \frac{U_0}{U_d} I_L \quad (8.196)$$

Înlocuind I_L din (8.13) și U_d din (8.14) în (8.15) se obține

$$I_{dcr} = \frac{U_0}{2Lf} \epsilon (1 - \epsilon)^2. \quad (8.197)$$

Expresia obținută, reprezintă ecuația curbei ce delimitează zona de curent întrerupt în planul (ϵ, I_d) . Aceasta are un maxim (fig. 8.27) care se obține ca soluție a ecuației $\frac{dI_d}{d\epsilon} = 0$.

Rezultă $\epsilon = 1/3$ care, înlocuit în (8.197), determină valoare maximă a curentului mediu prin sarcină, pentru care apare regimul de curent întrerupt,

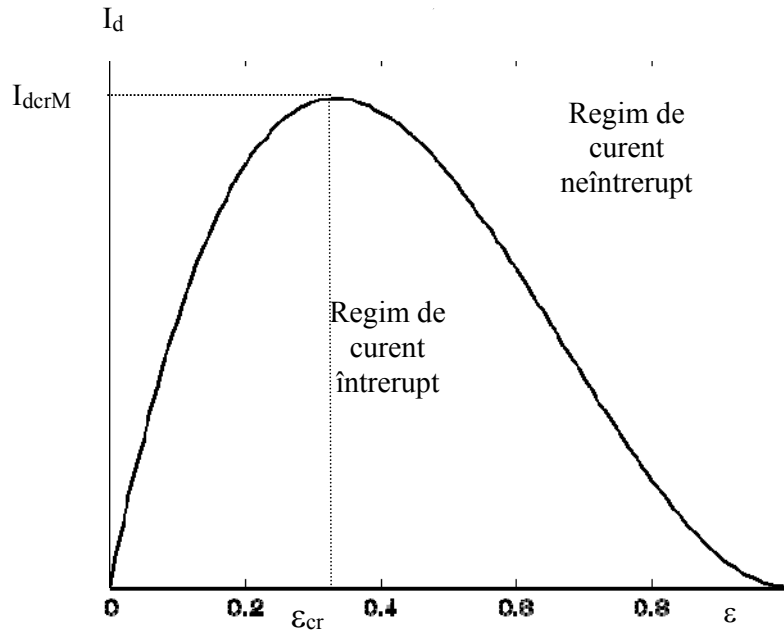
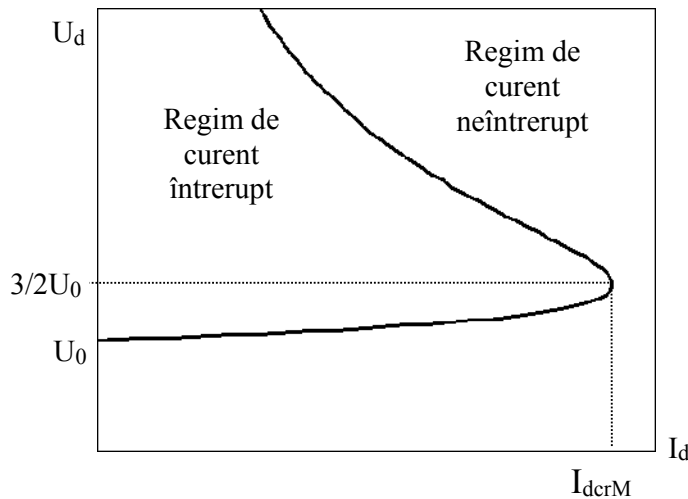
$$I_{dcr \max} = \frac{2U_0}{27Lf}. \quad (8.198)$$

Relația obținută arată că, regimul de curent întrerupt apare la un curent I_d , cu atât mai mare, cu cât tensiunea necesară la ieșire este mai mare și frecvența de comandă mai mică.

Pentru a exprima limita zonei de curent întrerupt în planul caracteristicilor externe, în relația (8.17) se înlocuiește factorul de comandă din (8.192) obținându-se,

$$I_d = \frac{U_0^2}{2Lf} \frac{U_d - U_0}{U_d^3}. \quad (8.199)$$

Aceasta prezintă un maxim pentru $U_d = 3/2 U_0$ ($\epsilon = 1/3$) și are alura din fig. 8.28.

Fig.8.27 Limita zonei de curent întrerupt în planul (ϵ, I_d)Fig.8.28 Limita zonei de curent întrerupt în planul (U_d, ϵ)

8.2.4. Caracteristicile în regim de curent întrerupt

Regimul de curent întrerupt apare în cazul în care, curentul prin bobină se anulează, înainte de a se da o nouă comandă de închidere contactorului static. Considerând constante tensiunea de alimentare U_0 și factorul de comandă ϵ , acest regim apare, atunci când tensiunea de ieșire U_d crește datorită scăderii curentului de sarcină. Dioda D nu va mai conduce $t_2 = (1 - \epsilon)T$, ci un timp βT (fig. 8.29).

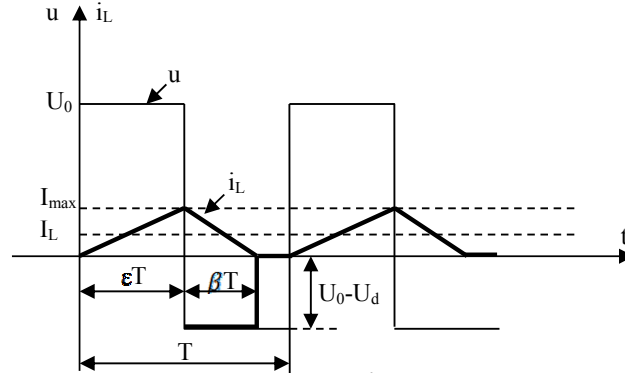


Fig. 8.29 Funcționarea în regim de curent întrerupt

În intervalul $t \in (0, \epsilon T)$, de conducție a contactorului static, din (8.188), rezultă

$$I_{\max} = i_L(\epsilon T) = \frac{1}{L} U_0 \epsilon T. \quad (8.200)$$

Pentru intervalul $t \in (\epsilon T, (\epsilon + \beta)T)$, punând în (8.7) condiția $i_L(\beta T) = 0$, se obține

$$i_L(\beta T) = I_{\max} + \frac{U_0 - U_d}{L} \beta T = 0. \quad (8.201)$$

Înlocuind apoi, (8.200) în (8.201), aceasta devine

$$\epsilon U_0 + (U_0 - U_d) \beta = 0 \text{ sau,} \quad (8.202)$$

$$\frac{U_d}{U_0} = \frac{\epsilon + \beta}{\beta}. \quad (8.203)$$

Ținând seama de (8.186), din (8.203) rezultă

$$\frac{I_d}{I_L} = \frac{\beta}{\epsilon + \beta}. \quad (8.204)$$

Legătura dintre valoarea medie a curentului prin bobina (I_L) și valoarea maximă (I_{\max}), rezultă din considerente grafice,

$$I_L T = \frac{I_{\max}}{2} (\epsilon + \beta) T, \text{ respectiv,}$$

$$I_L = \frac{U_0}{2L} (\epsilon + \beta) \epsilon T \quad (8.205)$$

care, înlocuită în (8.204), conduce la

$$I_d = \frac{U_0}{2Lf} \epsilon \beta. \quad (8.206)$$

În practică, în majoritatea aplicațiilor, se dorește păstrarea constantă a tensiunii medii de ieșire la variații ale tensiunii de alimentare. Din acest motiv, se va exprima factorul de comandă în funcție de curentul mediu de sarcină, pentru diferite valori ale raportului U_d/U_0 . Pentru aceasta, se explicitează factorul de comandă din (8.206),

$$\epsilon = \frac{2Lf I_d}{U_0 \beta}, \quad (8.207)$$

și produsul Lf din expresia (8.198),

$$Lf = \frac{2}{27} \frac{U_d}{I_{dcr \max}}. \quad (8.208)$$

Prin înlocuire în (8.207), se obține

$$\varepsilon = \frac{4}{27} \frac{U_d}{U_0 \beta} \frac{I_d}{I_{dcr \max}}, \quad (8.209)$$

iar cu β explicitat din (8.204),

$$\beta = \frac{\varepsilon}{\frac{U_d}{U_0} - 1}, \quad (8.300)$$

rezultă

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{4}{27} \frac{U_d}{U_0} \left(\frac{U_d}{U_0} - 1 \right) \frac{I_d}{I_{dcr \max}}}. \quad (8.301)$$

Dacă tensiunea medie la ieșirea VTCR trebuie menținută constantă, reprezentarea grafică a dependenței $\varepsilon = f(I_d/I_{dcr \max})$ la variații ale tensiunii de alimentare și ale curentului de sarcină (caracteristici de reglaj).

Caracteristicile externe,

$$U_d = f(I_d)|_{\varepsilon=ct},$$

se obțin egalând (8.25) cu expresia curentului I_L , obținută din (8.16),

$$I_L = \frac{U_0}{2L} (\varepsilon + \beta) \varepsilon T = \frac{U_d}{U_n} I_d, \quad (8.302)$$

de unde rezultă

$$U_d = U_0 + \frac{U_0^2 \varepsilon^2 T}{2LI_d}. \quad (8.303)$$

Expresia (8.303) reprezintă ecuația caracteristicilor externe și de comandă, în regim de curent întrerupt. Caracteristicile externe (8.33), sunt hiperbole și, particularizate pentru I_{dcr} devin

$$U_d = \frac{U_0}{1-\varepsilon},$$

ceea ce înseamnă că, la limita zonei de curent întrerupt, caracteristicile externe sunt continue (fig. 8.30).

8.2.5 Comanda

Comanda în durată sau PWM, se obține de la un generator de semnale dreptunghiulare cu frecvență fixă, dar cu factor de umplere modificat dinamic. Aceasta înseamnă că un astfel de semnal PWM constă în codarea informației în lățimea impulsului obținut. Factorul de umplere (sau factorul de comandă) al unui semnal PWM, se reglează fiind variabil în intervalul (0,1). Un modulator PWM are rolul de a comanda un comutator (contactor static – CTS) și este o parte importantă și complexă a unui regulator de tensiune și/sau de curent folosit în comutație.

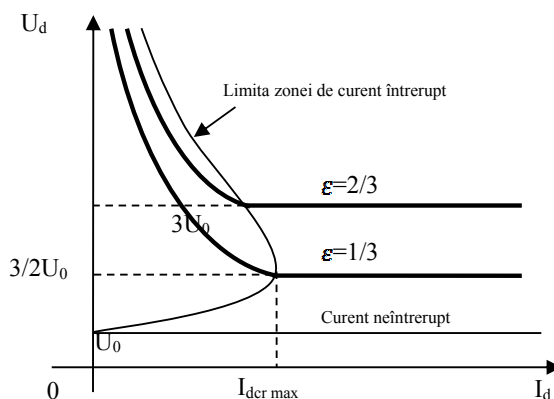


Fig. 8.30 Caracteristicile externe ale VTCR

Principiul de realizare a unui astfel de modulator PWM constă în alcătuirea unei scheme electronice care să conțină un generator în dinte de ferăstrău, un amplificator de eroare și un comparator după cum se poate observa în figura 8.31.

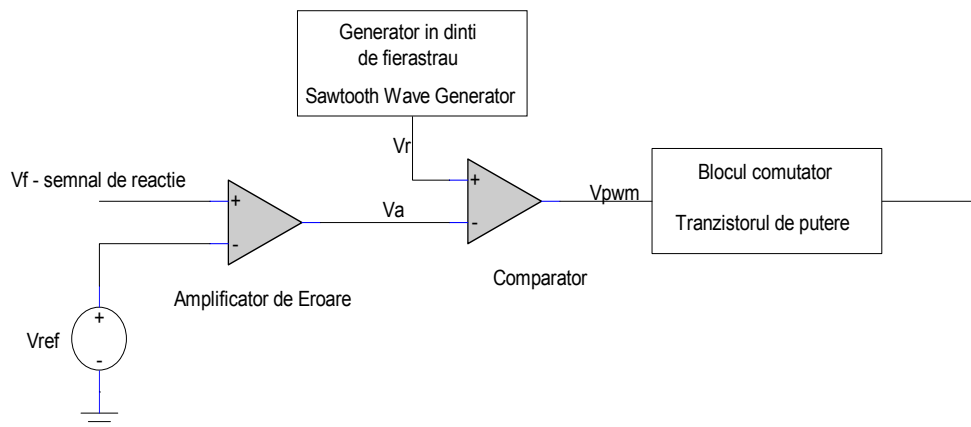


Fig. 8.31 Schema simplificată utilizată pentru generarea semnalului PWM

Diagrama de semnale aferentă schemei (Fig. 8.31) este reprezentată în figurile 8.32 și 8.33.

În figura 8.33 se exemplifică modificarea factorului de umplere al semnalului PWM atunci când sarcina este variabilă, astfel încât tensiunea de ieșire să rămână constantă.

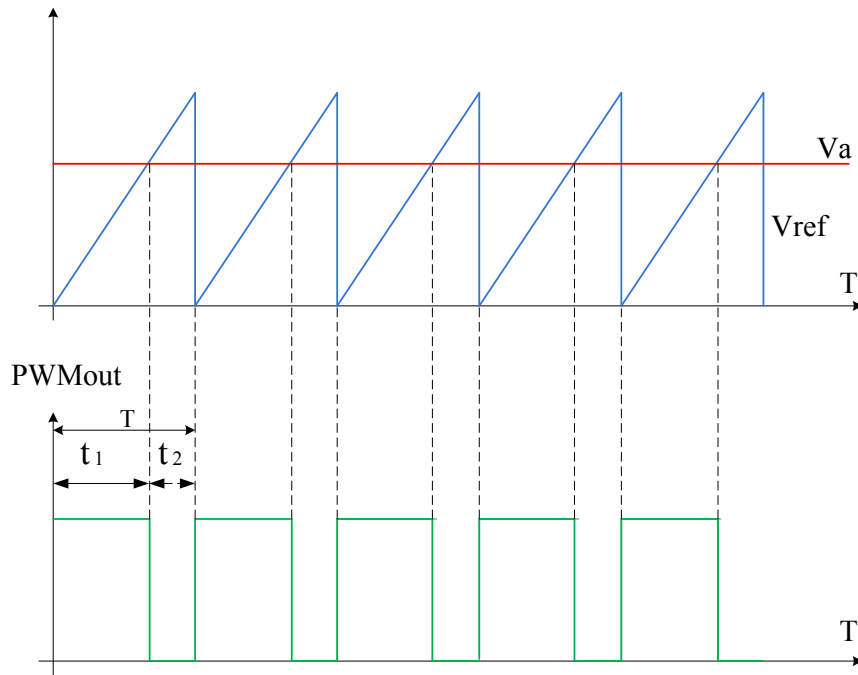


Fig. 8.32 Modul de funcționare a schemei logice din figura 8.31

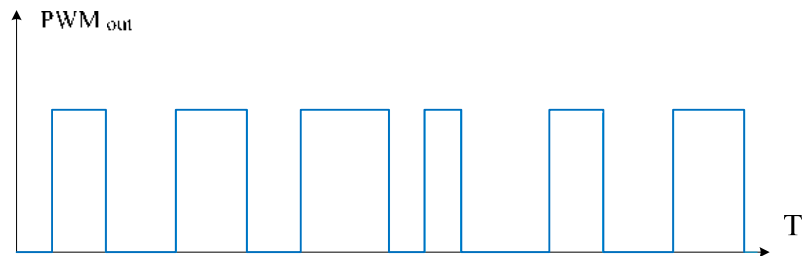


Fig. 8.33 Modificarea semnalului PWM în funcție de sarcină

Pentru a genera semnalul PWM conform schemei din figura 8.10, schema electronică de comandă folosește circuitele integrate de tipul CD4046BE ca oscilator controlat în tensiune, HEF4081BP, CD4069UBE, CD4040BE, DAC-08BLCN, două amplificatoare operaționale 741 și un comparator de precizie tip LM339. Comparatorul prelucrează și informația preluată de la reglatoarele de curent și tensiune, asigurând la ieșire un impuls modulat corespunzător încărcării circuitului de sarcină, impuls transmis mai departe prin intermediul unui circuit integrat CD40107, la dispozitivul de comandă pe grilă (DCG).

Circuitul CD40107 mai are și rolul de a bloca impulsul de comandă atunci când informația preluată de la reglatoarele o impune (de exemplu, atunci când s-a atins pragul prescris la supracurent sau la supratensiune).

8.3. Variator de tensiune continuă în patru cadrane

Variatorul de tensiune continuă prezentat anterior asigură o singură polaritate a tensiunii pe sarcină și un singur sens al curentului prin sarcină. Pentru aplicații de tipul acționărilor electrice, ce necesită frânări și reversări de sens, variatorul de tensiune continuă trebuie să fie capabil să asigure ambele polarități ale tensiunii pe sarcină și ambele sensuri ale curentului, respectiv posibilitatea funcționării în toate cele patru cadrane ale planului (U_d, I_d).

Un astfel de VTC (fig. 8.34), este constituit din patru contacte bidirecționale conectate în punte, sarcina fiind conectată între punctele mediane ale brațelor punții.

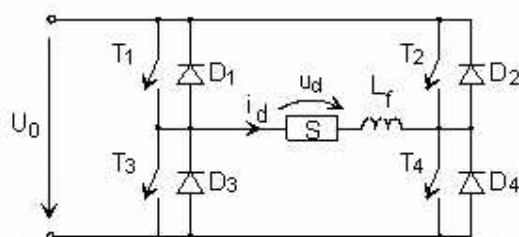


Fig. 8.34 Schema de principiu a variatorului de tensiune continuă în patru cadrane

Contactele bidirecționale sunt realizate prin conectarea în antiparalel a unui contactor static, care de cele mai multe ori este un element semiconductor complet comandat, și a unei diode.

Există două posibilități de comandă ale elementelor semiconductoare. Alegerea uneia dintre ele se face în funcție de puterea sarcinii și de caracteristicile dinamice impuse variatorului.

Astfel, la puteri medii și mari, unde pierderile de comutație în elementele semiconductoare sunt semnificative, se recomandă așa-numita comandă unipolară a tensiunii.

Pentru obținerea polarității pozitive a tensiunii medii, se comandă în permanență elementul T_1 , reglarea tensiunii medii realizându-se prin comanda periodică a elementului diagonal (T_4). Tensiunea pe sarcină (fig. 8.35), evoluează între 0 și U_0 , valoarea medie reglându-se prin modificarea factorului de comandă al elementului T_4 .

Pe intervalele de conducție ale elementului T_4 (ϵT din cazul VTC), curentul de sarcină se închide prin circuitul $U_0 - T_1 - S - L_f - T_4$. Pe intervalul cât elementul este deschis, curentul de sarcină se închide prin circuitul $T_1 - S - L_f - D_2$, deci, D_2 are rolul diodei de nul din schema de principiu a unui VTC.

Pentru funcționare în cadranul II al planului (U_d, I_d), se anulează comanda elementelor T_1 și T_4 , iar T_3 este comandat un interval εT , având rolul contactorului static din schema de principiu a VTCR (variatorul de tensiune continuă ridicător).

Curentul de sarcină se închide prin circuitul $S - T_3 - D_4 - L_f$, bobina de filtrare L_f având rolul bobinei L din schema de principiu a VTCR. La deschiderea elementului T_3 , curentul de sarcină se va închide prin circuitul $U_0 - D_4 - L_f - S - D_1$, rolul diodei de separare fiind luat de dioda D_1 .

Pentru obținerea celeilalte polarități a tensiunii medii pe sarcină, rolurile elementelor semiconductoare se inversează, respectiv:

T_2 - comandat în permanență;

T_3 - comandat, un interval εT , pentru reglarea tensiunii;

D_1 - dioda de nul;

D_2 - dioda de separare,

tensiunea reglându-se în domeniul $[-U_0, 0]$.

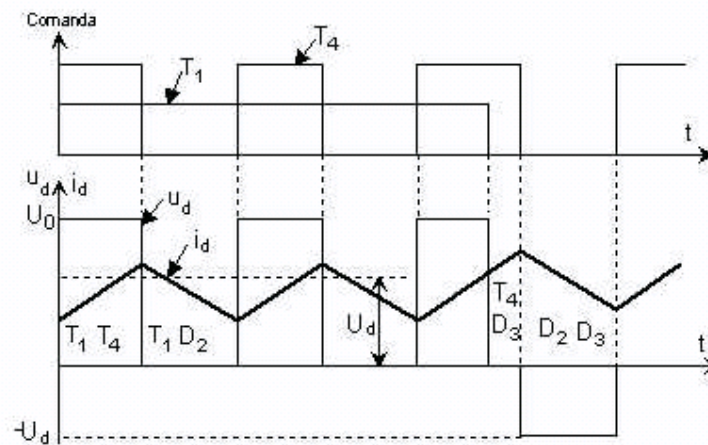


Fig. 8.35 Formele de undă ale variatorului de tensiune continuă în patru cadrane, cu comandă unipolară

Pentru aplicații ce necesită performanțe dinamice bune, cu frânări și reversări de sens rapide și frecvente (acționări ale roboților industriali, mecanismele de poziționare ale mașinilor unelte), se preferă o altă variantă de comandă și anume, elementele diagonale sunt comandate simultan, iar cele de pe același braț, sunt comandate în opoziție.

Tensiunea pe sarcină se modifică în permanență între U_0 și $-U_0$ (fig. 8.36). Prin modificarea factorului de comandă în domeniul $[0,1]$, tensiunea medie pe sarcină se reglează

în domeniul $[-U_0, U_0]$, tensiune medie nulă obținându-se pentru factor de comandă $\varepsilon = \frac{1}{2}$.

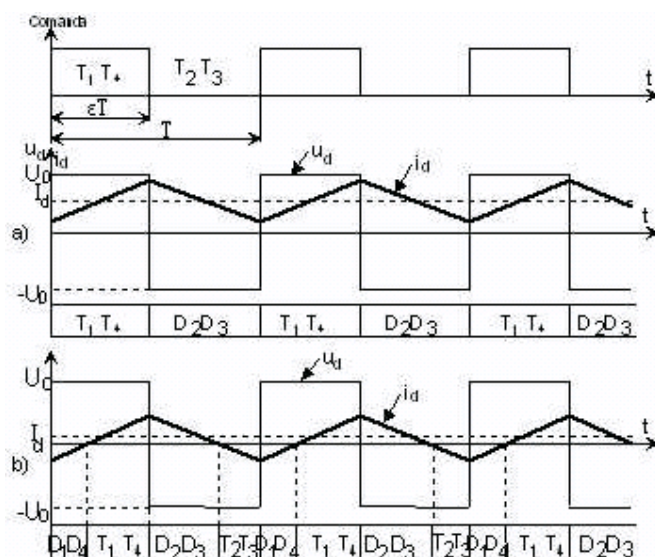


Fig. 8.36 Formele de undă ale variatorului de tensiune continuă în patru cadrane și comandă bipolară: a) la valori mari ale curentului de sarcină; b) la valori mici ale curentului de sarcină

Duratele de conducție ale elementelor depind de valoarea curentului mediu de sarcină.

Metoda are avantajul modificării continue a tensiunii medii în domeniul $[-U_0, U_0]$, fără a se controla sensul curentului prin sarcină pentru a se determina elementele ce trebuie comandate. Dezavantajul constă în faptul că tensiunea se modifică în permanență între U_0 și $-U_0$, ceea ce determină solicitări ale sistemului de izolație al sarcinii, datorită pantelor mari de variație ale tensiunii. De asemenea, inductivitatea pentru limitarea pulsațiilor curentului, este de două ori mai mare decât în cazul comenzii unipolare.

CONVERTOARE STATICE INDIRECTE DE TENSIUNE ȘI FRECVENȚĂ

9.1 Principiul și schema de principiu

Marea majoritate a aplicațiilor invertoarelor, o reprezintă conversoarele statice indirecte de tensiune și frecvență (CSTF), ce transformă energia de c.a. cu parametri constanți (U_1 , f_1), în energie de c.a. cu parametri reglabili (U_2 , f_2), trecându-se prin starea intermediară, de energie de c.c. Acest tip de CSTF este compus (fig. 9.1) dintr-un redresor (R), un circuit intermediar de c.c. (CI) și un invertor (I).

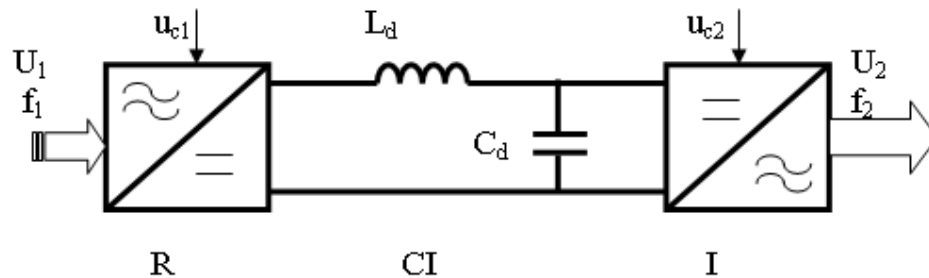


Fig. 9.1 Structura unui CSTF indirect

În funcție de caracterul circuitului intermediar, conversoarele statice indirecte de tensiune și frecvență sunt de două tipuri.

1. CSTF indirecte sursă de curent CSTF de curent, când circuitul intermediar are caracter de sursă de curent, caracter imprimat prin valoarea importantă a inductivității L_d (zeci și chiar sute de mH), iar C_d poate lipsi. Invertorul are o structură specifică și se numește, și el, invertor de curent. Elementele semiconductoare din componența invertorului comută curentul din circuitul intermediar și îl distribuie pe fiecare fază a sarcinii. În consecință, curentul prin sarcină are formă dreptunghiulară (sintetică) iar tensiunea se formează în funcție de caracterul sarcinii.
2. CSTF indirecte sursă de tensiune, când circuitul intermediar are caracter de sursă de tensiune, caracter imprimat de valoarea importantă a capacității C_d (sute până la mii de μF), iar L_d poate lipsi. Și în acest caz, invertorul are o structură specifică și se numește invertor de tensiune. Elementele semiconductoare din componența invertorului comută

tensiunea constantă din circuitul intermediar și o distribuie pe fiecare fază a sarcinii. În consecință, tensiunea pe sarcină are formă dreptunghiulară (sintetică) iar curentul se formează în funcție de caracterul sarcinii.

Modificarea frecvenței la ieșirea CSTF se realizează prin comanda inverterului, respectiv prin intermediul semnalului u_{c2} . În ceea ce privește modificarea valorii efective (U_2) a tensiunii de la ieșirea inverterului, există două modalități.

După modalitatea de comandă a valorii efective a tensiunii de la ieșirea inverterului există două tipuri de CSTF indirecte.

1. CSTF indirecte cu modulație în amplitudine, când reglarea valorii efective U_2 , a tensiunii de ieșire, se face prin reglarea valorii medii a tensiunii din circuitul intermediar. Rezultă că, redresorul este comandat. Referindu-ne la un CSTF sursă de tensiune, fiecare alternanță a tensiunii de ieșire este formată dintr-un singur puls, a cărui amplitudine se poate modifica. Convertorul și inverterul se numesc cu modulație în amplitudine.
2. Cu modulație în durată, când fiecare alternanță a tensiunii de ieșire este formată din unul sau mai multe pulsuri, ale căror lățimi se pot modifica, și de amplitudine constantă, proporțională cu valoarea medie a tensiunii din circuitul intermediar. Rezultă că redresorul este necomandat, iar comanda de reglare a valorii efective a tensiunii se aplică tot inverterului. Convertorul și inverterul se numesc cu modulație în durată (PWM).

9.2. Invertoare monofazate cu modulație în amplitudine

9.2.1. Principiul, schema de principiu

Invertoarele sunt conversoare statice care transformă energia de c.c. în energie de c.a., prin comandă putându-se modifica parametrii energiei furnizate. Pentru a ilustra principiul de funcționare al invertoarelor, se va considera un inverter monofazat, reprezentat ca un cuadripol (fig. 9.2).

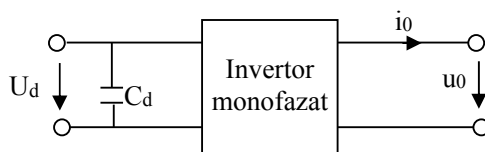


Fig.9.2 Explicativă la principiul invertoarelor

Se presupune că, tensiunea de ieșire u_0 este suficient de bine filtrată, astfel încât să nu conțină decât fundamentală, iar sarcina cu caracter R-L, ceea ce va determina defazarea curentului i_0 în urma tensiunii u_0 . Formele de undă ale celor două mărimi (fig. 9.3), evidențiază regimurile de funcționare ale invertorului.

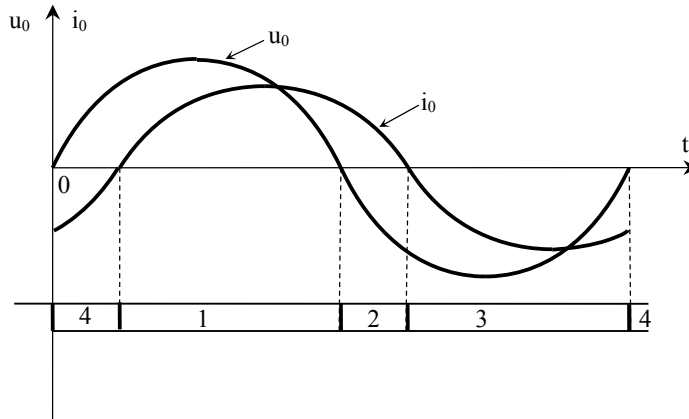


Fig. 9.3. Formele de undă filtrate ale mărimilor la ieșirea invertorului

Invertorul se alimentează de la o sursă de c.c., care permite reglarea valorii medii a tensiunii și, implicit, reglarea valorii efective a tensiunii u_0 . Reglarea frecvenței tensiunii u_0 se obține prin modificarea frecvenței de comandă a invertorului. Considerând numai fundamentalele tensiunii și curentului la ieșirea invertorului, în funcție de semnele lor, într-o perioadă se disting patru zone de funcționare.

1. Zonele 1 și 3, unde u_0 și i_0 au același semn, iar puterea la ieșirea invertorului,

$p_0 = u_0 i_0 > 0$, ceea ce arată că, sensul de circulație a energiei este dinspre circuitul de c.c. către sarcină, regimul de funcționare fiind de *invertor*.

2. Zonele 2 și 4, în care u_0 și i_0 au semne opuse, rezultând

$p_0 = u_0 i_0 < 0$, ceea ce înseamnă că, sensul de circulație a energiei este dinspre sarcină spre circuitul de c.c., regimul de funcționare fiind de *redresor*.

Rezultă deci, că invertorul trebuie să poată funcționa, într-o perioadă, în toate patru cadranele planului (u_0 , i_0). Aceasta se poate obține doar dacă invertorul este realizat cu elemente bidirecționale, care să asigure ambele polarități ale tensiunii u_0 , indiferent de sensul curentului i_0 . Practic, această condiție este asigurată prin conectarea în antiparalel, pe fiecare element semiconductor, a câte unei diode.

Se va exemplifica principiul de funcționare al invertoarelor pe baza unei scheme

simple, și anume, inverterul monofazat cu punct median.

9.2.2. Inverterul monofazat cu punct median

9.2.2.1. Schema de principiu, forme de undă

Acest inverter (fig. 9.4) este realizat cu două elemente bidirecționale, înseriate. În circuitul de c.c. se crează un punct median (O), prin înserierea a două condensatoare identice. Sarcina se conectează între punctul median al circuitului de c.c. și punctul median al brațului de elemente, care sunt comandate în opoziție.

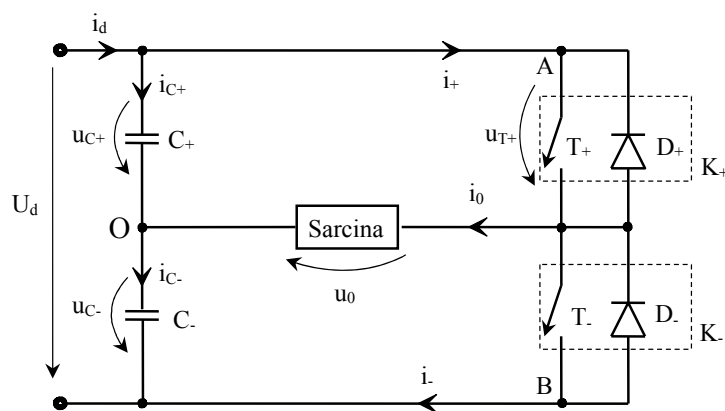


Fig. 9.4 Schema de forță a inverterului monofazat cu punct median

Se definesc următoarele noțiuni:

- *element închis* - este elementul la care tensiunea între terminalele de forță este nulă; această stare a elementului, se obține prin comanda corespunzătoare pe terminalul de comandă;
- *element în conducție* - este elementul închis, ce este parcurs de curent.

Rezultă că nu orice element închis este în conducție.

Pe intervalele cât T_+ este comandat, deci închis, tensiunea u_0 se găsește aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe ochiul $T_+ - S - C_+$, obținându-se

$$u_0 = U_d/2; u_{T+} = 0; i_+ = i_0; u_{T-} = U_d; i_- = 0.$$

Pe intervalele cât T_- este comandat, teorema a II-a a lui Kirchhoff pe ochiul $T_- - S - C_-$, conduce la $u_0 = -U_d/2; u_{T+} = U_d; i_+ = 0; u_{T-} = 0; i_- = -i_0$.

Considerând că fiecare element este închis un interval de π radiani într-o perioadă, tensiunea la ieșirea inverterului se va modifica între $U_d/2$ și $-U_d/2$, în funcție de elementul comandat (fig. 9.5). Sarcina însă, fiind de c.a., se va comporta cu atât mai bine, cu cât curentul ce o parcurge este mai puțin distorsionat, respectiv are un conținut de armonici mai redus.

Aceasta se poate obține dacă armonicile tensiunii au amplitudini cât mai mici sau sunt de ordin cât mai mare.

Dacă se urmărește calea de închidere a curentului de sarcină, pe durata primei perioade (fig. 9.5), se identifică necesitatea și rolul diodelor conectate în antiparalel cu fiecare element comandat. Astfel:

- pentru $\omega t \in (0, \varphi)$, deși T_1 este închis, el nu poate prelua curentul de sarcină care este negativ; în consecință acesta se va închide prin D_1 ;
- pentru $\omega t \in (\varphi, \pi)$, T_1 este închis și preia curentul de sarcină care este pozitiv;
- pentru $\omega t \in (\pi, \pi + \varphi)$, deși T_2 este închis, el nu poate prelua curentul de sarcină care este pozitiv; în consecință acesta se va închide prin D_2 ;
- pentru $\omega t \in (\pi + \varphi, 2\pi)$, T_2 este închis și preia curentul de sarcină care este negativ.

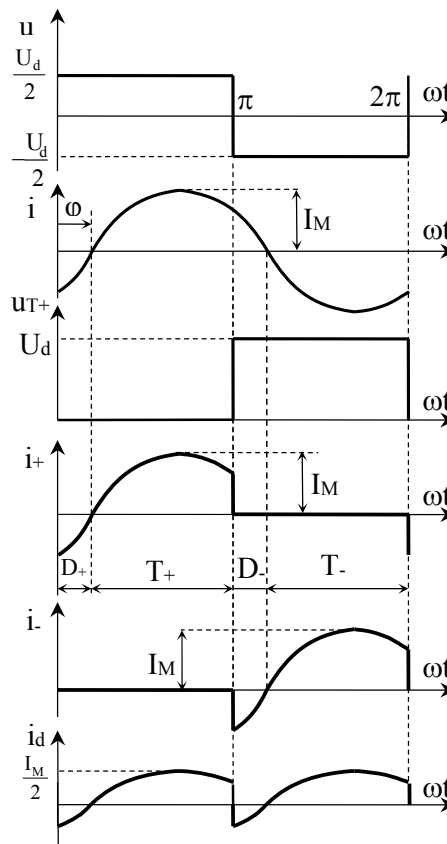


Fig. 9.5 Formele de undă ale inverterului monofazat cu punct median

Faptul că diodele conduc curentul de sarcină când acesta are sens invers sensului de conducție al elementului semiconductor comandat care este închis, face ca aceste diode să se

mai numescă și *diode de sens invers*.

9.2.2.2. Mărimi caracteristice

Mărimile caracteristice furnizează informații asupra calității energiei furnizate sarcinii și intervin în calculele de proiectare. Se vor calcula principalele mărimi, din acest punct de vedere.

1. *Valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii pe sarcină.*

Dezvoltarea în serie Fourier a tensiunii u_0 (fig. 9.5), având în vedere că tensiunea are formă de undă impară, conduce la

$$U_{01} = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T u_0 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_d}{2} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_d}{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d \quad (9.1)$$

Este evident că tensiunea pe sarcină se poate regla doar prin modificarea tensiunii din circuitul intermediar U_d , și este proporțională cu aceasta.

2. *Valoarea efectivă totală a tensiunii pe sarcină.*

$$U_0 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_0^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_0^2 d\omega t} = \frac{U_d}{2} \quad (9.2)$$

3. *Tensiunea de c.c. U_d se poate calcula în două moduri.*

2.a. Se pune condiția ca *valoarea eficace a fundamentalei tensiunii de ieșire* (9.1), să fie egală cu tensiunea nominală a sarcinii (U_N), de unde se obține

$$U_d = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_N, \quad (9.3)$$

2.b. Se pune condiția ca *valoarea eficace a tensiunii de ieșire* (U_0), (9.2) să fie egală cu tensiunea nominală a sarcinii, de unde se obține,

$$U_d = 2U_N. \quad (9.4)$$

De remarcat că prima modalitate de calcul, respectiv (9.1) conduce la o valoare mai mare a tensiunii din circuitul intermediar.

4. *Valorile maxime ale tensiunii ce solicită elementele (U_{bT} , U_{bD}), sunt*

$$U_{bT} = U_{bD} = U_d.$$

Introducând tensiunea nominală a sarcinii (9.3) și (9.4), se obțin valorile

$$U_{bT} = U_{bD} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_N; \quad (9.5)$$

$$U_{bT} = U_{bD} = 2U_N.$$

5. *Curentul mediu prin elementele semiconductoare comandate (I_{TAV})*, se calculează considerând curentul de sarcină i_0 sinusoidal, de valoare eficace I_N (curentul nominal al sarcinii), în fază cu tensiunea u_0 (cazul cel mai defavorabil d.p.d.v. al elementelor comandate). Fiecare dintre elemente va conduce câte o semiperioadă a curentului i_0 și deci,

$$I_{TAV} = \frac{1}{T} \int_0^T i_T dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_0 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} I_N \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_N \quad (9.6)$$

6. *Curentul mediu prin diode (I_{FAV})*, se calculează în funcție de defazajul maxim (ϕ_{\max}) dintre tensiunea u_0 și curentul i_0 , respectiv,

$$I_{FAV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\phi_{\max}} i_0 d\omega t = \frac{\sqrt{2} I_N}{2\pi} \int_0^{\phi_{\max}} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{1 - \cos(\phi_{\max})}{\sqrt{2}\pi} I_N \quad (9.7)$$

Principalul dezavantaj al invertoarelor cu punct median îl constituie clasa de tensiune mare a elementelor semiconductoare, de cca. 2 ori tensiunea nominală a sarcinii (9.5).

7. *Factorul total de distorsiune a tensiunii pe sarcină.*

În conformitate cu definiția, factorul total de distorsiune a tensiunii pe sarcină este,

$$THDU = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{U_d \sqrt{2}}{2 \pi U_d}\right)^2 - 1} \approx 0,5, \quad (9.8)$$

dacă s-e aproximează π^2 cu 10.

Distorsiunea totală de 50% este mare și reprezintă un alt dezavantaj important al invertoarelor cu punct median.

9.2.3. Invertorul monofazat în punte

Invertorul cu punct median poate furniza la ieșire, tensiune alternativă de valoare maximă $U_d/2$. La puteri mari, utilizarea unui astfel de inverter va determina solicitări mari, în tensiune, ale elementelor semiconductoare. O soluție mai avantajoasă, din acest punct de vedere, o reprezintă inverterul monofazat în punte (fig.9.6). Elementele semiconductoare ale unei laturi vor fi comandate în opoziție, pe durata a π radiani într-o perioadă, rezultând că sunt închise, simultan, elementele în diagonală (T_1 și T_4 ; T_2 și T_3).

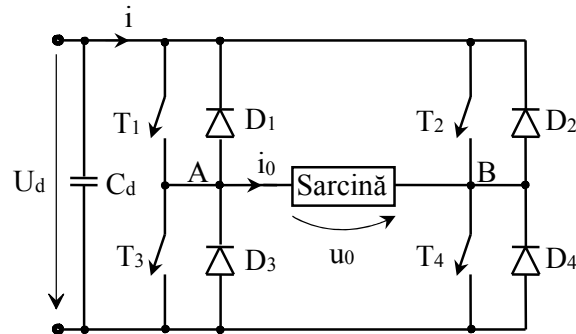


Fig. 9.6 Schema de forță a invertorului monofazat în punte

Tensiunea la bornele sarcinii este

$$u_0 = \begin{cases} U_d & \text{pentru } T_1, T_4 \text{ închise} \\ -U_d & \text{pentru } T_2, T_3 \text{ închise} \\ 0 & \text{pentru alte cazuri} \end{cases} \quad (9.9)$$

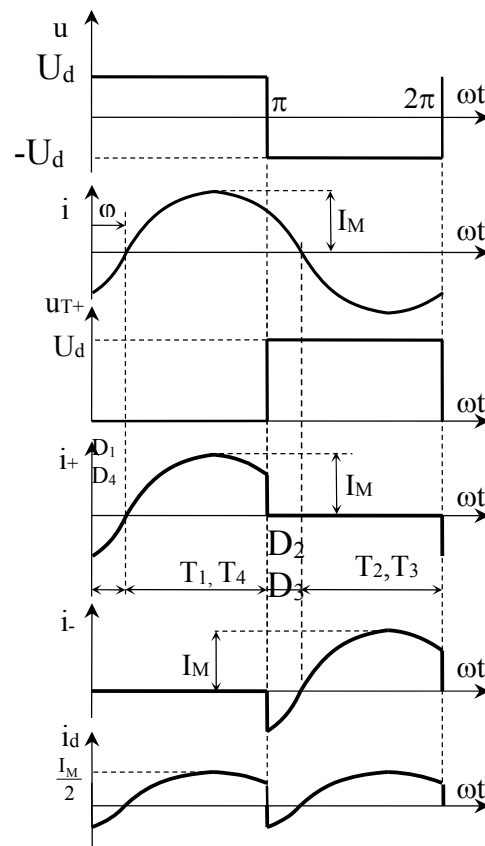


Fig. 9.7 Formele de undă ale invertorului monofazat în punte

Tensiunea la ieșirea invertorului va fi compusă dintr-o succesiune de impulsuri dreptunghiulare, de amplitudine U_d (fig. 9.7). Considerentele privind modificarea amplitudinii

și frecvenței tensiunii de ieșire sunt aceleași ca la invertorul cu punct median. La aceeași putere debitată sarcinii, solicitarea în curent a elementelor semiconductoare este jumătate față de cea a elementelor invertorului cu punct median, deoarece amplitudinea fundamentalei tensiunii pe sarcină,

$$U_{01} = \frac{2}{T} \int_0^T u_0 \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi U_d \sin \omega t dt = \frac{4}{\pi} U_d, \quad (9.10)$$

este dublă (9.1). Pentru o sarcină cu aceeași tensiune nominală, va rezulta o tensiune de alimentare (U_d), cu 50% mai mică decât în cazul invertorului cu punct median. Valorile maxime ale tensiunii ce solicită elementele (U_{bT} , U_{bD}) sunt egale și, în consecință, utilizarea elementelor semiconductoare este mai eficientă în cazul invertorului monofazat în punte. Valorile medii ale curenților prin elemente și diode au expresiile (9.8), (9.9).

Secvențele și căile de închidere a curentului de sarcină sunt:

- pentru $\omega t \in (0, \varphi)$, deși T_1 și T_3 sunt închise, ele nu pot prelua curentul de sarcină care este negativ; în consecință acesta se va închide prin D_1 și D_3 ;
- pentru $\omega t \in (\varphi, \pi)$, T_1 și T_3 sunt închise și preiau curentul de sarcină care este pozitiv;
- pentru $\omega t \in (\pi, \pi + \varphi)$, deși T_2 și T_4 sunt închise, ele nu pot prelua curentul de sarcină care este pozitiv; în consecință acesta se va închide prin D_2 și D_4 ;
- pentru $\omega t \in (\pi + \varphi, 2\pi)$, T_2 și T_4 sunt închise și preiau curentul de sarcină care este negativ.

Factorul total de distorsiune a tensiunii pe sarcină are valoarea 50%, aceeași ca și la invertorul monofazat cu punct median.

9.3. Invertoare trifazate de tensiune cu modulație în amplitudine

9.3.1 Schema de principiu, comanda, forme de undă

Schema de principiu a unui invertor trifazat de tensiune (fig. 9.8), este realizată dintr-o punte de elemente bidirecționale ($T_1 - T_6$, în antiparalel cu $D_1 - D_6$). Contactele $T_1 - T_6$ nu sunt solicitate la tensiune inversă și, de aceea, pot fi realizate cu tranzistoare de putere.

Pentru obținerea unui sistem de tensiuni, trifazat simetric, momentele închiderii

elementelor $T_1 - T_6$ sunt defazate cu $\frac{\pi}{3}$ radiani și se distribuie succesiv elementelor de pe părțile P și N ale inverterului, de pe faze diferite. Sunt posibile două succesiuni de comandă:

1. în ordinea numerotării elementelor, rezultând la ieșirea inverterului un sistem trifazat de succesiune directă;
3. în ordinea inversă numerotării ($T_1-T_6-T_5-T_4-T_3-T_2$), care determină obținerea la ieșirea inverterului, a unui sistem trifazat de tensiuni, de succesiune inversă.

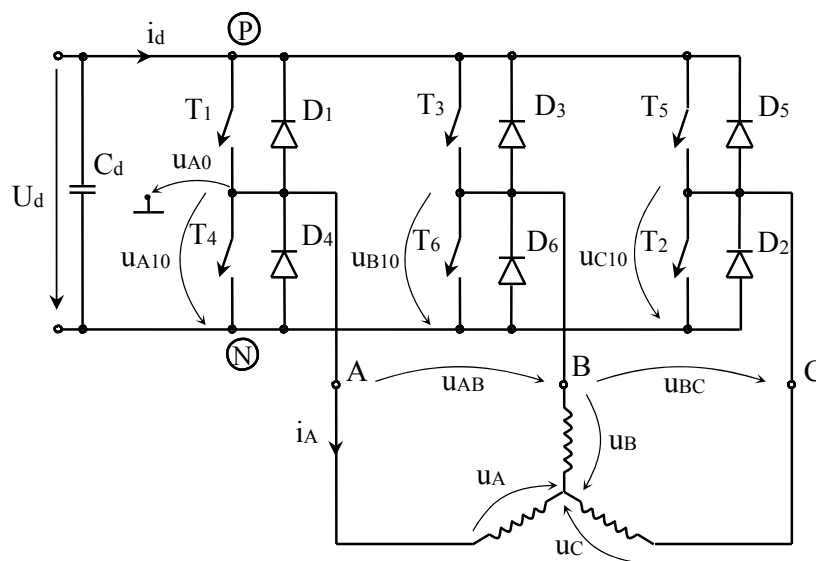


Fig. 9.8 Schema de principiu a inverterului trifazat de tensiune

Contactele pot rămâne închise fie $\frac{2\pi}{3}$, fie π radiani. O utilizare mai eficientă a elementelor se obține dacă fiecare element rămâne închis π radiani într-o perioadă. În acest fel, elementele de pe o fază se găsesc permanent în stări inverse.

Stările elementelor $T_1 - T_6$ vor determina, în mod univoc, tensiunile de linie u_{AB} , u_{BC} și u_{CA} .

Pentru obținerea formelor de undă idealizate se parcurg secvențele descrise în continuare.

1. Se reprezintă cele șase sisteme de axe corespunzătoare cu ordonatele aliniat și având pe abscise pulsația corespunzătoare frecvenței de comandă a inverterului (a tensiunii de ieșire), respectiv:
 - a) intervalelor de închidere a elementelor de pe partea P;
 - b) intervalelor de închidere a elementelor de pe partea N;
 - c) tensiunii de linie u_{AB} ;

- d) tensiunii de linie u_{BC} ;
- e) tensiunii de fază u_A ;
- f) curentului de fază i_A .

2. Se reprezintă (marchează) intervalele de închidere a elementelor de pe partea P, alegând originea timpului la comanda lui T_1 și ținând seama că durata de închidere a fiecăruia este π radiani și că defazajele semnalelor de comandă succesive pe aceeași parte este $2\pi/3$ radiani.
3. Se reprezintă (marchează) intervalele de închidere a elementelor de pe partea N, ținând seama că durata de închidere a fiecăruia este π radiani, că semnalul de comandă al lui T_2 este defazat cu $\pi/3$ față de comanda lui T_1 și că defazajele semnalelor de comandă succesive pe aceeași parte este $2\pi/3$ radiani.
4. Se reprezintă tensiunile de linie u_{AB} și u_{BC} . Pentru obținerea acestora, se va aplica teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul format de fazele respective și elementele închise de pe acestefaze. Astfel, pentru obținerea tensiunii de linie u_{AB} , ținând seama de comenzile elementelor (fig. 9.9 a, b), rezultă:

- pentru intervalul $\omega t \in (0, \frac{2\pi}{3})$, sunt închise, pe fazele A și B, contactele T_1 și

T_6 și, aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul T_1 - faza A - faza B - T_6 - C_d , se obține,

$$u_{AB} = U_d;$$

- pentru intervalul $\omega t \in (\frac{2\pi}{3}, \pi)$, sunt închise, pe fazele A și B, contactele T_1 și

T_3 și aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul T_1 - faza A - faza B - T_3 se obține,

$$u_{AB} = 0;$$

- pentru intervalul $\omega t \in (\pi, \frac{5\pi}{3})$, sunt închise, pe fazele A și B, contactele T_4 și

T_3 , iar teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul T_4 - A - B - T_3 - C_d , conduce la

$$u_{AB} = -U_d.$$

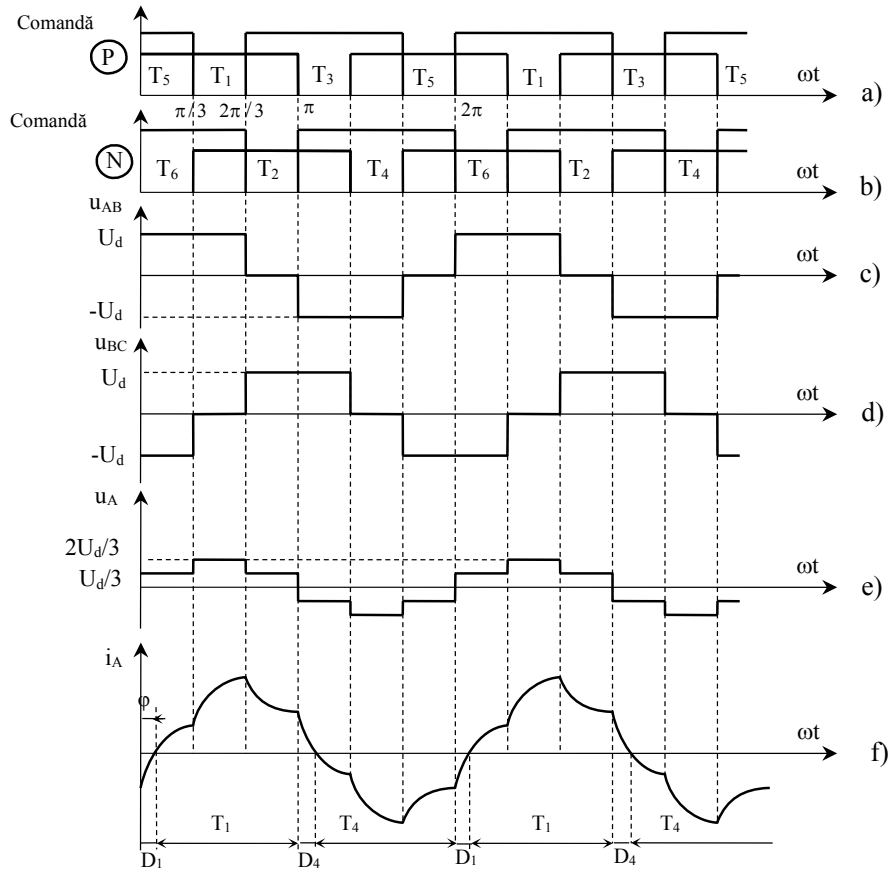


Fig 9.9 Formele de undă aferente inverterului trifazat de tensiune cu modulație în amplitudine : a,b) comenzile elementelor ; c,d) tensiunile de linie u_{AB} și u_{BC} ; e) tensiunea de fază u_A ; f) curentul de fază i_A

În general, tensiunea de linie este nulă pe intervalele când sunt închise elementele de pe aceeași parte, de pe fazele respective, și este $\pm U_d$ pe intervalele când sunt închise elemente ale fazelor respective, de pe părți diferite (fig. 9.9 c, d).

5. Se reprezintă tensiunea fazei A ținându-se seama că tensiunile de fază sunt determinate de cele de linie. Astfel, utilizând definiția tensiunii de linie:

$$u_{AB} = u_A - u_B; \quad (9.11)$$

$$u_{BC} = u_B - u_C \quad (9.12)$$

$$u_{CA} = u_C - u_A. \quad (9.13)$$

Explicitând u_C din (9.13) și înlocuind în (9.12), rezultă

$$u_{BC} = u_A + 2u_B, \quad (9.14)$$

apoi eliminând u_B din (9.11) și (9.14), se obține

$$u_A = \frac{1}{3}(2u_{AB} + u_{BC}). \quad (9.5)$$

Rezultă că tensiunea de fază u_A , pe baza relației (9.15), este formată din trepte de amplitudini $\pm \frac{U_d}{3}$ și $\pm 2 \frac{U_d}{3}$ (fig. 9.9 e).

6. Se reprezintă curentul fazei A ținându-se seama că tensiunea de fază este formată din trepte de tensiune constantă, ceea ce face ca, datorită caracterului RL al sarcinii, curentul de sarcină să fie format din segmente de exponențială. Duratele segmentelor de exponențială sunt egale ($\pi/3$), iar diferența dintre valorile extreme este proporțională cu treapta variație a tensiunii. Caracterul inductiv al sarcinii determină defazarea trecerilor prin zero ale curentului față de trecerile prin zero ale tensiunii, în urmă, cu unghiul ϕ .

Pe baza formelor de undă ale tensiunii și curentului de fază, se pot face următoarele observații:

1) - pentru calculul valorilor medii ale curenților prin elemente și diode, curentul de fază poate fi aproximat cu o variație sinusoidală;

2) - pe intervalul $\omega t \in (0, \phi)$, elementul T_1 este închis, dar curentul de fază fiind invers sensului de conducție al acestuia, se va închide prin dioda D_1 ;

3) - pe intervalul $\omega t \in (\phi, \pi)$, elementul T_1 este închis, iar curentul de fază este pozitiv, deci se închide prin T_1 .

4) - pe intervalul $\omega t \in (\pi, 2\pi)$, rolul elementului T_1 este preluat de T_4 , iar al lui D_1 de D_4 ;

5) - fiecare element conduce, într-o perioadă, $(\pi - \phi)$ radiani, iar diodele un unghi ϕ radiani; pentru calculul valorilor medii ale curenților prin elemente, se consideră cazurile cele mai defavorabile, respectiv $\phi_{\min} = 0$ pentru elemente și ϕ_{\max} pentru diode, fiind valabile relațiile de la invertoarele monofazate;

6) - dacă sarcina este un motor asincron, ce poate funcționa în regim de frână, defazajul maxim dintre tensiune și curent poate fi mai mare de $\frac{\pi}{2}$. Acoperitor, se poate

considera $\phi_{\max} = \frac{2\pi}{3}$.

9.3. 2. Mărimi caracteristice

1. Valoarea eficientă a tensiunii de linie

Se va considera originea timpului astfel încât, tensiunea de linie să fie funcție impară (să conțină numai armonici în sinus) (fig. 9.10).

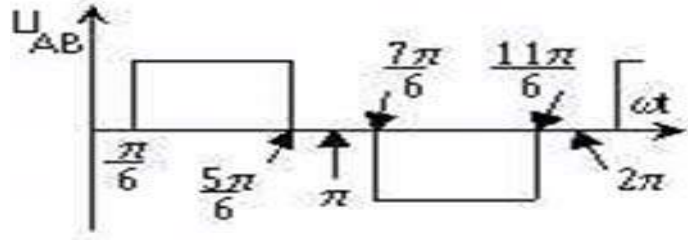


Fig. 9.10 Explicativă pentru calculul valorii eficace a fundamentalei tensiunii de linie

Valoarea eficace a fundamentalei tensiunii de linie este

$$U_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} u_{AB} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} U_d \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d \quad (9.16)$$

2. Valoarea eficace a tensiunii de linie,

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{AB}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} U_d^2(\omega t) d(\omega t)} = U_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (9.17)$$

3. Tensiunea din circuitul de c.c. (U_d), se poate calcula egalând una din valorile (9.6) sau (9.7) cu tensiunea nominală a sarcinii (U_N),

$$U_1 = U_N, \text{ sau}$$

$$U_{ef} = U_N, \text{ obținându-se}$$

$$U_d = \frac{\pi}{\sqrt{6}} U_N, \quad (9.18)$$

respectiv

$$U_d = \sqrt{\frac{3}{2}} U_N. \quad (9.19)$$

4. Valorile medii ale curenților prin elemente (I_{TAV}) și diode (I_{FAV}) se calculează în aceleași ipoteze avute în vedere în cazul inverterului monofazat cu punct median, fiind valabile relațiile (9.16) și (9.17).

5. Valoarea medie a curentului din circuitul de c.c. (I_d).

Ținând seama de faptul că circuitul de c.c. furnizează, în orice moment, suma alternanțelor pozitive ale celor trei curenți de fază, considerând curenții perfect sinusoidali și defazajul ϕ nul, se obține

$$I_d = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} i_A d\omega t + \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_C d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} i_B d\omega t \right] = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_N. \quad (9.20)$$

9.3.3. Analiza armonică a tensiunii de linie

Valoarea efectivă a armonicii de ordinul k (deoarece tensiunea conține numai componente în sinus), este

$$\begin{aligned} U_k &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} u_{AB} \sin k\omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\pi/6}^{\frac{5\pi}{6}} U_d \sin k\omega t d(\omega t) = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{k\pi} U_d \left(\cos k \frac{\pi}{6} - \cos k \frac{5\pi}{6} \right) = \frac{2\sqrt{2}}{k\pi} U_d \sin k \frac{\pi}{3} \sin k \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (9.21)$$

Se observă că se anulează termenii pari ($\sin\left(2q \frac{\pi}{2}\right) = 0$) și multiplii de trei ($\sin\left(3q \frac{2\pi}{3}\right) = 0$). Rezultă că, tensiunea de linie, ca și cea de fază, conține numai armonicile de ordin 5, 7, 11, 13, ..., respectiv pentru $k = (6q \pm 1)$, $q \in \mathbb{N}^+$. Amplitudinea armonicilor este invers proporțională cu ordinul lor (fig. 9.11).

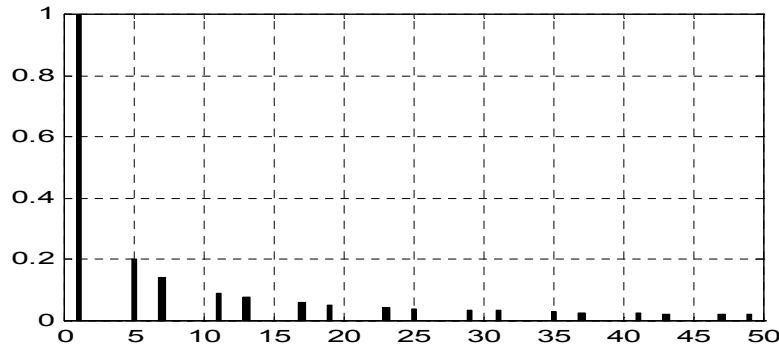


Fig. 9.11 Armonicile tensiunii de linie la invertorul trifazat de tensiune, cu modulație în amplitudine

Factorul total de distorsiune a tensiunii pe sarcină.

Ținând seama de relațiile (9.16) și (9.17), factorul total de distorsiune a tensiunii pe sarcină este,

$$THDU = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{U_d \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{\pi}{\sqrt{6} U_d}\right)^2 - 1} \approx \frac{1}{3} = 0,33. \quad (9.22)$$

Se constată o reducere semnificativă a distorsiunii tensiunii pe sarcină, de la 50% în cazul invertoarelor monofazate, la 33%.

9.3.4. Structura blocului de comandă

În cazul în care inverterul este realizat cu elemente semiconductoare complet comandate, de tip tranzistor, circuitul de comandă trebuie să asigure semnale de comandă pe toată durata cât contactele sunt închise. În plus, între comenzile elementelor de pe aceeași ramură, trebuie să existe un interval necesar blocării elementului ce a condus, numit timp de gardă. Structura circuitului de comandă (fig. 9.12), evidențiază blocurile componente.

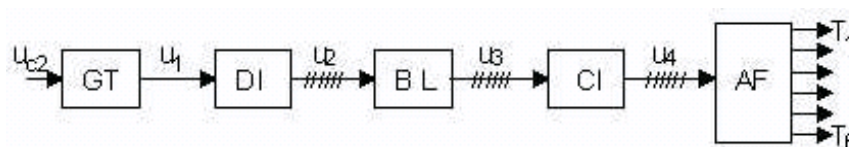


Fig. 9.12 Schema bloc a circuitului de comandă a inverterului de tensiune cu modulație în amplitudine

GT - este generator de tact, ce oscilează comandat de tensiunea de comandă u_{c2} și furnizează la ieșire un semnal dreptunghiular, a cărui frecvență este proporțională cu tensiunea de comandă și este de șase ori mai mare decât frecvența ce se dorește la ieșirea inverterului (fig. 9.13). Este, practic, un oscilator comandat în tensiune (OCT).

DI - este distribuitor de impulsuri. Acesta distribuie câte o perioadă a semnalului u_1 , succesiv și ciclic pe fiecare din cele șase ieșiri. Se obțin astfel, șase semnale egale, disjuncte, fiecare având durata de $\frac{\pi}{3}$ radiani. Este, practic, un divizor de frecvență cu șase, ce poate fi realizat, de exemplu, cu un numărător Johnson.

BL - este bloc logic, care realizează însumarea logică a câte trei semnale u_2 , succesive,

$$u_{31} = u_{21} \vee u_{22} \vee u_{23},$$

$$u_{32} = u_{22} \vee u_{23} \vee u_{24},$$

$$\dots\dots\dots$$

$$u_{36} = u_{26} \vee u_{21} \vee u_{22}.$$

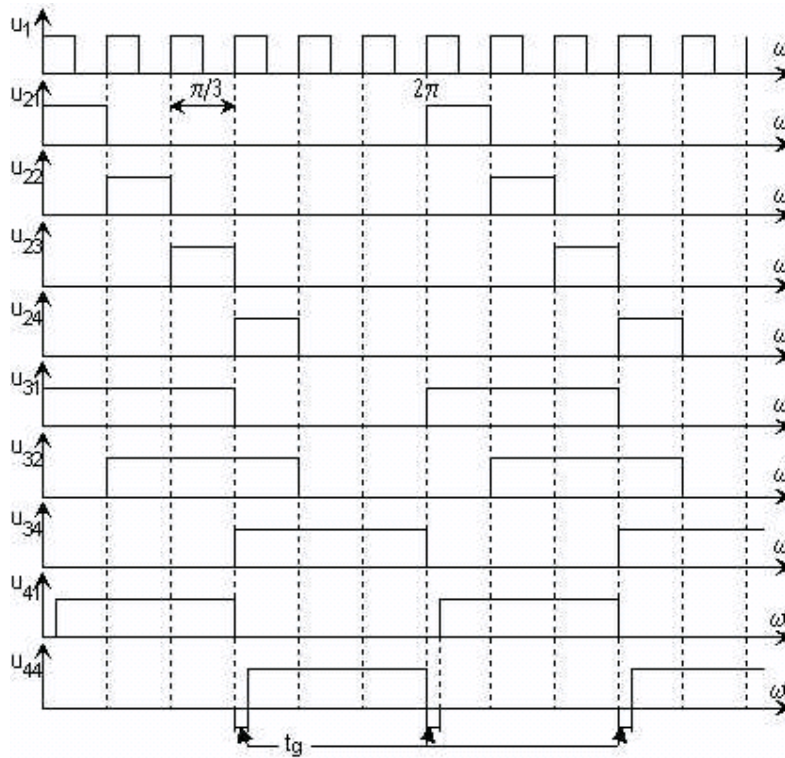


Fig. 9.13 Semnalele aferente circuitului de comandă din fig. 9.12

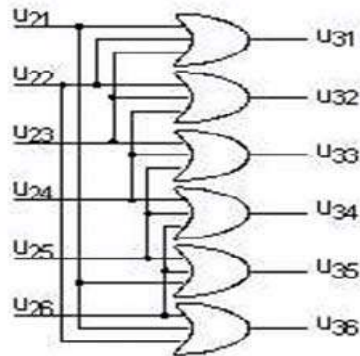


Fig. 9.14 Structura blocului logic (BL)

Se obțin astfel, șase semnale, fiecare cu durata de π radiani și defazate între ele cu $\frac{\pi}{3}$ radiani. Acest bloc poate fi realizat cu șase porți SAU cu trei intrări (fig. 9.14);

CI - reprezintă un circuit de întârziere, care realizează întârzierea fiecărui semnal u_3 , cu timpul de gardă. Este realizat, practic, cu șase circuite monostabile triggerate pe front pozitiv și șase porți ȘI cu două intrări (fig. 9.15). Durata impulsurilor furnizate de monostabile este timpul de gardă (t_g);

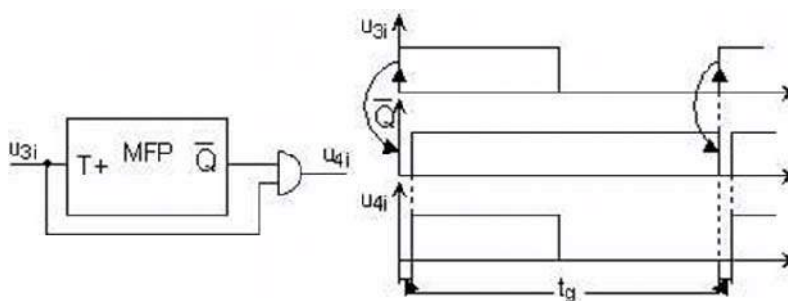


Fig. 9.15 Structura și formele de undă aferente unui canal al CI

Necesitatea existenței unui defazaj între momentul anulării semnalului de comandă al unui element semiconductor și momentul aplicării semnalului de comandă pe elementul aflat pe aceeași fază cu primul, este determinată de faptul că elementele de pe aceeași fază nu trebuie să se afle, simultan închise, deoarece ar pune circuitul intermediar în scurtcircuit. Astfel, de la momentul anulării semnalului de comandă al elementului semiconductor care se blochează și până la momentul aplicării semnalului de comandă pe elementul aflat pe aceeași fază, trebuie să treacă un timp cel puțin egal cu timpul de blocare a primului element.

AF - constituie amplificatorul final, ce asigură nivelul energetic necesar comenzii elementelor și separarea galvanică între circuitul de comandă și cel de forță. Separarea galvanică se realizează, obligatoriu, cu optocuploare.

9.4. Invertoare trifazate de curent cu modulație în amplitudine

9.4.1 Schema de principiu, comanda, forme de undă

Un astfel de inverter, furnizează sarcinii un sistem trifazat de curenți, a căror amplitudine și frecvență pot fi modificate prin comandă. Fiind cu modulație în amplitudine, rezultă că, amplitudinea curenților se reglează prin modificarea curentului din circuitul intermediar (I_d), respectiv, prin comanda redresorului. Circuitul intermediar trebuie să aibă caracter de sursă de curent, caracter imprimat de bobina L_d , de valoare importantă (sute de mH), nefiind necesară prezența unui condensator.

Schema de principiu (fig. 9.16), reprezintă o punte trifazată de elemente, ce pot fi realizate practic cu una din variantele prezentate în figură.

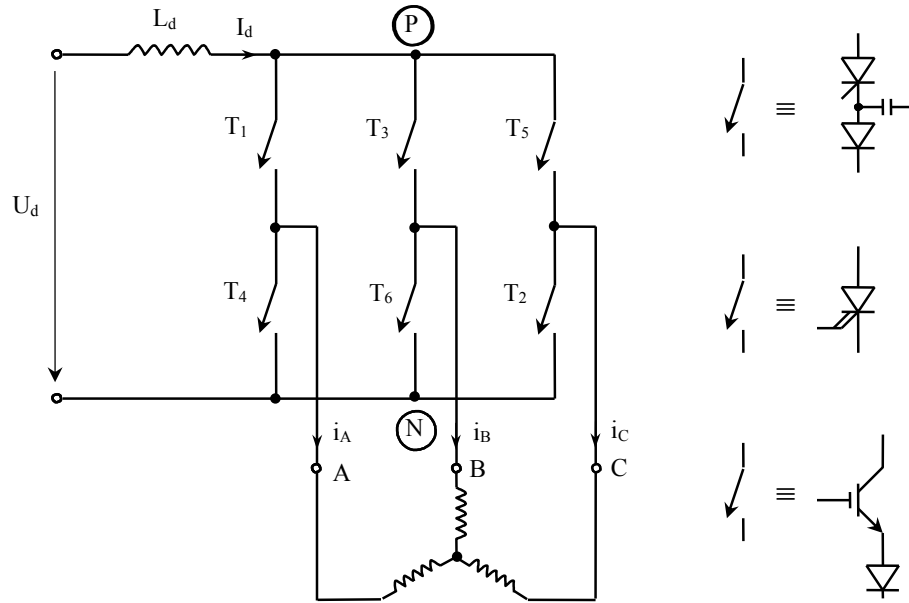


Fig 9.16. Schema de principiu a invertorului trifazat de curent

Momentele intrării în conducție a elementelor semiconductoare sunt defazate cu $\frac{\pi}{3}$ radiani, iar pentru a exista în permanență curent pe cel puțin două faze ale sarcinii, comenziile se distribuie alternativ pe părțile P și N ale invertorului. Ca și la invertorul de tensiune, există două succesiuni posibile de comandă a elementelor: prima coincide cu ordinea numerotării elementelor și determină succesiunea directă pentru sistemul trifazat de curenți de la ieșirea invertorului, iar cea de-a doua este $T_1-T_6-T_5-T_4-T_3-T_2$ și determină obținerea sistemului de succesiune inversă.

Pentru a se evita conducția simultană a elementelor de pe aceeași fază, care ar provoca scurtcircuitarea circuitului intermediar, fiecare element este comandat astfel încât să conducă un interval de $\frac{2\pi}{3}$ radiani într-o perioadă (fig. 9.17).

Presupunând că inductivitatea L_d are o valoare suficient de mare, astfel încât pulsațiile curentului redresat să fie neglijabile, respectiv valoarea *instantanee* a curentului din circuitul intermediar (i_d), să poată fi aproximată cu valoarea *medie* (I_d), forma de undă a curentului de sarcină va fi dreptunghiulară, de amplitudine I_d și de durate $\frac{2\pi}{3}$ radiani (fig. 9.17).

Pentru obținerea formelor de undă idealizate se parcurg secvențele descrise în continuare.

7. Se reprezintă cele cinci sisteme de axe corespunzătoare, cu ordonatele aliniate și având pe abscise pulsația corespunzătoare frecvenței de comandă a inverterului (a curentului de ieșire), respectiv:
 - g) intervalelor de închidere (conducție) a elementelor de pe partea P;
 - h) intervalelor de închidere (conducție) a elementelor de pe partea N;
 - i) curentul i_A ;
 - j) curentul i_B ;
 - k) curentul i_C .
8. Se reprezintă (marchează) intervalele de închidere a elementelor de pe partea P, alegând originea timpului la comanda lui T_1 și ținând seama că durata de închidere a fiecăruia este $2\pi/3$ radiani și că defazajele semnalelor de comandă succesive pe aceeași parte este $2\pi/3$ radiani.
9. Se reprezintă (marchează) intervalele de închidere a elementelor de pe partea N, ținând seama că durata de închidere a fiecăruia este $2\pi/3$ radiani, că semnalul de comandă al lui T_2 este defazat cu $\pi/3$ față de comanda lui T_1 și că defazajele semnalelor de comandă succesive pe aceeași parte este $2\pi/3$ radiani.
10. Se reprezintă curentul i_A , pe baza relației,

$$i_A = \begin{cases} I_d \text{ dacă } T_1 = 1 \text{ (} T_1 \text{ este închis)} \\ I_d \text{ dacă } T_4 = 1 \text{ (} T_4 \text{ este închis)} \\ 0 \text{ dacă } (T_1 = 0 \cap T_4 = 0) \text{ (ambele sunt deschise)} \end{cases} \quad (9.23)$$

Astfel, pe faza A, există următoarele intervale de funcționare:

$$\omega t \in \left(0, \frac{2\pi}{3}\right), \text{ pentru care } T_1 \text{ este în conducție, deci } i_A = I_d;$$

$$\omega t \in \left(\frac{2\pi}{3}, \pi\right), \text{ pentru care } T_1 \text{ și } T_4 \text{ sunt blocate, deci } i_A = 0;$$

$$\omega t \in \left(\pi, \frac{5\pi}{3}\right), \text{ pentru care } T_4 \text{ este în conducție, deci } i_A = -I_d.$$

11. Se reprezintă curentul i_B , pe baza relației,

$$i_B = \begin{cases} I_d \text{ dacă } T_3 = 1 \text{ (} T_3 \text{ este închis)} \\ I_d \text{ dacă } T_6 = 1 \text{ (} T_6 \text{ este închis)} \\ 0 \text{ dacă } (T_3 = 0 \cap T_6 = 0) \text{ (ambele sunt deschise)} \end{cases} \quad (9.24)$$

12. Se reprezintă curentul i_c , pe baza relației,

$$i_c = \begin{cases} I_d \text{ dacă } T_5 = 1 \text{ (} T_5 \text{ este închis)} \\ I_d \text{ dacă } T_2 = 1 \text{ (} T_2 \text{ este închis)} \\ 0 \text{ dacă } (T_5 = 0 \cap T_2 = 0) \text{ (ambele sunt deschise)} \end{cases} \quad (9.25)$$

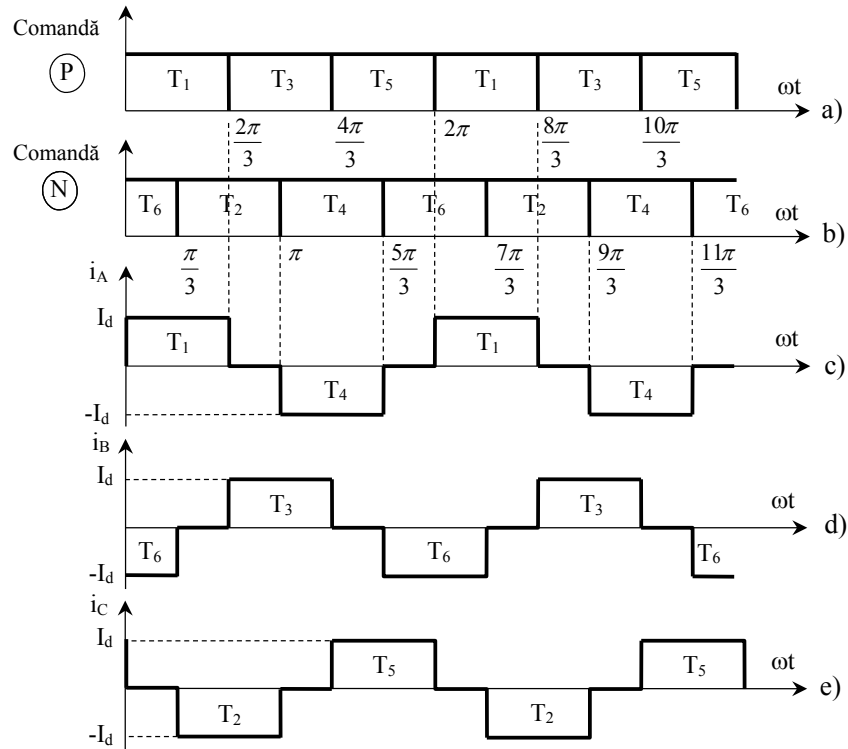


Fig 9.17. Formele de undă aferente inverterului trifazat de curent cu modulație în amplitudine: a,b) comenzile elementelor; c) curentul de fază, i_A

Pe baza formelor de undă ale tensiunii și curentului de fază, se pot face următoarele observații:

1. Intrarea în conducție a unui element coincide cu blocarea altui element, de pe aceeași parte ceea ce reduce posibilitatea scurtcircuitării circuitului intermediar;
2. Dacă se neglijează timpii de comutație, la orice moment de timp sunt în conducție două elemente semiconductoare, situate pe faze diferite și părți diferite;
3. Curenții de fază coincid cu cei de linie deoarece sarcina este conectată în stea;
4. Curenții sunt dreptunghiulari și simetrici, iar fiecare alternanță are durata de $2\pi/3$ radiani;

5. Forma de undă a curenților de linie este identică cu forma de undă a tensiunii de linie de la invertorul de tensiune.

9.4.2. Mărimi caracteristice

Pe baza formei de undă a curentului de fază (fig. 9.17), se pot calcula mărimile caracteristice, necesare dimensionării invertorului.

1. *Valoarea medie a curentului prin element,*

$$I_{TAV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_T d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_d d(\omega t) = \frac{I_d}{3}. \quad (9.26)$$

2. *Valoarea eficientă a curentului prin element,*

$$I_{TRMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_d^2 d(\omega t)} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (9.27)$$

3. *Valoarea eficientă a curentului printr-o fază a sarcinii,*

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (9.28)$$

4. *Valoarea eficientă a armonicii fundamentale a curentului prin sarcină (I_1)*

Se alege originea timpului astfel încât, curentul de fază să fie o funcție impară, respectiv, dezvoltarea în serie Fourier să conțină doar termeni în sinus.

Rezultă

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} i_A \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_d \int_{\pi/6}^{\frac{5\pi}{6}} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d, \quad (9.29)$$

5. *Valoarea nominală a curentului din circuitul intermediar (I_{dN})*

Se poate calcula în două moduri:

1. Se pune condiția ca valoarea eficientă nominală a curentului prin sarcină (I_{efN}), să fie valoarea nominală a curentului sarcinii (I_N). Această condiție are în vedere să existe, aproximativ, aceleași solicitări termice ale sarcinii, ca și în cazul alimentării în regim sinusoidal. Se obține:

$$I_{dN} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_N; \quad (9.30)$$

2. Se pune condiția ca valoarea eficientă nominală a fundamentalei curentului prin sarcină (I_{1N}) să fie valoarea nominală a curentului sarcinii. Această condiție presupune

obținerea, aproximativ, a acelorași performanțe electromecanice ale sarcinii, ca și în cazul alimentării în regim sinusoidal și conduce la

$$I_{dN} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_N. \quad (9.31)$$

Obs. Valoarea curentului obținută din (9.31) este mai mare decât cea calculată cu (9.30), deci solicitările termice în acest caz vor fi mai mari. Din acest motiv, calculul valorii nominale a curentului din circuitul intermediar, folosind relația (9.31), se recomandă doar în cazul sarcinilor special proiectate pentru a lucra în regim nesinusoidal.

Referitor la conținutul de armonici și la valoarea factorului total de distorsiune armonică, acestea sunt identice ca cele corespunzătoare tensiunii de linie de la inverterul de tensiune. Desigur, cauza o constituie formele de undă identice.

9.4.3. Structura blocului de comandă

În cazul în care inverterul de curent este realizat cu elemente semiconductoare complet comandate, de tip tranzistor, blocul de comandă trebuie să asigure semnalele de comandă evidențiate în fig. 9.18 a și b.

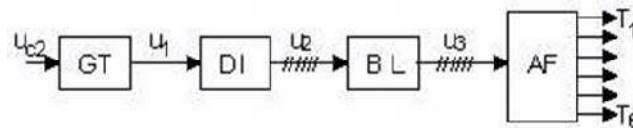
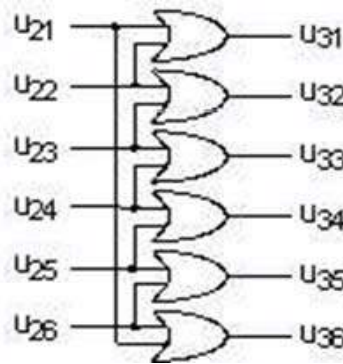


Fig. 9.18 Schema bloc a circuitului de comandă a inverterului de curent cu modulație în amplitudine

Structura circuitului de comandă (fig. 9.19) este similară celei pentru comanda inverterului de tensiune cu modulație în amplitudine, diferențe apărând în configurația blocului logic (BL), unde, circuitul de întârziere (CI) nu mai este necesar. Blocurile GT, DI și AF au aceleași funcții și configurații.



**Fig. 9.19 Structura blocului logic (BL),
în cazul invertorului de curent cu
modulație în amplitudine**

Blocul logic BL (fig. 9.19), realizează însumarea logică a doar două semnale u_2 succesive, fiind realizat cu șase porți SAU cu două intrări.

Formele de undă (fig. 9.20) ale semnalelor aferente circuitului de comandă din fig. 9.18 evidențiază comanda fiecărui element pe durata a $\frac{2\pi}{3}$ radiani într-o perioadă, ordinea de comandă fiind cea corespunzătoare succesiunii directe a sistemului trifazat de curenți la ieșirea invertorului.

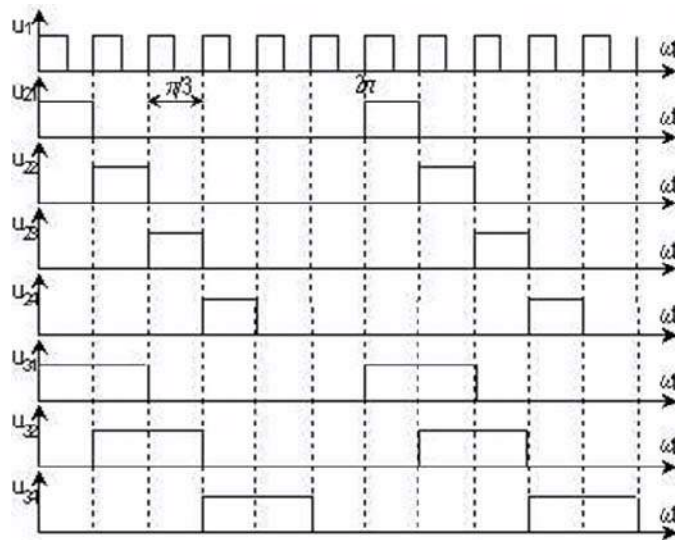


Fig. 9.20 Semnalele aferente circuitului de comandă din fig. 9.18

9.5. Convertoare statice de tensiune și frecvență cu modulație în durată

9.5.1 Introducere

Progresele tehnologice în domeniul elementelor semiconductoare cu timpi de comutație reduși, au permis dezvoltarea tehnicilor de modulație în lățime a impulsurilor, a căror aplicabilitate este, în particular, interesantă pentru invertoarelor trifazate de tensiune destinate alimentării mașinilor de c.a., permițând un control al tensiunii de ieșire atât în amplitudine cât și în frecvență.

Se precizează că, schemele de forță ale invertoarelor cu comandă PWM, sunt similare celor ale invertoarelor cu modulație în amplitudine. Particularități apar în structura circuitelor de stingere ale invertoarelor cu tiristoare.

Strategiile de comandă PWM pot fi analizate comparativ, dacă se consideră drept principale criterii de performanță maximul fundamentalei tensiunii de ieșire a inverterului și factorul total de distorsiune armonică.

Pentru comanda PWM a invertoarelor, strategiile de comandă existente pot fi împărțite în următoarele categorii:

1. Modularea prin semnale de comandă variabile;
2. Modularea prin momente de comutație prestabilite, în funcție de criterii ca: eliminarea anumitor armonici din tensiunea de ieșire, minimizarea pulsației curentului sau a cuplului electromagnetic al mașinii; este o metodă care se pretează bine unei realizări digitale, cu microprocesor;
3. Modularea prin comandă directă, care face apel la regulatoare cu acțiune cu două poziții, care formează un sistem de reglare trifazat; acestea din urmă reglează în mod obișnuit curenții trifazați, prin prescrierea unor curenți cu variații sinusoidale în funcție de timp.

Comanda PWM clasică (prin semnale de comandă variabile, numită și modulație suboscilantă) are la bază determinarea momentelor de comutație a elementelor semiconductoare prin compararea unor semnale purtătoare (de referință), de regulă triunghiulare, de frecvență f_r și amplitudine U_{rmax} , cu semnale modulatorie (de comandă), de regulă sinusoidale, de frecvență f_c și amplitudine U_{cmax} și este caracterizată prin următorii factori:

- factorul de modulare în frecvență (indicele de modulare),

$$m_f = \frac{f_r}{f_c}, \quad (9.32)$$

care determină conținutul de armonici al tensiunii de ieșire; pentru valori mari ale acestuia, este posibil să se reducă un anumit număr de armonici superioare;

- factorul de modulare în amplitudine (gradul de modulare),

$$m_a = \frac{U_{c \max}}{U_{r \max}}, \text{ sau} \quad (9.33)$$

- gradul de modulare normalizat,

$$m_{an} = \frac{U_{01}}{U_{01a}}, \quad (9.34)$$

în care:

- U_{01} este amplitudinea fundamentalei tensiunii de fază în cazul comenzii PWM;

- U_{01a} este amplitudinea fundamentalei tensiunii de fază în cazul modulației în amplitudine.

Gradul de modulare normalizat determină amplitudinea fundamentalei tensiunii de ieșire și poate varia între zero și o valoare maximă, caracteristică metodei de modulare. Acest coeficient caracterizează și gradul de utilizare a tensiunii U_d din circuitul intermediar de curent continuu.

În funcție de valoarea lui m_f , se disting două cazuri.

1. m_f este întreg (f_r multiplu de f_c), modulația numindu-se *sincronă*. În acest caz, dacă m_f este impar, cele două alternanțe ale tensiunii de ieșire sunt simetrice, iar dezvoltarea în serie Fourier a acestuia nu conține decât armonici de ordin impar. De aceea, în cazul invertorului monofazat, se utilizează valori impare ale lui m_f . La acest tip de modulație, prin corelarea semnalului de referință față de cel de comandă, forma de undă a tensiunii de ieșire poate prezenta simetrii. Astfel, dacă u_r are un maxim sau un minim în mijlocul alternanțelor lui u_c , alternanțele tensiunii de ieșire sunt simetrice în raport cu mijlocul lor, iar corelarea este optimală. Obținerea corelării optimale este influențată de valorile lui m_f (pare sau impare) și de semnul semnalului de referință pe intervalul $\frac{\pi}{2m_f}$ de la trecerea prin zero a semnalului de comandă (fig. 9.21). Astfel, pe acest interval, u_r poate avea:

1.a. același semn (fig. 9.21 a și b);

1.b. semn contrar cu u_c (fig. 9.21 c și d).

2. m_f este un număr rațional, modulația numindu-se *asincronă*. În acest caz, forma de undă a tensiunii de ieșire nu mai este simetrică.

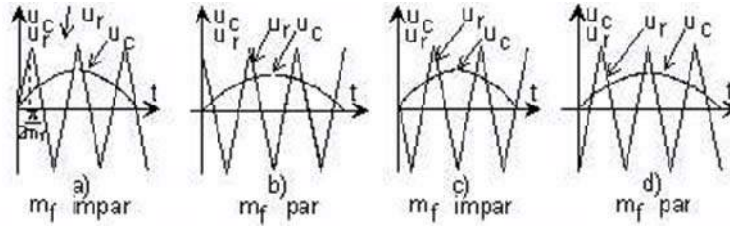


Fig. 9.21 Explicativă la corelarea optimală

În continuare, se va considera modulația sincronă, semnalul de referință corespunzător cazului 1.a. și corelarea optimală.

9.2. Modulația sinusoidală

Principiul modulației sinusoidale pure, caracterizate printr-un semnal de referință triunghiular și un semnal de comandă sinusoidal, constă în comanda elementelor T_+ și T_- , de pe aceeași fază, pe intervalele în care $u_c > u_r$, respectiv în care $u_c < u_r$ (fig. 9.22 a, b, c).

Se constată că tensiunea de ieșire a inverterului (fig. 9.22 d) nu este sinusoidală. Pentru a ilustra posibilitatea modificării, prin comanda inverterului, a frecvenței și amplitudinii tensiunii pe sarcină, se va considera o valoare suficient de mare a factorului de modulare în frecvență, astfel încât, într-o perioadă a tensiunii de referință, tensiunea de comandă să poată fi considerată constantă (fig. 9.23). Se va calcula valoarea medie, într-o perioadă a tensiunii de referință, a tensiunii pe sarcină (U_{od}).

$$U_{od} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} u_o dt = \frac{1}{T_r} \left[t_1 \left(-\frac{U_d}{2} \right) + t_2 \left(\frac{U_d}{2} \right) + t_1 \left(-\frac{U_d}{2} \right) \right] \quad (9.35)$$

Rezultă

$$U_{od} = \frac{U_d}{2T_r} (t_2 - 2t_1). \quad (9.36)$$

Din asemănarea triunghiurilor ABC și A'BC', se obține

$$\frac{U_{rmax}}{U_{rmax} - u_c} = \frac{\frac{T_r}{4}}{t_1}, \quad (9.37)$$

din care se deduce

$$t_1 = \frac{T_r}{4} \left(1 - \frac{u_c}{U_{rmax}} \right). \quad (9.38)$$

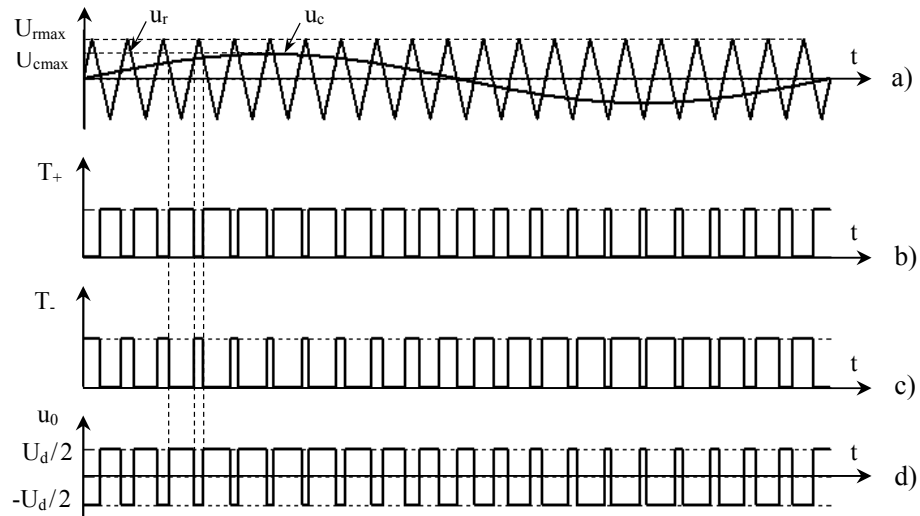


Fig 9.22 Formele de undă corespunzătoare inverterului monofazat cu punct median, pentru modulația sinusoidală : a) tensiunile de comandă și referință ; b,c) comenzile elementelor ; d) tensiunea pe sarcină

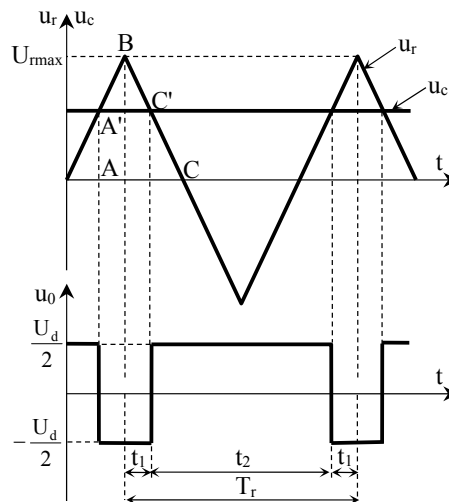


Fig 9.23 Explicativă la modulația sinusoidală

Similar, rezultă și intervalul t_2 ,

$$t_2 = T_r - 2t_1 = \frac{T_r}{2} \left(1 + \frac{u_c}{U_{rmax}} \right). \quad (9.39)$$

Rezultă

$$U_{0d} = \frac{U_d}{2U_{rmax}} u_c. \quad (9.40)$$

Relația (9.40) evidențiază faptul că, *valoarea medie a tensiunii pe sarcină*, pe o perioadă a tensiunii de referință, este proporțională cu *valoarea instantanee* a tensiunii de comandă. Pentru alimentarea sarcinii cu tensiune sinusoidală, tensiunea de comandă trebuie să fie sinusoidală,

$$u_c = U_{cmax} \sin \omega_1 t, \quad (9.41)$$

care conduce la

$$U_{0d} = \frac{U_d}{2U_{rmax}} U_{cmax} \sin \omega_1 t. \quad (9.42)$$

În consecință, frecvența tensiunii pe sarcină este *egală* cu frecvența tensiunii de comandă, iar amplitudinea este *proporțională* cu amplitudinea tensiunii de comandă.

Aproximarea tensiunii pe sarcină cu o sinusoidă, va fi cu atât mai bună, cu cât perioada tensiunii de referință va fi mai mică în raport cu perioada tensiunii de comandă, respectiv cu cât factorul de modulare în frecvență (m_f) va fi mai mare.

Prin comanda PWM, față de comanda cu undă plină, se îmbunătățește factorul total de distorsiune, prin diminuarea amplitudinilor armonicilor de ordin redus și creșterea ordinului armonicilor de amplitudine semnificativă în raport cu fundamentală.

Dacă $m_a = 0$, lățimea pulsurilor din tensiunea de ieșire este aceeași, u_0 conținând doar armonici de ordin multiplu al lui m_f , de amplitudini invers proporționale cu ordinul acestora.

Odată cu creșterea lui m_a , dacă m_f este impar, dezvoltarea în serie Fourier a tensiunii de ieșire va conține doar armonici de ordin impar, dar apar următoarele efecte:

- termenul de frecvență f_c (fundamentală) crește;
- termenii de frecvență $m_f f_c$, $3m_f f_c$, $5m_f f_c$... scad, dar apar alte perechi de armonici, având frecvențe de o parte și de alta a frecvențelor multiple de $m_f f_c$ (fig. 9.24).

Generalizând, armonicile tensiunii de ieșire sunt grupate în familii centrate pe frecvențele

$$f_i = i \cdot m_f \cdot f_c, \quad i = 1, 2, 3, \dots,$$

iar frecvențele diferitelor armonici într-o familie sunt

$$f_j = f_i \pm k \cdot f_c = (i \cdot m_f \pm k) f_c. \quad (9.43)$$

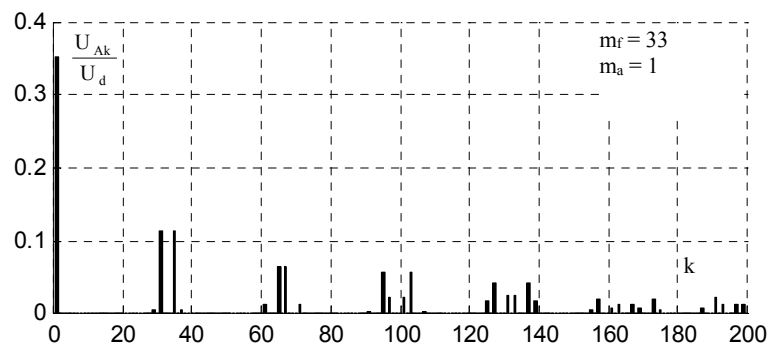


Fig. 9.24 Spectrul de armonici al tensiunii u_o , pentru $m_f = 33$

Amplitudinile armonicilor unei familii sunt simetrice în raport cu armonica de frecvență centrală, iar separarea familiilor de armonici este cu atât mai clară cu cât m_f este mai mare.

Întrucât spectrul de armonici conține doar armonici de ordin impar, pentru ca $(i \cdot m_f \pm k)$ să fie impar, i impar determină k par și invers.

De regulă, se iau în considerație doar armonicile primelor două familii, amplitudinile celorlalte fiind reduse.

Pentru $i = 1$ (prima familie), se obțin frecvențele $m_f \pm 2$, iar pentru m_f mare, și frecvențele $m_f \pm 4$.

Se constată că, spre exemplu, armonica de ordin $2m_f$ nu există, însă au apărut cele din familia centrată pe aceasta.

Amplitudinile armonicilor curentului prin sarcină (i_0), vor rezulta în funcție de reactanțele sarcinii pe armonicile corespunzătoare.

Factorul de modulare în frecvență este limitat superior, datorită pierderilor în elementele semiconductoare, ce cresc liniar cu frecvența de comutație ($f_c m_f$).

Referitor la modificarea tensiunii pe sarcină, ținând cont de (9.22) și (9.23), rezultă amplitudinea fundamentalei tensiunii u_0 ,

$$U_0 = m_a \frac{U_d}{2}. \quad (9.44)$$

Relația (9.44) este valabilă, cu o aproximație acceptabilă, pentru valori mari ale lui m_f ($m_f \geq 6$), atât timp cât există toate intersecțiile dintre u_c și u_r . Astfel, U_{01} variază liniar cu m_a ,

pentru $m_a \in (0, m_{aM})$, unde m_{aM} corespunde situației în care se obține prima dispariție a unei intersecții. Există două situații în funcție de valoarea lui m_f .

- Pentru $m_f = 2k$ sau $m_f = 4k + 1$, $k \in \mathbb{N}$ (fig. 9.25 a), se obține $m_{aM} = 1$.
- Pentru $m_f = 4k + 3$, $k \in \mathbb{N}$ (fig. 9.25 b), maximul tensiunii de comandă se

atinge odată cu minimul tensiunii de referință, rezultând că

$$U_{cM} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m_f}\right) = U_{r \max}, \text{ deci}$$

$$m_{aM} = \frac{U_{cM}}{U_{r \max}} = \frac{1}{\cos(\pi/m_f)} > 1. \quad (9.45)$$

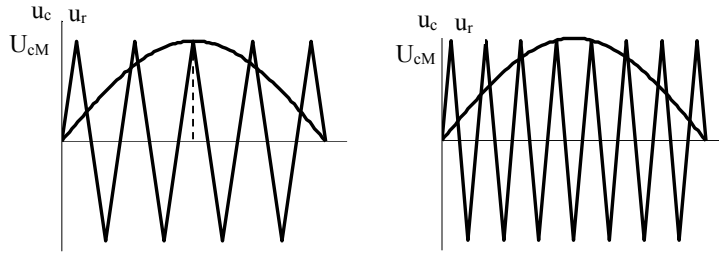


Fig. 9.25 Influența factorului de modulare în frecvență asupra valorii maxime a tensiunii de comandă: a) $m_f = 9$; b) $m_f = 15$

Se constată că, odată cu creșterea lui m_f , factorul de modulare în amplitudine tinde la 1 (spre exemplu, pentru $m_f = 7$, se obține $m_{aM} = 1,101$, iar pentru $m_f = 11$, rezultă $m_{aM} = 1,042$).

La creșterea valorii maxime a tensiunii de comandă peste U_{cM} , dependența amplitudinii fundamentalei tensiunii pe sarcină de factorul de modulare în amplitudine nu mai este liniară, comanda numindu-se cu *supramodulare*. Situația limită o reprezintă cazul în care, nu există decât o comutație a fiecărui element într-o perioadă, respectiv fiecare element este comandat câte π radiani într-o perioadă, comanda numindu-se cu *undă plină*.

În acest caz, pierderile în elementele semiconductoare sunt reduse, datorită numărului redus de comutații, dar nu se mai poate modifica tensiunea la ieșirea inverterului, amplitudinea fundamentalei tensiunii pe sarcină fiind cea dată de relația (9.34).

Valoarea factorului de modulare în amplitudine, de la care rezultă comanda cu undă plină (fig. 9.33), rezultă punând condiția

$$u_c\left(\frac{\pi}{2m_f}\right) \geq U_{r \max}. \quad (9.46)$$

Ținând seama de (9.33) și (9.34), se deduce

$$m_{aup} \geq \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi}{2m_f}\right)}. \quad (9.47)$$

Pentru $m_f = 7$ se obține că $m_{aup} \geq 4,5$. Aceasta arată că, practic, este imposibil de obținut comanda cu undă plină din modulația sinusoidală. Așa spre exemplu, dacă $U_{rmax} = 10$ V, ar fi necesar $U_{cmax} = 45$ V, ceea ce este inadmisibil.

În cazul modulației sinusoidale, valoarea maximă a gradului de modulare normalizat (m_{anM}) va fi

$$m_{an} = \frac{U_{01}}{U_{01a}} = \frac{m_{aM} \frac{U_d}{2}}{\frac{2U_d}{\pi}} = m_{aM} \frac{\pi}{4}.$$

Pentru $m_{aM} = 1$, se obține $m_{anM} = 0,785$.

La invertoarele trifazate, se obține modulație sincronă și corelare optimală pe toate fazele, dacă m_f este impar și multiplu de trei.

9.5.3. Invertor de tensiune cu modulație sinusoidală

9.5.3.1. Schema de principiu

Așa cum s-a arătat, schema de principiu a invertoarelor cu modulație în durată este identică cu cea a invertoarelor cu modulație în amplitudine, cu câteva particularități.

1. Alimentarea circuitului intermediar se face de la o tensiune de c.c. de valoare medie constantă.
2. Elementele semiconductoare $T_1 - T_6$ trebuie să fie complet comandate deoarece funcționează cu stingere forțată. În prezent, până la puteri mari (sute de kVA), invertoarele se realizează cu tranzistoare IGBT, datorită avantajelor acestora și prețului competitiv.

Considerând modulația sincronă, indicele de modulare impar și multiplu de 3 și corelarea optimală a semnalului de referință față de cel de comandă (ur să aibă un maxim sau un minim în mijlocul alternanțelor lui uc), se poate utiliza un semnal de referință unic pentru cele trei faze, alternanțele tensiunii de ieșire sunt simetrice în raport cu mijlocul lor, iar dezvoltarea în serie Fourier a acestora conține numai armonici de ordin impar. Frecvența

tensiunii pe sarcină este egală cu frecvența tensiunii de comandă, iar valoarea efectivă a acesteia este proporțională cu amplitudinea tensiunii de comandă.

9.3.2. Semnalele de comandă și formele de undă ale tensiunii

Aplicând principiul modulației sinusoidale pure, cel mai simplu tip de modulație suboscilantă, elementele T+ și T-, aflate pe aceeași fază a inverterului, sunt comandate pe intervale în care $u_c > u_r$, respectiv în care $u_c < u_r$ (fig.9.26).

Având semnalele de comandă ale tuturor elementelor, se pot obține formele de undă ale tensiunii de fază și de linie, precum și spectrul de armonici al acestora (până la ordinul 101), pentru factor de modulare diferit ($m_f = 33; 75$) și aceeași frecvență (30Hz) care sunt reprezentate în figura 9.3. Aceasta pune în evidență modul de grupare a armonicilor.

Astfel, în cazul lui $m_f = 33$ se poate observa că sunt prezente 3 familii grupate în jurul ordinilor 33, 66 și 99. Primele două armonici 31 și 35 reprezintă 30% din tensiunea fundamentală, următoarele două armonici sunt 65 și 67 care reprezintă 27% din tensiunea fundamentală. Armonica 95 reprezintă 13% din tensiunea fundamentală, iar armonicile 97 și 101 reprezintă 12% din tensiunea fundamentală.

În cazul lui $m_f=75$ se constată că există o singură familie de armonici, 73 și 75 reprezentând 30% din tensiunea fundamentală.

Dacă $m_a = 0$, sunt comandate simultan elementele de pe aceeași parte a punții și tensiunile la ieșire (de fază și linie) sunt nule. Odată cu creșterea factorului de modulație în amplitudine, în spectrul de armonici al acestor tensiuni se constată următoarele aspecte:

- armonicile superioare sunt grupate în familii centrate pe frecvențele multiple de $m_f f_c$, fiecare familie fiind formată din perechi simetrice în raport cu frecvență centrală;
- separarea familiilor de armonici este cu atât mai clară cu cât m_f este mai mare.

Generalizând, frecvențele armonicilor superioare în tensiunile de linie și de fază sunt:

$$f_j = (i \cdot m_f \pm k) f_c \quad (9.48)$$

Întrucât spectrul de armonici conține doar armonici de ordin impar, pentru ca $(i \cdot m_f \pm k)$ să fie impar, i impar determină k par și invers.

Amplitudinile armonicilor curentului prin sarcină vor rezulta în funcție de reactanțele sarcinii pe armonicile corespunzătoare.

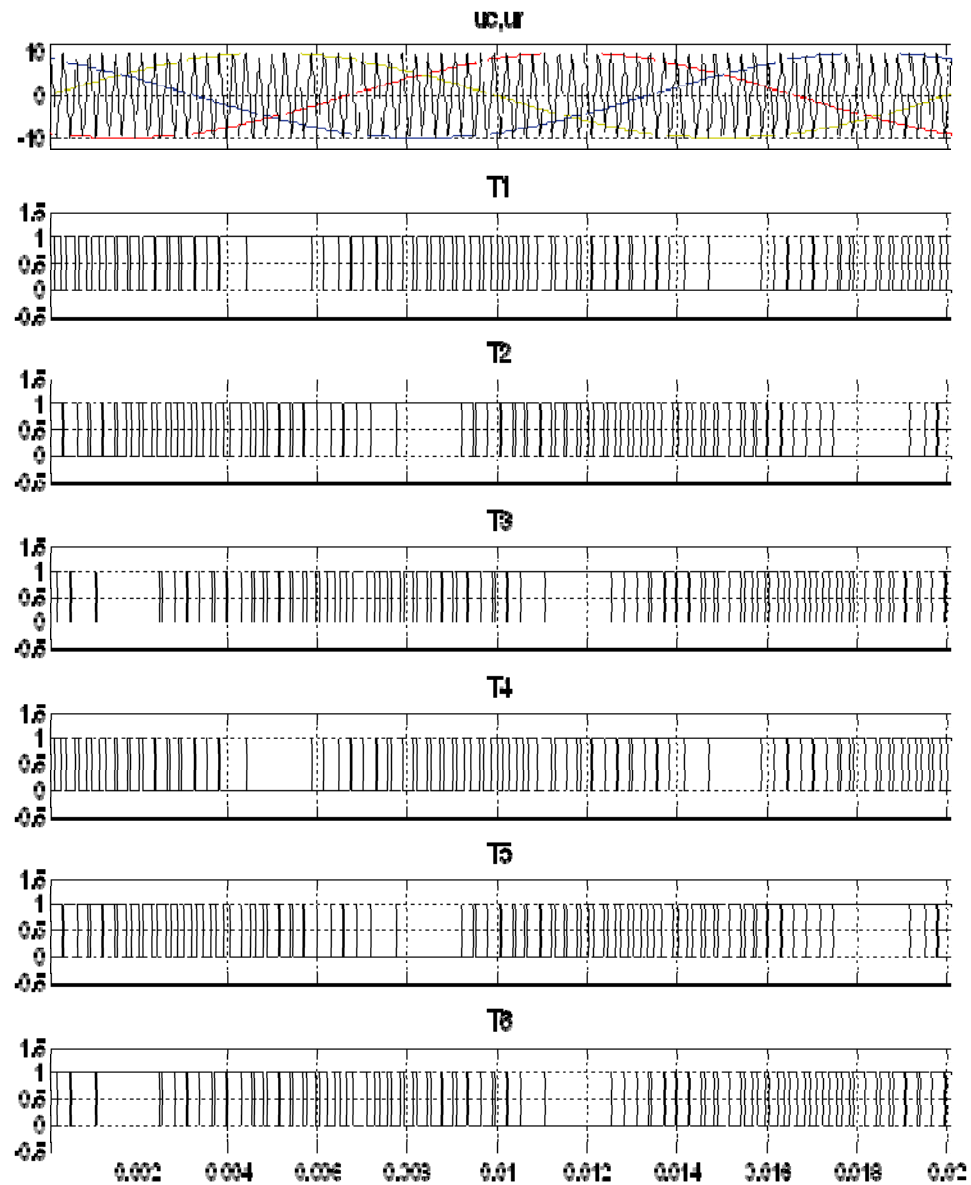


Fig.9.26 Semnalele de comandă ale celor șase tranzistoare la modulația sinusoidală, pentru $m_f=75$

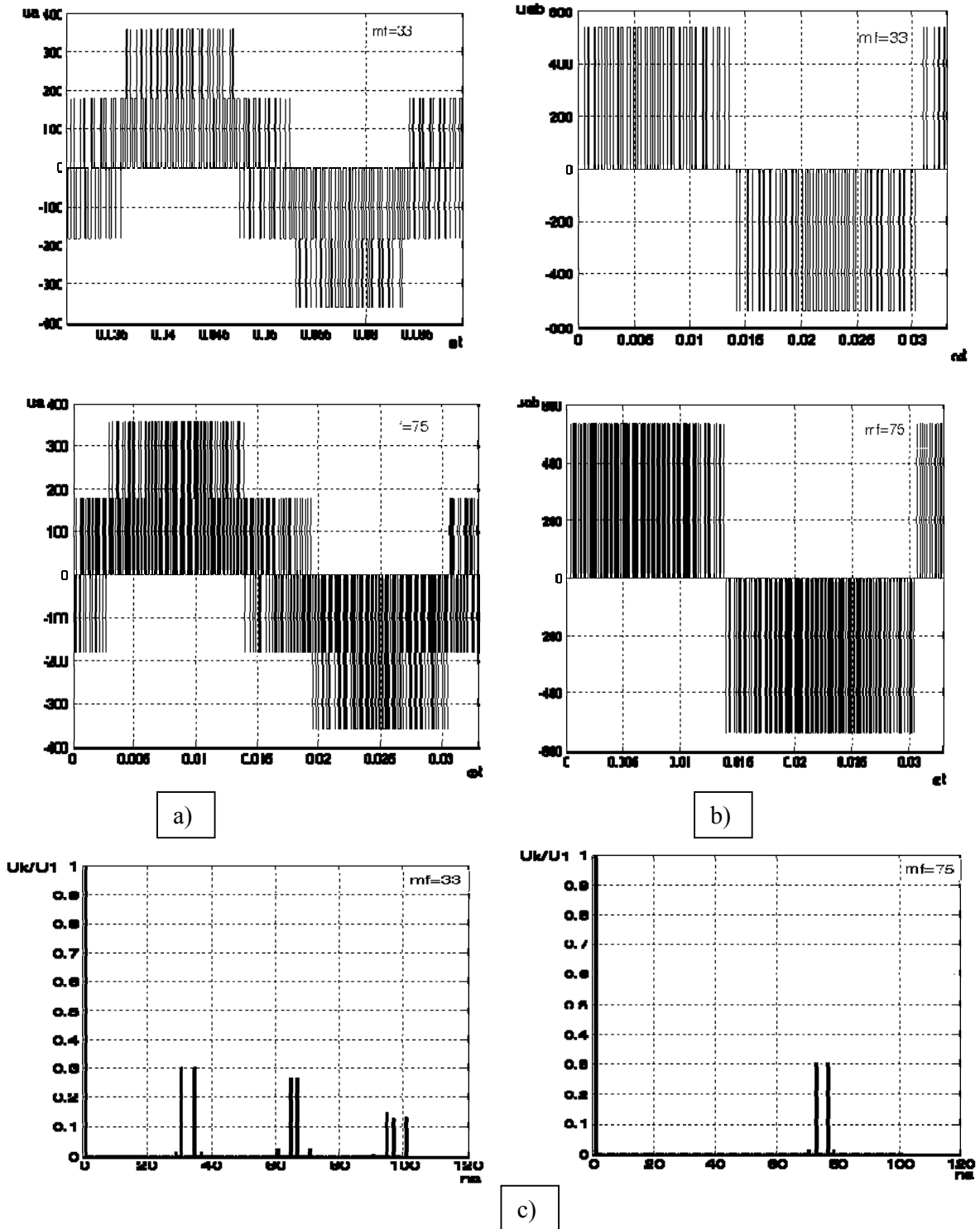


Fig.9.27 Forma de undă a tensiunii de fază (a), linie (b) și spectrul de armonici al tensiunilor de fază și de linie(c) pentru modulația sinusoidală, pentru $m_f=33$ și $m_f=75$

Factorul de modulare în frecvență este limitat superior, datorită pierderilor în elementele semiconductoare ce cresc liniar în frecvența de comutație.

De la o valoare constantă și suficient de mare a factorului de modulare în frecvență ($m_f \geq 6$), indiferent de evoluția tensiunii de referință într-o alternanță a tensiunii de comandă și atât timp cât există toate intersecțiile dintre u_c și u_r , amplitudinea fundamentalei tensiunii u_{A0} (care corespunde tensiunii de ieșire a unui inverter monofazat cu punct median) respectă relația,

$$U_{A01max} = m_a \frac{U_d}{2} \quad (9.49)$$

Valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii de linie este:

$$U_{AB1} = \frac{\sqrt{3}U_{A01max}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a U_d \approx 0.612 m_a U_d \quad (9.50)$$

Relația arată că U_{AB1} variază liniar cu m_a , pentru $m_a \in (0, m_{aM})$ unde m_{aM} corespunde situației în care se obține prima dispariție a unei intersecții. Momentele corespunzătoare disparițiilor intersecțiilor dintre u_r și u_c depind de valoarea lui m_f , dar și de modul în care tensiunea u_r evoluează în cadrul unei alternanțe al lui u_c , respectiv corelația de semn a acestor două tensiuni. Se disting astfel două tipuri de comportament, fiecare regăsindu-se în două situații care presupun îndeplinirea simultană a două condiții. Se va analiza modul în care este influențat momentul dispariției prime intersecții (ωt), care determină valoarea lui m_{aM} :

1.a. Dacă m_f este de forma $m_f = 3(4k-1)$, unde $k \in N^*$ și pentru $\omega t \in (0, \pi/m_f)$ este îndeplinită condiția $u_c(\omega t) \cdot u_r(\omega t) \geq 0$ sau

1.b. Dacă m_f este de forma $m_f = 3(4k+1)$, unde $k \in N^*$ și pentru $\omega t \in (0, \pi/m_f)$ este îndeplinită condiția $u_c(\omega t) \cdot u_r(\omega t) < 0$, atunci $\omega t_1 = \pi/2$, respectiv

$$U_{rmax} = u_c(\pi/2) = U_{cM} \sin(\pi/2) \text{ și } m_{aM} = \frac{U_{cM}}{U_{rmax}} = 1$$

2.a. Dacă m_f este de forma $m_f = 3(4k-1)$, unde $k \in N^*$ și pentru $\omega t \in (0, \pi/m_f)$ este îndeplinită condiția $u_c(\omega t) \cdot u_r(\omega t) < 0$ sau

2. b. dacă m_f este de forma $m_f = 3(4k+1)$, unde $k \in N^*$ și pentru $\omega t \in (0, \pi/m_f)$ este îndeplinită condiția $u_c(\omega t) \cdot u_r(\omega t) \geq 0$, atunci, $\omega t_1 = \pi/2 - \pi/m_f$, respectiv

$$U_{rmax} = u_c(\pi/2 - \pi/m_f) = U_{cM} \sin(\pi/2 - \pi/m_f) = U_{cM} \cos(\pi/m_f) \text{ și}$$

$$m_{aM} = \frac{U_{cM}}{U_{rmax}} = \frac{1}{\cos(\pi/m_f)} > 1, \text{ valoarea care depinde de } m_f.$$

Se constată că, în cazul al doilea, odată cu creșterea lui m_f , m_{aM} tinde la 1. Spre exemplu, pentru $m_f=33$, se obține $m_{aM}=1.0045$, iar pentru $m_f=75$, rezultă $m_{aM}=1.008$. După depășirea valorii U_{cM} a amplitudinii tensiunii de comandă, comanda se numește supramodulare. Situația limită o reprezintă cazul în care, nu există decât o comutație a fiecărui element într-o perioadă, respectiv fiecare element este comandat câte π radiani într-o perioadă, comanda numindu-se cu undă plină. În acest caz, pierderile în elementele semiconductoare sunt reduse, datorită numărului redus de comutație, dar nu se mai poate modifica tensiunea la ieșirea inverterului, valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii de linie fiind cea dată de relația

$$U_{AB1\max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d \approx 0.7797 U_d . \quad (9.51)$$

9.5.4. Invertor de tensiune cu modulație trapezoidală

9.5.4.1. Modulația trapezoidală

Modulația trapezoidală este o metodă de obținere a semnalelor de comandă pentru dispozitivele semiconductoare de putere din componența inverterului similară modulației sinusoidale. Astfel, semnalele de comandă pentru tranzistoarele unei ramuri a inverterului se vor obține prin compararea unui semnal de comandă de formă trapezoidală, de această dată, cu un semnal de referință de formă triunghiulară de frecvență mult superioară celei de comandă.

În cele ce urmează se va trata numai ceea ce diferă de modulația sinusoidală, și anume, tensiunea de comandă de formă trapezoidală. Această tensiune se poate obține dintr-o tensiune triunghiulară prin limitarea acesteia între două valori, $\pm U_{cm}$ (fig. 9.9), unde:

- U_{ctr} - amplitudinea unde triunghiulare $u_{ctr}(t)$;
- U_{cm} - amplitudinea tensiunii trapezoidale de comandă obținute din unda triunghiulară $u_c(t)$ ($U_{cm} \leq U_{ctr}$);
- U_r - valoarea maximă a tensiunii de referință.

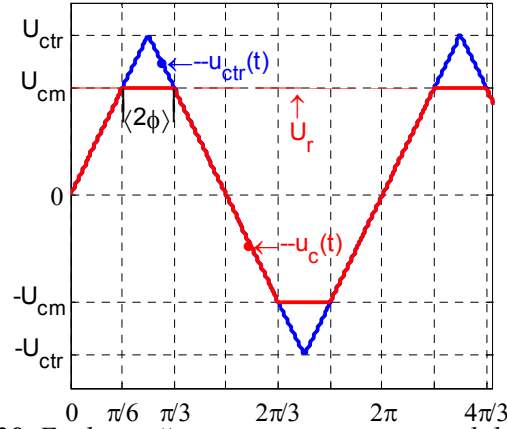


Fig. 9.28 Explicativă pentru generarea semnalului de comandă trapezoidal

Fie raportul dintre amplitudinea semnalului modulator (tensiunea trapezoidală de comandă) și amplitudinea semnalului purtător (tensiunea triunghiulară de referință):

$$M = \frac{U_{cm}}{U_r} \leq 1 \quad (9.52)$$

respectiv, raportul dintre amplitudinea unei triunghiulare și amplitudinea purtătoarei:

$$M_t = \frac{U_{ctr}}{U_r} \quad (9.53)$$

Se definește „factorul triunghiular” σ , ca raportul dintre amplitudinea unei trapezoidale și amplitudinea unei triunghiulare:

$$\sigma = \frac{U_{cm}}{U_{ctr}} = \frac{M}{M_t} \in [0,1] \quad (9.54)$$

Atunci când $\sigma = 1$ tensiunea u_c devine triunghiulară și egală u_{ctr} . Unghiul 2ϕ reprezintă unghiul de ”saturare” a unei trapezoidale, iar relația dintre σ și ϕ este:

$$\phi = (1 - \sigma) \frac{\pi}{2} \quad (9.55)$$

Pentru comanda PWM a invertoarelor trifazate este necesară generarea unui sistem trifazat de tensiuni trapezoidale de comandă. Unghiul de conducție al tranzistoarelor de putere se obține din intersecția semnalului modulator trapezoidal și cel purtător triunghiular.

Împărțind perioada tensiunii de comandă în cinci intervale, momentele de intrare, respectiv de ieșire din conducție a tranzistorului T_+ pentru fiecare interval, rezultă din relațiile:

$$\begin{aligned}
 t \in \left[0, \frac{\pi}{2} - \phi\right] & \quad \varphi_{a1} = -M_t y + \frac{\pi}{2} & \quad \varphi_{b1} = M_t y + \frac{3\pi}{2} \\
 t \in \left[\frac{\pi}{2} - \phi, \frac{\pi}{2} + \phi\right] & \quad \varphi_{a2} = (1 - M) \frac{\pi}{2} & \quad \varphi_{b2} = (3 + M) \frac{\pi}{2} \\
 t \in \left[\frac{\pi}{2} + \phi, \frac{3\pi}{2} - \phi\right] & \quad \varphi_{a3} = M_t (y - \pi) + \frac{\pi}{2} & \quad \varphi_{b3} = -M_t (y - \pi) + \frac{3\pi}{2} \\
 t \in \left[\frac{3\pi}{2} - \phi, \frac{3\pi}{2} + \phi\right] & \quad \varphi_{a4} = (1 + M) \frac{\pi}{2} & \quad \varphi_{b4} = (3 - M) \frac{\pi}{2} \\
 t \in \left[\frac{3\pi}{2} + \phi, 2\pi\right] & \quad \varphi_{a5} = -M_t (y - 2\pi) + \frac{\pi}{2} & \quad \varphi_{b5} = M_t (y - 2\pi) + \frac{3\pi}{2} \quad (9.56)
 \end{aligned}$$

Unde, $x = \omega_r t$, $y = \omega_c t$

Când factorul triunghiular $\sigma=2/3$, forma de undă este împărțită în șase intervale egale de durată $\pi/3$ radiani. În această situație tensiunea de comandă crește liniar pe o durată de $\pi/3$ radiani, rămâne constantă următorii $\pi/3$ radiani și apoi scade liniar încă $\pi/3$ radiani vezi figura 9.29.

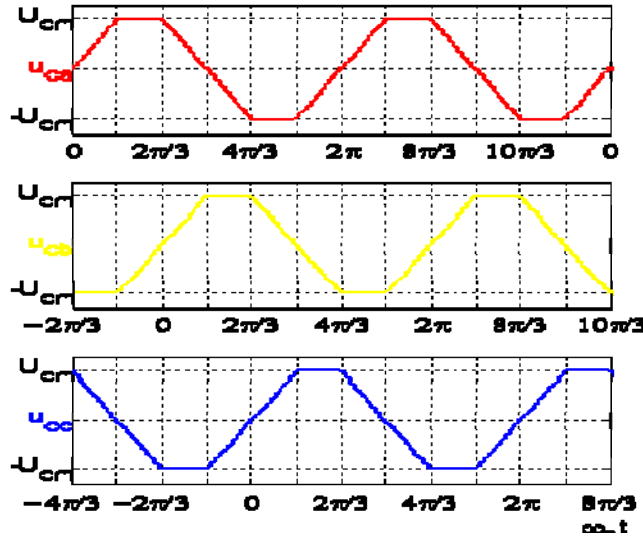
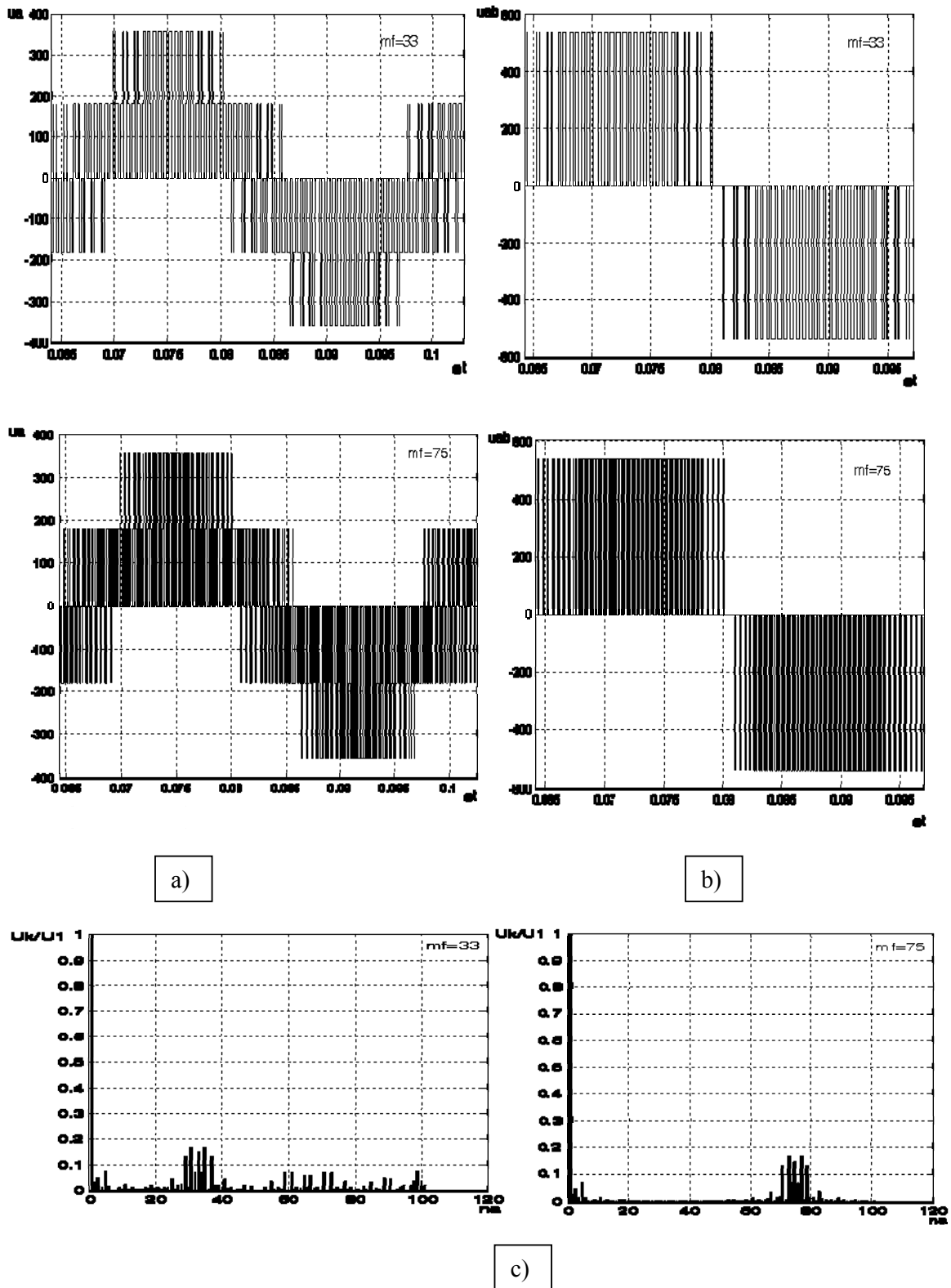


Fig. 9.29 Tensiunile de comandă în cazul modulației trapezoidale trifazate pentru $\sigma=2/3$

Formele de undă ale tensiunilor de fază și de linie, precum și spectrul de armonici al acestora pentru factor de modulare diferit și frecvență de 30Hz (aceleași valori ca și la modulația sinusoidală) sunt prezentate în fig. 9.30.



9.30 Forma de undă a tensiunii de fază (a), linie (b) și spectrul de armonici al tensiunilor de fază și de linie(c) pentru modulația trapezoidală, pentru $m_f = 33$ și $m_f = 75$

9.5.5. Modulația în frecvență

Datorită simplității părții de comandă și reglare în circuit închis, sistemele cu modulație în frecvență reprezintă soluții adoptate în multe aplicații.

Modulația în frecvență presupune formarea tensiunii de linie dintr-un număr constant de pulsuri de amplitudine U_d constantă și durată t_0 . Durata pulsurilor poate fi modificată pe domenii de frecvență (mai mare la frecvențe mici).

Pentru a obține o astfel de formă de undă, elementele semiconductoare de pe partea P a punții (T_1 , T_3 și T_5) sunt menținute închise, în semiperioada corespunzătoare, de n ori pe durata t_0 și sunt blocate pe toată durata semiperioadei următoare. Fiecare element aflat pe partea N a punții, este comandat în opoziție cu cel situat pe aceeași fază, pe partea P.

Ținând seama de toate acestea, dacă sarcina este conectată în stea, se obțin formele de undă idealizate din fig. 9.31. Fiecare alternanță a tensiunii de fază conține $n/3$ pulsuri de amplitudine $U_d/3$, urmate de alte $n/3$ pulsuri de amplitudine $2U_d/3$ și încă $n/3$ pulsuri de amplitudine $U_d/3$.

Valoarea efectivă a tensiunii de fază este dată de relația

$$\begin{aligned} U &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_A^2 dt} = \sqrt{2f \int_0^{T/2} u_A^2 dt} = \sqrt{2ft_0 \int_0^{T/2} u_A^2 dt} = \\ &= \sqrt{2ft_0 \left(\frac{U_d}{3} \right)^2 \frac{n}{3} (1 + 4 + 1)} = \frac{2}{3} U_d \sqrt{fnt_0}. \end{aligned} \quad (9.57)$$

Punând relația (9.157) sub forma

$$\frac{U}{\sqrt{f}} = \frac{2}{3} U_d \sqrt{nt_0}, \quad (9.58)$$

se evidențiază faptul că, în cazul modulației în frecvență ($nt_0 = \text{ct.}$), corelația dintre tensiune și frecvență este

$$\frac{U}{\sqrt{f}} = \text{constant}. \quad (9.59)$$

Se constată că, raportul dintre valoarea efectivă a tensiunii obținute prin modularea în frecvență și cea obținută prin menținerea constantă a raportului U/f este cu atât mai mare cu cât frecvența de lucru este mai mică (fig. 9.32) și sugerează posibilitatea obținerii unor performanțe bune și la frecvențe reduse.

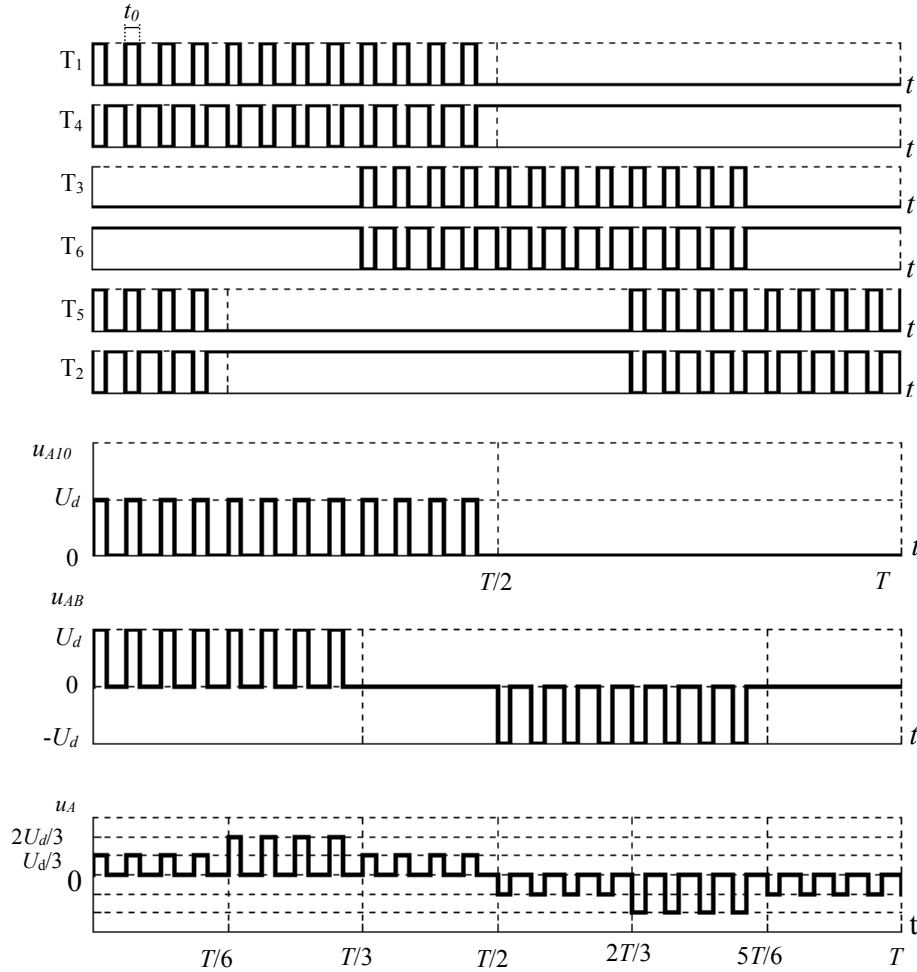


Fig. 9.31 Comanda inverterului cu modulație în frecvență și formele de undă idealizate ale tensiunilor de linie și de fază pentru $n = 12$

Forma de undă a tensiunii de fază (fig. 9.31) permite determinarea analitică a valorilor efective ale armonicilor acesteia. Astfel, se obține amplitudinea componentei în sinus a armonicii de ordinul k ,

$$\begin{aligned}
 A_k &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_A \sin k\omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} \frac{U_d}{3} \sum_{i=0}^{n/3-1} \left(\int_{i\pi/n}^{i\pi/n+\omega t_0} \sin k\omega t d\omega t + \right. \\
 &+ 2 \int_{\pi/3+i\pi/n}^{\pi/3+i\pi/n+\omega t_0} \sin k\omega t d\omega t + \int_{2\pi/3+i\pi/n}^{2\pi/3+i\pi/n+\omega t_0} \sin k\omega t d\omega t - \\
 &- \int_{\pi+i\pi/n}^{\pi+i\pi/n+\omega t_0} \sin k\omega t d\omega t - 2 \int_{4\pi/3+i\pi/n}^{4\pi/3+i\pi/n+\omega t_0} \sin k\omega t d\omega t - \\
 &- \left. \int_{5\pi/3+i\pi/n}^{5\pi/3+i\pi/n+\omega t_0} \sin k\omega t d\omega t \right) = \\
 &= -\frac{8}{k\pi} \frac{U_d}{3} \sin k \frac{\omega t_0}{2} \sin k \frac{\pi}{2} \left(1 + \cos k \frac{\pi}{3} \right) \sum_{i=0}^{n/3-1} \cos k \left(\frac{5\pi}{6} + \frac{\pi}{n} i + \frac{\omega t_0}{2} \right)
 \end{aligned} \quad (9.60)$$

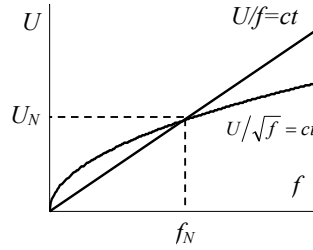


Fig. 9.32 Corelația tensiune-frecvență

În mod similar, amplitudinea componentei în cosinus a armonicii de ordinul k este

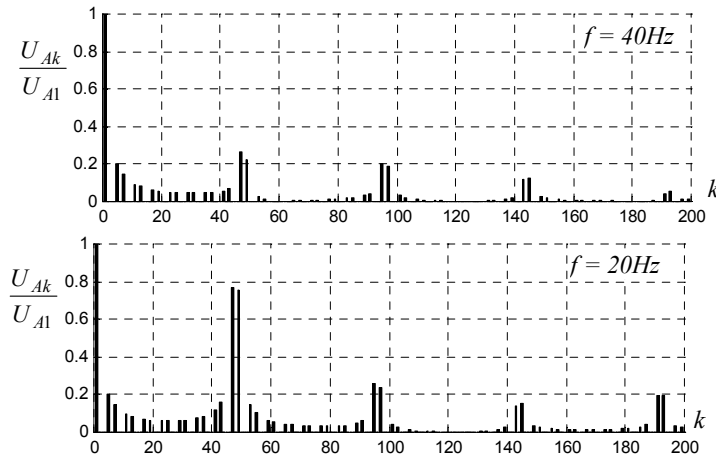
$$B_k = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_A \cos k\omega t d\omega t = \frac{8}{k\pi} \frac{U_d}{3} \sin k \frac{\omega t_0}{2} \sin k \frac{\pi}{2} \left(1 + \cos k \frac{\pi}{3} \right) \sum_{i=0}^{n/3-1} \sin k \left(\frac{5\pi}{6} + \frac{\pi}{n} i + \frac{\omega t_0}{2} \right) \quad (9.61)$$

Cu relațiile (9.60) și (9.61), valoarea efectivă a armonicii de ordinul k a tensiunii de fază are expresia

$$U_k = \sqrt{\frac{A_k^2 + B_k^2}{2}}. \quad (9.62)$$

Reprezentarea grafică a spectrului de armonici evidențiază armonicile de ordin $2n \pm 1$ a căror pondere este cu atât mai mare cu cât frecvența de comandă este mai mică (fig. 9.33).

Astfel, pentru $n=24$, primele armonici semnificative sunt cele de ordin 47 și 49.


 Fig. 9.33 Spectrul de armonici al tensiunii de fază pentru $n=24$

În același timp, reducerea frecvenței de comandă de la 40 Hz la 20 Hz determină creșterea ponderii acestor armonici de la cca. 25% la peste 75%.

9.5.6. Modulația vectorială

În tratarea fazorială a problematicii modulației în durată, se pleacă de la ideea că, pentru a furniza sarcinii un sistem trifazat sinusoidal de tensiuni, fazorul spațial asociat acestora trebuie să se rotească continuu. Dacă frecvența și amplitudinea tensiunilor sinusoidale prescrise sunt constante, locul geometric al vârfului fazorului este un cerc.

Datorită faptului că, în funcționarea inverterului, nu pot exista decât 8 configurații posibile determinate de stările „on” și „off” ale elementelor semiconductoare, fazorul tensiunilor nu poate avea decât 8 poziții distincte, dintre care 6 sunt nenule ($\underline{u}_1, \underline{u}_2, \underline{u}_3, \underline{u}_4, \underline{u}_5, \underline{u}_6$) și corespund vârfurilor unui hexagon regulat, iar celelalte două (\underline{u}_7 și \underline{u}_8) sunt nule și corespund centrului hexagonului (fig. 9.34). Fiecărei poziții a fazorului îi este asociată o notație de forma (a, b, c), în care a, b, c $\in \{1, 0\}$ și arată starea elementelor semiconductoare de pe faze (1 dacă elementul de pe faza respectivă și partea superioară a punții este în starea „on” și 0 dacă elementul de pe faza respectivă și partea inferioară a punții este în starea „on”). În consecință, mișcarea fazorului instantaneu al tensiunilor nu poate fi continuă. Într-un sistem de axe bifazat ortogonal (d, q), cei șase fazori nenuli determină sectoarele I, II, III, IV, V și VI (fig. 9.34).

Modulația fazorială („Space Vector Modulation”) constă în aproximarea fazorului de referință \underline{u}_s^* , pe fiecare perioadă de eșantionare T_e , cu un fazor constant în amplitudine și poziție și care constituie fazorul mediu într-o secvență formată dintr-o succesiune de trei fazori de comutație \underline{u}_i , \underline{u}_j și \underline{u}_0 , unde \underline{u}_i și \underline{u}_j sunt oricare doi fazori corespunzători a două stări nenule succesive, iar \underline{u}_0 corespunde stărilor nule (\underline{u}_7 sau \underline{u}_8).

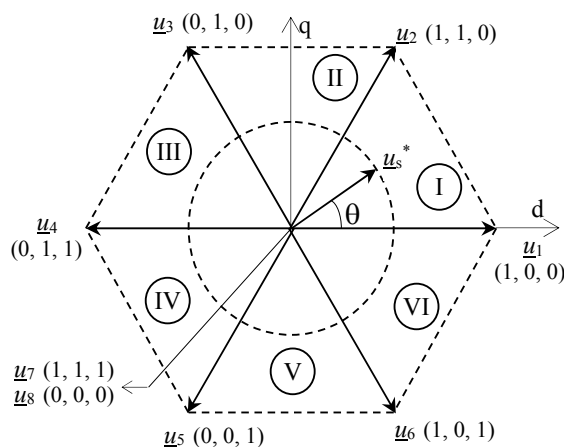


Fig. 9.34 Fazorii de tensiune asociați stărilor elementelor semiconductoare și fazorul de referință

Pentru a minimiza pierderile din inverter, numărul de comutații într-o perioadă de eșantionare trebuie să fie cât mai mic. O posibilă optimizare a secvenței de comandă, care ține seama și de condiția de simetrie a tensiunilor la ieșire, presupune trecerea dintr-o stare în alta prin comutarea unei singure faze a inverterului (tabelul 9.1).

S ector	Secvența vectorilor de tensiune într-o perioadă de eșantionare
I	$\underline{u}_8 \underline{u}_1 \underline{u}_2 \underline{u}_7 \underline{u}_7 \underline{u}_2 \underline{u}_1 \underline{u}_8$
II	$\underline{u}_8 \underline{u}_3 \underline{u}_2 \underline{u}_7 \underline{u}_7 \underline{u}_2 \underline{u}_3 \underline{u}_8$
III	$\underline{u}_8 \underline{u}_3 \underline{u}_4 \underline{u}_7 \underline{u}_7 \underline{u}_4 \underline{u}_3 \underline{u}_8$
IV	$\underline{u}_8 \underline{u}_5 \underline{u}_4 \underline{u}_7 \underline{u}_7 \underline{u}_4 \underline{u}_5 \underline{u}_8$
V	$\underline{u}_8 \underline{u}_5 \underline{u}_6 \underline{u}_7 \underline{u}_7 \underline{u}_6 \underline{u}_5 \underline{u}_8$
VI	$\underline{u}_8 \underline{u}_1 \underline{u}_6 \underline{u}_7 \underline{u}_7 \underline{u}_6 \underline{u}_1 \underline{u}_8$

Tab. 9.1 Secvențele vectorilor de tensiune în cele șase sectoare

În aceste condiții:

$$\underline{u}_i T_i + \underline{u}_j T_j + \underline{u}_0 T_0 = \underline{u}_s^* T_e; \quad (9.63)$$

$$T_i + T_j + T_0 = T_e, \quad (9.64)$$

unde T_i , T_j și T_0 sunt timpii asociați fazorilor \underline{u}_i , \underline{u}_j și \underline{u}_0 într-o perioadă de eșantionare.

Ținând seama că, în fiecare perioadă de eșantionare, același fazor apare de două ori pentru intervale de timp egale, se introduc notațiile (fig. 9.35):

$$t_e = \frac{T_e}{2}; \quad t_i = \frac{T_i}{2}; \quad t_j = \frac{T_j}{2}; \quad t_0 = \frac{T_0}{2}. \quad (9.65)$$

Pentru a determina duratele t_i , t_j și t_0 se exprimă teorema sinusurilor pentru triunghiul OAB (fig. 9.35a), respectiv

$$\frac{\frac{t_j}{t_e} |\underline{u}_j|}{\sin \theta} = \frac{\frac{t_i}{t_e} |\underline{u}_i|}{\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right)} = \frac{|\underline{u}_s^*|}{\sin \frac{\pi}{3}}, \quad (9.66)$$

unde θ este poziția unghiulară a fazorului de referință raportată la sectorul curent.

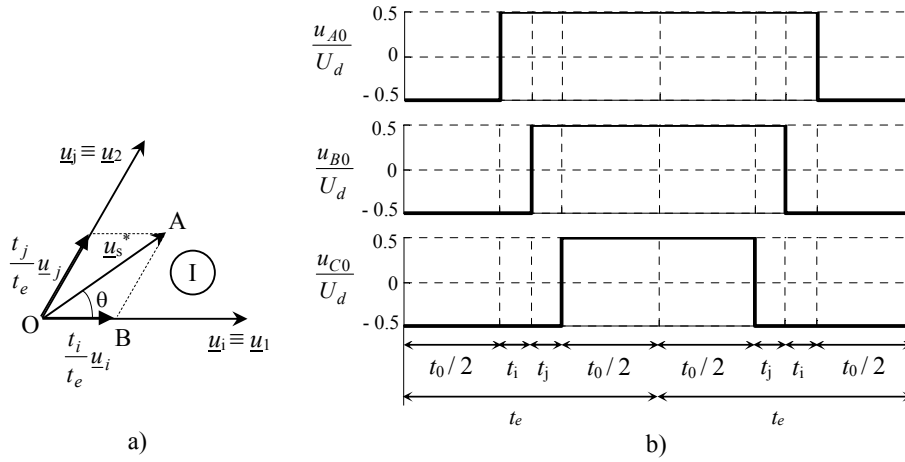


Fig. 9.35 Principiul modulației fazoriale pentru primul sector: a) reconstituirea fazorului de tensiune prescrisă; b) tensiunile u_{A0} , u_{B0} , u_{C0} măsurate față de nulul fictiv al circuitului intermediar pe o perioadă de eșantionare

S-a notat cu $|\underline{u}|$ amplitudinea fazorului \underline{u} . Pentru sistemul tensiunilor de fază,

$$|\underline{u}_i| = |\underline{u}_j| = \frac{2}{3} U_d. \quad (9.67)$$

Astfel, se obțin expresiile:

$$t_i = \sqrt{3} t_e \frac{|\underline{u}_s^*|}{U_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); \quad (9.68)$$

$$t_j = \sqrt{3} t_e \frac{|\underline{u}_s^*|}{U_d} \sin \theta; \quad (9.69)$$

$$t_0 = t_e - t_i - t_j. \quad (9.70)$$

În fiecare perioadă de eșantionare, fiecare element semiconductor are două comutații. Pentru primul sector, duratele de conducție ale elementelor de pe partea superioară a punții într-o perioadă de eșantionare sunt:

$$t_{c1} = T_e - t_0 = t_e + t_i + t_j; \quad (9.71)$$

$$t_{c3} = t_{c1} - 2t_i = t_e - t_i + t_j; \quad (9.72)$$

$$t_{c5} = t_{c2} - 2t_j = t_e - t_i - t_j. \quad (9.73)$$

Pentru celelalte sectoare, se procedează similar, ținându-se seama de secvența vectorilor de tensiune într-o perioadă de eșantionare (tabelul 9.1).

Considerând, pentru a obține rezultate ușor de analizat, doar două perioade de eșantionare pe sector ($n_e = 2$), formele de undă ale tensiunilor furnizate de invertor sunt cele din figura 9.36.

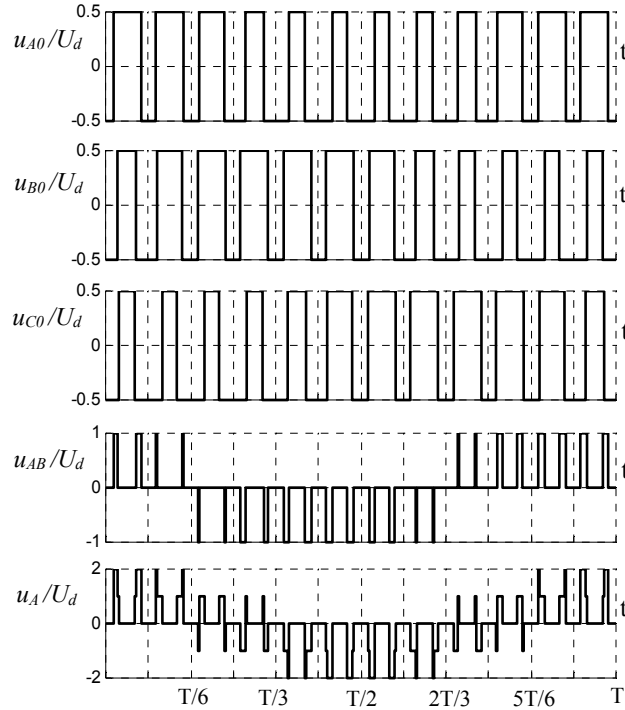


Fig.9. 36 Formele de undă ale tensiunilor pentru $f=20\text{Hz}$ și frecvența de eșantionare $f_e=240\text{Hz}$

Dacă, în fiecare perioadă de eșantionare, conform principiului modulației fazoriale, se echivalează fazorul tensiunii cu media acestuia, se obțin formele de undă din figura 9.37. Pentru frecvențe de eșantionare mari, tensiunea de fază obținută este practic sinusoidală și reprezintă fundamentală.

Spectrul de armonici al tensiunii de fază (fig. 9.38) evidențiază ponderea mare a armonicilor de ordin $12n_e \pm 1$, unde n_e este numărul de eșantioane într-un sector al tensiunii prescrise.

Factorul de distorsiune al tensiunii de fază este mare, indiferent de valoarea lui n_e . Spre exemplu, pentru $f = 20\text{Hz}$, $U_d = 487\text{V}$ și $U_s^* = 125\text{V}$, dacă $n_e = 2$ se obține $THD = 1.4$, iar dacă $n_e = 20$ se obține $THD = 1.37$.

Considerând însă definiția factorului de distorsiune ponderat pentru motoare, valorile obținute sunt $D_{wM} = 5.37$ (neacceptată de norme), respectiv $D_{wM} = 0.0171$.

Pentru o valoare impusă U_d a tensiunii de alimentare a invertorului, tensiunea maximă de fază care poate fi obținută fără supramodulare se determină din condiția limită de existență a timpului t_0 , respectiv

$$t_0 \geq 0, \quad (9.74)$$

echivalentă cu

$$t_i + t_j \leq t_e. \quad (9.75)$$

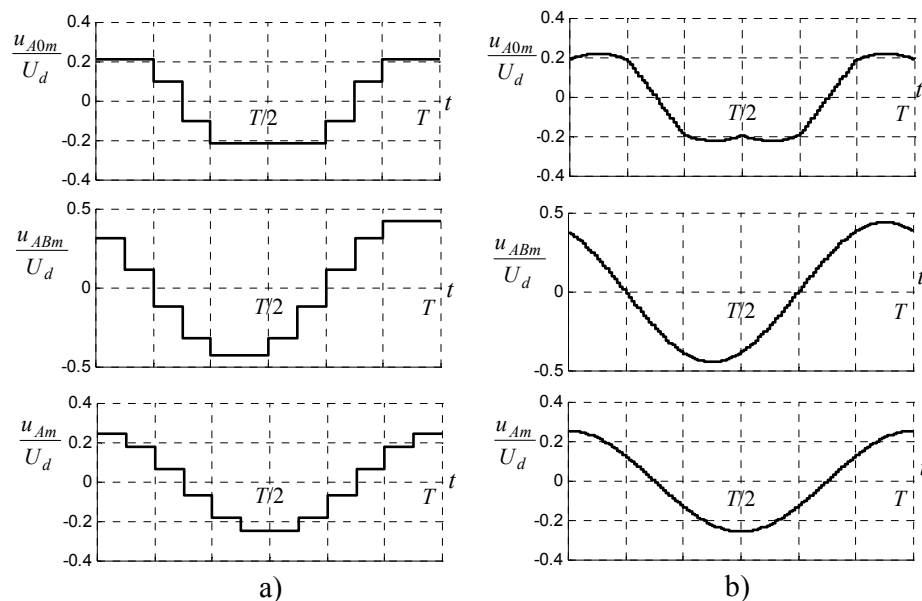


Fig. 9.37 Formele de undă ale tensiunilor, cu medierea fazorului pe fiecare perioadă de eșantionare, pentru $f=20\text{Hz}$, $U_s^*=125\text{V}$ și: a) $f_e=240\text{Hz}$; b) $f_e=1200\text{Hz}$

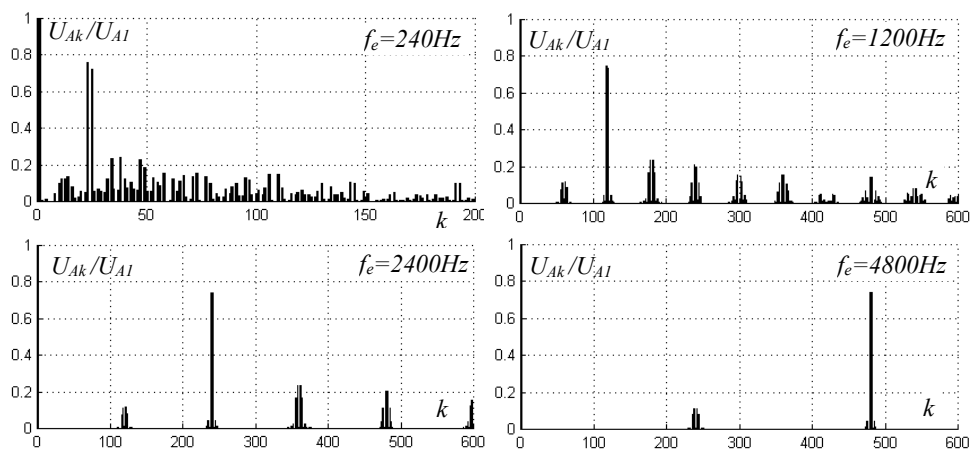


Fig. 9.38 Spectrul de armonici al tensiunii de fază pentru $f=20\text{Hz}$, $U_s^*=125\text{V}$ și diferite valori ale frecvenței de eșantionare

Ținând seama de expresiile timpilor t_i și t_j , inegalitatea (9.75) devine

$$\sqrt{3} \frac{|u_s^*|}{U_d} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) \leq 1, \quad (9.76)$$

condiție care trebuie îndeplinită pentru orice valoare a lui θ în cadrul unui sector.

Deoarece, pentru $\theta \in [0, \pi/3]$,

$$\cos(\pi/6 - \theta) \in [\sqrt{3}/2, 1], \quad (9.77)$$

inegalitatea (9.76) devine

$$\sqrt{3} \frac{|u_s^*|}{U_d} \leq 1, \quad (9.78)$$

sau, sub o altă formă,

$$|u_s^*| \leq \frac{U_d}{\sqrt{3}}. \quad (9.79)$$

Ținând seama că

$$|u_s^*| = U_{A1 \max}, \quad (9.80)$$

se poate determina factorul de modulare normalizat (m_{an}), caracteristic metodei de modulație fazorială, la limita supramodulării.

Astfel, plecând de la relația de definiție a factorului de modulare normalizat, se obține

$$m_{an} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_{A1 \max}}{U_d} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{|u_s^*|}{U_d} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\frac{U_d}{\sqrt{3}}}{U_d} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.9069, \quad (9.81)$$

valoare care se regăsește la modulația sinusoidală cu inserarea armonicii trei și care este cu aproximativ 15% mai mare decât cea corespunzătoare modulației sinusoidale pure (respectiv $\pi/4$).

Datorită conținutului mai mic de armonici superioare de frecvențe reduse, la frecvențe de modulație comparabile, pulsațiile cuplului electromagnetic sunt mult mai mici decât în cazul modulației sinusoidale pure.

Există multe strategii de comandă vectorială care permit optimizarea secvenței de comandă, alegerea uneia sau alteia făcându-se în funcție de raportul performanțe/cost, ele fiind în special destinate aplicațiilor de mare și foarte mare putere.

9.5.7. Strategii de modulare în buclă închisă

Conform principiului de modulare în buclă închisă, secvența de comandă a elementelor semiconductoare este determinată astfel încât fazorul spațial al curentului la ieșirea din inverter să fie egal cu fazorul prescris. Frecvența de comutație fiind foarte mare, inverterul este realizat cu elemente semiconductoare foarte rapide (IGBT, MOS) și este permisă compensarea cu ușurință a efectelor neliniare datorate de pulsurile de lățime foarte mică și a timpilor morți.

Există două metode de bază pentru controlul curentului:

- prin utilizarea unor comparatoare cu histerezis („*conventional bang-bang current control*”), caz în care frecvența de comutație este variabilă odată cu frecvența curenților statorici;
- la frecvență de comutație constantă.

În schema de principiu a controlului curentului prin histerezis (fig. 9.39), valorile instantanee prescrise ale curentului statoric (i_a^* , i_b^* , i_c^*) sunt comparate cu valorile reale i_a , i_b , i_c și comenzile elementelor semiconductoare ale inverterului sunt determinate independent, pe fiecare fază a inverterului, astfel încât curentul de fază să fie menținut în interiorul unei benzi de histerezis Δi^* , de ordinul unui procent impus din valoarea maximă a curentului prescris.

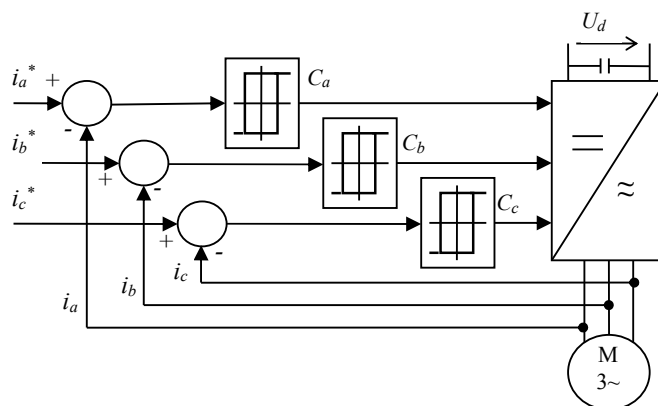
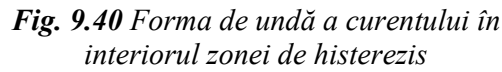


Fig. 9.39 Schema de principiu pentru controlul curentului utilizând comparatoare cu histerezis

Astfel, evoluția în timp a curenților de fază este impusă, teoretic, între limitele $i^* \pm \Delta i^*/2$ (fig. 9. 40).


$$\Delta i_{\max} = 2\Delta i^* . \quad (9.82)$$

Pentru eliminarea sau atenuarea acestor inconveniente, există o serie de soluții, în principal bazate pe controlul curentului la o frecvență de comutație fixă și utilizarea unor controlere „on-off”.