

INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA
CATEDRA UTILIZARILE ENERGIEI ELECTRICE ȘI
MASINI ELECTRICE.

TEZĂ DE DOCTORAT

EVALUAREA PUTERII REACTIVE ȘI A INDICATORILOR REGIMULUI
DEFORMANT LA INSTALAȚII CU ACȚIONĂRI REGLABILE CU TIRIS-
TOARE ȘI CU RECUPERARE DE ENERGIE.

elaborată de

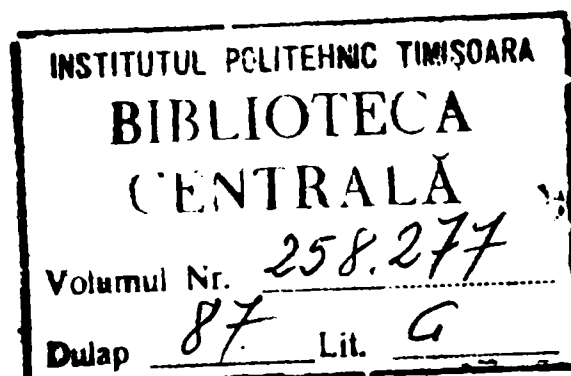
ing. Ștefan M. Gârleașu

și prezentată la Facultatea de Electrotehnică I.P.T.V.T.
în vederea obținerii titlului de doctor inginer.

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

CONDUCATOR ȘTIINTIFIC:

Prof. Emerit dr. ing. MIHAI BRĂȘOVAN



- TIMIȘOARA 1973 -

* * *

Dedic această lucrare,

- memoriei părinților mei

IOANA și MARIN M.M. GÂRLAȘU

- soției mele,

- și fiului meu.

Imi exprim profunda recunostință tovarăgului Profesor emerit dr.ing.Mihai Brașovan pentru sprijinul acordat în perioada de doctorantură, pentru îndrumările prețioase privind elaborarea tezei, precum și pentru sprijinul moral în perioada de incertitudine, pentru care îi adresez cele mai calde mulțumiri.

Adresez și pe această cale expresia înaltei gratitudinii directorului Institutului de Cercetări și Proiectări de Echipamente Hidroenergetice și Mașini de ridicat și transportat (ICPEHA) - Reșița, tov.ing.Bitanș Alexandru, pentru condițiile ce mi-a creiat în vederea efectuării încercărilor și experimentărilor incluse în această teză.

Exprim cele mai vii mulțumiri decanului facultății de Electrotehnică al I.F.T.V.T., tov.profesor dr.ing.Ioan Novac, pentru sprijinul moral și material acordat, permițându-mi accesul în laboratoarele IPTVT, în vederea realizării unor experimente pentru această lucrare.

Pentru sprijinul acordat la interpretarea corectă a unor fenomene legate de regimul deformant și pentru organizarea unor experimentări suplimentare efectuate în laborator adresez profunda recunostință și mulțumire șefului catedrei de Bazele electrotehnicii, tov.profesor dr.ing. Constantin Șora.

Mulțumesc prietenilor mei ing.Iosif Kiraly și ing.Ioan Mateș, pentru sfaturile și eforturile întreprinse în vederea definitivării lucrării.

Pentru ajutorul acordat la interpretarea unor relații matematice și la verificarea unor expresii noi, aduc cele mai calde mulțumiri colegului meu tov.ing.Alexandru Gavra de la ICPEHR- Filiala Timișoara.

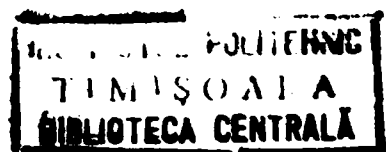
Pentru efectuarea experimentărilor în laboratorul ICPEHR Reșița mulțumesc călduros prietenilor și colegilor mei: tov.ing. I.Voia, ing.P.Ghera, fiz.M.Rogin, ing.C.Mandel, fiz.A.Marton, tehn. G.Holschwandner, maistru G.Racoceanu , A.Mureșan și A.Săndulescu.

Pentru (îndrumările competente și) ajutorul acordat cu deosebită bunăvoință la elaborarea ordinogramelor și a programelor pentru ordinator, aduc respectuoasele mele mulțumiri tov.mat.Eva Gavrilescu și mat.Cristina Petrescu de la Centrul Teritorial de Calcul Timișoara.

Imi exprim mulțumirile tov.tehn.Camefia Monica Popescu de la ICPEHR-Filiala Timișoara, pentru redactarea ireproșabilă a desenelor și scrierea estetică a formulelor din text.

Deasemenea, mulțumesc tov.Aurelia Oancea și Margareta Dimian pentru munca depusă la dactilografierea în cele mai bune condițiuni a acestei lucrări.

Timișoara, 25 februarie 1973



C U P R I N S U L

Pagina

1.	INTRODUCERE	7
	Capitolul I. MUTATORUL CU PUNTI TRIFAZATE	
2.	Posibilitatea realizării mutatoarelor dodecafazate din punți trifazate	11
3.	Variația dreptunghiulară a curentului de linie	13
4.	Analiza armonică a curentului de linie la mutatorul M6(0) cu tiristoare	19
5.	Variația în trepte a curentului de linie	22
6.	Analiza armonică a curentului de linie M6(30,α) cu tiristoare	28
	Capitolul II. MUTATOARE CU PUNTI TRIFAZATE ASIMETRICE EGALE	
7.	Poziția relativă a fazorilor de tensiune și a curenților de linie	31
8.	Redresor dodecafazat cu două punți trifazate simetrice egale	33
9.	Mutator cu două punți asimetrice egale	38
10.	Calculul curenților efectivi la mutatorul cu punți asimetrice egale	43
11.	Variația reziduului deformant în funcție de unghiul de comandă	49
	Capitolul III. CURENȚII DE LINIE LA MUTATOARE CU PUNTI TRIFAZATE ASIMETRICE INEGALE	
12.	Mutatoare cu punți trifazate asimetrice inegale	52
13.	Curentul de linie la mutatorul cu punți asimetrice inegale	55
14.	Armonica fundamentală	59
15.	Armonicile superioare pentru q impar	66
16.	Armonicile superioare pentru q par	72
17.	Curentul efectiv de linie la mutatorul cu punți asimetrice egale	76
18.	Calculul reziduului deformant	82
19.	Ordinograma pentru calculul armonicilor și reziduului deformant	86
20.	Recapitularea rezultatelor	89
21.	Considerații privind influența fenomenului de comutație	93

Capitolul IV. VERIFICAREA LA REZONANȚA A CIRCUITELOR
FILTRANTE UTILIZATE PENTRU ELIMINAREA
ARMONICIIOR SUPERIOARE

22. Eliminarea armonicilor superioare	95
23. Principiul metodei	97
24. Verificarea la rezonanță în cazul unui singur circuit filtrant	98
25. Verificarea în cazul mai multor circuite rezonante	105

Capitolul V. ESTIMAREA PUTERII REACTIVE ÎN SCOPUL
COMPENSĂRII LA INSTALAȚII CU ACȚIONARI
REGLABILE CU TIRISTOARE ȘI RECUPERARE
DE ENERGIE

26. Caracterul reactiv al instalațiilor cu tiristoare	110
27. Estimarea energiei reactive	111
28. Curentul activ la receptor	115
29. Curentul activ la recuperator	120
30. Evaluarea puterii reactive și dimensionarea bateriei de condensatoare	121
31. Acoperirea domeniului de putere reactivă	123
32. Factorul de putere optim al instalației	125
33. Exemplu de calcul	126

Capitolul VI. REZULTATE EXPERIMENTALE.

34. Programul de măsurări	131
35. Montajul și echipamentul de măsurare	131
36. Efectuarea măsurărilor	135
37. Interpretarea rezultatelor și considerații critice	140
38. CONCLUZII	143
39. BIBLIOGRAFIE	148

* * * * *

SIMBOLURI UTILIZATE

(în ordinea introducerii în text)

- p - numărul de pulsuri (faze).
 q - indicator de armonici pare și impare.
 ν - ordinul armonicilor
 x - faza curentă $x = \omega t$.
 $i_L(x)$ - valoarea momentană a curentului de linie.
 $i_{L\nu\max}$ - valoarea maximală a armonicii ν a curentului de linie.
 $i_{L\nu}(x)$ - valoarea momentană a curentului, armonica ν
 I_L - valoarea efectivă a curentului total de linie.
 $I_{L\nu}$ - valoarea efectivă a armonicii ν a curentului de linie.
 i_{s1} - valoarea momentană a curentului prin supapa 1.
 $i_{\omega 1}$ - valoarea momentană a curentului în înfășurarea 1.
 I_d - curentul redresat.
 I_{di} - curentul redresat ideal.
 $Y_y(0); D_d(0)$ - transformator trifazat în conexiune zero.
 $Y_d(30); D_y(30)$ - transformator trifazat în conexiune unu.
 U_1 - tensiunea de linie primară.
 U_2 - tensiunea de linie secundară.
 U_{f1} - tensiunea de fază primară.
 U_{f2} - tensiunea de fază secundară.
 α - unghiul de comandă a aprinderii tiristoarelor.
 α_{\lim} - unghiul limită sup. de comandă al mutatorului.
 $M6(0)$ - redresor în punte trifazată cu diode, cu trafo în conexiune zero.
 $M6(30)$ - redresor cu punte trifazată cu diode, cu trafo în conexiune unu.
 $M6(0, \alpha)$ - mutator în punte trifazată cu tiristoare, cu trafo în conexiune zero.
 $M6(30, \alpha)$ - mutator în punte trifazată cu tiristoare, cu trafo în conexiune unu.
 U_{di} - tensiunea redresată ideală.

- $U_{di}(0)$ - tensiunea redresată la mutatoare pentru $\alpha = 0$
- U_{di2} - tensiunea redresată la puntea cu diode .
- $U_{di1}(0)$ - tensiunea redresată la puntea cu tiristoare pentru $\alpha = 0$
- F - raportul dintre U_{di2} și $U_{di1}(0)$
- $C(\alpha)$ - reziduul deformant teoretic.
- $V(\alpha)$ - conținutul în fundamentală .
- $k(\alpha)$ - conținutul în armonici
- $C'(\alpha)$ - reziduul deformant corespunzător unui număr limitat de armonici.
- $P_1(\alpha)$ - funcție definită pentru armonica fundamentală a curentului de linie
- $P_{2\gamma}(\alpha)$ - funcție definită pentru armonicile superioare pentru q impar
- $P_{3\gamma}(\alpha)$ - funcție definită pentru armonicile superioare pentru q par
- α_1 - unghiul la care funcțiile $P_1, P_{2\gamma}$ și $P_{3\gamma}$ au valoarea 1 .
- α_i - unghiul la care funcțiile $P_1, P_{2\gamma}$ și $P_{3\gamma}$ prezintă inflexiune .
- $F0(i)$ - valoarea efectivă a curentului total de linie pentru $I_{di} = 1A$
- i - variabilă indexată.
- m - numărul de porțiuni egale în care este divizat intervalul $0 \div \bar{u}$
- $F_1(i)$ - valoarea efectivă a armonicii fundamentale a curentului de linie pentru $I_{di} = 1A$
- $F_\gamma(i)$ - valoarea efectivă a armonicii γ a curentului de linie pentru $I_{di} = 1A$
- $R(i)$ - reziduul deformant
- $E(i)$ - eroarea introdusă la evaluarea reziduului deformant cunoscînd un număr limitat de armonici superioare
- μ - unghiul de comutație

- $I_{L\gamma u}$ - valoarea efectivă a armonicilor $i\gamma$ ținând cont de comutație
- X_k - reactanța de scurtcircuit a transformatorului de rețea pe o fază.
- $\Psi_{(\gamma, \alpha)}$ - factorul de reducere a armonicilor cauzate de comutație
- $Y_{\gamma}(f)$ - admitanța circuitului rezonant acordat pe frecvența γ
- $Y_R(f)$ - admitanța rețelei energetice.
- $Y(f)$ - admitanța totală
- $F(x)$ - funcție adimensională pentru un circuit filtrant.
- $F_1(x)$ - funcție adimensională pt. admitanța sistemului energetic
- x - frecvența relativă, raportată la frecvența de rezonanță
- ω_{γ} - pulsația de rezonanță la frecvența γ
- B_{γ} - susceptanța circuitului rezonant pt. armonica γ
- B_R - susceptanța rețelei energetice.
- Ω_0 - viteza în gol a pompei.
- K - constanta motorului de curent continuu.
- $C; C_s$ - cuplul motor și cuplul rezistent
- P - puterea la arborcile motorului de c.c.
- $I_{L1Q}^{(\alpha)}$ - valoarea efectivă a fundamentalei curentului activ de linie
- $I_{L1R}^{(\alpha)}$ - valoarea efectivă a fundamentalei curentului reactiv de linie
- Q_1 - puterea reactivă datorită armonicilor fundamentale a curentului de linie
- Q_{γ} - puterea reactivă datorată armonicilor superioare
- C_{γ} - capacitatea instalată în filtrul pt. armonica γ
- $Q_{C\gamma}$ - puterea reactivă capacitivă în circuitul filtrant γ
- a - coeficientul de supratensiune

- P_1 - puterea activă corespunzătoare armonicii fundamentale
- Q_i - puterea reactivă curentă în funcție de puterea activă
- Q_{ci} - puterea reactivă instalată în bateria de condensatoare
- L_γ - inductanța instalată în filtrul pentru armonica γ
- $\cos\psi_{\text{comp.i}}$ - factorul de putere compensat pentru un punct curent al caracteristicii $Q-f(P_1)$
- $\cos\psi_{\text{med.comp.}}$ - factorul de putere mediu compensat
- C_B - capacitatea totală instalată în bateria de condensatoare
- Q_B - puterea reactivă totală instalată în bateria de condensatoare
- $\cos\psi_{\text{med.inst.}}$ - factorul de putere mediu al instalației
- $i_{\gamma 2}$ - valoarea momentană a armonicii γ a curentului din secundarul transformatorului de măsură.
- r_i - rezistența internă în secundarul transformatorului de curent.
- r_2 - rezistența de sarcină a transformatorului de curent
- X_k - reactanța de scurtcircuit a transformatorului de curent.
- e_γ - tensiunea electromotoare a armonicii γ
- A_1 - înălțimea deplasării spotului la analizor pt. $\gamma = 1$
- A_γ - înălțimea deplasării spotului pentru armonica γ
- S - scara diagramei în A/cm
- $I_{d\text{max}}$ - curentul redresat maxim
- U'_{f2} - tensiunea de fază la secundarul cu tiristoare
- U''_{f2} - tensiunea de fază la secundarul cu diode
- U'_2 - tensiunea de linie la secundarul cu tiristoare
- U''_2 - tensiunea de linie la secundarul cu diode.

* * * * *

1. INTRODUCERE

Consumul de putere reactivă în sistemele energetice dezvoltate crește în mod continuu odată cu mărirea puterilor noi instalate la producătorul de energie și la consumator, cea mai mare pondere datorându-se consumatorilor industriali.

În ultima perioadă, printre consumatorii tradiționali ca: transformatoare de distribuție, mașini rotitoare pentru acționări electromecanice, cuptoare electrice de inducție și rezistive, generatoare de înaltă frecvență, etc., au apărut și instalațiile cu tiristoare, care își găsesc aplicații din ce în ce mai mult în diferite domenii ale tehnicii.

Instalațiile energetice realizate cu mutatoare pentru acționări reglabile, tracțiune electrică, convertizoare statice și altele, au un pronunțat caracter inductiv. La astfel de instalații energia reactivă se compune din:

a) energia reactivă corespunzătoare elementelor inductive, reactanța liniei de transport și aceea a transformatoarelor de rețea. Se apreciază că transformatoarele de medie-joaasă tensiune (MT/JT) absorb în permanență, în gol, o putere magnetizantă de 5-10 % din puterea nominală aparentă, iar în sarcină această putere crește cu încă 5-7 % [123].

b) energia reactivă de comandă, provocată de întârzierea la aprindere (intrarea în stare de conducție) a tiristoarelor. La astfel de instalații, odată cu creșterea unghiului de comandă, curentul își păstrează alura ca funcție de timp și rămâne în urmă față de tensiunea rețelei, astfel că mutatorul trebuie să preia din rețea putere reactivă inductivă și se comportă deci față de rețea ca o sarcină complexă.

Deoarece această absorbție de energie reactivă este provocată în mod deliberat de operator sau de proces (prin prescrierea sau prin reglare automată a impulsurilor de aprindere), această energie mai este denumită uneori în literatură și energie reactivă imprimată. Caracterul reactiv inductiv este asociat cu întârzierile la aprindere a tiristorrelor cu comutație naturală de la rețea. În cazul anticipării aprinderii comandate cu comutație forțată, puterea reactivă are caracter capacitiv și este dirijată de la utilizator spre sistemul energetic.

a) energia reactivă datorată comutației supapelor semiconductorilor. Ca urmare a unei întârzieri suplimentare a curentului prin supape, datorită efectului de autoinducție în timpul comutării curentului de pe o supapă pe alta, apare un surplus de consum de putere reactivă, denumit de comutație, care este propriu mutatoarelor.

d) energia reactivă corespunzătoare armonicilor superioare determinată de conductibilitatea unidirecțională a supapelor semiconductorilor ale mutatoarelor.

La astfel de instalații, consumul de putere activă este însoțit de un consum important de putere reactivă, astfel că în ansamblu factorul de putere pentru domenii largi de funcționare a procesului tehnologic are valori inadmisibil de mici. Din aceste motive se impune îmbunătățirea factorului de putere atât din punct de vedere al furnizorului cât și din cel al consumatorului de energie electrică. În vederea compensării este necesar ca în funcție de particularitățile procesului să se facă o estimare a puterii reactive, astfel încât la barele de tensiune medie să se asigure la ora de vârf de sarcină un factor de putere de 0,95.

Existența armonicilor superioare a curentului de linie, adică a efectului deformant, la instalațiile cu tiristoare, poate provoca erori la măsurarea unor mărimi electrice la consumatorii conectați la barele de tensiune medie la care este atașat mutatorul și poate favoriza unele procese nedorite de rezonanță în sistemul energetic. Pentru aceste motive legislația energetică limitează valoarea factorului deformant al consumatorului la maximum 5 %. Mutatoarele obișnuite trifazate și polifazate, prezintă un reziduu deformant ridicat cuprins între 10 și 30 %, astfel că la instalațiile cu tiristoare pe lângă compensarea puterii reactive se impune

și diminuarea efectului deformant. De aceea este necesară cunoașterea armonicilor superioare a curentului de linie pentru determinarea indicatorilor regimului deformant: reziduu deformant (factorul de distorsiune), conținutul în fundamentală, conținutul în armonici și reziduu deformant când se cunoaște un număr limitat de armonici superioare.

În literatură nu se cunoaște în prezent o metodă unitară și operativă, care să permită estimarea puterii reactive și a indicatorilor regimului deformant pentru instalații energetice cu mutatoare. Pentru a acoperi acest gol s-a propus elaborarea unei metode prin care evaluarea puterii reactive și a indicatorilor efectului deformant să se facă ținând seama de particularitățile instalației tehnologice și a schemelor de mutatoare. Puterea reactivă s-a propus a se determina în funcție de curentul activ sau puterea activă cerută de la rețea, cunoscând variația curentului în funcție de unghiul de comandă a intrării în stare de conducție a tiristoarelor. Cunoscând puterea reactivă cerută de la rețea se poate stabili necesarul de putere reactivă capacitivă instalată în bateria de condensatoare pentru compensare și să se realizeze o acoperire în trepte a necesarului de putere reactivă capacitivă, astfel încât să se obțină un factor de putere mediu compensat optim.

Condensatoarele pentru compensare se montează în circuite rezonante serie, acordate pe frecvențele armonicilor superioare ale curentului de linie, realizând concomitent cu compensarea energiei reactive și o rejecție a armonicilor superioare și prin aceasta o ameliorare a efectului deformant.

Pentru a ilustra utilizarea metodei de estimare a energiei reactive și a regimului deformant, s-a propus să se studieze o clasă de mutatoare și anume mutatoarele cu punți trifazate asimetrice inegale, care datorită construcției absorb un consum de energie reactivă relativ mai redus față de alte tipuri de mutatoare. La acest tip de mutatoare se determină curentul total, armonica fundamentală, armonicile superioare și indicatorii regimului deformant în funcție de unghiul de comandă și un parametru specific introdus de autor.

Rezultatele obținute la studiul mutatoarelor cu punți trifazate asimetrice inegale a permis generalizarea pentru orice tip de mutator, prin definirea unor funcții specifice adimensionale, propuse de autor, care să permită, cunoscând legea de variație a curentului total de linie, să se determine armonicile curentului și indicatorii efectului deformant. Aceste funcții de-

pendente de o variabilă indexată s-au definit de autor în scopul elaborării unor programe pentru ordinator.

Analiza funcționării mutatoarelor pentru determinarea curenților de linie s-a făcut în ipoteza conducției ideale a supapelor, metodă unanim utilizată în teoria mutatoarelor [68], [46], [70], [71]. Pentru acest motiv nu s-a evaluat în mod separat puterea reactivă de comutație, cunoscând fiind că în condițiile în care curentul redresat nu depășește curentul redresat nominal, la un redresor real, puterea reactivă de comandă însumată cu puterea reactivă de comutație sînt sensibil egale cu puterea reactivă a aceluiaș mutator în ipoteza conducției ideale.

Pentru verificarea la rezonanță a circuitelor filtrante față de sistemul energetic, se propune o metodă expeditivă, utilizînd calculatorul numeric, prezentată în lucrare ca o contribuție originală a autorului.

Considerentele teoretice expuse au fost verificate pe o instalație de acționare electrică prin motoare de curent continuu, conținînd mutatoare cu punți trifazate asimetrice inegale, indicîndu-se procedee pentru determinarea experimentală a armonicilor curentului de linie și a indicatorilor efectului deformant.

Pentru punerea în evidență a curenților totali de linie la mutatoarele cu punți trifazate asimetrice egale și inegale, s-a considerat necesar să se examineze conducția în mutatoarele cu punți trifazate echipate cu diode sau cu tiristoare și prevăzute cu transformatoare de rețea avînd conexiunea zero sau unu. Deși mutatoarele cu punți trifazate sînt studiate în literatură, prin modul nou de prezentare, în lucrare se exprimă armonicile superioare în funcție de un indicator de armonici, introdus de autor, care se va utiliza în continuare în analiza armonică a curentului total de linie la mutatorul cu punți trifazate asimetrice.-

CAPITOLUL I

MUTATOARE CU PUNTI TRIFAZATE

2. POSIBILITATEA REALIZĂRII MUTATOARELOR DODECAFAZATE CU PUNTI TRIFAZATE

Din literatură se cunoaște [35],[76] că se poate obține un mutator dodecafazat din două mutatoare cu punți trifazate, echipate cu diode și inseriate pe partea de curent continuu în condițiile următoare:

- a. Tensiunile anodice aplicate la supapele celor două punți sînt identice.
- b. Infășurările primare ale transformatoarelor de rețea dela cele două mutatoare sînt de aceeași conexiune (Y sau D).
- c. Infășurările secundare ale transformatoarelor de rețea dela cele două mutatoare sînt una de conexiune d și cealaltă de conexiune y.

Avînd primarul de aceeași conexiune, din motive economice și constructive, în loc de două transformatoare distincte, se realizează un singur transformator cu o înfășurare primară și două înfășurări secundare, cu tipul de conexiune Dyd sau Ydy.

Schema mutatorului dodecafazat într-o astfel de combinație este posibilă datorită faptului că stelele tensiunilor anodice ale celor două punți sînt rotite cu 30 de grade una față de alta și în ansamblu se obține un mutator echivalent cu $p = 12$ faze, corespunzător unui unghi ideal de funcționare a supapei de:

$$\alpha_p = \frac{2\pi}{p} = \frac{2\pi}{12} = \frac{\pi}{6} \quad \text{radiani} \quad (2.1)$$

Mutatorul dodecafazat cu punți trifazate echipat cu diode funcționează în regim de redresor, cu o bună netezire a tensiunilor redresate, componenta alternativă a acesteia avînd frecvența fundamentală $f_{1u} = pf_1 = 12 \cdot 50 = 600$ Hz, dacă frecvența tensiunii de alimentare este $f_1 = 50$ Hz. Curentul de linie din primarul transformatorului de rețea, cu frecvența fundamentală $f_1 = 50$ Hz, conține armonice superioare începînd de la ordinul $\nu = 11$.

În adevăr se poate scrie:

$$\nu = qp \pm 1 \quad (2.2)$$

unde: $q = 1; 2; 3; \dots$ $p = 12$

Rezultă: $\nu = 11; 13; 23; 25$ etc.

În ipoteza conducției ideale a supapelor, amplitudinea curentului de armonică ν se determină din:

$$i_{L\nu \max} = \frac{1}{\nu} i_{L1 \max} \quad (2.3)$$

De obicei armonicile superioare ordinului $\nu > 13$ se neglijează.

Variațiile curenților totali de linie, în funcție de faza x , pentru cele două redresoare componente și pentru redresorul dodecafazat sînt indicate în figura 1:

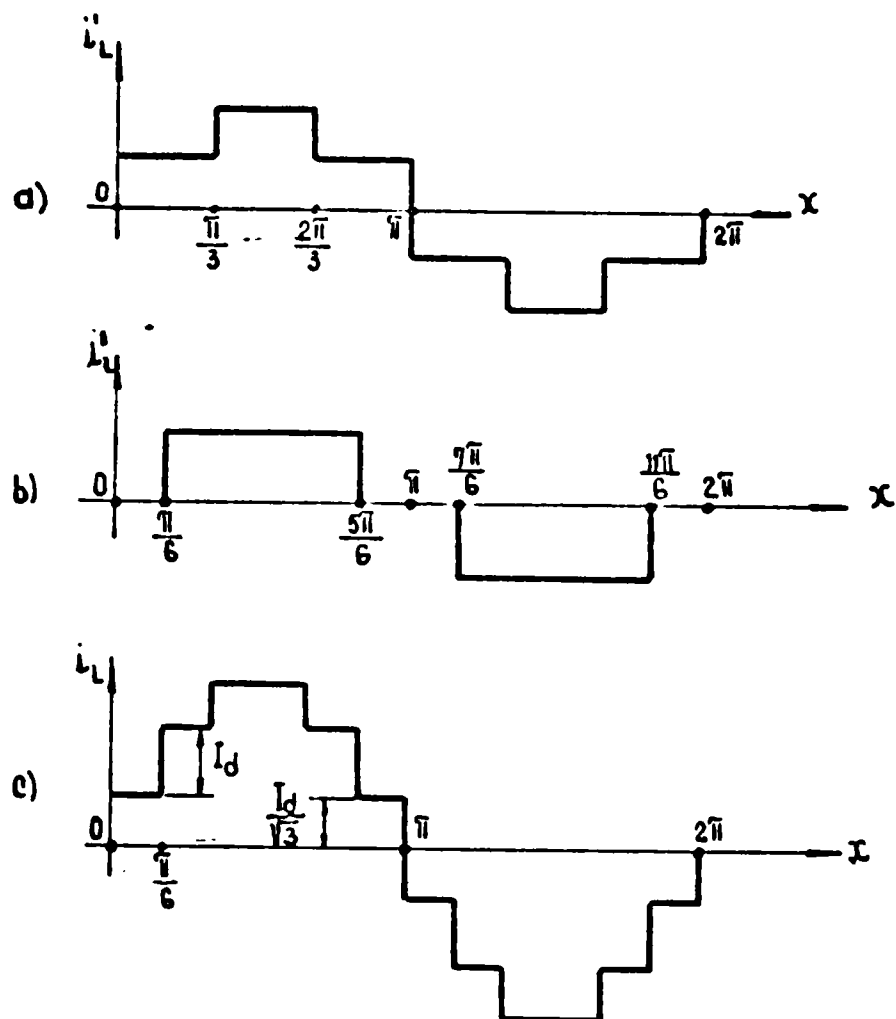


Fig. 1 a) Curentul de linie într-un mutator în punte trifazată cu transformator de rețea Dy sau Yd
 b) idem în mutatorului cu transformator Yy sau Dd
 c) idem în mutatorului combinat în conexiune $Dyds$ sau Ydy

Pentru obținerea puterii reactive și a indicatorilor regimului deformant este necesar să se determine amplitudinile și fazele armonicilor curentului total de linie ale mutatorului dodecafazat, pornind de la curenții de linie ai mutatorilor cu punți trifazate componente. Deși mutatoarele cu punți trifazate, echipate cu diode sau cu tiristoare sînt bine cunoscute în literatură, în cele ce urmează se prezintă funcționarea acestor mutatoare în conexiunea Yy ; Dd ; Dy și Yd , numai pentru a pune în evidență curentul total de linie și armonicile sale, într-o formă nouă, inedită, care se va folosi ulterior la analiza funcționării mutatoarelor cu punți trifazate asimetrice egale și inegale.

•//•

3. VARIATIA DREPTUNGHITULARA A CURENTULUI DE LINIE

La mutatorul în punte trifazică cu transformator de rețea în conexiune Yy sau Dd, avînd întîrzierea de fază nulă după STAS 3035-65, curentul de linie are variația dreptunghiulară în funcție de fază.

Pentru mutatorul cu transformator Yy, indicat în figura 2, cu raportul de transformare unitate avem schema:

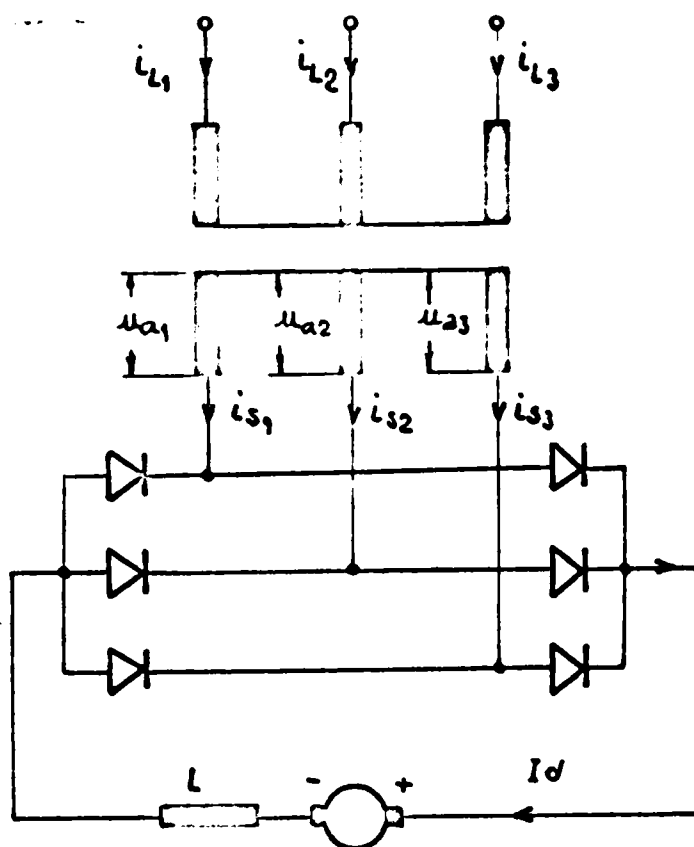


Fig. 2 Schema redresorului în punte trifazată cu trafo Yy

Pentru determinarea curentului de linie se urmăresc diagramele indicate în fig.3 unde se prezintă curenții de supapă, curenții de fază în primar și în secundar. Se observă că:

a) Curentul de linie are o variație ideală dreptunghiulară cu înălțimea egală cu I_{Dj} și baza de $\frac{2\pi}{3}$ radiani pe semiperioadă.

b) Armonica fundamentală a curentului de linie este în fază cu tensiunea anodică de fază, la un transformator Yy cu raportul de transformare unitate.

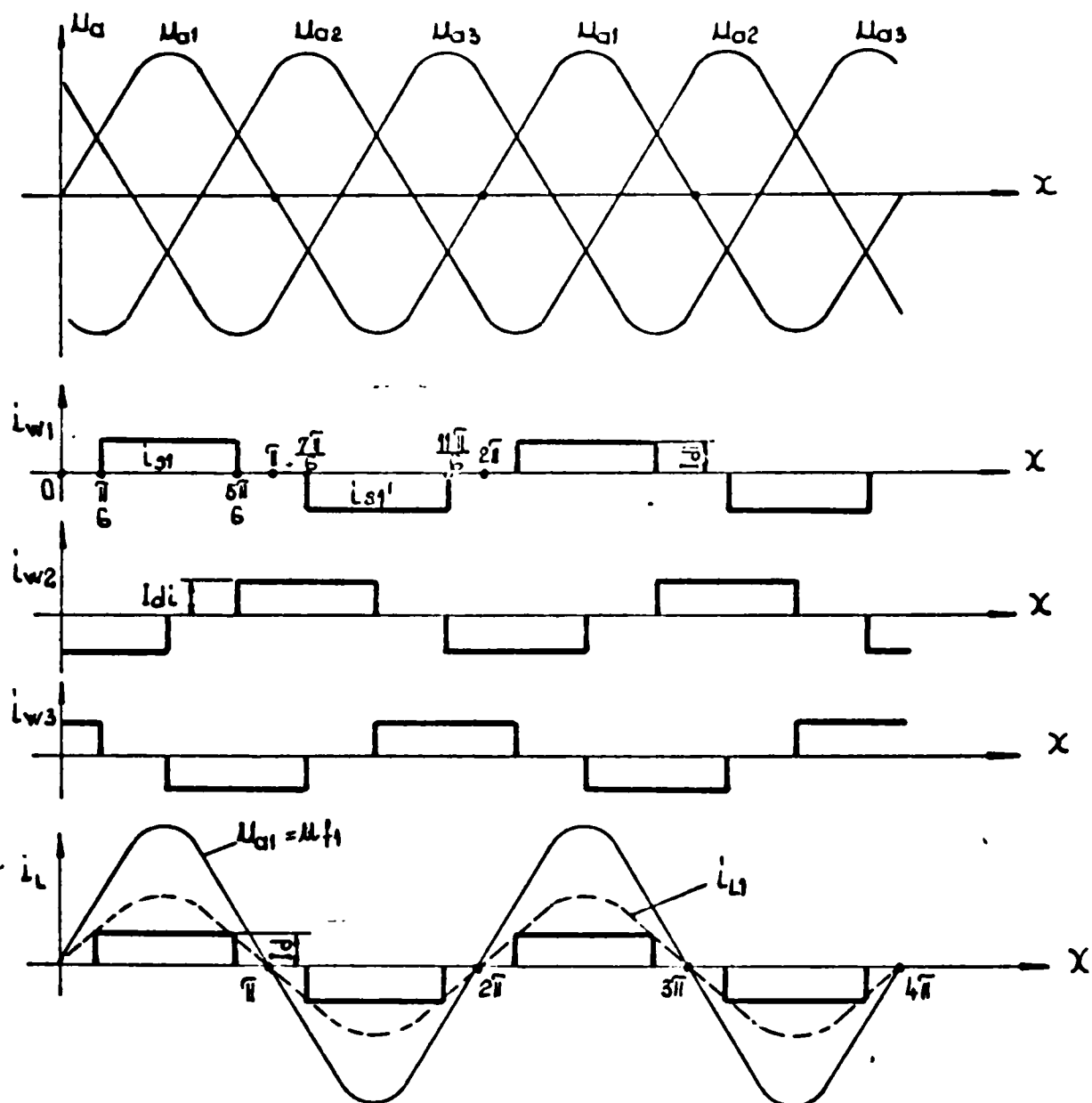


Fig. 3 Reprezentarea curenților de linie la redresorul în punte trifazată cu transformator de rețea, grupa de conexiune 0 tipul $Yy(0)$. Curentul de linie i_{L1} este în fază cu tensiunea anodică u_{a1} și tensiunea de fază primară u_{f1}

Din reprezentarea curenților din figura 3 pentru redresorul în punte trifazată cu transformator de rețea avînd grupa de conexiune 0 tipul $Yy(0)$, rezultă într-adevăr o variație dreptunghiulară de înălțime I_{di} , pe lungimea fazei de $\frac{2\pi}{3}$ radiani și curentul de armonică fundamentală i_{L1} în fază cu tensiunea anodică u_{a1} și respectiv cu tensiunea de fază din primar u_{f1} .

. // .

In cazul redresorului în punte trifazată cu transforma-
tor de rețea avînd deasemenea grupa de conexiune 0 (zero) dar de ti-
pul Dd(o), indicat în figura 4, reprezentarea curenților în supape,
în înfășurări și în linie este indicată în figura 5.

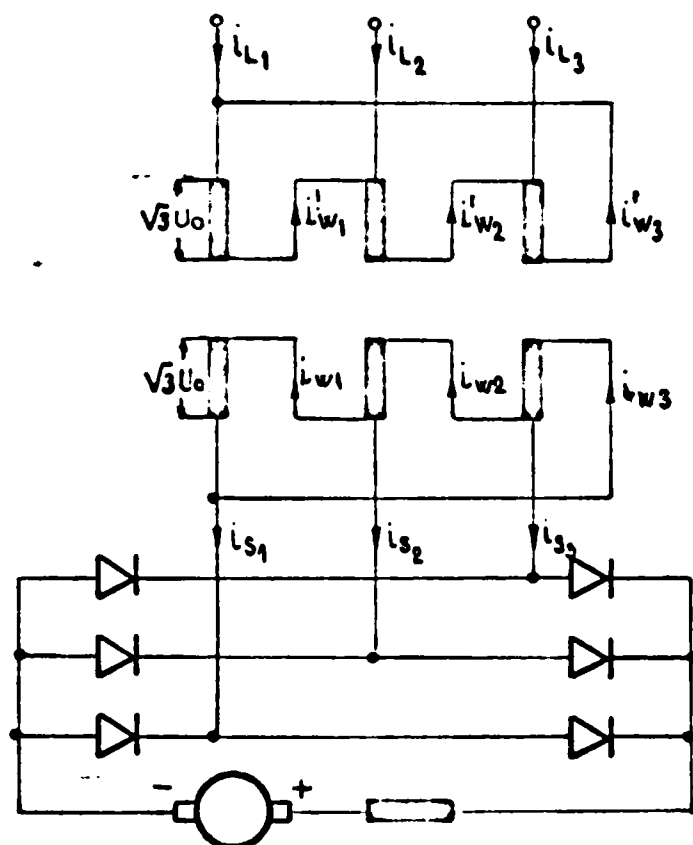


Fig. 4 Redresorul în punte trifazică cu transforma-
tor de rețea avînd grupa de conexiune
zero de tipul Dd(o)

Se știe [71] că:

$$i_{W1} + i_{W2} + i_{W3} = 0 \quad (3.1)$$

$$i_{S1} = i_{W1} - i_{W3}$$

$$i_{S2} = i_{W2} - i_{W1}$$

$$i_{S3} = i_{W3} - i_{W2}$$

(3.2)

Folosind aceste relații :

$$i_{S1} - i_{S2} = i_{W1} - i_{W3} - i_{W2} + i_{W1} = 2i_{W1} - (i_{W3} + i_{W2})$$

$$i_{W1} = -(i_{W2} + i_{W3})$$

• // •

Ca urmare:

$$\begin{aligned} i_{w_1} &= \frac{1}{3} (i_{s_1} - i_{s_2}) \\ i_{w_2} &= \frac{1}{3} (i_{s_2} - i_{s_3}) \\ i_{w_3} &= \frac{1}{3} (i_{s_3} - i_{s_1}) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Din diagramele indicate în figura 5 se observă că i_L are o reprezentare în formă de treaptă, fiecare treaptă are valoarea $1/3$ din i_{s_1} , respectiv din curentul i_{d_1} .

Pentru a avea același criteriu de comparație privind caracteristicile electrice ale mutatorului cu transformator Dd(0) și cel cu transformator Yy(0), se aplică aceeași tensiune anodică la supapele emoloage ale celor două punți. Deoarece la mutatorul Yy(0) tensiunea anodică este egală cu tensiunea pe fază din secundar:

$$U_a = U_{f_2} \quad (3.4)$$

și cum la mutatorul Dd(0) trebuie să avem aceeași tensiune anodică, rezultă că tensiunea înfășurărilor secundare la conexiune în triunghi este:

$$U_2 = \sqrt{3} U_a \quad (3.5)$$

și cum transformatorul este considerat cu raportul de transformare unitar avem și:

$$U_1 = \sqrt{3} U_a \quad (3.6)$$

Cu ajutorul curenților de fază $i_{w_i} = i'_{w_i}$ se obțin curenții de linie:

$$\begin{aligned} i_{L_1} &= i'_{w_1} - i'_{w_3} \\ i_{L_2} &= i'_{w_2} - i'_{w_1} \\ i_{L_3} &= i'_{w_3} - i'_{w_2} \end{aligned} \quad (3.7)$$

care sînt reprezentați în figura 5:

•//•

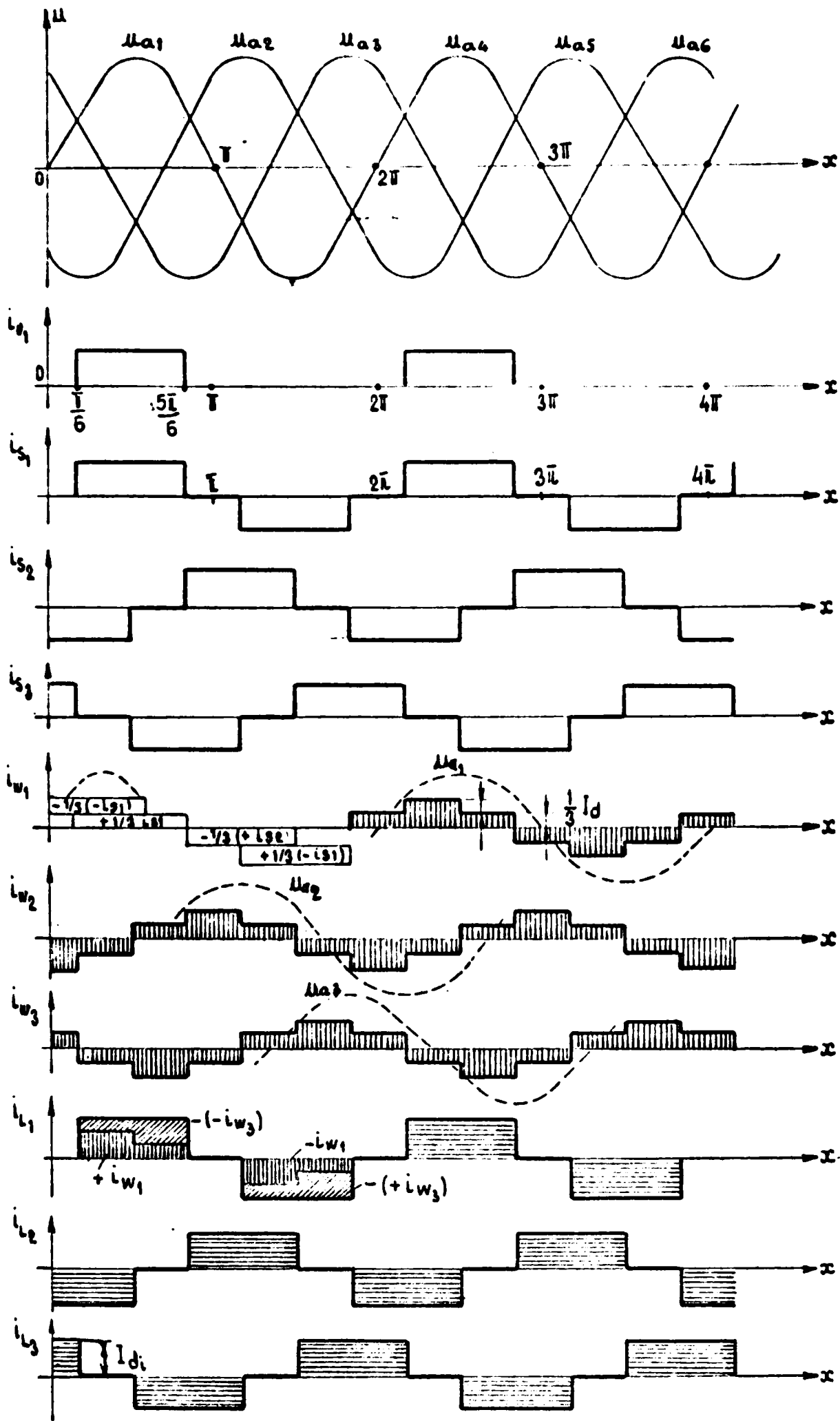


Fig. 5 . Determinarea curentilor de linie la redresorul in punte trifazica Δ/Δ in conexiune 0(zero) de tipul Dd(0)

Se constată deci că forma curentului de linie la mutatorul cu transformatorul avînd grupa de conexiune zero de tipul Dd(0) este identică cu cea de la mutatorul de tipul Yy(0).

În aceste cazuri curentul de linie se definește astfel:

$$f(x) = 0, \begin{cases} x \in (0, \frac{\pi}{6}) \\ x \in (5\frac{\pi}{6}, 7\frac{\pi}{6}) \\ x \in (11\frac{\pi}{6}, 2\pi) \end{cases} \quad (3.8)$$

$$f(x) = I_{di} ; x \in (\frac{\pi}{6}, 5\frac{\pi}{6})$$

$$f(x) = -I_{di} ; x \in (7\frac{\pi}{6}, 11\frac{\pi}{6})$$

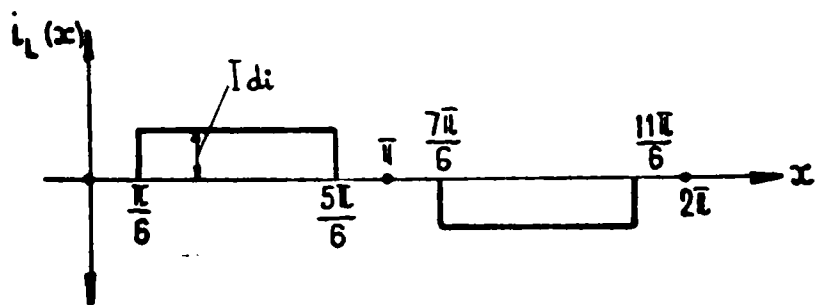


Fig.6 Variația curentului de linie pentru mutatoarele cu transformatoare Dd(0) și Yy(0) în funcție de fază

Funcția $f(x) = i_L(x)$ este o funcție periodică impară, astfel că utilizînd analiza armonică se obține pentru termenul liber și termenii în cosinus:

$$A_\nu = 0 ; \nu = 0, 1, 2, \dots \quad (3.9)$$

iar pentru termenii în sinus:

$$B_\nu = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi f(x) \sin \nu x dx \quad (3.10)$$

$$B_\nu = \frac{2I_d}{\pi \nu} \left[-\cos \nu x \right]_{\frac{\pi}{6}}^{5\frac{\pi}{6}} = \frac{2I_d}{\pi \nu} \left[-\cos \nu \frac{5\pi}{6} + \cos \frac{\pi}{6} \right]$$

Se obține:

$$B_\nu = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \nu} (-1)^q \cdot I_d \quad (3.11)$$

unde: $\nu = pq \pm 1$

în care:

$$\begin{aligned} q = 0, \nu &= 1 \\ q = 1, \nu &= 5; \nu = 7 \\ q = 2, \nu &= 11; \nu = 13 \\ q = 3, \nu &= 17; \nu = 19 \\ q = 4, \nu &= 21; \nu = 23 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Folosind valorile B_n astfel determinate, se obține expresia curentului de linie $i_L(x)$ dezvoltată în serie Fourier, pentru mutatoarele M6(o) cu diode:

$$i_L(x) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin x - \frac{1}{5} \sin 5x - \frac{1}{7} \sin 7x + \frac{1}{11} \sin 11x + \frac{1}{13} \sin 13x + \dots \right] \quad (3.13)$$

Remarcăm că în expresia (3.13) componentele $\nu=1, 11$ și 13 sînt afectate de semnul +, iar cele cu $\nu=5$ și 7 de semnul -.

4. ANALIZA ARMONICA A CURENTULUI DE LINIE LA MUTATORUL M6(o) CU TIRISTOARE

În cazul în care unghiul de comandă α variază (teoretic de la 0 la $\bar{1}$), curentul de linie se deplasează în raport cu tensiunea de referință cu care este în fază la $\alpha = 0$.

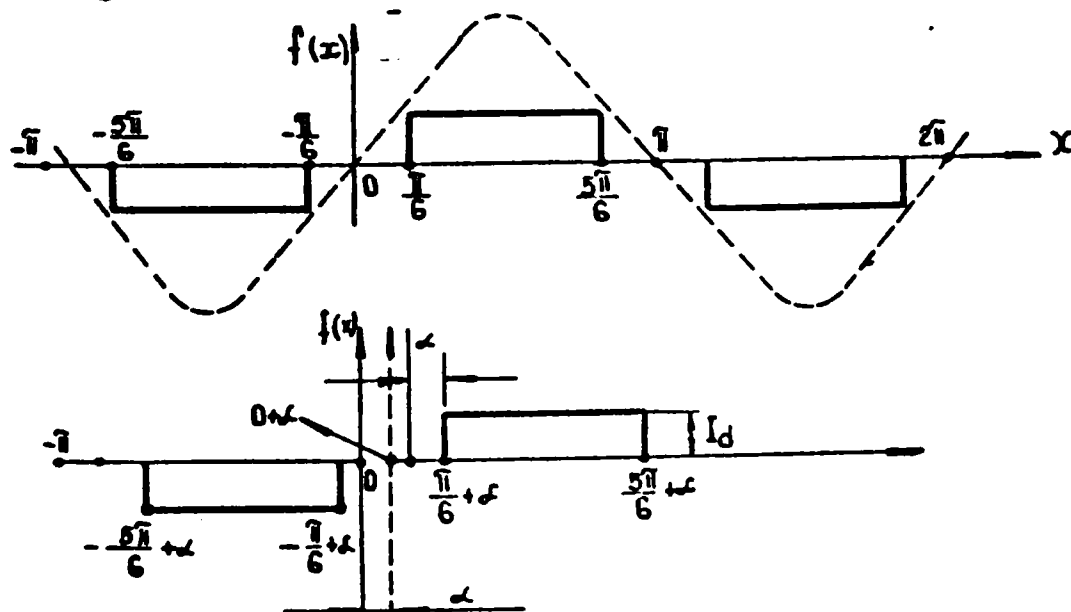


Fig.7. Variația în funcție de x , a curentului de linie pentru α dat

Funcția $f(x)$ se definește astfel:

$$f(x) = \begin{cases} 0 & \alpha \in [-\bar{1} + \alpha; -\frac{5\bar{1}}{6} + \alpha] \\ 0 & \alpha \in [-\frac{\bar{1}}{6} + \alpha; 0 + \alpha] \\ 0 & \alpha \in [0 + \alpha; \frac{\bar{1}}{6} + \alpha] \\ 0 & \alpha \in [\frac{5\bar{1}}{6} + \alpha; \bar{1} + \alpha] \\ +I_d & \alpha \in [\frac{\bar{1}}{6} + \alpha; \frac{5\bar{1}}{6} + \alpha] \\ -I_d & \alpha \in [-\frac{5\bar{1}}{6} + \alpha; -\frac{\bar{1}}{6} + \alpha] \end{cases} \quad (4.1)$$

La dezvoltarea în serie a funcției curentului de linie se obține: pentru determinarea coeficientului A_n :

$$A_\nu = \frac{1}{\pi} \int_{-\bar{l}+\alpha}^{\bar{l}+\alpha} f(x) \cos \nu x dx$$

$$A_\nu = \frac{I_d}{\pi \nu} \left[-|\sin \nu x| \Big|_{-\frac{\bar{l}}{6}+\alpha}^{-\frac{\bar{l}}{6}+\alpha} + |\sin \nu x| \Big|_{\frac{5\bar{l}}{6}+\alpha}^{\frac{5\bar{l}}{6}+\alpha} \right]$$

$$\begin{aligned} A_\nu &= \frac{I_d}{\pi \nu} \left[\sin \nu \left(-\frac{\bar{l}}{6} + \alpha\right) - \sin \nu \left(-\frac{5\bar{l}}{6} + \alpha\right) + \sin \nu \left(\frac{5\bar{l}}{6} + \alpha\right) - \sin \nu \left(\frac{\bar{l}}{6} + \alpha\right) \right] = \\ &= \frac{I_d}{\pi \nu} \left[\sin \left(\nu \alpha - \nu \frac{\bar{l}}{6}\right) - \sin \left(\nu \alpha - \nu \frac{5\bar{l}}{6}\right) + \sin \left(\nu \alpha + \nu \frac{5\bar{l}}{6}\right) - \sin \left(\nu \alpha + \nu \frac{\bar{l}}{6}\right) \right] = \\ &= \frac{I_d}{\pi \nu} \left[-\sin \alpha \nu \cos \nu \frac{\bar{l}}{6} + \cos \nu \alpha \sin \nu \frac{\bar{l}}{6} + \sin \nu \alpha \cos \nu \frac{5\bar{l}}{6} - \cos \nu \alpha \sin \nu \frac{5\bar{l}}{6} + \right. \\ &\quad \left. + \sin \nu \alpha \cos \nu \frac{5\bar{l}}{6} + \cos \nu \alpha \sin \nu \frac{5\bar{l}}{6} - \sin \nu \alpha \cos \nu \frac{\bar{l}}{6} - \cos \nu \alpha \sin \nu \frac{\bar{l}}{6} \right] \end{aligned}$$

$$A_\nu = \frac{2I_d}{\pi \nu} \sin \nu \alpha \left[\cos \nu \frac{\bar{l}}{6} - \cos \nu \frac{5\bar{l}}{6} \right]$$

(4.2)

Rezultă:

$$A_\nu = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \nu} I_{di} (-1)^q \sin \nu \alpha$$

(4.3)

unde q și ν sînt definiți ca în (3.12).

In mod analog se determină:

$$B_\nu = \frac{1}{\pi} \int_{-\bar{l}+\alpha}^{\bar{l}+\alpha} f(x) \sin \nu x dx$$

Utilizînd $f(x)$ definit în (4.1), prin calcule analoage se obține:

$$B_\nu = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \nu} I_{di} (-1)^q \cos \nu \alpha \quad (4.3')$$

Cu ajutorul relațiilor (4.3) și (4.3'), amplitudinea componentei curențului de linie de ordinul ν va fi:

$$i_{L\nu \max}(\alpha) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \nu} I_{di} \sqrt{\cos^2 \nu \alpha + \sin^2 \nu \alpha} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \nu} I_{di} \quad (4.4)$$

adică de aceeași formă cu cea obținută la redresorul cu diode.

Cunoscînd coeficienții A_ν și B_ν din dezvoltarea Fourier, se poate scrie expresia curențului de linie:

$$\begin{aligned} i_L(x) &= A_1 \cos x + B_1 \sin x + A_5 \cos 5x + B_5 \sin 5x + A_7 \cos 7x + B_7 \sin 7x + \\ &\quad + A_{11} \cos 11x + B_{11} \sin 11x + A_{13} \cos 13x + B_{13} \sin 13x + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_L(x) &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin \alpha \cos x + \cos \alpha \sin x - \frac{1}{3} (\sin 5\alpha \cos 5x + \cos 5\alpha \sin 5x) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{7} (\sin 7\alpha \cos 7x + \cos 7\alpha \sin 7x) + \frac{1}{11} (\sin 11\alpha \cos 11x + \cos 11\alpha \sin 11x) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{13} (\sin 13\alpha \cos 13x + \cos 13\alpha \sin 13x) + \dots \right] \end{aligned}$$

(4.5)

Din expresia lui $i_L(\alpha)$ rezultă că pentru armonica fundamentală i_{L1} se obține o componentă activă în fază cu tensiunea anodică u_a și alta reactivă, decalată în urmă cu $\frac{\pi}{2}$ radiani:

$$i_{LA \rightarrow \max}(\alpha) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{di} \cos \alpha \quad (4.6)$$

$$i_{LB \rightarrow \max}(\alpha) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{di} \sin \alpha \quad (4.7)$$

Acste componente sînt legate prin relația (4.4), care în funcție de unghiul α reprezintă o diagramă circulară:

Reprezentarea mutatoarelor $M6(0, \alpha)$ este indicată în fig.8:

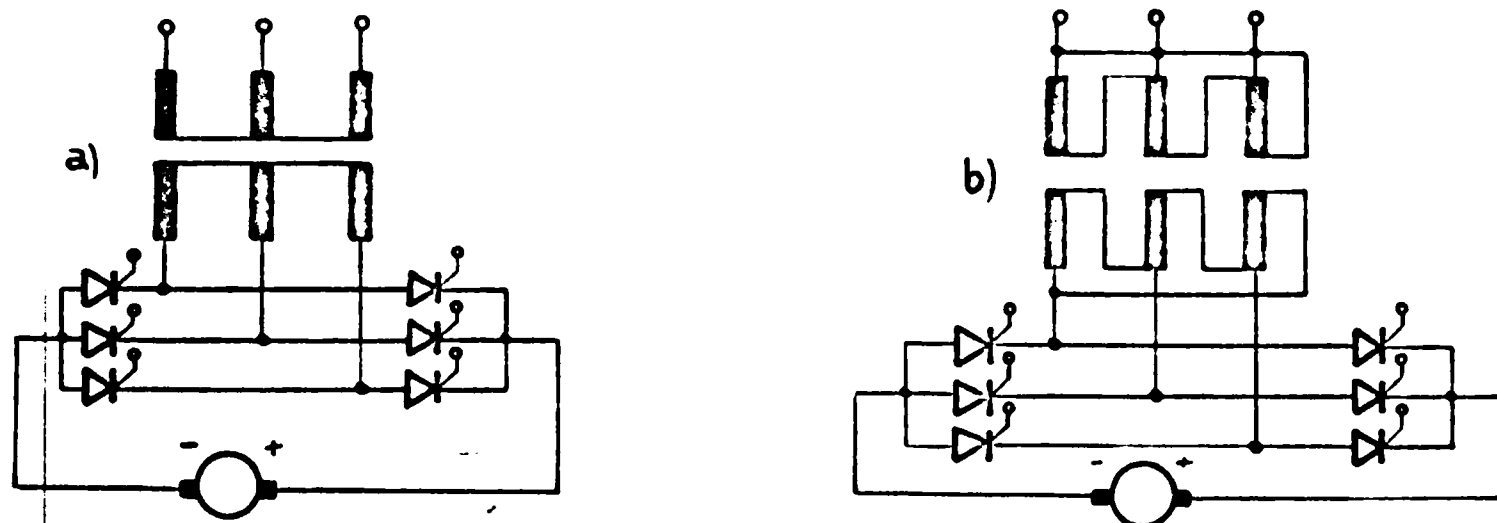


Fig.8 Mutatoare $M6(0, \alpha)$: a) în conexiune $Yy(0)$ b) în conexiune $Dd(0)$

În figura 9 este reprezentat curentul \underline{I} , armonica fundamentală $\gamma = 1$, descompus în componentele \underline{I}_a , partea activă și \underline{I}_r , partea reactivă, în funcție de unghiul de comandă α , a deschiderii supapelor, de la $\alpha = 0$ în $\alpha = \alpha_{lim}$.

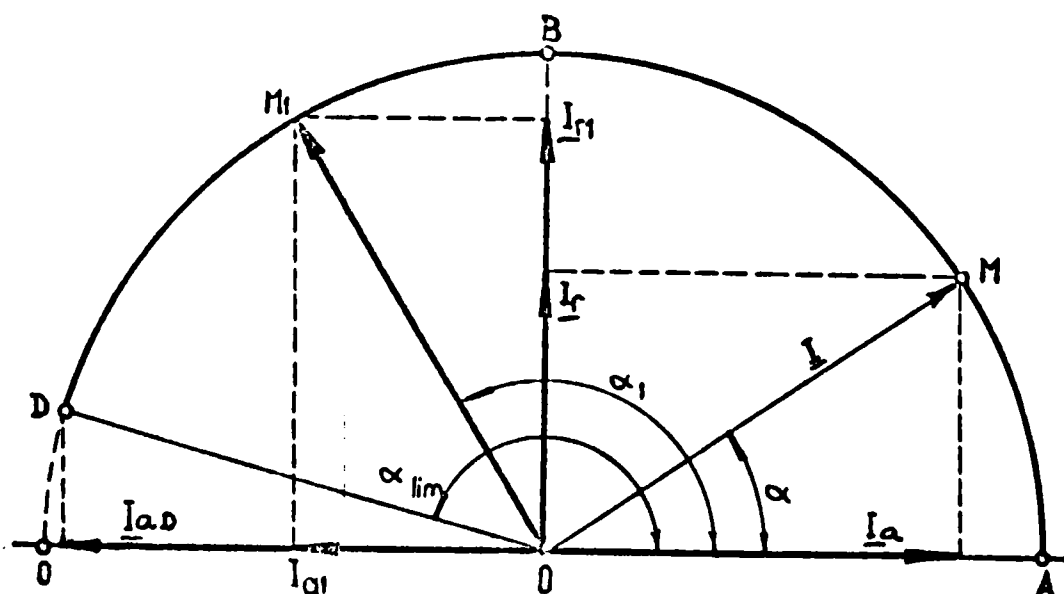


Fig 9 Diagrama circulară a mutatorului $M6(0, \alpha)$

POLITEHNIC
A
BIBLIOTECA CENTRALĂ

După cum este cunoscut din teoria mutatoarelor pentru $\alpha \in (0; \frac{\pi}{2})$, mutatorul funcționează ca redresor, iar pentru domeniul $\alpha \in (\frac{\pi}{2}; \pi)$, mutatorul trece în regim de invertor.

5. VARIATIA IN TRINTE A CURENTULUI DE LINIE

In cazul mutatoarelor M6(30) prevăzute cu transformatoare de rețea avînd grupa de conexiune 1 de tipul Dy(30) sau Yd(30), curentul de linie are forma:

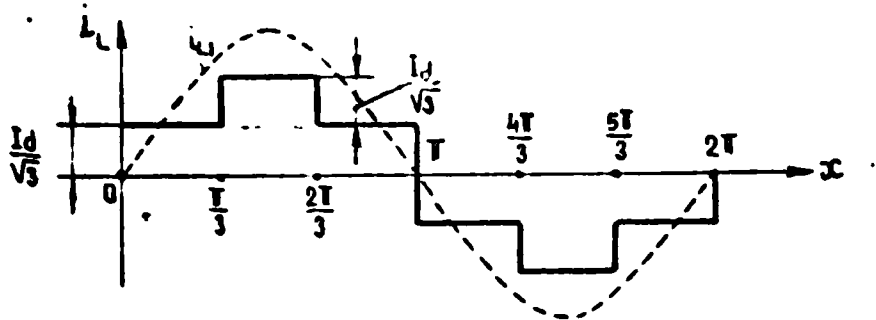


Fig. 10 Variația curentului de linie la mutatorul M6(30)

Această curbă rezultă din examinarea conducției supapelor și ținînd seama de conexiunile transformatorului de rețea pentru mutatorul M6(30) indicat în figura 11:

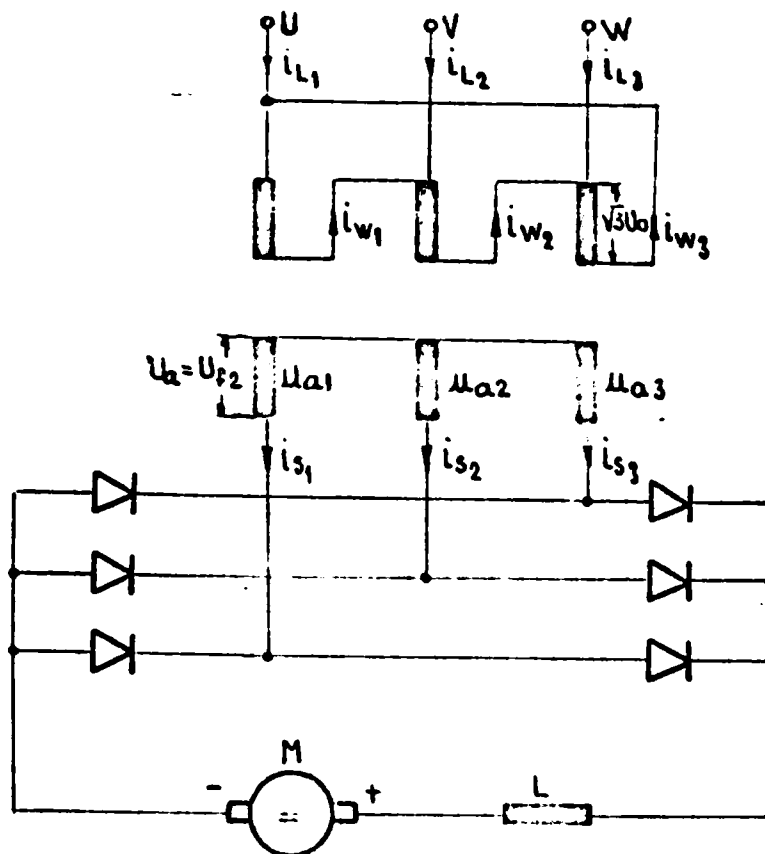


Fig. 11. Redresorul în punte trifazică M6(30) cu transformator de conexiune 1 de tipul Dy(30) echipat cu diode

In adevăr, forma curentului de linie se obține din diagramele reprezentate în figura 12.

Raportul de transformare al înfășurărilor pe o fază a transformatorului Dy(30) este:

$$\frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \tag{5.1}$$

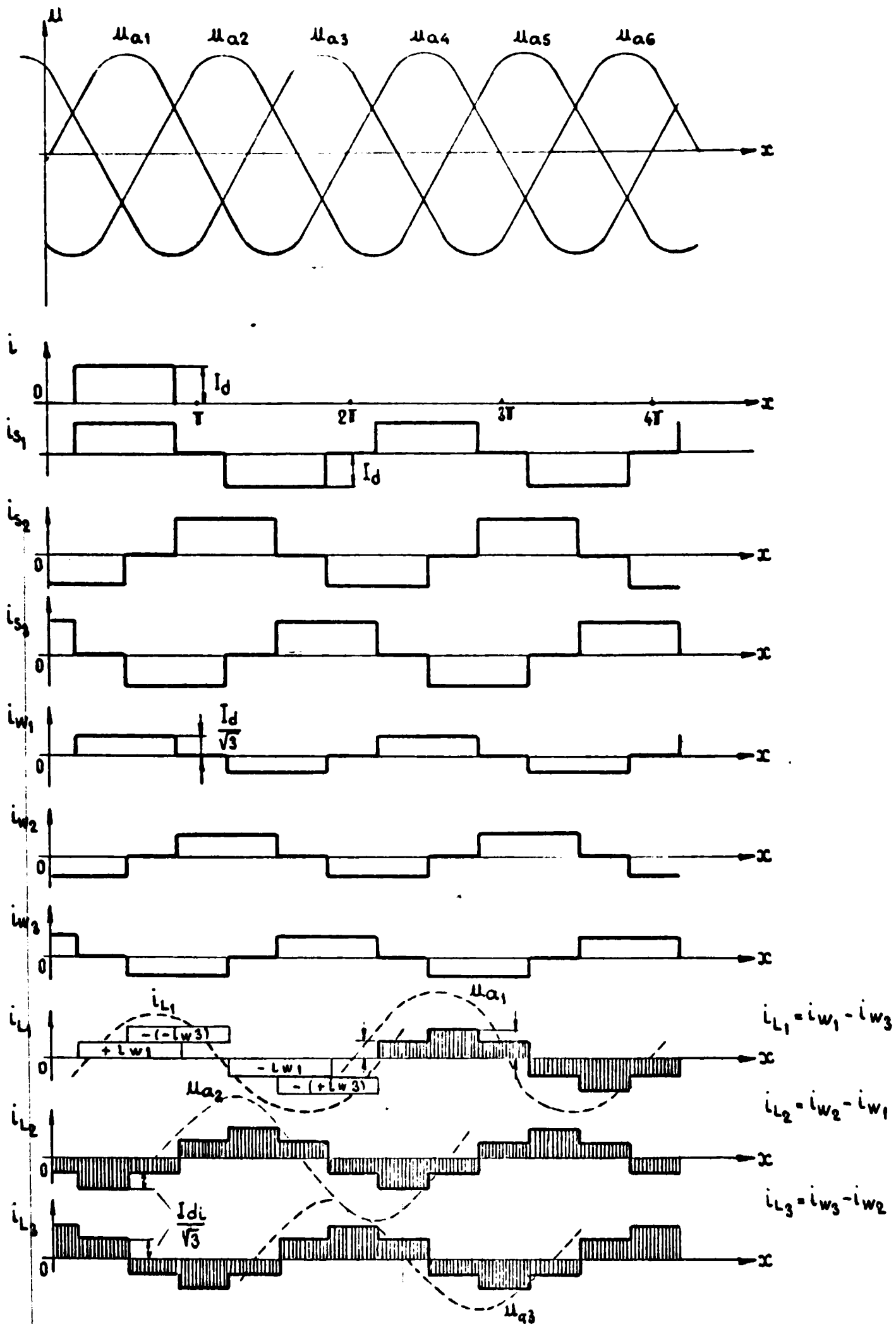


Fig. 12 Determinarea curentilor de linie la redresorul in punte trifazica M6(30) echipat cu transformator de conexiune 1 de tipul Dy(30)

In acest caz curenții în înfășurările primare vor fi:

$$\begin{aligned} i_{W_1} &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_{S_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{di} \\ i_{W_2} &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_{S_2} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{di} \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$i_{W_3} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{S_3} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{di}$$

iar curenții de linie se obțin din:

$$\begin{aligned} i_{L_1} &= i_{W_1} - i_{W_3} \\ i_{L_2} &= i_{W_2} - i_{W_1} \\ i_{L_3} &= i_{W_3} - i_{W_2} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Relațiile stabilite dau o variație în trepte a curenților de linie în funcție de faza x , (figura 12).

Pentru redresorul în punte trifazată M6(30) reprezentat în fig.13, se pot stabili relațiile de mai jos. Mai întâi sînt valabile egalitățile (3.3).

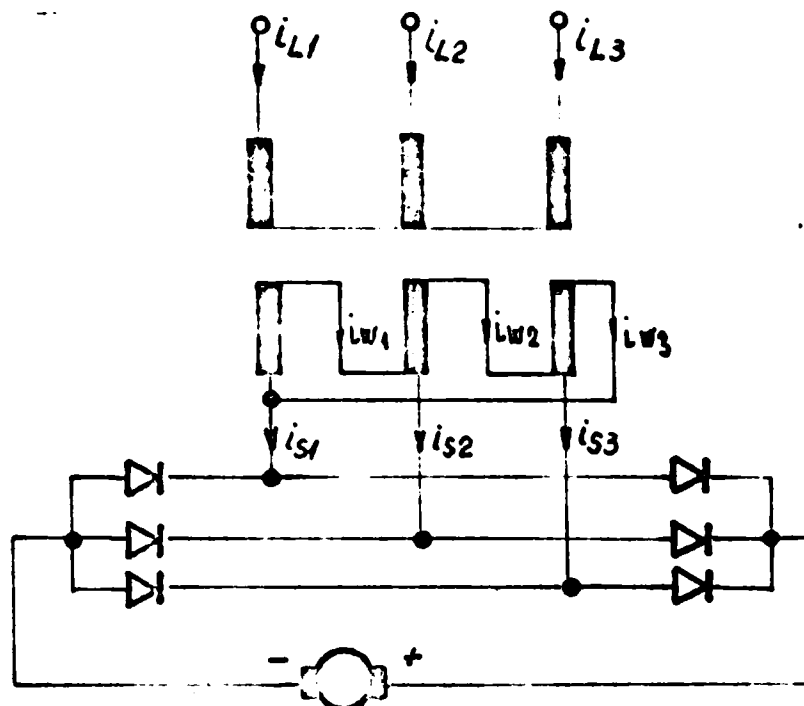


Fig.13. Redresorul în punte trifazică M6(30) echipat cu diode și transformator de rețea în conexiune 1 de tipul Yd(30)

Apoi, ținînd seama că raportul de transformare al transformatorului Yd(30) este dat de (5.1), se obține:

$$\begin{aligned} i_{L_1} &= i_{W_1} \cdot \sqrt{3} \\ i_{L_2} &= i_{W_2} \cdot \sqrt{3} \\ i_{L_3} &= i_{W_3} \cdot \sqrt{3} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Astfel că:

$$\begin{aligned} i_{L_1} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{S_1} - i_{S_2}) \\ i_{L_2} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{S_2} - i_{S_3}) \\ i_{L_3} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{S_3} - i_{S_1}) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Determinarea grafică a cupenților de linie este indicată în figura 14 pentru redresorul M6(30) cu transformator de rețea Yd(30).

Atât din fig.12 cât și din fig.14 rezultă următoarele pentru mutatorul M6(30):

a) Curentul de linie variază în trepte de $\frac{I_d}{\sqrt{3}}$ așa cum este indicat și în fig.10.

b) Armonica fundamentală i_{L1} a curentului de linie este defazată înainte cu $\frac{\bar{L}}{6}$ radiani față de tensiunea anodică U_{a1}

c) Funcția $f(x) = i_L(x)$ se definește astfel:

$$\begin{aligned} f(x) &= \frac{I_d}{\sqrt{3}}; x \in [0; \frac{\bar{L}}{3}]; x \in [\frac{2\bar{L}}{3}; \bar{L}] \\ f(x) &= \frac{2I_d}{\sqrt{3}}; x \in [\frac{\bar{L}}{3}; \frac{2\bar{L}}{3}] \\ f(x) &= -\frac{I_d}{\sqrt{3}}; x \in [0; -\frac{\bar{L}}{3}]; x \in [-\frac{2\bar{L}}{3}; -\bar{L}] \\ f(x) &= -\frac{2I_d}{\sqrt{3}}; x \in [-\frac{\bar{L}}{3}; -\frac{2\bar{L}}{3}] \end{aligned} \quad (5.6)$$

Funcția $i_L(x)$ este deci o funcție periodică, impară. Ne propunem să evaluăm componentele curentului de linie aplicînd analiza Fourier.

$f(x)$ fiind impară avem:

$$\begin{aligned} A_0 &= 0 \quad A_\nu = 0 \quad \text{iar} \\ B_\nu &= \frac{2}{\bar{L}} \int_0^{\bar{L}} f(x) \sin \nu x dx \\ B_\nu &= \frac{2I_d}{\bar{L}\sqrt{3}\nu} \left[\int_0^{\frac{\bar{L}}{3}} \sin \nu x dx + 2 \int_{\frac{\bar{L}}{3}}^{\frac{2\bar{L}}{3}} \sin \nu x dx + \int_{\frac{2\bar{L}}{3}}^{\bar{L}} \sin \nu x dx \right] \\ B_\nu &= \frac{2I_d}{\bar{L}\sqrt{3}\nu} \left[-\cos x \Big|_0^{\frac{\bar{L}}{3}} + 2 \left(-\cos x \Big|_{\frac{\bar{L}}{3}}^{\frac{2\bar{L}}{3}} \right) + \left(-\cos x \Big|_{\frac{2\bar{L}}{3}}^{\bar{L}} \right) \right] \\ B_\nu &= \frac{2I_d}{\bar{L}\sqrt{3}\nu} \left[\cos \nu 0 - \cos \nu \frac{\bar{L}}{3} + \cos \nu \frac{\bar{L}}{3} - 2 \cos \nu \frac{2\bar{L}}{3} + \cos \nu \frac{2\bar{L}}{3} - \cos \nu \bar{L} \right] \\ B_\nu &= \frac{2I_d}{\bar{L}\sqrt{3}\nu} \left[\cos \nu 0 + \cos \nu \frac{\bar{L}}{3} - \cos \nu \frac{2\bar{L}}{3} - \cos \nu \bar{L} \right] \\ B_\nu &= \frac{2 \cdot 3}{\bar{L} \cdot \sqrt{3}} I_d = \frac{2\sqrt{3}}{\bar{L}} I_d \end{aligned} \quad (5.8)$$

unde ν este definit prin relația (3.12) indicată anterior.

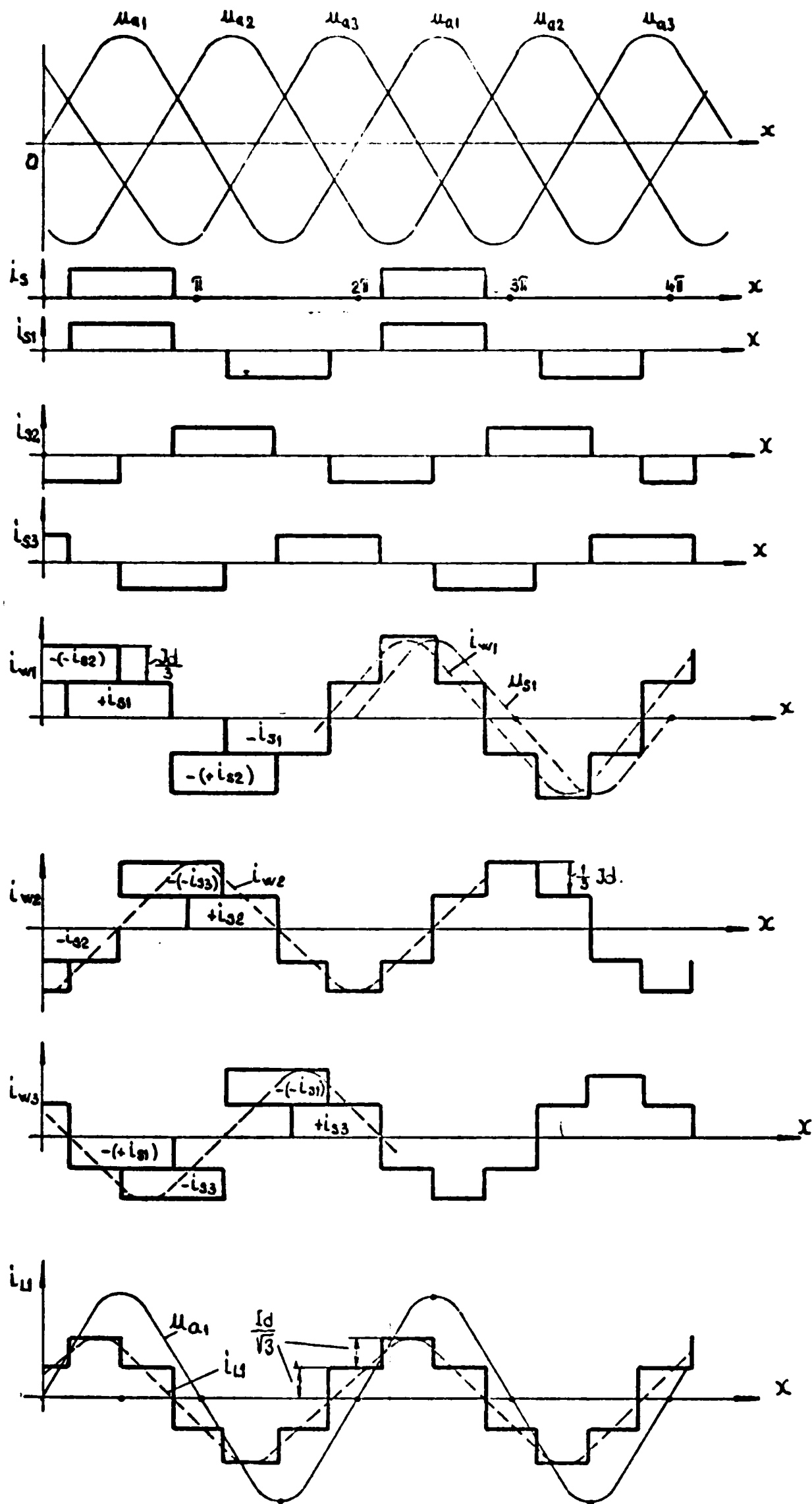


Fig 14. Determinarea curentilor de linie la redresorul cu punte trifazată $Y_d(30)$. Curentul de linie i_{L1} , este deplasat înainte cu $\frac{\pi}{6}$ radiani față de tensiunea secundară u_{a1} .

Particularizînd relația (5.8) obținem amplitudinile:

$$q=0 \quad \nu=1 \quad i_{L1\max} = \frac{2I_d}{\sqrt{3} \cdot L} \cdot 3 = \frac{2\sqrt{3}}{L} I_d \quad (5.9)$$

$\nu = -1$ nu are sens

$$q=1 \quad \nu=5 \quad i_{L5\max} = \frac{2\sqrt{3}}{L \cdot 5} I_d$$

$$\nu=7 \quad i_{L7\max} = \frac{2\sqrt{3}}{L \cdot 7} I_d$$

$$q=2 \quad \nu=11 \quad i_{L11\max} = \frac{2\sqrt{3}}{L \cdot 11} I_d$$

$$\nu=13 \quad i_{L13\max} = \frac{2\sqrt{3}}{L \cdot 13} I_d \quad (5.10)$$

Curentul de linie dezvoltat în serie Fourier are expresia:

$$i_L(x) = \frac{2\sqrt{3}}{L} I_d \left[\sin x + \frac{1}{5} \sin 5x + \frac{1}{7} \sin 7x + \frac{1}{11} \sin 11x + \frac{1}{13} \sin 13x + \dots \right] \quad (5.11)$$

Remarcăm faptul că armonicile $\nu = 5$ și 7 sînt afectate cu semnul +(plus) deci în antifază față de armonicile corespunzătoare din dezvoltarea (3.13).

Diagrama fazorilor redresorului M6(30) este indicată în figura 15:

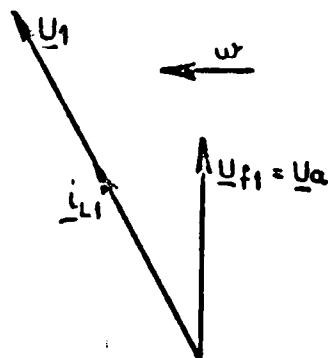


Fig. 15 Defazajul curentului de linie la redresorul M6(30) față de tensiunea anodica U_a

**6. ANALIZA ARMONICA A CURENTULUI DE LINIE
LA MUTATORUL M6(30, α) CU TIRISTOARE**

Mutatoarele M6(30, α) au schemele de conexiune asemănător cu redresoarele M6(30) indicate în figurile 14 și 16 cu deosebirea că în locul diodelor sînt echipate cu tiristoare.

La mutatoarele de tipul M6(30, α) variația curentului de linie este indicată în figura 16:

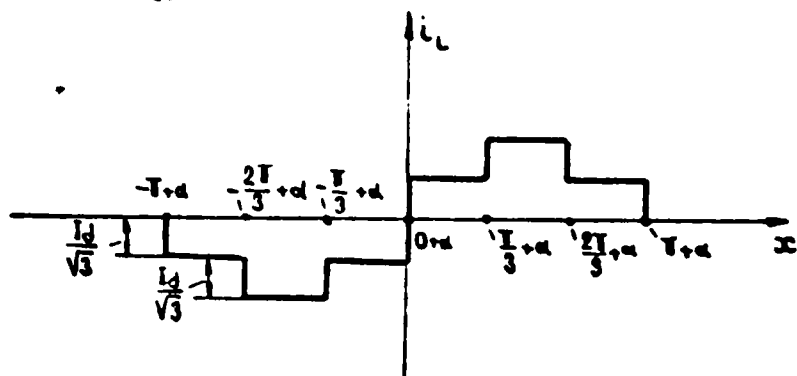


Fig 16 Variația în funcție de x a curentului de linie $i_L = f(x)$ la mutătorul M6(30, α)

In cazul în care α variază funcția f(x) care exprimă curentul de linie este reprezentată prin:

$$f(x) = -\frac{I_d}{\sqrt{3}} ; \quad \begin{array}{l} x \in [-L + \alpha ; -\frac{2L}{3} + \alpha] \\ x \in [-\frac{L}{3} + \alpha ; 0 + \alpha] \end{array}$$

$$f(x) = -\frac{2I_d}{\sqrt{3}} ; \quad x \in [-\frac{2L}{3} + \alpha ; -\frac{L}{3} + \alpha] \tag{6.1}$$

$$f(x) = \frac{I_d}{\sqrt{3}} ; \quad \begin{array}{l} x \in [0 + \alpha ; \frac{L}{3} + \alpha] \\ x \in [\frac{2L}{3} + \alpha ; L + \alpha] \end{array}$$

$$f(x) = \frac{2I_d}{\sqrt{3}} ; \quad x \in [\frac{L}{3} + \alpha ; \frac{2L}{3} + \alpha]$$

a) Pentru determinarea coeficienților A_v în seria Fourier, se scrie:

$$A_v = \frac{1}{\pi} \int_{-L + \alpha}^{+L + \alpha} f(x) \cos v x dx$$

Inlocuind valorile din (6.1) și efectuind calculele, se obține:

$$A_{\nu} = \frac{I_d}{\sqrt{3}\nu} \left[-2 \sin \nu \alpha + 2 \cos \frac{2\pi}{3} \sin \nu \alpha + 2 \cos \nu \frac{\pi}{3} \sin \nu \alpha + 2 \sin \nu \alpha \cos \nu \pi \right]$$

Calculul valorilor A_{ν} pentru $\nu = 1, 2, \dots, 13, \dots$ conduce la:

$$A_{\nu} = \frac{2I_d}{\sqrt{3}\nu} (-1) \sin \nu \alpha \left[1 + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} (-1)^{\nu} - 1(-1)^{\nu} \right]$$

care este diferită de zero pentru valorile lui ν date de 3.12.

Astfel:

$$A_{\nu} = -\frac{2\sqrt{3}}{\nu} I_d \sin \nu \alpha \quad (6.2)$$

b) Calculul coeficienților B_{ν} ai seriei Fourier se execută ținând seama că:

$$B_{\nu} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi+\alpha}^{\pi+\alpha} f(x) \sin \nu x dx$$

Inlocuind valorile din relațiile (6.1) și efectuind calculele, se obține:

$$B_{\nu} = \frac{I_d}{\sqrt{3}\nu} \left[\cos \nu \alpha - 2 \cos \nu \pi \cos \nu \alpha + 2 \cos \nu \alpha \cos \nu \frac{\pi}{3} - 2 \cos \nu \alpha \cos \nu \frac{2\pi}{3} \right] \quad (6.3)$$

Calculul valorilor B_{ν} pentru $\nu = 1, 2, \dots, 13$ arată că numai armonicile de ordinul $\nu = 1, 5, 7, 11, 13$ sînt diferite de zero.

Se obține:

$$B_{\nu} = \frac{2I_d}{\sqrt{3}\nu} \cos \nu \alpha \left[1 - (-1)^{\nu} + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} (-1)^{\nu} \right] \quad (6.4)$$

$$B_{\nu} = \frac{2\sqrt{3}}{\nu} I_d \cos \alpha$$

în care ν este definit prin (3.12)

Pentru amplitudinile componentelor de diferite ordine ν rezultă:

$$\nu=1 \quad A_1 = i_{LR1 \max} = -\frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi} \sin \alpha \quad (6.5)$$

$$B_1 = i_{LA1 \max} = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi} \cos \alpha$$

unde $i_{LR1 \max}$ este amplitudinea componentei reactive, iar $i_{LA1 \max}$ a celei active a fundamentalei curentului de linie.

$$\nu=5 \quad A_5 = i_{LR5 \max} = -\frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi 5} \sin 5\alpha$$

$$B_5 = i_{LA5 \max} = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi 5} \cos 5\alpha$$

$$\nu=7 \quad A_7 = i_{LR7 \max} = -\frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi 7} \sin 7\alpha$$

$$B_7 = i_{LA7 \max} = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi 7} \cos 7\alpha$$

(6.6)

$$\nu = 11 \quad A_{11} = i_{LR11 \max} = -\frac{2\sqrt{3}I_d}{L_{11}} \sin 11\alpha$$

$$B_{11} = i_{LA11 \max} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{L_{11}} \cos 11\alpha$$

$$\nu = 13 \quad A_{13} = i_{LR13 \max} = -\frac{2\sqrt{3}I_d}{L_{13}} \sin 13\alpha$$

$$B_{13} = i_{LA13 \max} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{L_{13}} \cos 13\alpha$$

Modulul amplitudinii curentului de armonică lui ν este:

$$i_{L\nu \max} = \sqrt{A_\nu^2 + B_\nu^2} = \frac{2\sqrt{3}}{L_\nu} I_d \sqrt{\sin^2 \nu\alpha + \cos^2 \nu\alpha} \quad (6.7)$$

$$i_{L\nu \max} = \frac{2\sqrt{3}}{L_\nu} I_d$$

Se reține că mutatorul $M6(30, \alpha)$ poate funcționa în regim de redresor și invertor ca și mutatorul $M6(0, \alpha)$.

CAPITOLUL II.

MUTATOARE CU PUNTI TRIFAZATE ASIMETRICE EGALE

7. POZITIA RELATIVA A FAZORILOR DE TENS IUNE SI A CURENTILOR DE LINIE

Se obține un redresor dodecafazat din combinarea a două redresoare în punți trifazate alimentate de la același transformator de rețea, un redresor fiind conectat la un secundar în stea, celălalt redresor la secundarul în triunghi (fig.18).

După cum s-a văzut din examinarea (în capitolul I) a mutatoarelor M6(0) cu transformator de rețea de tipul Yy(0) sau Dd(0) a rezultat că pentru aceste mutatoare în regim de redresor (la unghiul de comandă $\alpha=0$), sau în cazul când sînt echipate cu diode, armonica fundamentală a curentului de linie este în fază cu tensiunea de fază din primar.

Deasemenea, s-a arătat că pentru un redresor M6(30) cu transformator de rețea de conexiunea 1 de tipul Yd(30) sau Dy(30) după STAS 3036-65, curentul de linie este defazat cu 30° înainte față de tensiunea anodică pe supapă de pe fiecare fază din secundarul transformatorului.

În figura 17 sînt indicate conexiunile celor două tipuri de transformatoare, de conexiune zero și de conexiune 1, poziția relativă a fazorilor tensiunii de linie din primar U_1 , a tensiunii de linie din secundar U_2 , a tensiunii anodice pe supapa U_a și armonica fundamentală a curentului de linie i_{L1} .

Din această diagramă rezultă că la conexiunea zero, fazorul i_{L1} este în fază cu tensiunea de fază secundară și decalată cu $\frac{\pi}{6}$ radiani în urmă față de tensiunea de linie primară U_1 .

La redresorul cu conexiunea 1, curentul de linie este defazat cu $\frac{\pi}{6}$ radiani înaintea tensiunii de fază secundare U_{f2} și în fază cu tensiunea de linie secundară U_2 . Pentru această conexiune tensiunea U_a este defazată înapoi față de tensiunea de linie primară tot cu $\frac{\pi}{6}$ radiani.

Ca urmare, în cazul în care se utilizează un transformator cu un singur primar, fie Y sau D, și două secundare cu tensiunile de fază egale, dar unul în conexiune y și celălalt d, conectate la câte o punte trifazată fiecare, curenții de linie ai celor două redresoare, și anume armonicile lor fundamentale vor fi în fază.

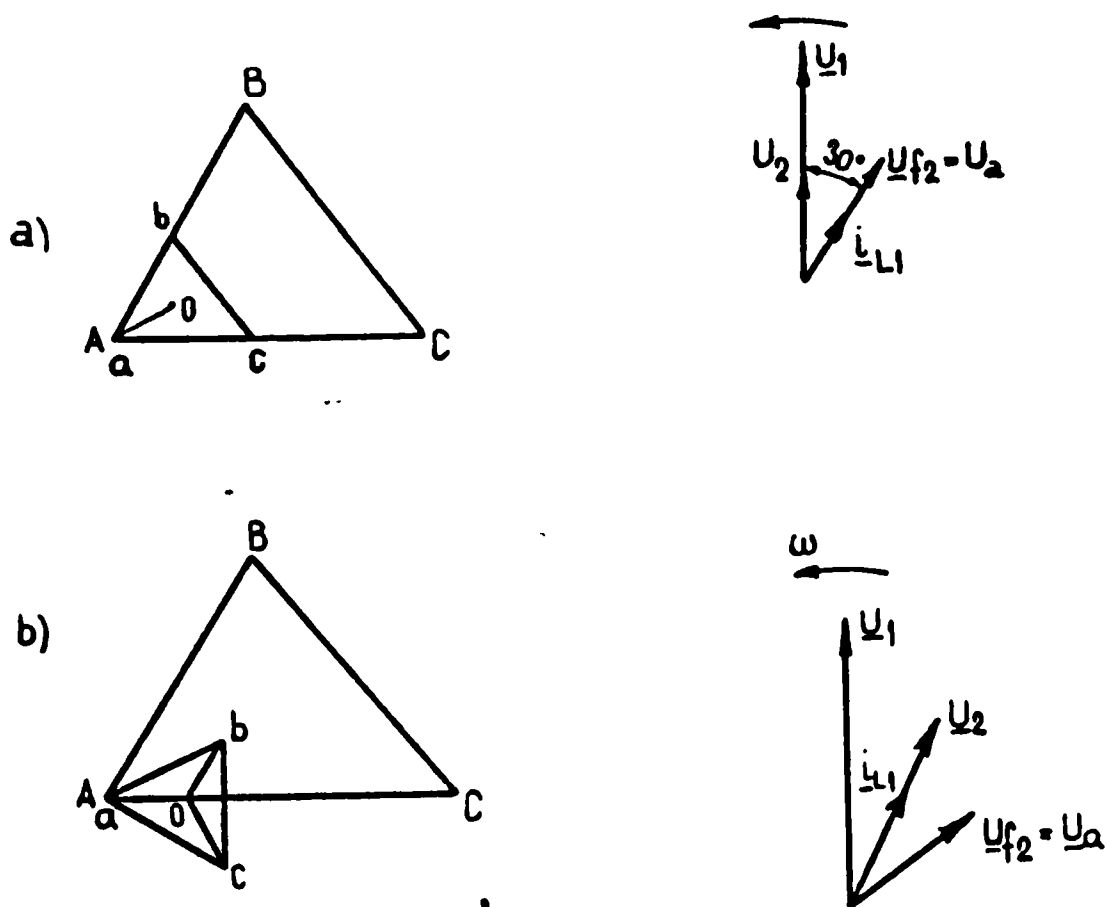


Fig 17 Conexiunea transformatoarelor după STAS 3035-65. a) conexiunea zero pentru $Yy(0)$ și $Dd(0)$; b) conexiunea I pentru $Yd(30)$ și $Dy(30)$
 U_1 - tensiunea de linie în primar, U_2 - tensiunea de linie în secundar,
 U_{f2} - tensiunea de fază în secundar, U_a - tensiunea anodică pe supapă,
 i_{L1} - curentul de linie în primar, armonica fundamentală

Această schemă permite, pentru mutatorul echipat cu diode, ca armonicile fundamentale ale curenților pentru fiecare punte să fie în fază, ca și o parte din armonicile superioare care corespund la valorile lui q par, definite prin relația (3.12) ($\nu = 11, 13, 23, 25$ etc.)

După cum se va vedea în continuare, pentru cealaltă parte de armonică corespunzătoare lui q impar definite prin aceeași relație (3.12), acestea vor fi în contrafază (decalate cu π), astfel că la însumare se anulează și aceste armonici dispar ($\nu = 5, 7, 17, 19$ etc.).

8. REDRESOR DODECAFAZAT CU DOUA PUNTI TRIFAZICE

SIMETRICE EGALE CU TENSIUNILE ANODICE DECALATE CU $\frac{\pi}{6}$

Se conectează în serie cele două redresoare pe partea de curent continuu, ca în figura 25. Punțile le denumim egale întrucât tensiunile anodice ale acestora sînt egale:

$$U_{a1} = U_{a2} \quad (8.1)$$

Aceste tensiuni, după cum se observă din figura 19, sînt decalate cu $\frac{\pi}{6}$ radiani.

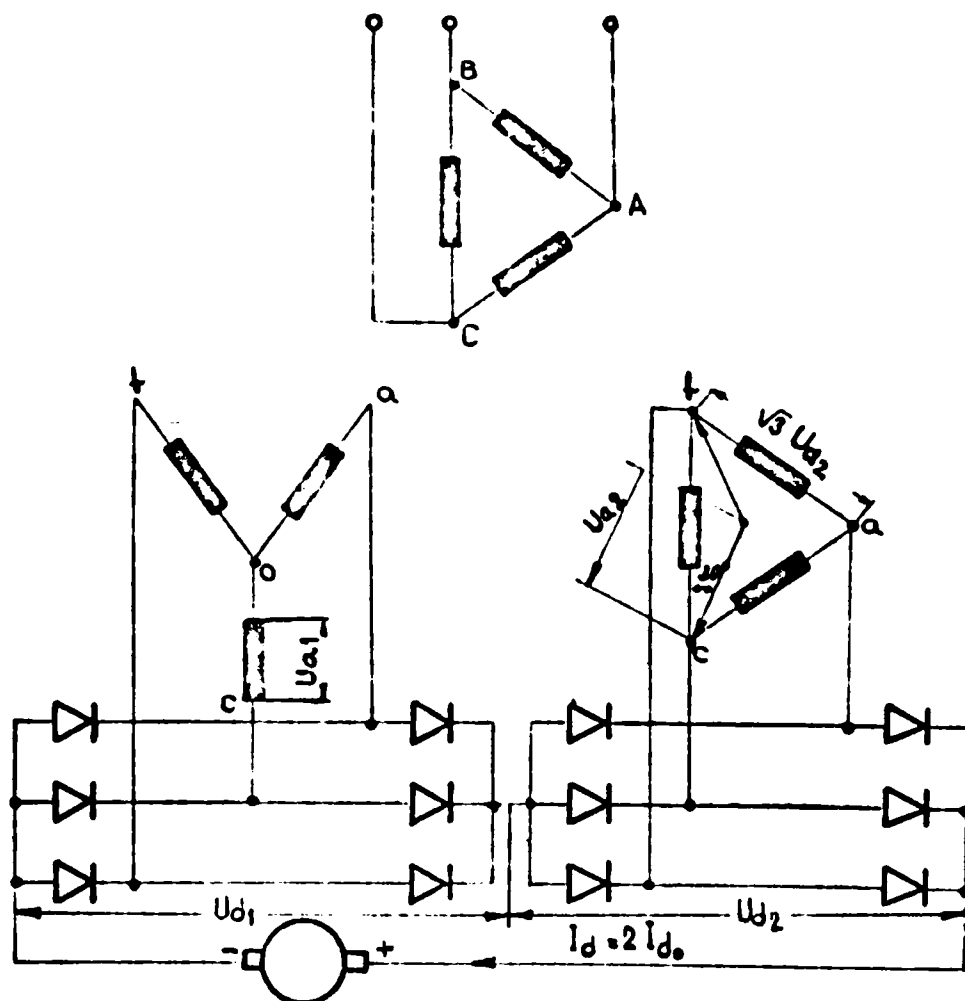


Fig. 18 Redresor dodecafazat cu două punți trifazice decalate cu 30°

Pentru motivul că cele două punți sînt identice fiind echipate numai cu diode, punțile se numesc simetrice și fiindcă

$$U_{d1} = U_{d2} \quad (8.2)$$

redresorul se numește cu punți trifazate simetrice egale.

Cele două stele ale tensiunilor anodice fiind decalate cu $\frac{\pi}{6}$ radiani, ansamblul funcționează în regim dodecafazat cu pulsul $p=12$, tensiunile redresate însumîndu-se.

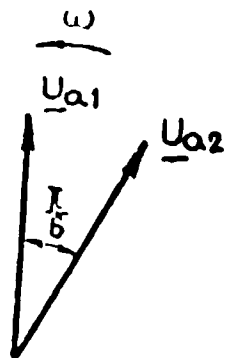


Fig. 19 Tensiunea la supapă pentru redresorul cu Dy(30) este decalată înainte cu $\frac{\pi}{6}$ față de cea de la Dd(0).

Am văzut că pentru redresorul M6(0) curentul de linie este:

$$i_L' = \frac{2\sqrt{3}}{L} I_{d1} \left[\sin x + \frac{1}{5} \sin 5x + \frac{1}{7} \sin 7x + \frac{1}{11} \sin 11x + \frac{1}{13} \sin 13x + \dots \right] \quad (8.3)$$

iar pentru redresorul M6(30) acesta este:

$$i_L'' = \frac{2\sqrt{3}}{L} I_{d2} \left[\sin x - \frac{1}{5} \sin 5x - \frac{1}{7} \sin 7x + \frac{1}{11} \sin 11x + \frac{1}{13} \sin 13x + \dots \right] \quad (8.4)$$

În cazul punților simetrice egale care debitează pe aceeași rezistență de sarcină R_d , se poate pune:

$$I_{d1} = I_{d2} = \frac{I_d}{2} \quad (8.5)$$

unde I_d este curentul redresat echivalent al celor două redresoare conectate în serie pe partea de curent continuu.

Prin faptul că armonicile fundamentale ale curenților i_L' și i_L'' sînt în fază, înseamnă că armonicile de ordin superior vor putea fi în fază sau contrafază, împrejurare care permite să se poată aduna algebric relațiile (8.3) și (8.4). Curentul total de linie va fi:

$$i_L = i_L' + i_L'' = \frac{4\sqrt{3}}{L} I_{d1} \left[\sin x + \frac{1}{11} \sin 11x + \frac{1}{13} \sin 13x + \dots \right] \quad (8.6)$$

sau ținînd de (8.5):

$$i_L = \frac{2\sqrt{3}}{L} I_d \left[\sin x + \frac{1}{11} \sin 11x + \frac{1}{13} \sin 13x + \dots \right] \quad (8.7)$$

Trebuie precizat că valorile I_{d1} și I_{d2} corespund unei tensiuni anodice U_{a1} și U_{a2} în valoare absolută egală cu

$$U_{a1} = U_{a2} = \frac{U_{f1}}{2} \quad (8.8)$$

întrucît numai așa curentul redresat I_d pentru redresorul echivalent și curenții I_{d1} și I_{d2} sînt identici, ca urmare a înscrierii celor două redresoare.

Tensiunea redresată totală la curentul I_d este:

$$U_d = U_{d1} + U_{d2} = 2U_{d1} = 2U_{d2} \quad (8.9)$$

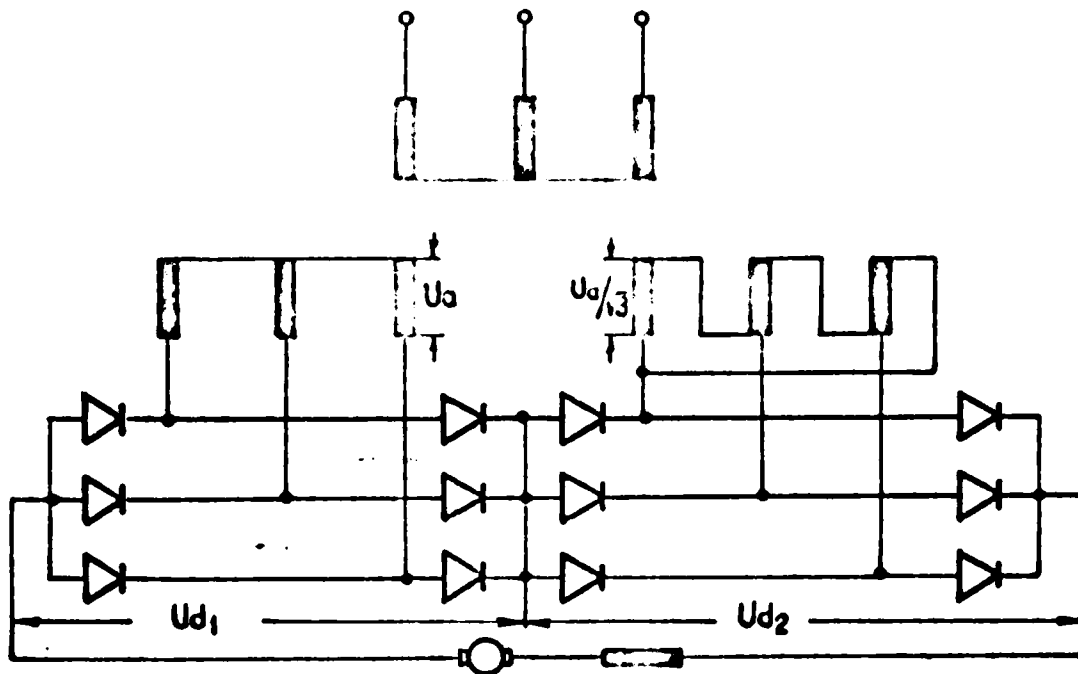


Fig.20 Schema redresorului dodecafazat cu două punți trifazate simetrice ($U_{d1} = U_{d2}$) inseriate de tipul M6(0) și M6(30) cu transformator Yd.

În figura 20 este indicată schema redresorului dodecafazat constituit din două punți trifazate simetrice M6(0) și M6(30) cu transformator Yd.

Pentru acest redresor expresia curentului total de linie este dată de aceeași relație (8.7) ca și pentru redresorul cu transformator Dyd.

Variația curentului ideal de linie pentru redresorul dodecafazat este indicat în figura 21:

Pe intervalul $0 \div \pi$ funcția $f(x)$ pentru curentul total de linie este definită astfel:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{I_d}{2\sqrt{3}} ; x \in \left[0; \frac{\pi}{6}\right] \text{ și } x \in \left[\frac{5\pi}{6}; \pi\right] \\ \frac{\sqrt{3}+1}{2\sqrt{3}} I_d ; x \in \left[\frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{3}\right] \text{ și } x \in \left[\frac{2\pi}{3}; \frac{5\pi}{6}\right] \\ \frac{\sqrt{3}+2}{2\sqrt{3}} I_d ; x \in \left[\frac{\pi}{3}; \frac{2\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (8.10)$$

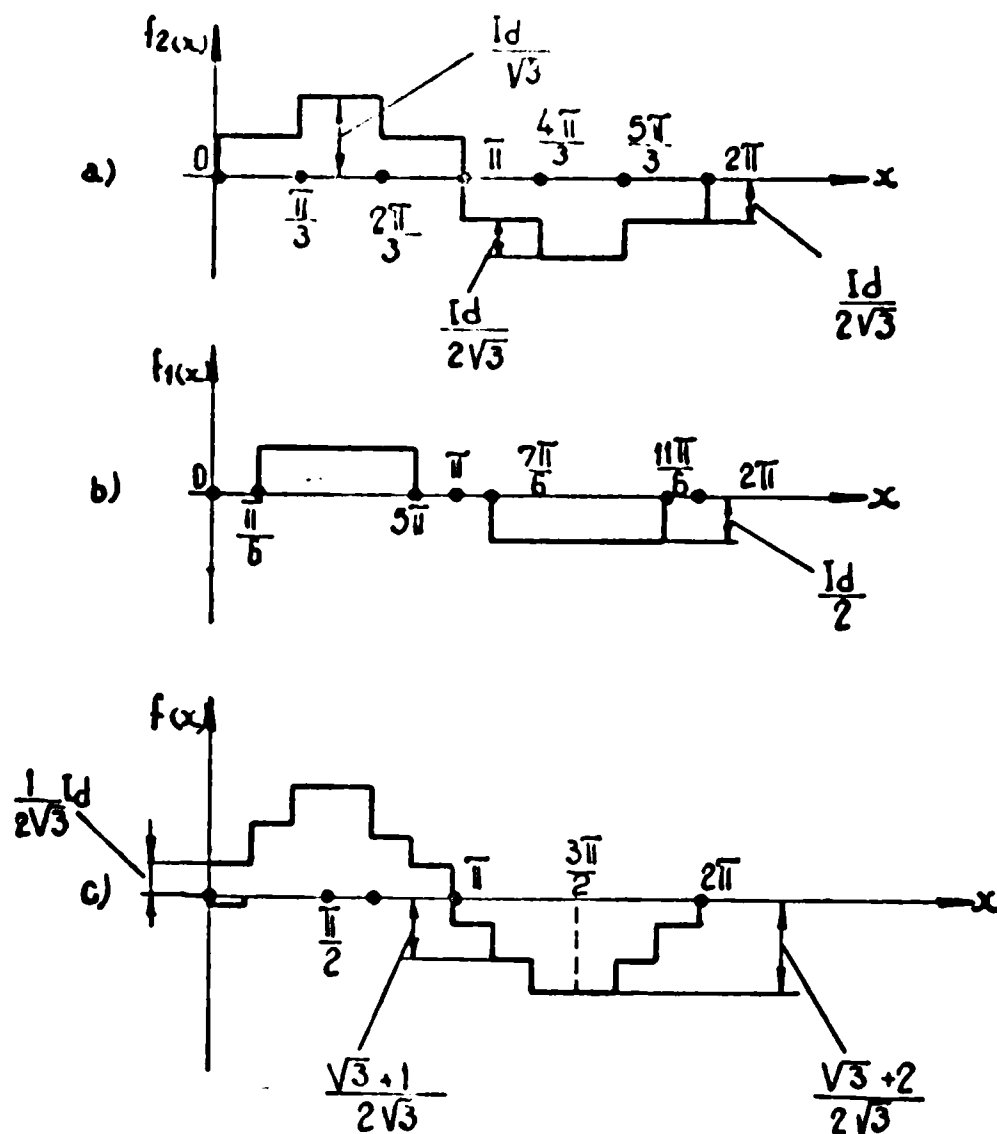


Fig.21 Curentul ideal de linie
 a) - în redresorul M6 (30)
 b) - în redresorul M6 (0)
 c) - în redresorul dodecafazat

În intervalul $-\pi$ funcția este simetrică și negativă.

Analiza armonică directă a funcției $f(x)$ din 8.10, sau observând relația (8.5), conduce la următoarele valori ale amplitudinii armonicilor:

$$\begin{aligned}
 i_{L1\max} &= \frac{2\sqrt{3}}{1} I_d \\
 i_{L11\max} &= \frac{2\sqrt{3}}{1 \cdot 11} I_d \\
 i_{L13\max} &= \frac{2\sqrt{3}}{1 \cdot 13} I_d \\
 i_{L23\max} &= \frac{2\sqrt{3}}{1 \cdot 23} I_d \\
 i_{L25\max} &= \frac{2\sqrt{3}}{1 \cdot 25} I_d
 \end{aligned}
 \tag{8.11}$$

sau în cazul general:

$$i_{L\nu\max} = \frac{2\sqrt{3}}{1 \cdot \nu} I_d
 \tag{8.12}$$

Se mai poate scrie:

$$i_{L\nu\max} = \frac{1}{\nu}
 \tag{8.13}$$

unde:

$$\gamma = qp \pm 1, \quad q = 0, 1, 2, \dots \quad (8.14)$$

și în care pentru redresorul dodecafazat:

$$p = 12 \quad (8.15)$$

În mod obișnuit, armonicile $\gamma = 23$ și $\gamma = 25$ precum și cele superioare acestora ce rezultă din 8.14 se neglijează, astfel că la acest redresor sînt luate în considerație numai armonicile:

$\gamma = 1, 11$ și 13 .

Valoarea efectivă a curentului total se deduce din:

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |f_x|^2 dx} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_L^2(x) dx} \quad (8.16)$$

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{T}{3} + \left(\frac{I_d(\sqrt{3}+1)}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{T}{3} + \left(\frac{I_d(\sqrt{3}+2)}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{T}{3} \right]} = \frac{1}{6} \sqrt{12+6\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (8.17)$$

$$I_L = 0,7886751 I_d$$

Valoarea efectivă a armonicii fundamentale:

$$I_{L1} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{L1 \max} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{T} \cdot I_d = 0,7796968 I_d \quad (8.18)$$

Conținutul în fundamentală este:

$$V = \frac{I_{L1}}{I_L} = \frac{0,7796968 I_d}{0,7886751 I_d} = 0,9886159 \quad (8.19)$$

iar factorul de distorsiune k se deduce din:

$$V^2 + k^2 = 1 \quad (8.20)$$

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{\gamma=2}^{\infty} I_{\gamma L}^2}}{I_L} = \sqrt{1 - V^2} \quad (8.21)$$

$$k = \sqrt{1 - (0,9886159)^2} = 0,1504612 \quad (8.22)$$

unde în fine reziduul deformatant total pentru un I_d dat:

$$\sqrt{\sum_{\gamma=2}^{\infty} I_{\gamma L}^2} = \sqrt{I_L^2 - I_{L1}^2} = I_d \sqrt{0,6220084 - 0,6079270} = 0,1186652 I_d \quad (8.23)$$

Se verifică factorul de distorsiune:

$$k = \sqrt{\frac{0,0140814}{0,6220084}} = \sqrt{0,0226386} = 0,1504612$$

INSTITUTUL POLITEHNIC
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ

9. MUTATOR CU DOUA PUNTI ASIMETRICE EGALE

In cazul în care la un mutator cu două punți, avînd transformator Dyd sau Yyd, una dintre punți este echipată cu tiristoare și furnizează o tensiune $U_{di1(\alpha)}$, iar a doua punte este echipată cu diode, se obține un mutator cu punți asimetrice egale dacă:

$$U_{di1(\alpha=0)} = U_{di2} \quad (9.1)$$

Schema mutatorului cu transformator DDy este indicată în figura 22:

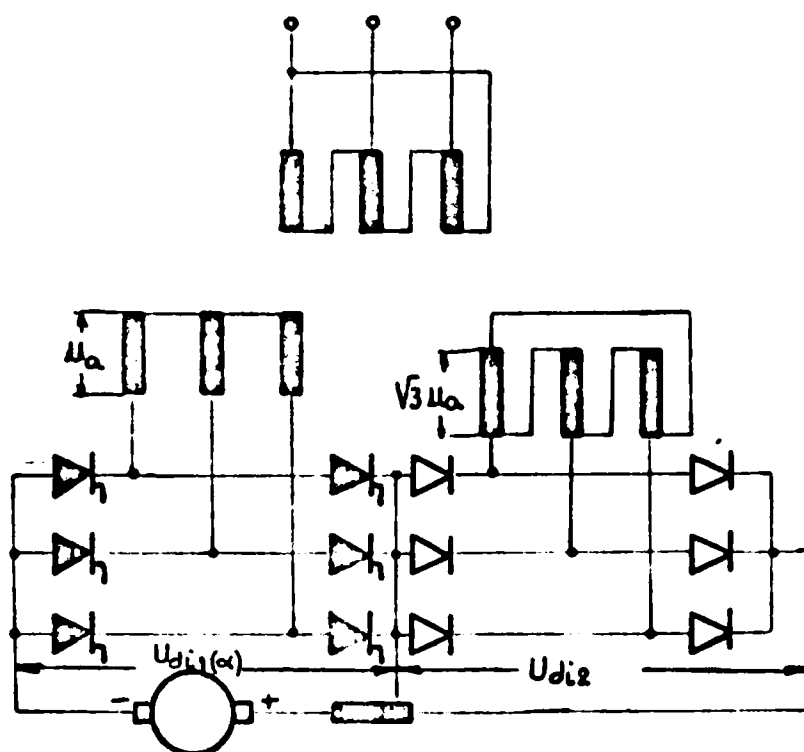


Fig.22 Redresorul cu 2 punți trifazate asimetrice cu transformator Dyd

Puntea cu diode funcționează ca redresor și furnizează în permanență o tensiune constantă U_{di2} .

Puntea cu tiristoare funcționează ca mutator cu domeniul de variație a unghiului de la 0° la 90° în regim de redresor și de la 90° la 180° (practic pînă la 150°) în regim de invertor.

In figura 23 este indicată diagrama fazorială a armonicii fundamentale a curenților de linie, pentru un astfel de mutator.

Pentru partea cu diode:

$$A'_\nu = 0$$

$$B'_\nu = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{3}} (-1)^q I_{di} \quad (9.2)$$

Pentru partea cu tiristoare:

$$A'_\nu = -\frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_{di} \sin \nu \alpha$$

$$B'_\nu = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_{di} \cos \nu \alpha \quad (9.3)$$

Tinând seama că tensiunile anodice sînt jumătate din aceea corespunzătoare mutatorului echivalent la același curent redresat

I_{di} și debitînd pe rezistența de sarcină R_d relațiile (9.2) și

(9.3) devin: $B'_\nu = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} (-1)^q I_{di}$

$$A'_\nu = -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_{di} \sin \nu \alpha \quad (9.2')$$

$$B'_\nu = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_{di} \cos \nu \alpha \quad (9.3')$$

Amplitudinea armonicii de ordinul ν a curentului de linie se poate exprima pe baza:

$$i_{L\nu \max} = \sqrt{A'^2_\nu + B'^2_\nu}$$

în forma:

$$i_{L\nu \max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_{di} \sqrt{\sin^2 \nu \alpha + [(-1)^q + \cos \nu \alpha]^2} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_{di} \sqrt{1 + (-1)^q \cos \nu \alpha}$$

Pentru armonica fundamentală rezultă cu $q=0$ și $\nu=1$:

$$i_{L1 \max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_{di} \sqrt{2(1 + \cos \alpha)} \quad (9.4)$$

Observînd că:

$$\sqrt{\frac{1 + \cos \alpha}{2}} = \pm \cos \frac{\alpha}{2} \quad (9.5)$$

rezultă:

$$i_{L1 \max}(\alpha) = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{3}} I_{di} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (9.6)$$

Pentru armonicile $\nu=5$ și 7 punînd $q=1$, se obține:

$$i_{L\nu \max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} \sqrt{\sin^2 \nu \alpha + [-1 + \cos \nu \alpha]^2} \cdot I_{di} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}} \sqrt{2(1 - \cos \nu \alpha)} \cdot I_{di}$$

Având:

$$\sqrt{\frac{1 - \cos \nu \alpha}{2}} = \pm \sin \nu \frac{\alpha}{2} \quad (9.4')$$

rezultă:

$$i_{L5 \max}(\alpha) = \pm \frac{2\sqrt{3}}{L5} \sin 5 \frac{\alpha}{2} I_{di} \quad (9.7)$$

$$i_{L7 \max}(\alpha) = \pm \frac{2\sqrt{3}}{L7} \sin 7 \frac{\alpha}{2} I_{di} \quad (9.8)$$

Deasemenea pentru armonicile $\nu = 11$ și $\nu = 13$ cu $q=2$:

$$i_{L\nu \max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{L\nu} \sqrt{\sin^2 \alpha + [(-1)^2 + \cos \nu \alpha]^2} \cdot I_{di}$$

$$i_{L\nu \max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{L\nu} \sqrt{2(1 + \cos \nu \alpha)} \cdot I_{di} \quad (9.9)$$

$$i_{L\nu \max}(\alpha) = \pm \frac{2\sqrt{3}}{L\nu} I_{di} \cos \nu \frac{\alpha}{2}$$

Astfel că:

$$i_{L11 \max}(\alpha) = \pm \frac{2\sqrt{3}}{L11} I_{di} \cos 11 \frac{\alpha}{2} \quad (9.10)$$

$$i_{L13 \max}(\alpha) = \pm \frac{2\sqrt{3}}{L13} I_{di} \cos 13 \frac{\alpha}{2} \quad (9.11)$$

În figura 25 este indicată variația în funcție de unghiul de comandă a valorilor amplitudinilor armonicilor $\nu = 1, 5$ și 7 exprimate în raport cu amplitudinea $i_{L1 \max}$ la valoarea $\alpha = 0$:

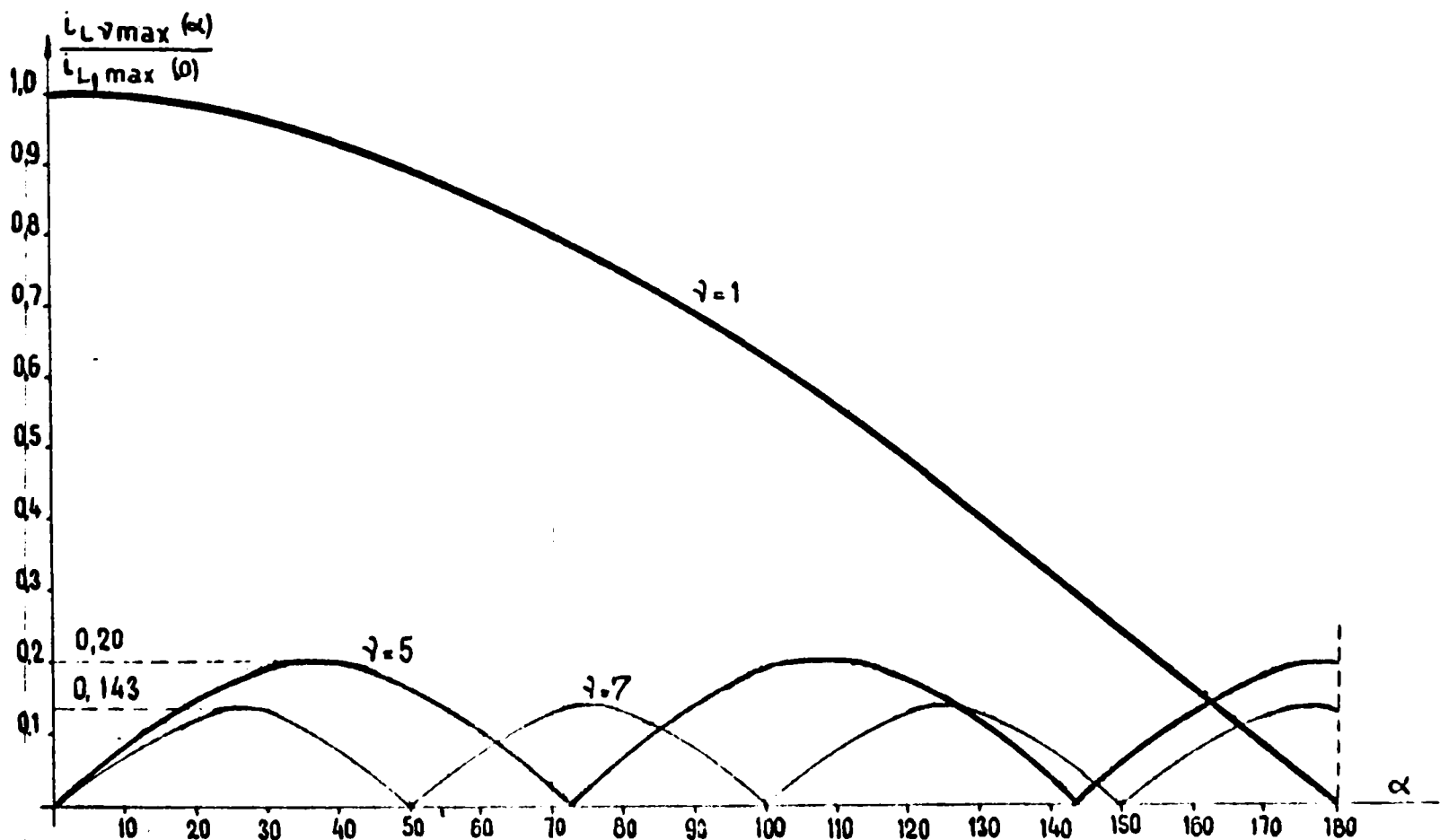


Fig. 25 Amplitudinea armonicilor $\nu = 1; 5; 7$, a curentului de linie pentru redresorul trifazat cu punți asimetrice egale

In figura 26 este indicată variația în raport cu α a amplitudinilor armonicilor $\nu = 11$ și 13 , exprimate relativ față de valoarea amplitudinii $i_{L\nu\max}$ la valoarea $\alpha = 0$.

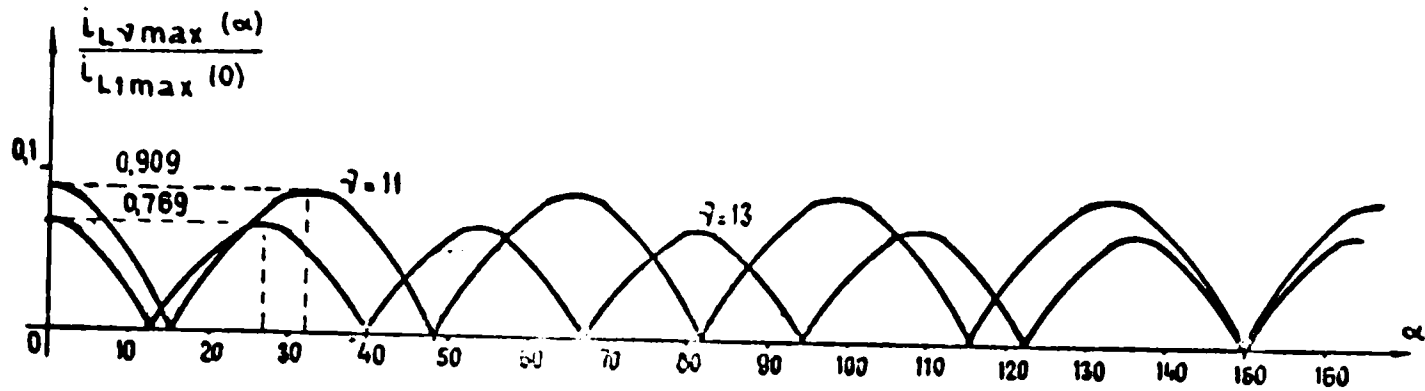


Fig. 26. Amplitudinea armonicilor $\nu=11$ și $\nu=13$ ale curentului de linie din rețea la redresorul trifazat cu punți asimetrice

In reprezentările din fig. 25 și 26 s-au exprimat amplitudinile armonicilor în funcție de unghiul α sub formă relativă:

$$\frac{i_{L\nu\max}(\alpha)}{i_{L\nu\max}(0)} = \pm \frac{1}{\nu} \cos \nu \frac{\alpha}{2} \quad (9.12)$$

valabilă pentru $q = \text{par}$ și:

$$\frac{i_{L\nu\max}(\alpha)}{i_{L\nu\max}(0)} = \pm \frac{1}{\nu} \sin \nu \frac{\alpha}{2} \quad (9.13)$$

pentru q impar. Frecvențele în funcție de q au fost definite prin relația: (3.12).

Din examinarea celor două figuri 25 și 26, observăm că la $\alpha = 0$, armonicile corespunzătoare lui q impar se anulează rămânând numai cele cu q par. Astfel armonicile de ordinul $\nu = 5$ și $\nu = 7$ sînt nule, și deci se realizează condițiile de funcționare ale unui redresor dodecafazat.

Pe măsură ce unghiul α crește apar și armonicile de ordinul $\nu = 5$ și $\nu = 7$.

Din contră armonicile pentru q par, între care se cuprind și armonica fundamentală au valorile maxime pentru $\alpha = 0$.

Armonica fundamentală are o variație cosinusoidală pe tot intervalul $\alpha \in (0; \pi)$ și se anulează la $\alpha = \pi$.

Armonicile superioare au o variație armonică a căror perioadă este $\frac{2\pi}{\nu}$ radiani și anume:

- variație cosinusoidală pentru q par și

- variație sinusoidală pentru q impar.

Astfel intervalul $0 \div \bar{\omega}$ este divizat în ν intervale, iar funcția reprezentată are o variație după (9.12) sau (9.13) după cum q este par sau impar.

10. CALCULUL VALORILOR CURENȚILOR DE LINIE EFECTIVE A MUTATORULUI CU PUNTI ASIMETRICE EGALE

a) Am văzut că la $\alpha = 0$

$$i_{Lmax}^{(0)} = \frac{I_{di}}{2} \sqrt{\frac{12+6\sqrt{3}}{9}} = 0,7886751 I_d \quad (10.1)$$

Această valoare a fost dedusă din figura 21.

Presupunând că unghiul α variază uniform începând de la unghiul $\alpha = 0$ pînă la $\alpha = \bar{\omega}$, și considerînd cazul mutatorului indicat în figura 22, funcția $f_1(x)$ pentru curentul de linie aferent punții trifazate cu diode rămîne fix, iar $f_2(x)$ corespunzător unghiului α realizează o deplasare spre dreapta cu valoarea acestui unghi. Se calculează pe rînd cîteva valori efective, caracteristice ale curentului de linie în funcție de α .

b) Pentru $\alpha = \frac{\bar{\omega}}{6}$, cu ajutorul datelor din figura 26^{bis} se obține:

$$i_{Lmax}^{(30)} = \sqrt{\frac{1}{\bar{\omega}} \int_0^{\bar{\omega}} (f(x))^2 dx} = \sqrt{\frac{1}{\bar{\omega}} \left[\left(I_d \frac{(\sqrt{3}+1)}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{\bar{\omega}}{3} + \left(I_d \frac{\sqrt{3}+2}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{\bar{\omega}}{3} + \left(\frac{I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{\bar{\omega}}{3} \right]}$$

$$i_{Lmax}^{(30)} = \frac{I_{di}}{2} \sqrt{\frac{12+6\sqrt{3}}{9}} \quad (10.2)$$

Se constată că valoarea efectivă a curentului de linie în poziția $\alpha = \frac{\bar{\omega}}{6}$ este identică cu aceea a curentului în poziția $\alpha = 0$. Din aceasta se deduce că în tot intervalul $\alpha \in (0; \frac{\bar{\omega}}{6})$ curentul de linie are valoarea efectivă egală cu cea dată de (10.1). Rezultatul se justifică și în altă formă întrucît comparînd diagramele din fig. 21 și fig. 26^{bis}, se constată că pe un interval $0 - \bar{\omega}/6$ luat arbitrar, ariile $f(x) dx$ maximale sînt egale în ambele diagrame și ca o consecință și valorile efective ale celor doi curenți vor fi egale.

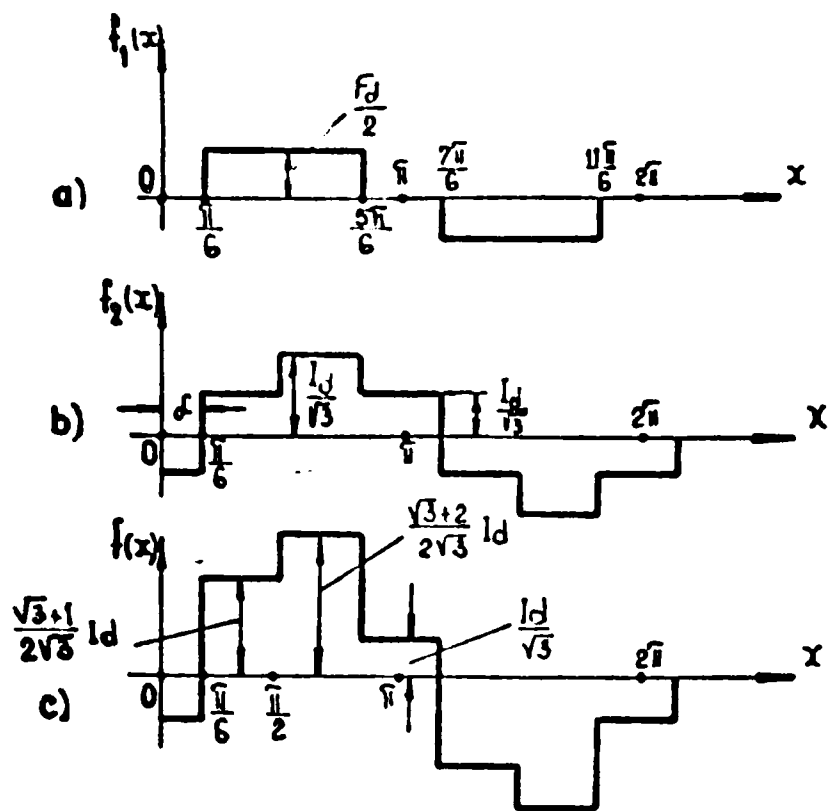


Fig 26^b: Variația curentului de linie la $\alpha = \frac{\pi}{6}$
 a) $f_1(x)$ pentru puntea cu diode; b) $f_2(x)$ pentru puntea cu tiristoare c) curentul total $i_L = i_L^1 + i_L^2 = f(x)$

c) Pentru $\alpha = 60^\circ$ funcția $f_2(x)$ este deplasată cu $\frac{\pi}{3}$ radiani și curbele de variație ale curenților de linie $f_1(x)$, $f_2(x)$ și $f(x)$ sînt indicate în figura 27.

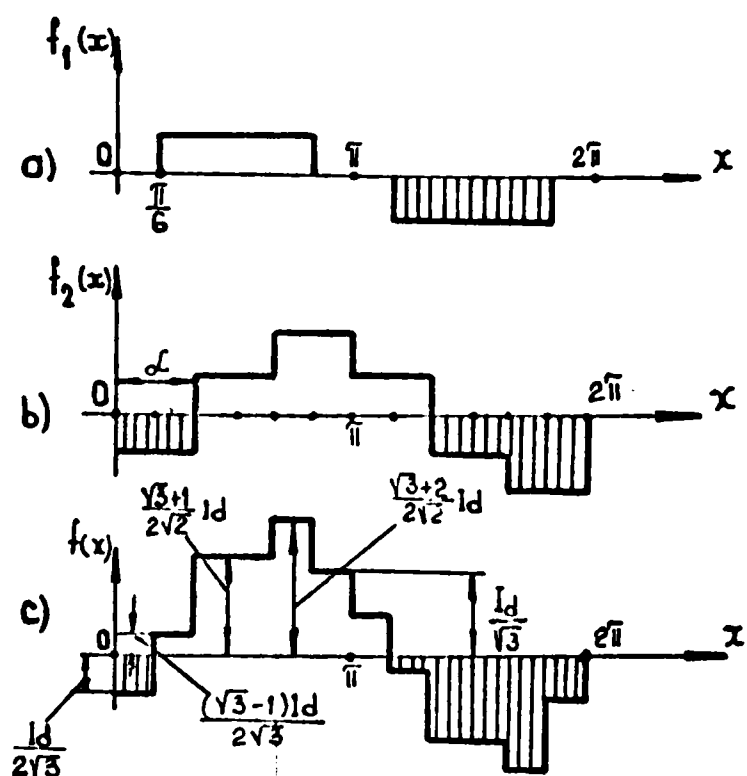


Fig 27 Variația curentului de linie la $\alpha = \frac{\pi}{3}$.
 a) $f_1(x)$ pentru puntea cu diode, b) $f_2(x)$ pentru puntea cu tiristoare, c) $f(x)$ curentul total.

Se obține:

$$i_{Lmax}^{(60)} = \sqrt{\frac{1}{\bar{L}} \left[\left(\frac{I_d(\sqrt{3}-1)}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{\bar{L}}{6} + \left(\frac{I_d(\sqrt{3}+1)}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot 2 \frac{\bar{L}}{6} + \left(\frac{(\sqrt{3}+2)I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{\bar{L}}{6} + \left(\frac{I_d}{\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{\bar{L}}{6} + \left(\frac{I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{\bar{L}}{6} \right]}$$

$$= I_d \sqrt{\frac{6\sqrt{3}+24}{4 \cdot 3 \cdot 6}} = I_d \sqrt{\frac{\sqrt{3}+4}{12}} = 0,6911374 I_d$$

(10.3)

d) Pentru $\alpha = 90^\circ$, din diagrama din figura 28 rezultă:

$$i_{Lmax}^{(90)} = \sqrt{\frac{1}{\bar{L}} \left[\left(I_d \frac{\sqrt{3}-1}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{\bar{L}}{3} + \left(\frac{\sqrt{3}+1}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \cdot \frac{\bar{L}}{3} + \left(\frac{2I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{\bar{L}}{3} \right]} \cdot I_d = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0,5963474 I_d$$

(10.4)

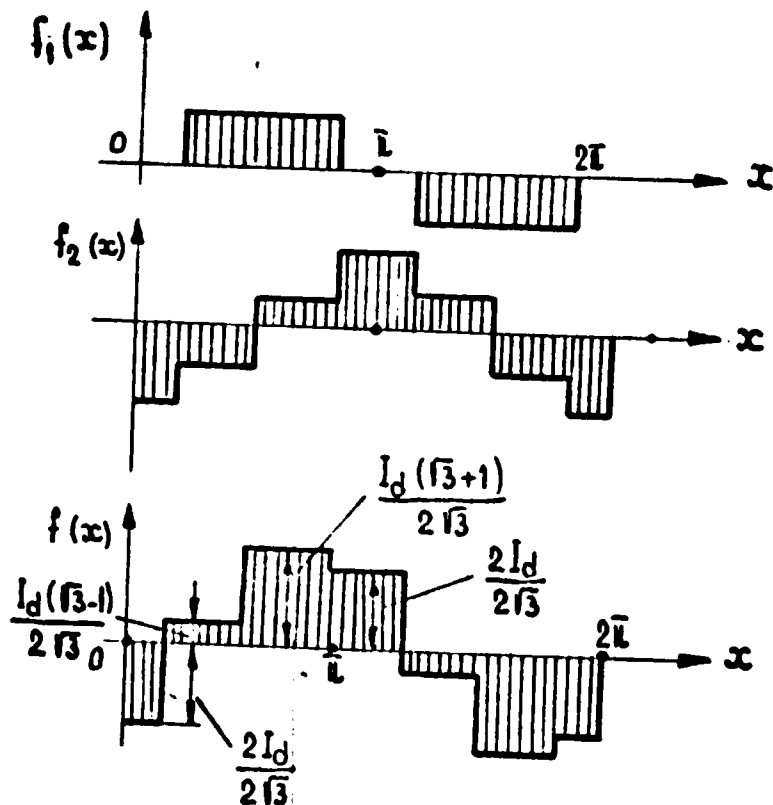


Fig. 28 Variația curentului de linie la $\alpha = \frac{\bar{L}}{2}$
 a) $f_1(x)$ pentru diode; b) $f_2(x)$ pentru
 tiristoare; c) curentul total $f(x)$

UNIVERSITATEA POLITEHNICĂ
 TIMIȘOARA
 BIBLIOTECA CENTRALĂ

e) Pentru $\alpha = 120^\circ$, din diagrama din figură 29, rezultă:

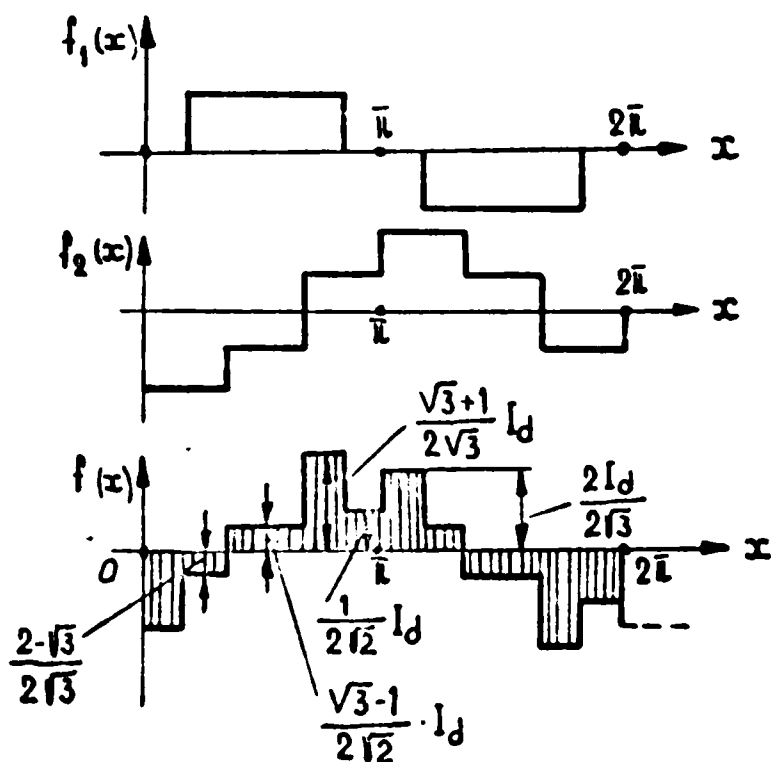


Fig. 29 Variația curentului de linie la $\alpha = \frac{2\pi}{3}$
 a) $f_1(x)$ pentru diode; b) $f_2(x)$ pentru tiristoare; c) $f(x)$ curentul total

se obține:

$$i_{Lmax}^{(120)} = I_d \sqrt{\frac{4-\sqrt{3}}{12}} = 0,4347363 I_d \quad (10.5)$$

f) Pentru $\alpha = 150^\circ$ din diagrama din figura 30

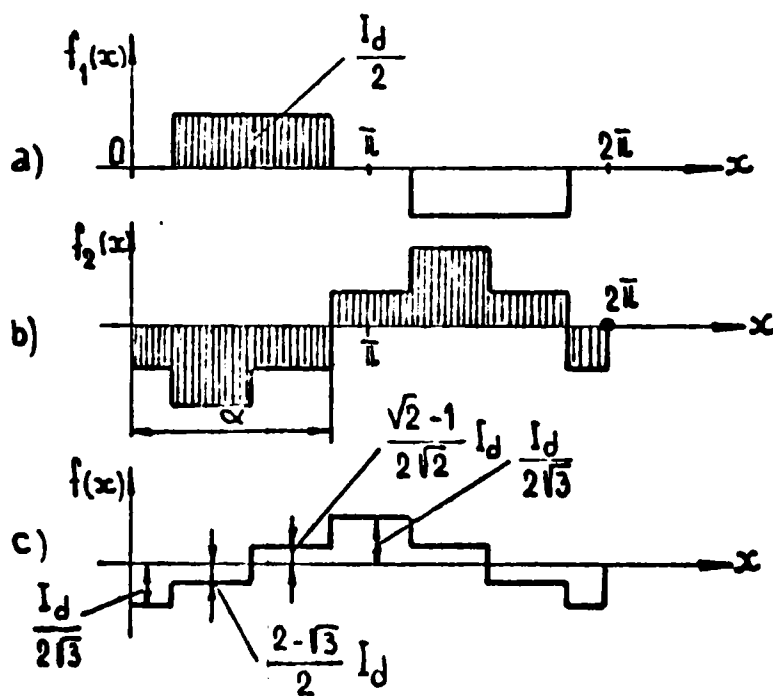


Fig. 30 Variația curentului de linie la $\alpha = \frac{5\pi}{6}$
 a) $f_1(x)$ pentru diode b) $f_2(x)$ pentru tiristoare c) $f(x)$ curentul total

$$i_{Lmax(150)} = \sqrt{\frac{1}{L} \left[\left(\frac{\sqrt{3}-1}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \frac{L}{3} + \left(\frac{I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{L}{3} + \left(\frac{2-\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \frac{L}{3} \right]}$$

$$i_{Lmax(150)} = \sqrt{\frac{3+1-2\sqrt{3}}{4 \cdot 3 \cdot 3} + \frac{1}{4 \cdot 3 \cdot 3} + \frac{4+3-4\sqrt{3}}{2 \cdot 3 \cdot 3}} \cdot I_d = I_d \sqrt{\frac{12-6\sqrt{3}}{36}} = I_d \sqrt{\frac{2-\sqrt{3}}{6}} = 0,2113248 I_d \quad (10.6)$$

g) In fine, pentru $\alpha = 180^\circ$ din diagrama din figura 31 rezultă:

$$i_{Lmax(180)} = \sqrt{\frac{1}{L} \left[\left(\frac{I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{L}{3} + \left(\frac{\sqrt{3}-1}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \frac{L}{3} + \left(\frac{2-\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \frac{L}{3} \right]} = I_d \sqrt{\frac{2-\sqrt{3}}{6}} = 0,2113248 I_d \quad (10.7)$$

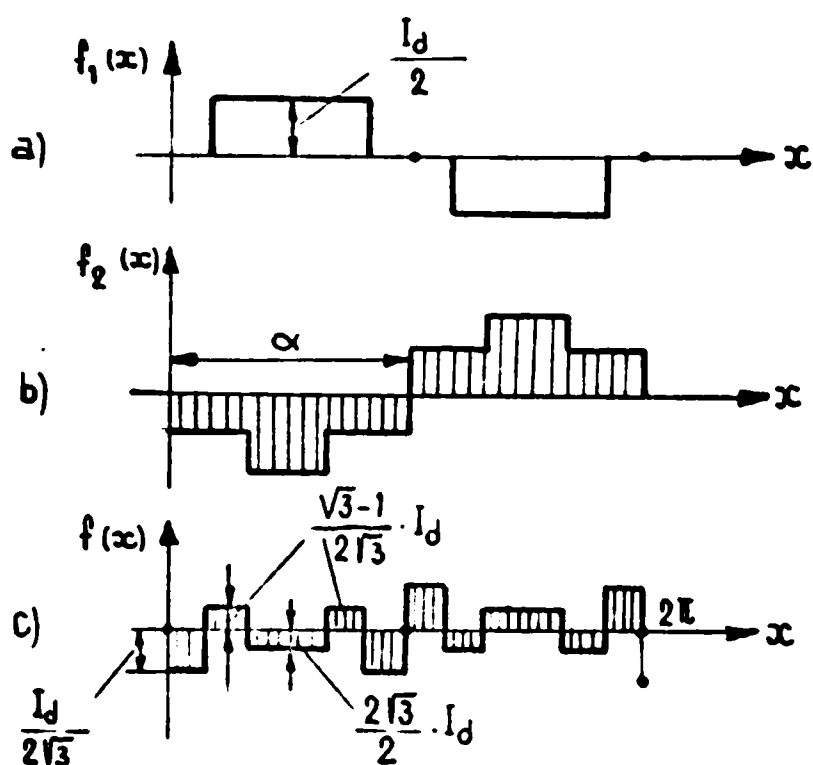


Fig.31 Variația curentului de linie la $\alpha = \bar{U}$
 a) $f_1(x)$ pentru diode; b) $f_2(x)$ pentru ti-
 ristoare; c) $f(x)$ curentul total

Observație: La același rezultat s-ar ajunge și în cazul mutatoarelor cu punți asimetrice egale, la care partea fixă a curentului de linie din figura 21 este $f_2(x)$ din poziția a), iar pe partea mobilă în raport cu originea fazelor, corespunzător unghiului de aprindere α este $f_1(x)$, din poziția b).

Valoarea efectivă a armonicilor în acest caz s-ar calcula cu:

$$i_{L\gamma max} = \frac{\sqrt{3} I_d}{L\gamma} \sqrt{\left[(-1)^\gamma \sin \gamma \alpha \right]^2 + \left[1 + (-1)^\gamma \cos \gamma \alpha \right]^2} \quad (10.8)$$

care în final se scrie;

$$i_{LV\max} = \frac{\sqrt{3} I_d}{I_v} \sqrt{2(1 \pm \cos \alpha)} \quad (10.9)$$

în care semnul + de sub radical se ia pentru q par (0 și 2) iar semnul - pentru q impar (q = 1), definit după (3.12).

După cum se observă relația (10.9.) este identică cu (9.4) și (9.4') Q.E.D.

Deasemenea este clar că și valorile efective ale curentului total vor fi același, deoarece prin deplasarea relativă reciprocă a funcțiilor $f_1(x)$ și $f_2(x)$ se obțin aceleași forme de curent în raport cu faza curentă x reprezentate în diagramele examinate mai sus din figurile de la nr.26^{bis} la 31 inclusiv.

Din aceste considerații rezultă că utilizând două tipuri de transformatoare de rețea Ddy sau Yyd, după felul în care pentru fiecare tip de transformator se echipează cu diode și respectiv cu tiristoare oricare dintre cele două înfășurări secundare, rezultă patru scheme de mutatoare cu punți trifazate asimetrice egale, arătate în tabelul 1:

tabelul 1

Varianta	Tipul trafo	Conexiune secundar	
		Punte cu diode	Punte cu tiristoare
I.	Yyd	y	d
II.	Yyd	d	y
III.	Ddy	d	y
IV	Ddy	y	d

**11. VARIATIA REZIDUULUI DEFORMANT IN FUNCTIE
DE UNGHIUL DE COMANDA**

Cu ajutorul datelor obținute din § 10 la calculul curentului total de linie și utilizând relațiile (9.6), (9.7), (9.8), (9.10) și (9.11) pentru armonicile curentului de linie, scrise pentru valoarea efectivă:

$$\begin{aligned}
 I_{L1}(\alpha) &= \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{1} I_{di} \cos \frac{\alpha}{2} \\
 I_{L5}(\alpha) &= \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{5} I_{di} \sin 5 \frac{\alpha}{2} \\
 I_{L7}(\alpha) &= \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{7} I_{di} \sin 7 \frac{\alpha}{2} \\
 I_{L11}(\alpha) &= \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{11} I_{di} \cos 11 \frac{\alpha}{2} \\
 I_{L13}(\alpha) &= \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{13} I_{di} \cos 13 \frac{\alpha}{2}
 \end{aligned}
 \tag{11.1}$$

Având $I_L(\alpha)$ și $I_{Lv}(\alpha)$ pentru valori discrete ale lui α se poate calcula conținutul în armonici v și reziduul deformant, observând că [7]:

$$I_L^2(\alpha) = I_{L1}^2(\alpha) + \left(\sum_{v=2}^{\infty} I_{Lv}(\alpha) \right)^2
 \tag{11.2}$$

sau în valori relative raportate la curentul redresat:

$$\left(\frac{I_L(\alpha)}{I_{di}} \right)^2 = \left(\frac{I_{L1}(\alpha)}{I_{di}} \right)^2 + \left(\frac{\sum_{v=2}^{\infty} I_{Lv}(\alpha)}{I_{di}} \right)^2
 \tag{11.3}$$

Notînd:

$$A^2 = B^2 + C^2
 \tag{11.3'}$$

în care:

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{I_L(\alpha)}{I_{di}} \\
 B &= \frac{I_{L1}(\alpha)}{I_{di}} \\
 C &= \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_{Lv}^2(\alpha)}}{I_{di}}
 \end{aligned}
 \tag{11.4}$$

Reziduul deformant C raportat la curentul redresat ideal se poate calcula din 11.3, observînd că:

$$\frac{I_{L1}(\alpha)}{I_{di}} = \frac{I_{L1}(\alpha)}{I_{L1}(0)} \cdot \frac{I_{L1}(0)}{I_{di}}$$

unde:

$$\frac{I_{L1}(0)}{I_{di}} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{1} = 0,7796968 \approx 0,78$$

Astfel că:

$$C(\alpha) = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} I_{L_i}(\alpha)}}{I_{di}} = \sqrt{\left(\frac{I_L(\alpha)}{I_d}\right)^2 - \left(0,78 \frac{I_{L_1}(\alpha)}{I_{L_1}(0)}\right)^2} \quad (11.5)$$

relație dată în [71] pentru puntea trifazată semicomandată și care se vede de aici că este valabilă și pentru puntea trifazată asimetrică. Valorile relative calculate cu (11.5) sînt exacte în măsura în care valorile $I_L(\alpha)$ și $I_{L_1}(\alpha)$ avute la dispoziție sînt exacte și nu sînt influențate de efectul de comutație al supapelor.

În cazul în care nu avem la dispoziție curentul total $I_L(\alpha)$, reziduul deformant raportat la I_{di} , se determină direct din relațiile (11.1):

$$C'(\alpha) = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3}}{4} \sqrt{\left(\frac{1}{5} \cos \frac{5\alpha}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{7} \sin 7 \frac{\alpha}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{11} \cos 11 \frac{\alpha}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{13} \cos 13 \frac{\alpha}{2}\right)^2 + \dots} \quad (11.6)$$

unde evident $C'(\alpha) \rightarrow C(\alpha)$ pentru suma de sub radical în care se iau cît mai mulți termeni.

În fine mai trebuie stabilită legătura dintre valorile A, B, și C cu valorile v și k (conținutul în fundamentală și în armonici).

Din (11.3') rezultă:

$$1 = \frac{B^2}{A^2} + \frac{C^2}{A^2}$$

și ținînd seama din (71) că $v^2 + k^2 = 1$ se deduce:

$$v = \frac{B}{A}, \quad k = \frac{C}{A} \quad (11.7)$$

și se calculează valorile mărimilor specificate pentru diferite valori ale unghiului α , recapitulate în tabelul de mai jos:

tabelul 2

α	$A = \frac{I_L(\alpha)}{I_{d_i}}$	$B = \frac{I_{L_1}(\alpha)}{I_{d_i}}$	$C = \frac{\sqrt{\sum I_{L_v}^2}}{F_{d_i}}$ $C^2 = A^2 - B^2$	$v = \frac{B}{A}$	$k = \frac{C}{A}$
0	0,78867	0,77969	0,11870	0,98861	0,15050
30	0,78867	0,75312	0,23413	0,95492	0,29686
60	0,69113	0,67524	0,14737	0,97700	0,21323
90	0,59634	0,55133	0,22728	0,92418	0,38112
120	0,43473	0,38984	0,19240	0,89674	0,44257
150	0,21132	0,20180	0,06269	0,95494	0,29665
180	0,21132	0	0,21132	0	1,0000

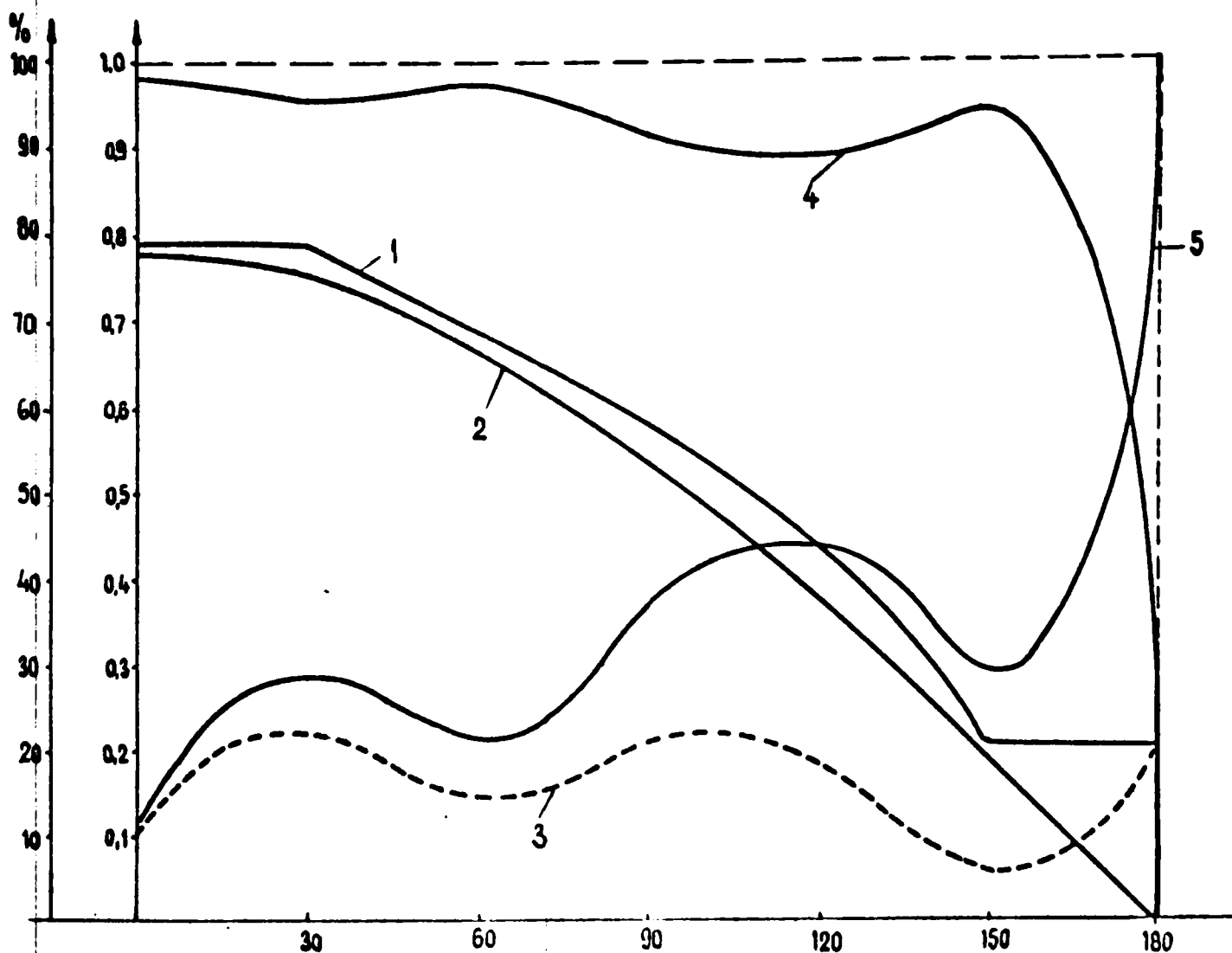


Fig.32. Diagrama pentru punți trifazate, asimetrice egale: 1- curentul total de linie redus $A = f(\alpha)$; 2. Armonica fundamentală relativă $B = f(\alpha)$; 3- Reziduul deformat relativ $C = f(\alpha)$; 4- Conținutul în fundamentală $v = f(\alpha)$; 5- Conținutul în armonici $k = f(\alpha)$

CAPITOLUL III

CURENTII DE LINIE LA MUTATOARE ASIMETRICE INEGALE

In cele ce urmează se va evalua curentul și armonicile curentului de linie pentru un mutator cu punți trifazate asimetrice în funcție de unghiul de comandă α al mutatorului cu tiristoare. Aceste valori sînt necesare la dimensionarea instalațiilor pentru compensarea puterii reactive și pentru reducerea efectului derormant.

12. MUTATOARE CU PUNTI TRIFAZATE ASIMETRICE INEGALE

După cum este cunoscut unghiul de comandă la invertoare nu trebuie să depășească $145 - 150^\circ$ pentru a evita comutația interpestivă a supapelor, prin trecere din regim de inverter în regim de redresor, fenomen echivalent cu un scurtcircuit. Limitarea unghiului se face dispunînd ca:

$$U_{di_2} < U_{di_1}(0) \quad (12.1)$$

unde U_{di_2} este tensiunea furnizată de redresorul cu diode, iar $U_{di_1}(0)$ este tensiunea furnizată de mutatorul cu tiristoare la unghiul de comandă zero.

Dacă se pune:

$$\frac{U_{di_1}(0)}{U_{di_2}} = k > 1 \quad (12.2)$$

unde k este cunoscut sub denumirea de coeficientul lui RABL, ținînd seama că:

$$U_{di_1}(\alpha) = U_{di_1}(0) \cos \alpha \quad (12.3)$$

Tensiunea totală redresată a mutatorului cu punți trifazate asimetrice inegale în funcție de unghiul de comandă este:

$$U_{di}(\alpha) = U_{di_2} + U_{di_1}(0) \cos \alpha \quad (12.4)$$

Din figura 33 se vede că punctul B din diagrama circulară corespunde la tensiunea nulă a mutatorului, pentru valoarea limită a unghiului de comandă:

$$\alpha = \alpha_{lim} = \alpha_{max} \quad (12.5)$$

Anulînd relația din (12.4) avem:

$$0 = U_{di_2} + U_{di_1}(0) \cos \alpha_{lim}$$

Ținând cont de (12.2):

$$U_{di_1}(0) \cos \alpha_{lim} + \frac{U_{di_1}(0)}{k} = 0$$

Se obține:

$$K = -\frac{1}{\cos \alpha_{lim}} \quad (12.6)$$

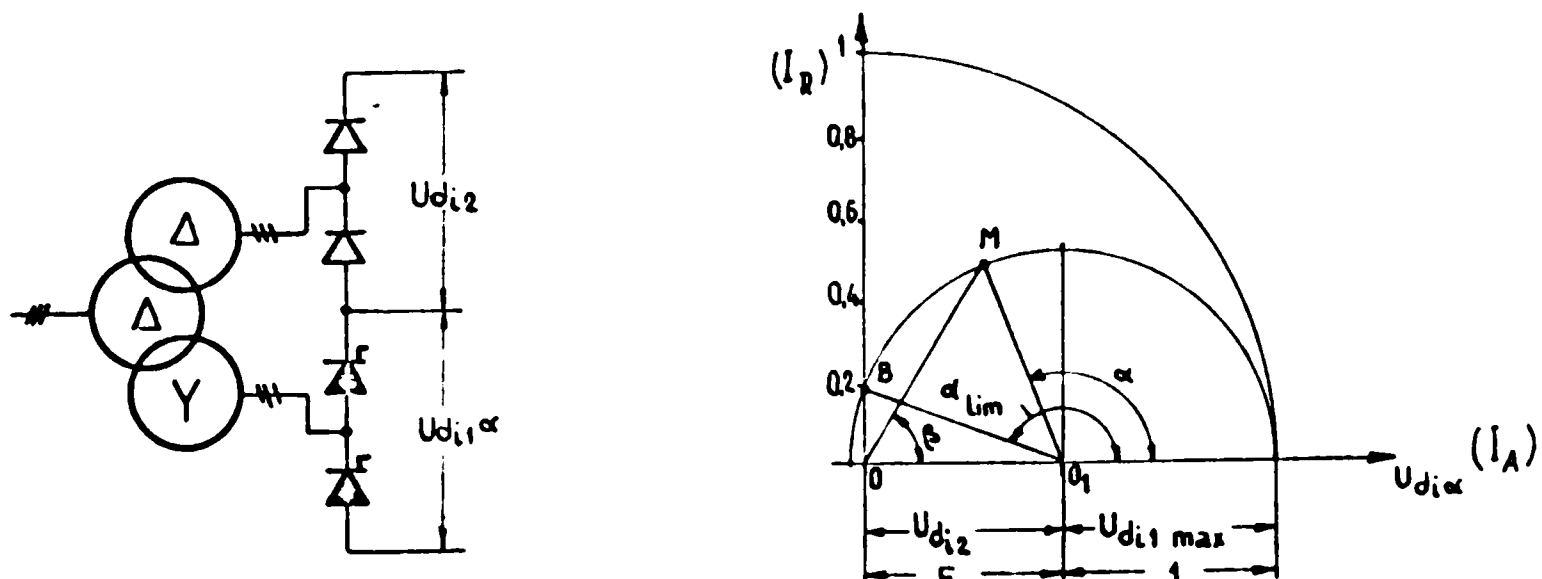


Fig. 33 Schema redresorului cu punți trifazice asimetrice inegale.

Valoarea maximă a tensiunii redresate se obține pentru

$\alpha = 0$:

$$U_{di} = U_{di_1} \left[\frac{1}{k} + 1 \right] = \frac{k+1}{k} U_{di_1} \quad (12.7)$$

Dacă

$\alpha_{max} = 150^\circ$, din (12.6) se obține:

$$K = \frac{-1}{-0,86603} \approx 1,18 \quad (12.8)$$

Utilizarea coeficientului K în calculele curenților este incomodă, astfel că se propune introducerea valorii inverse F definită prin:

$$F = \frac{1}{k} = \frac{U_{di_1}(0)}{U_{di_2}} \quad (12.9)$$

În continuare se face referire la mutațiile obținute din variantele indicate în tabelul 1 la care prin construcție se ia:

$$U_{di_2} = F U_{di_1}(0) \quad (12.9')$$

Această condiție este îndeplinită dacă între tensiunile

$$U_{a_2} = F U_{a_1} \quad (12.10)$$

unde U_{a_1} și U_{a_2} au semnificațiile din figura 18. Fazorii echivalenți ai acestei punți sînt după cum știm decalajați cu $\frac{\pi}{6}$, iar valorile lor sînt:

$$U_{a_1} = \frac{U_{a_2}}{F} = \frac{U_{f_2}}{2} \quad (12.10')$$

adică jumătate din tensiunea primară de fază a transformatorului de rețea, considerînd raportul de transformare

$$\frac{W_2}{W_1} = \frac{U_{a_1}}{U_{f_2}} = \frac{1}{2} \quad \frac{W_2'}{W_1} = \frac{U_{a_2}}{U_{f_2}} = \frac{F}{2} \quad \frac{U_{f_1}}{U_{f_2}} = 1 \quad (12.11)$$

și considerînd numai modulele, abstracție făcînd de faze:

$$U_{a_1} + U_{a_2} = \frac{1}{2} U_{f_2} + \frac{F}{2} U_{f_2} = \frac{1+F}{2} U_{f_2} \quad (12.12)$$

și deasemeni:

$$U_{d_i}(0) = U_{d_{i_1}}(0) + U_{d_{i_2}} = (1+F) U_{d_{i_1}}(0)$$

$$\frac{U_{d_{i_1}}(0)}{U_{d_i}(0)} = \frac{1}{1+F} \quad ; \quad \frac{U_{d_{i_2}}}{U_{d_i}(0)} = \frac{F}{1+F} \quad (12.12')$$

•//•

13. CURENTUL TOTAL DE LINIE LA MUTATORUL CU PUNTI ASIMETRICE INEGALE

Curentul total I_d care trece prin rezistența de sarcină R_d este rezultatul acțiunii ambelor mutatoare conectate în serie pe partea de curent continuu. Este simplu de văzut că pentru partea de diode, curentul de linie în primarul transformatorului de rețea este cel indicat în figura 34. a): pentru redresorul de diode, iar în figura 34.b) este arătat curentul de linie la mutatorul cu tiristoare în variantele I și III din tabelul 1 :

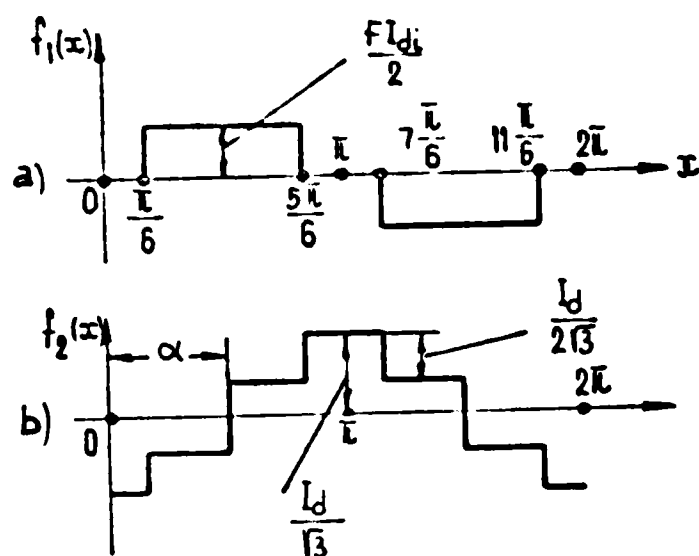


Fig.34 Componentele curentului total de linie la mutatorul cu punți trifazate asimetrice inegale. a)-la redresorul cu diode; b) la mutatorul cu tiristoare;(variantele I și II)

Cele două componente ale curentului de linie se definesc astfel:

$$f_1(x) = \begin{cases} +\frac{F I_{di}}{2} ; x \in \left[\frac{\pi}{6} ; \frac{5\pi}{6} \right] \\ 0 ; x \in \left[0 ; \frac{\pi}{6} \right] ; x \in \left[\frac{5\pi}{6} ; \frac{7\pi}{6} \right] ; x \in \left[\frac{11\pi}{6} ; 2\pi \right] \\ -\frac{F I_{di}}{2} ; x \in \left[7\frac{\pi}{6} ; 11\frac{\pi}{6} \right] \end{cases} \quad (13.1)$$

$$f_2(x) = \begin{cases} +\frac{I_d}{2\sqrt{3}} ; x \in \left[\alpha ; \frac{\pi}{6} + \alpha \right] \text{ și } x \in \left[\frac{2\pi}{3} + \alpha ; \pi + \alpha \right] \\ +\frac{I_d}{\sqrt{3}} ; x \in \left[\frac{\pi}{3} + \alpha ; \frac{2\pi}{3} + \alpha \right] \\ -\frac{I_d}{2\sqrt{3}} ; x \in \left[\pi + \alpha ; \frac{4\pi}{3} + \alpha \right] ; x \in \left[\frac{5\pi}{3} + \alpha ; 2\pi + \alpha \right] \\ -\frac{I_d}{\sqrt{3}} ; x \in \left[\frac{4\pi}{3} + \alpha ; \frac{5\pi}{3} + \alpha \right] \end{cases} \quad (13.2)$$

Se remarcă că $f_2(x)$ are aceeași expresie ca la punțile asimetrice egale.

Relațiile (13.1) și (13.2) sînt valabile pentru variantele I și III din tabelul 1.

Se poate ușor arăta că pentru variantele II și IV din același tabel curenții $f_1(x)$, corespunzător punții cu diode și $f_2(x)$, corespunzător punții cu tiristoare au forma din figura 35:

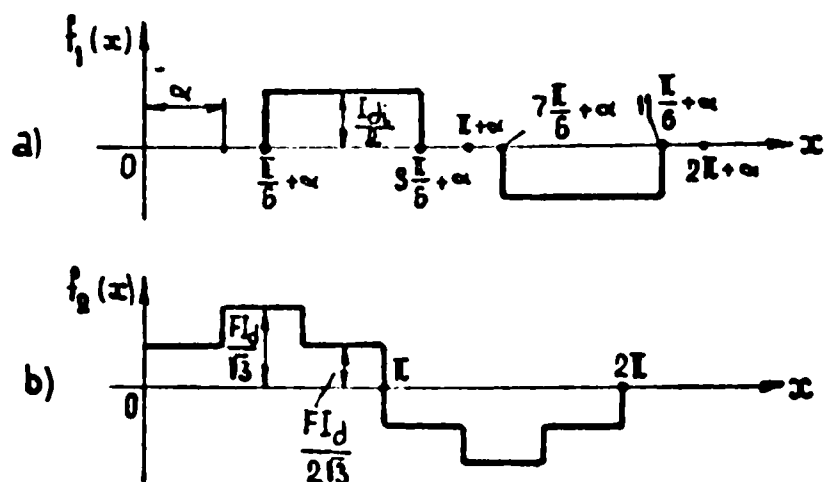


Fig. 35 Componentele curentului total de linie la mutație variantele II și IV

Funcțiile $f_1(x)$ și $f_2(x)$ sînt definite în acest caz astfel:

$$f_1(x) = \begin{cases} + \frac{I_d}{2} ; x \in \left[\frac{L}{6} + \alpha ; \frac{5L}{6} + \alpha \right] \\ 0 ; x \in \left[0 + \alpha ; \frac{L}{6} + \alpha \right] ; x \in \left[\frac{5L}{6} + \alpha ; \frac{7L}{6} + \alpha \right] ; x \in \left[\frac{11L}{6} + \alpha ; 2L + \alpha \right] \\ - \frac{I_d}{2} ; x \in \left[\frac{7L}{6} + \alpha ; \frac{11L}{6} + \alpha \right] \end{cases} \quad (13.3)$$

$$f_2(x) = \begin{cases} + \frac{FI_d}{2\sqrt{3}} ; x \in \left[0 ; \frac{L}{3} \right] \text{ și } x \in \left[\frac{2L}{3} ; L \right] \\ + \frac{FI_d}{\sqrt{3}} ; x \in \left[\frac{L}{3} ; \frac{2L}{3} \right] \\ - \frac{FI_d}{2\sqrt{3}} ; x \in \left[L ; \frac{4L}{3} \right] \text{ și } x \in \left[\frac{5L}{3} ; 2L \right] \\ - \frac{FI_d}{\sqrt{3}} ; x \in \left[\frac{4L}{3} ; \frac{5L}{3} \right] \end{cases} \quad (13.4)$$

În cazul în care $\alpha = 0$, variația ideală a curentului de linie pentru cele două grupe de variante este indicată în figura 36:

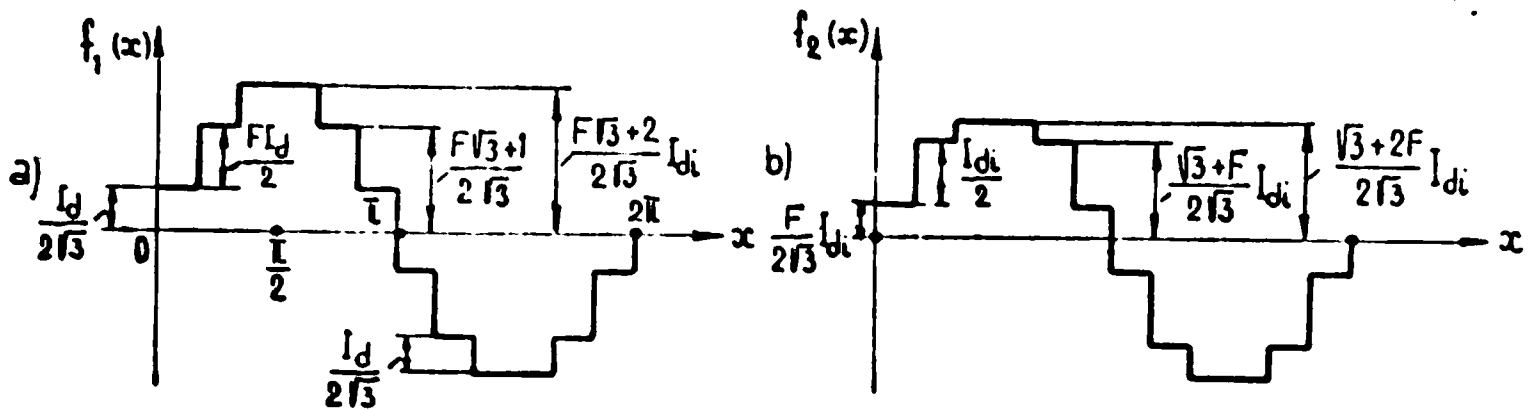


Fig.36 Variația curentilor de linie la $\alpha = 0$ pentru mutatoarele în cele două grupe de variante: a) $f_1(x)$ pentru variantele I și III. b) $f_2(x)$ pentru variantele II și IV

Se observă că la primul grup de variante curentul total de linie variază în treptele:

$$\frac{I_{di}}{2\sqrt{3}}, \frac{F\sqrt{3}+1}{2\sqrt{3}} I_{di} \text{ și } \frac{F\sqrt{3}+2}{2\sqrt{3}} I_{di} \quad (13.5)$$

iar la grupul al doilea în treptele:

$$\frac{F}{2\sqrt{3}} I_{di}, \frac{\sqrt{3}+F}{2\sqrt{3}} I_{di} \text{ și } \frac{\sqrt{3}+2F}{2\sqrt{3}} I_{di} \quad (13.6)$$

Utilizînd analiza Fourier și ținînd seama de rezultatele anterioare, amplitudinile componentelor A_ν și B_ν ale curentului de linie pentru cele două grupe de variante se determină cu următoarele relații:

a) grupa I-a:

Pentru redresorul cu diode:

$$\begin{aligned} A'_\nu &= 0 \\ B'_\nu &= \frac{F\sqrt{3}}{k_\nu} (-1)^\nu I_{di}, \end{aligned} \quad (13.7)$$

iar pentru partea de mutator cu tiristoare:

$$\begin{aligned} A''_\nu &= \frac{\sqrt{3}}{k_\nu} (-1) \sin \nu\alpha \\ B''_\nu &= \frac{\sqrt{3}}{k_\nu} \cos \nu\alpha \end{aligned} \quad (13.8)$$

Astfel că amplitudinea curentului de armonică ν este:

$$i_{L\nu\max}(\alpha) = \sqrt{A'^2_{\nu} + (B'_{\nu} + B''_{\nu})^2} \quad (13.9)$$

Tinând seama de (13.7) și (13.8), se obține:

$$i_{L\nu\max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{L_{\nu}} I_{di} \sqrt{\sin^2 \nu \alpha + [F(-1)^q + \cos \nu \alpha]^2} \quad (13.10)$$

unde q este definit în (3.12).

Particularizând pentru q valori pare și impare, relația (13.10) se poate scrie:

q par, având $(-1)^q = 1$ și $\nu = 1, 11, 13$ etc.

$$i_{L\nu\max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{L_{\nu}} I_{di} \sqrt{F^2 + 1 + 2F \cos \nu \alpha} \quad (13.11)$$

q impar $\nu = 5, 7, 23, 25$ etc. iar $(-1)^q = -1$

$$i_{L\nu\max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{L_{\nu}} \sqrt{1 + F^2 - 2F \cos \nu \alpha} \quad (13.12)$$

b) grupa II-a:

Pentru redresorul cu diode se folosesc relațiile (4.3) și (4.3')

$$A'_{\nu} = \frac{\sqrt{3}}{L_{\nu}} I_{di} (-1)^q \sin \nu \alpha \quad (13.13)$$

$$B'_{\nu} = \frac{\sqrt{3}}{L_{\nu}} I_{di} (-1)^q \cos \nu \alpha$$

iar pentru partea de mutator cu tiristoare:

$$A'_{\nu} = 0 \quad (13.14)$$

$$B'_{\nu} = \frac{F\sqrt{3}}{L_{\nu}} I_{di}$$

Amplitudinea curentului de armonică ν este:

$$i_{L\nu\max}(\alpha) = \sqrt{A'^2_{\nu} + (B'_{\nu} + B''_{\nu})^2} \quad (13.15)$$

$$i_{L\nu\max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{L_{\nu}} \sqrt{\sin^2 \nu \alpha + [F + (-1)^q \cos \nu \alpha]^2} \cdot I_{di}$$

Cu toate că relațiile (13.10) pentru varianta I și (13.15) pentru varianta II, diferă formal prin poziția factorului $(-1)^q$, ele conduc la aceleași expresii pentru q par prin relația (13.11) și la relația (13.12) pentru q impar.

In concluzie, examinarea curenților de linie atât pentru varianta I cât și pentru varianta II-a se va face în comun, deoarece expresiile generale ale curenților de armonici ν sînt aceleași.

14. ARMONICA FUNDAMENTALA. Avînd $q = 0$ și $\nu = 1$ din (13.11) avem:

$$i_{L1\max}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\bar{U}} \sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha} I_{di} \quad (14.1)$$

Se notează:

$$P_1(\alpha) = \frac{i_{L1\max}(\alpha)}{\sqrt{3} I_{di}} \bar{U} = \sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha} \quad (14.2)$$

care se reprezintă grafic în funcție de α în domeniul $\alpha \in (0; \bar{U})$

Se constată oă:

$$P_1(0) = \sqrt{F^2+1+2F} = 1+F \quad (14.3)$$

$$P_1(\bar{U}) = \sqrt{F^2+1-2F} = 1-F \quad (14.4)$$

Funcția $P_1(\alpha)$ este monotonă în intervalul $\alpha \in [0; \bar{U}]$ și este cuprinsă în domeniul $1+F$ pentru $\alpha = 0$ și $1-F$ pentru $\alpha = \bar{U}$

Funcția $P_1(\alpha)$ nu se anulează niciodată, deoarece din condiția de existență, rezultă:

$$1+F^2+2F\cos\alpha \geq 0$$

$$1+F^2 \geq -2F\cos\alpha \quad (14.5)$$

$$-\cos\alpha \leq \frac{1+F^2}{2F}$$

In cazul considerat F este întotdeauna mai mic decît unitatea, din condiția impusă ca tensiunea constantă debitată de diode să fie mai mică decît cea furnizată de tiristoare:

$$0 < F < 1 \quad (14.6)$$

Se poate arăta că funcția:

$$P(F) = \frac{1+F^2}{2F} \quad (14.7)$$

care satisface la condiția (14.6) este în permanență

$$P(F) \geq 1 \quad (14.8)$$

Intr-adevăr dacă se reprezintă grafic funcția $P(F)$ se obține (figura 37):

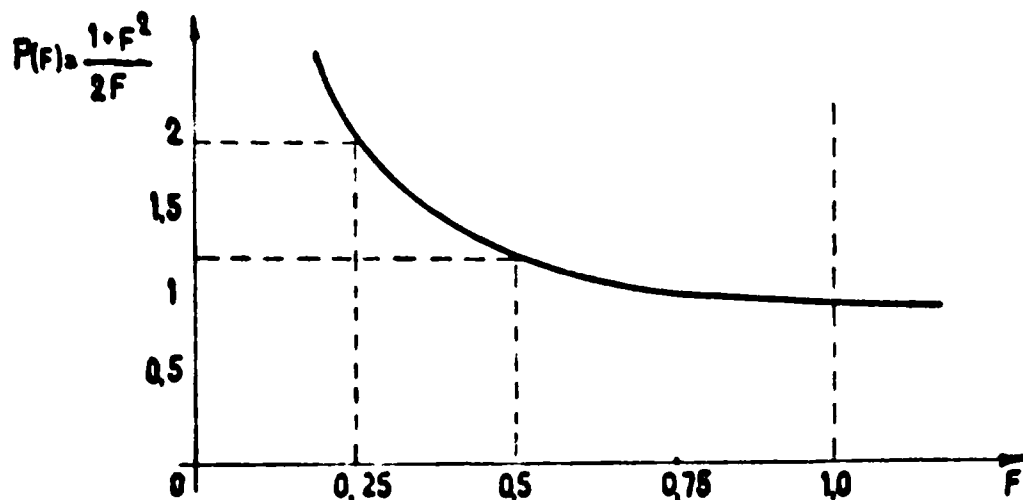


Fig. 37 Reprezentarea grafică a funcției $P(F)$

Condiția (14.5) conduce la:

$$\frac{1+F^2}{2F} > 1$$

cea ce este îndeplinită pentru $F \in (0, 1)$

Astfel funcția

$$P_1(\alpha) = \sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha}$$

nu se anulează niciodată, deoarece ecuația:

$$\cos\alpha = -\frac{1+F^2}{2F^2} < -1$$

nu are soluții.

Se demonstrează ca:

$$P_1(\alpha) > 0 \quad \text{pentru } \alpha \in [0, \bar{1}]$$

și că domeniul de existență este:

$$P_1(\alpha) \in [1+F, 1-F]$$

Funcția $P_1(\alpha)$ scade monoton de la $1+F$ la $1-F$.

În intervalul $0; \bar{1}$ funcția $P_1(\alpha)$ prezintă trei valori

particulare interesante:

$$P_1\left(\frac{\bar{1}}{2}\right) = \sqrt{1+F^2+2F\cos\frac{\bar{1}}{2}} = \sqrt{1+F^2} \quad (14.9)$$

b) Valoarea funcției $P_1(\alpha)$ la un unghi α_1 , pentru care:

$$P(\alpha_1) = 1 \tag{14.10}$$

Această condiție conduce la:

$$\sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha_1} = 1$$

$$\cos\alpha_1 = -\frac{F}{2} \tag{14.11}$$

$$\alpha_1 = \arccos\left(-\frac{F}{2}\right) \tag{14.11'}$$

c) Valoarea $P(\alpha_i)$ în dreptul punctului de inflexiune α_i . Pentru a găsi această valoare se evaluează mai întâi prima derivată:

$$P_1'(\alpha) = \frac{F \sin\alpha}{\sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha}} \tag{14.12}$$

Extremele acestei funcții se găsesc pentru

$$P_1'(\alpha) = 0,$$

care are soluția simplă:

$$F \sin\alpha = 0,$$

și cum $F \neq 0$ rezultă $\sin\alpha = 0$ adică:

$$\alpha = 0, \quad \alpha = -\pi \tag{14.13}$$

Introducând valorile variabilei independente care anulează derivata în funcție, se găsesc extremele:

$$P_1(0) = P_1(\alpha) \max = 1+F \tag{14.14}$$

adică valoarea din origină este un extrem și anume un maximum.

Pentru $\alpha = \pi$ se obține:

$$P_1(\pi) = P_1(\alpha) \min = 1-F, \tag{14.14'}$$

rezultate ce confirmă pe cele obținute la (14.3) și (14.4).

Se evaluează acum a doua derivată:

$$P_1'(\alpha) = -F \frac{\cos \alpha \sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha} + \frac{F\sin^2\alpha}{\sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha}}}{1+F^2+2F\cos\alpha}$$

$$P_1'(\alpha) = -F \frac{F\sin^2\alpha + 2F\cos^2\alpha + (1+F^2)\cos\alpha}{(1+F^2+2F\cos\alpha)^{3/2}} \quad (14.15)$$

Derivata a doua se anulează pentru

$$\cos\alpha(1+F^2) + 2F\cos^2\alpha + F\sin^2\alpha = 0$$

care poate fi adus succesiv la⁰forma: mai simplă punind:

$$\sin^2\alpha = 1 - \cos^2\alpha$$

Rezultă:

$$\cos\alpha(1+F^2) + 2F\cos^2\alpha + F - F\cos^2\alpha = 0$$

$$F\cos^2\alpha_i + (1+F^2)\cos\alpha_i + F = 0,$$

rezultă următoarele rădăcini:

$$\cos\alpha_{i,2} = \frac{-(1+F^2) \pm \sqrt{(1+F^2)^2 - 4F^2}}{2F} \quad (14.16)$$

$$\cos\alpha_{i,1} = \frac{-1-F^2 + \sqrt{1+2F^2+F^4-2F^2}}{2F} = -F$$

respectiv:

$$\cos\alpha_{i,2} = \frac{-1-F^2-(1-F^2)}{2F} = -\frac{1}{F}$$

Se constată că a doua rădăcină corespunzătoare unghiului α_i este imposibilă, deoarece:

$$|\cos\alpha_{i,2}| = \left| -\frac{1}{F} \right| > 1$$

Rezultă că soluția căutată este:

$$\cos\alpha_i = \cos\alpha_{i,1} = -F$$

adică:

$$\alpha_i = \arccos(-F) \quad (14.16')$$

Ținând seama de relația de definiție a unghiului limită a tiristorului dată de relația lui RABL (12.6) și de definiție introdusă de autor pentru F (12.9) rezultă:

$$\alpha_{lim} = \arccos(-F) \quad (14.17')$$

Astfel se ajunge la următorul rezultat interesant:

Unghiul, la care se produce schimbarea de curbură a caracteristicii armonicii fundamentale a curentului de linie, la un redresor cu punți trifazate asimetrice inegale, este numeric egal cu unghiul de limitare al mutatorului:

$$\alpha_{lim} = \alpha_l = \arccos(-F) \quad (14.17')$$

Punctul de inflexiune se obține introducând valoarea (14.17) în $P_1(\alpha)$. Rezultă:

$$P_1(\alpha_l) = \sqrt{1+F^2+2F(-F)} = \sqrt{1-F^2} \quad (14.18)$$

Această valoare se obține și pe altă cale, observând că la $\alpha = \alpha_{lim}$, în expresia generală a curenților de linie trebuie să rezulte:

$$A_{\varphi} = 0$$

deoarece pentru punctul B din diagrama din figura 38 curentul total activ este nul, adică:

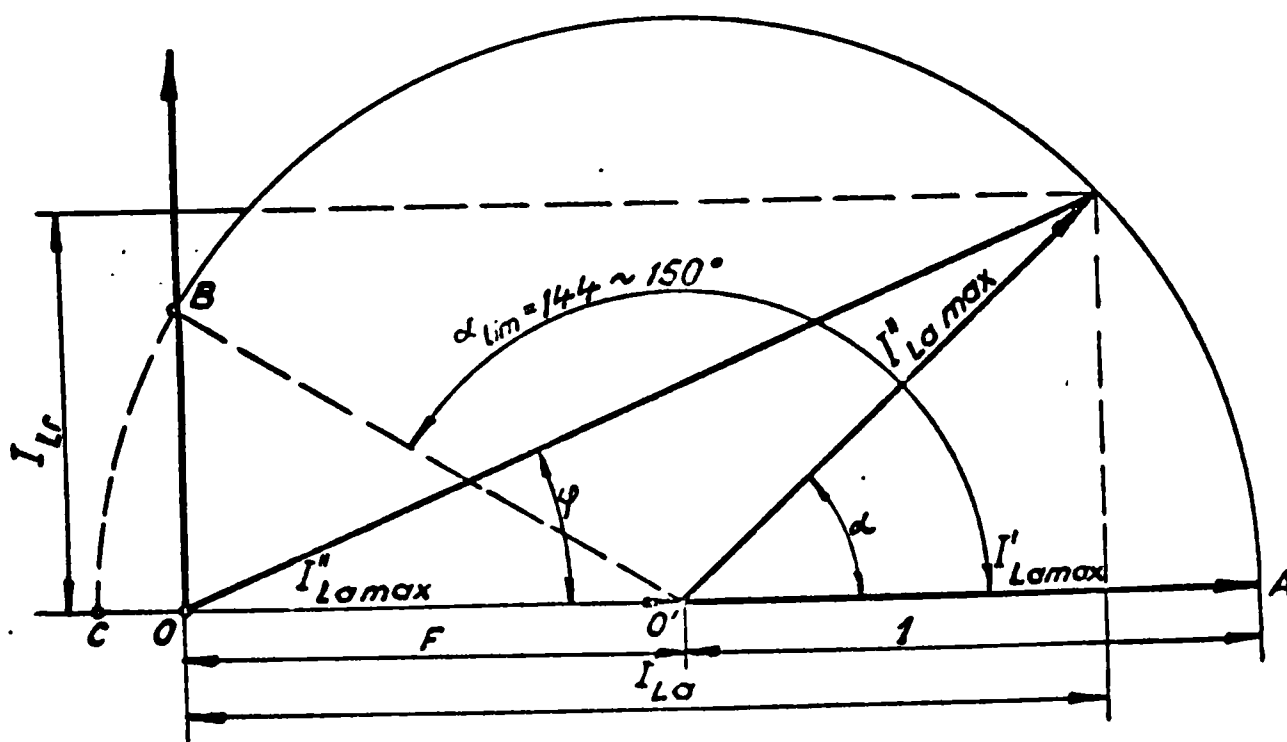


Fig. 38 - Diagrama curenților activi și reactivi pentru un redresor combinat din două punți trifazice serie, dintre care una cu tiristoare și alta cu diode.
 $I''_{Lamax} = F I'_{Lamax}$

în acest punct curentul total este pur reactiv astfel că:

$$I_{LIR\alpha_{lim}} = \overline{OB} \sin \alpha_{lim} = \frac{\sqrt{3}}{L} I_{di} \sin \alpha_{lim}$$

în care:

$$\sin \alpha_{lim} = \sqrt{1 - \cos^2 \alpha_{lim}} = \sqrt{1 - F^2} \quad (14.19)$$

Pe de altă parte, ținând seama de definiția lui $P_1(\alpha)$ din (14.2), se deduce că:

$$P(\alpha_{lim}) = \sqrt{1-F^2} \quad (14.19')$$

În primă aproximație, valorile $P_1(0)$; $P_1(\frac{\bar{L}}{2})$; $P_1(\alpha_1)$

$P_1(\alpha_i = \alpha_{lim})$ și $P_1(\bar{L})$ sînt suficiente pentru a trasa curba în intervalul $0; \bar{L}$, care este indicată în figura 39:

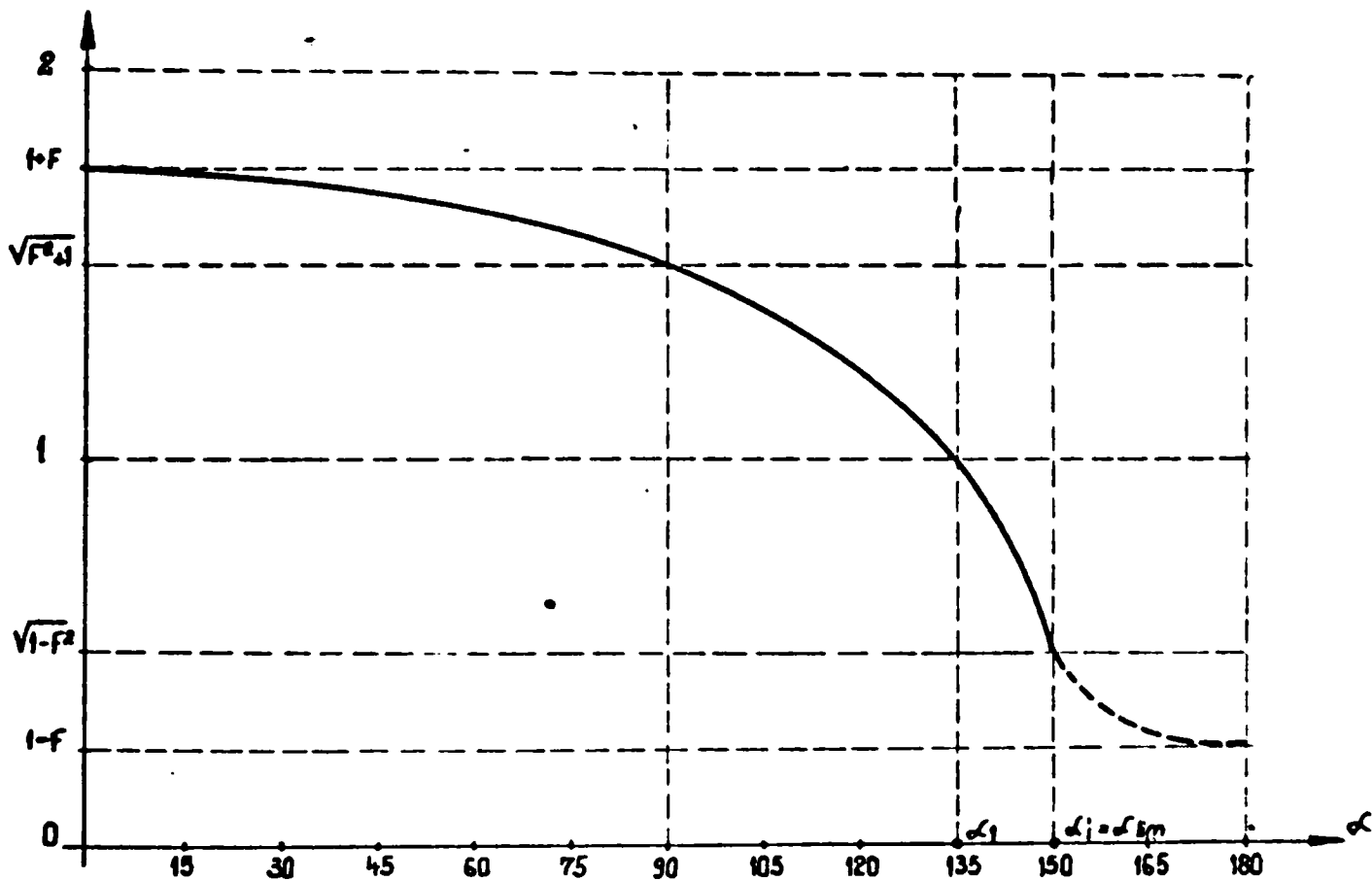


Fig.39 Variația funcției $P_1(\alpha) = \sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha}$ în funcție de unghiul de comandă pentru armonica fundamentală $i_{L1}(\alpha)$.

Trebuie subliniat că întrucît curentul activ nu poate fi negativ, în intervalul $\alpha \in (\alpha_{lim}, \bar{L})$ mărimea $P_1(\alpha)$ nu are sens fizic, motiv pentru care în figura 39 curba a fost trasată punctat.

Dacă se consideră

$$\alpha_{lim} = \frac{5\bar{L}}{6}$$

se arată că:

$$P_1(\alpha_i) = \sin \frac{5\bar{L}}{6} = \frac{1}{2}$$

și ca urmare:

$$i_{L1R_{max}}(\alpha_{lim}) = \frac{\sqrt{3}}{\bar{L}} \cdot \frac{1}{2} I_{di}$$

Dacă în relațiile deduse mai sus se pune $F \rightarrow 1$, funcția $P_1(\alpha)$ devine:

$$P_1(\alpha) = \sqrt{1+1+2\cos\alpha} = \sqrt{\frac{4}{2}(1+\cos\alpha)} = 2\cos\frac{\alpha}{2}$$

iar curentul $i_{L1}(\alpha)$ este:

$$i_{L1\max}(\alpha) = \frac{2\sqrt{3}}{L} \cos\frac{\alpha}{2} \tag{14.20}$$

găsită prin valoarea (9.6);

Astfel, în cazul în care se pune $F \rightarrow 1$, se obține cazul studiat în § 9 cu punți trifazate asimetrice egale. În acest caz domeniul funcției $P_1(\alpha)$ se lărgeste în sus de la $1 + F$ la 2, iar spre jos coboară de la $1 - F$ la valoarea zero, lărgimea intervalului fiind 2. Funcția $P_1(\alpha)$ din (14.2) se transformă într-o cosinusoidă.

15. ARMONICILE SUPERIOARE PENTRU q IMPAR

Pentru valorile impare ale lui q , din (3.12) rezultă $\nu = 5, 7, 23, 25$ etc.

In acest caz amplitudinea curentului de armonică ν este dat de (13.12):

$$i_{L\nu}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\bar{I}_\nu} \sqrt{1+F^2 - 2F\cos \nu\alpha} \quad (13.12)$$

Notînd:

$$P_{2\nu}(\alpha) = \frac{i_{L\nu}(\alpha)}{I_{di} \sqrt{3}} \cdot \bar{I}_\nu = \sqrt{(1+F^2) - 2F\cos \nu\alpha} \quad (15.1)$$

se cere ca $P_{2\nu}(\alpha)$ să se reprezinte grafic în funcție de unghiul de comandă α pentru $\alpha \in [0; \pi]$.

La domeniul $\alpha \in (0; \pi)$ corespunde:

$$\nu\alpha \in [0; \nu\pi] \quad (15.2)$$

pentru faptul că:

$$\cos \nu\alpha \in [1; -1]$$

Condiția de existență este:

$$1+F^2 - 2F\cos \nu\alpha \geq 0$$

și după cum s-a văzut:

$$\frac{1+F^2}{2F} > 1,$$

pentru $F < 1$, rezultă:

$$\cos \nu\alpha < 1 < \frac{1+F^2}{2F}$$

condiție care este întotdeauna îndeplinită.

Din cauza condiției (14.5') pentru $F \in (0, 1)$, se poate arăta simplu că funcția $P_{2\nu}(\alpha)$ nu se anulează.

Intr-adevăr:

$P_{2\nu}(\alpha) = 0$ conduce la:

$$\begin{aligned} 2F\cos \nu\alpha &= 1+F^2 \\ \cos \nu\alpha &= \frac{1+F^2}{2F} \end{aligned}$$

condiție ce nu este satisfăcută din cauza lui (14.5') adică cosinusul unui unghi nu poate avea valoarea supraunitară. Rezultă că $P_{2\nu}(\alpha)$ rămîne pozitivă pentru orice valoare cuprinsă între 0 și \bar{I} a unghiului de comandă.

Pentru găsirea extremelor se determină prima derivată:

$$P'_{2\gamma}(\alpha) = \frac{\gamma \cdot 2F \sin \gamma\alpha}{2\sqrt{1+F^2-2F\cos\gamma\alpha}} = \frac{\gamma F \sin \alpha}{\sqrt{1+F^2-2F\cos\gamma\alpha}} \quad (15.3)$$

Particularizând pentru $\gamma = 5$, rezultă:

$$P'_{25}(\alpha) = \frac{5 F \sin 5\alpha}{\sqrt{1+F^2-2F\cos 5\alpha}} \quad (15.4)$$

Analog pentru $\gamma = 7$:

$$P'_{27}(\alpha) = \frac{7 F \sin 7\alpha}{\sqrt{1+F^2-2F\cos 7\alpha}} \quad (15.5)$$

La fel, pentru $\gamma = 17$:

$$P'_{2 \cdot 17}(\alpha) = \frac{17 F \sin 17\alpha}{\sqrt{1+F^2-2F\cos 17\alpha}} \quad (15.6)$$

In fine, pentru $\gamma = 19$:

$$P'_{2 \cdot 19}(\alpha) = \frac{19 F \sin 19\alpha}{\sqrt{1+F^2-2F\cos 19\alpha}} \quad (15.7)$$

In calculele practice armonicile $\gamma = 17$ și $\gamma = 19$ se neglijează, aportul lor la valoarea reziduuului deformat fiind redus

Pentru condiția:

$$P_{2\gamma}(\alpha) = 0$$

care conduce la:

$$\sin \gamma\alpha = 0$$

rezultă:

$$\gamma\alpha = k\pi$$

și deci:

$$\alpha = \frac{k\pi}{\gamma} \quad (15.8)$$

Tinând seama că $\alpha \in [0; \pi]$, rezultă:

pentru $\gamma = 5$:

$$\alpha_{51} = 0; \alpha_{52} = \frac{\pi}{5}; \alpha_{53} = \frac{2\pi}{5}; \alpha_{54} = \frac{3\pi}{5}; \alpha_{55} = \frac{4\pi}{5}; \alpha_{56} = \frac{5\pi}{5} \quad (15.9)$$

iar pentru $\gamma = 7$:

$$\alpha_{71} = 0; \alpha_{72} = \frac{\pi}{7}; \alpha_{73} = \frac{2\pi}{7}; \alpha_{74} = \frac{3\pi}{7}; \alpha_{75} = \frac{4\pi}{7}; \alpha_{76} = \frac{5\pi}{7}; \alpha_{77} = \frac{6\pi}{7}; \alpha_{78} = \pi \quad (15.10)$$

Pentru funcția $P_{25}(\alpha)$ se întocmește tabelul cu limitele de existență și de variație în funcție de unghiul α , evaluându-se și

valorile acestei funcții pentru șirul de valori ale lui α din (15.9).
Din tabelul 4 ,rezultă că $P_{25}(\alpha)$ variază în domeniul $1-F$ și $1+F$.

Tabelul 4

α	0	$\frac{\pi}{5}$	$\frac{2\pi}{5}$	$\frac{3\pi}{5}$	$\frac{4\pi}{5}$	π				
$\sin 5\alpha$	0	0	0	0	0	0				
$P_{25}(\alpha)$	0	-	0	-	0	+	0	-	0	
$P_{25}(\alpha)$	1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F

In mod analog pentru $\nu = 7$ se întocmește tabelul 5:

Tabelul 5

α	0	$\frac{\pi}{7}$	$\frac{2\pi}{7}$	$\frac{3\pi}{7}$	$\frac{4\pi}{7}$	$\frac{5\pi}{7}$	$\frac{6\pi}{7}$	π						
$\sin 7\alpha$	0	0	0	0	0	0	0	0						
$P_{27}(\alpha)$	0	+	0	-	0	+	0	-	0	+	0	+	0	
$P_{27}(\alpha)$	1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F	\searrow 1-F	\nearrow 1+F

Pentru trasarea curbelor se determină coordonatele punctelor de inflexiune și unghiul α , în care funcția ia valoarea 1.

Se observă că: $P_{2\nu}(\alpha) = 1$ pentru

$$\sqrt{1+F^2 - 2F \cos \nu \alpha_1} = 1$$

din care se deduce condiția generală:

$$\cos \nu \alpha_1 = \frac{F}{2} \tag{15.11}$$

cu soluția:

$$\nu \alpha_1 = \pm \arccos \frac{F}{2} + 2k\pi$$

sau sub forma definitivă:

$$\alpha_1 = \frac{2k\pi}{\nu} \pm \frac{1}{\nu} \arccos \frac{F}{2} \tag{15.12}$$

Particularizând, rezultă:

Pentru $\nu = 5$:

$$\alpha_1 = \frac{2k\pi}{5} \pm \frac{1}{5} \arccos \frac{F}{2} \tag{15.13}$$

pentru $\nu = 7$:

$$\alpha_1 = \frac{2k\pi}{7} \pm \frac{1}{7} \arccos \frac{F}{2}, \quad (15.14)$$

Pentru punctele de inflexiune, se formează derivata a doua:

$$P'_{2\nu}(\alpha) = \nu F \frac{\nu \cos \nu \alpha \sqrt{1+F^2-2F\cos \nu \alpha} - \frac{\nu F \sin \nu \alpha}{\sqrt{1+F^2-2F\cos \nu \alpha}}}{1+F^2-2F\cos \nu \alpha}$$

Efectuînd calculele, rezultă final:

$$P''_{2\nu}(\alpha) = \nu^2 F \frac{-F^2 \cos^2 \nu \alpha + (1+F^2) \cos \nu \alpha - F}{(1+F^2-2F\cos \nu \alpha)^{3/2}} \quad (15.15)$$

Punctele de inflexiune se determină din condiția:

$$P''_{2\nu}(\alpha) = 0$$

care conduce la:

$$F \cos^2 \nu \alpha - (1-F^2) \cos \nu \alpha + F = 0$$

avînd soluțiile:

$$\cos \alpha_{i,2} = \frac{1+F^2 \pm \sqrt{(1+F^2)^2 - 4F^2}}{2F}$$

Prima soluție este:

$$\cos \alpha_{i,1} = \frac{1+F^2 + (1-F^2)}{2F} = \frac{1}{F}$$

și cum $F < 1$, rădăcina $\cos \alpha_{i,1}$ este imposibilă.

Cea de a doua rădăcină fiind:

$$\cos \alpha_{i,2} = \frac{1+F^2 + (1-F^2)}{2F} = F$$

Deci:

$$\cos \alpha_i = F \quad (15.16)$$

$$\alpha_i = \frac{2k\pi}{7} \pm \frac{1}{7} \arccos F \quad (15.17)$$

care dau punctele de inflexiune în domeniul $0; \pi$ făcînd $k = 0; 1; 2; \dots, \frac{7}{2} - 1$.

În particular, pentru $\nu = 5$ se obține:

$$\alpha_i = \frac{2k\pi}{5} \pm \frac{1}{5} \arccos F \quad (15.18)$$

iar pentru $\nu = 7$:

$$\alpha_i = \frac{2k\pi}{7} \pm \frac{1}{7} \arccos F \quad (15.19)$$

Avînd valorile extreme și punctele de inflexiune, funcțiile $P_{25}(\alpha)$ și $P_{2,7}(\alpha)$ se pot reprezenta grafic.

În figura 40 este indicată $P_{25}(\alpha)$ iar în figura 41 este redată funcția $P_{27}(\alpha)$

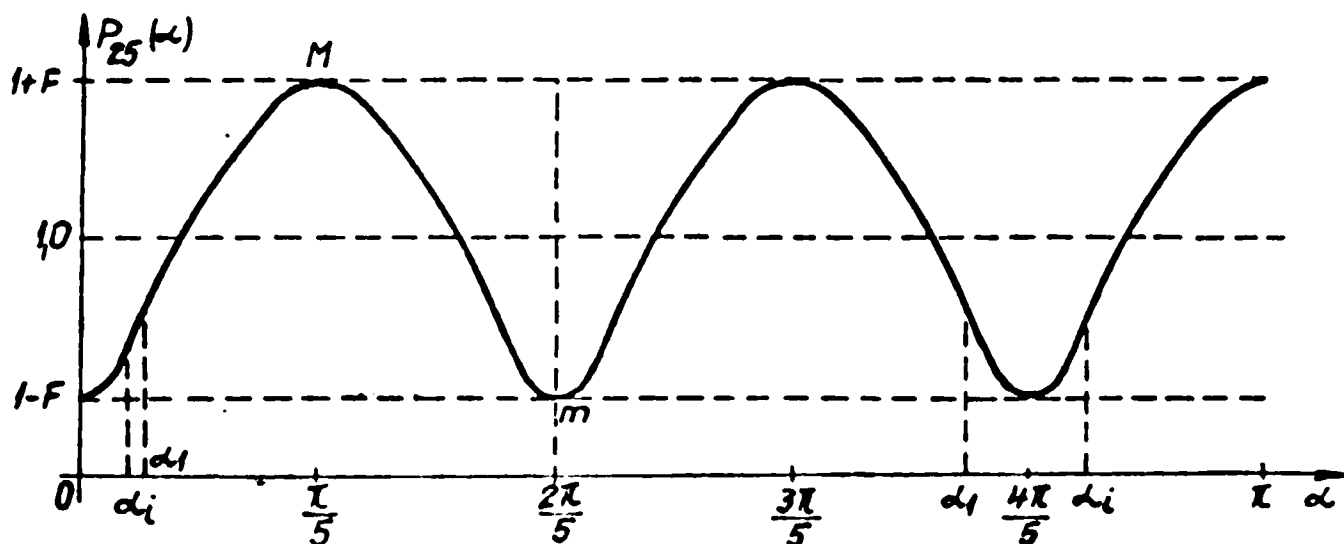


Fig. 40 Reprezentarea grafică a funcției $P_{25}(\alpha)$

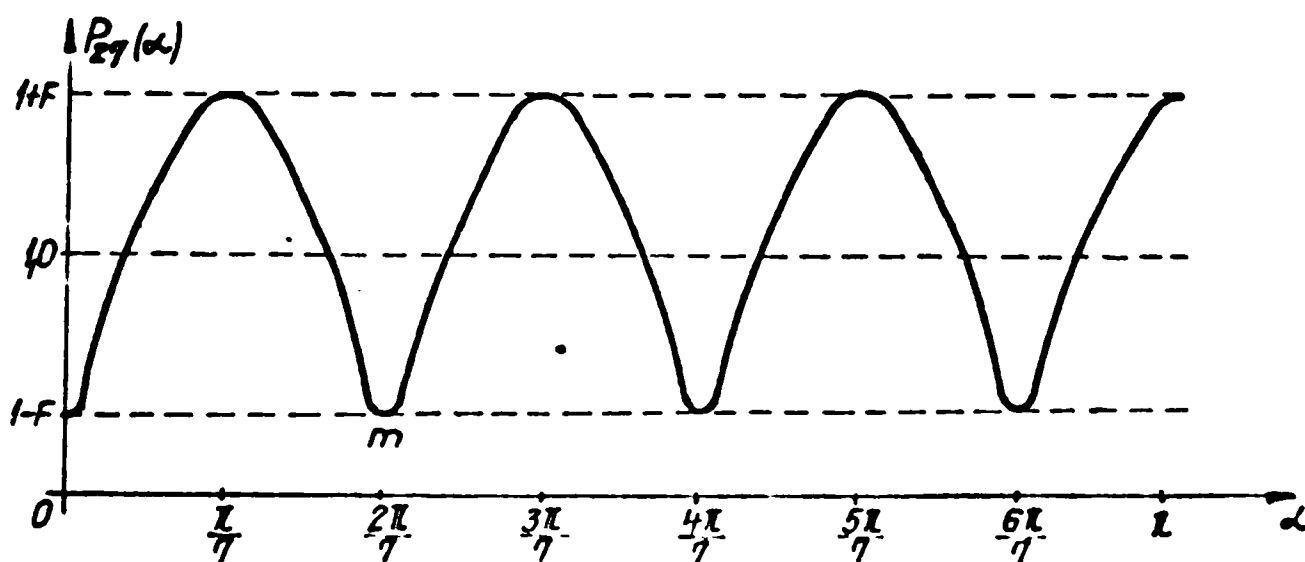


Fig. 41 Reprezentarea grafică a funcției $P_{27}(\alpha)$

Dacă în $P_{2\nu}(\alpha)$ se pune $F \rightarrow 1$, atunci maximile M tind către ordonata 2, iar minimile spre ordonata zero, atât în figura 40 pentru $\nu = 5$ cât și în figura 41 pentru $\nu = 7$.

Relațiile găsite mai sus iau valori particulare pentru cazul când se pune $F \rightarrow 1$.

Relația (15.12) referitoare la unghiul de comandă care face funcția $P_{2\nu}(\alpha) = 1$, devine:

$$\alpha_1 = \frac{2k\bar{L}}{\nu} \pm \frac{1}{\nu} \arccos \frac{1}{2}$$

respectiv:

$$\alpha_1 = \frac{2k\bar{L}}{\nu} \pm \frac{\bar{L}}{3\nu}$$

(15.16)

Unghiul α_i la care se produce inflexiunea tinde spre valoarea:

(15.17)

adică punctele de inflexiune α_i , când $F \rightarrow 1$, tind spre limitele intervalelor $\frac{2k\pi}{\nu}$

Funcția $P_{2\nu}(\alpha)$ pentru cazul limită devine:

$$P_{2\nu}(\alpha) = \sqrt{1+F^2-2F\cos\nu\alpha} = \sqrt{2-2\cos\nu\alpha} = \pm 2\sin\frac{\nu\alpha}{2}$$

Se observă deci că formulele obținute pentru mutatorul cu punți trifazate asimetrice inegale, degenerază pentru $F \rightarrow 1$ în formulele găsite la punțile trifazate asimetrice egale.

Pentru cazul general cu q impar, la limită funcțiile $P_{2\nu}(\alpha)$ degenerate sînt indicate în figura 42:

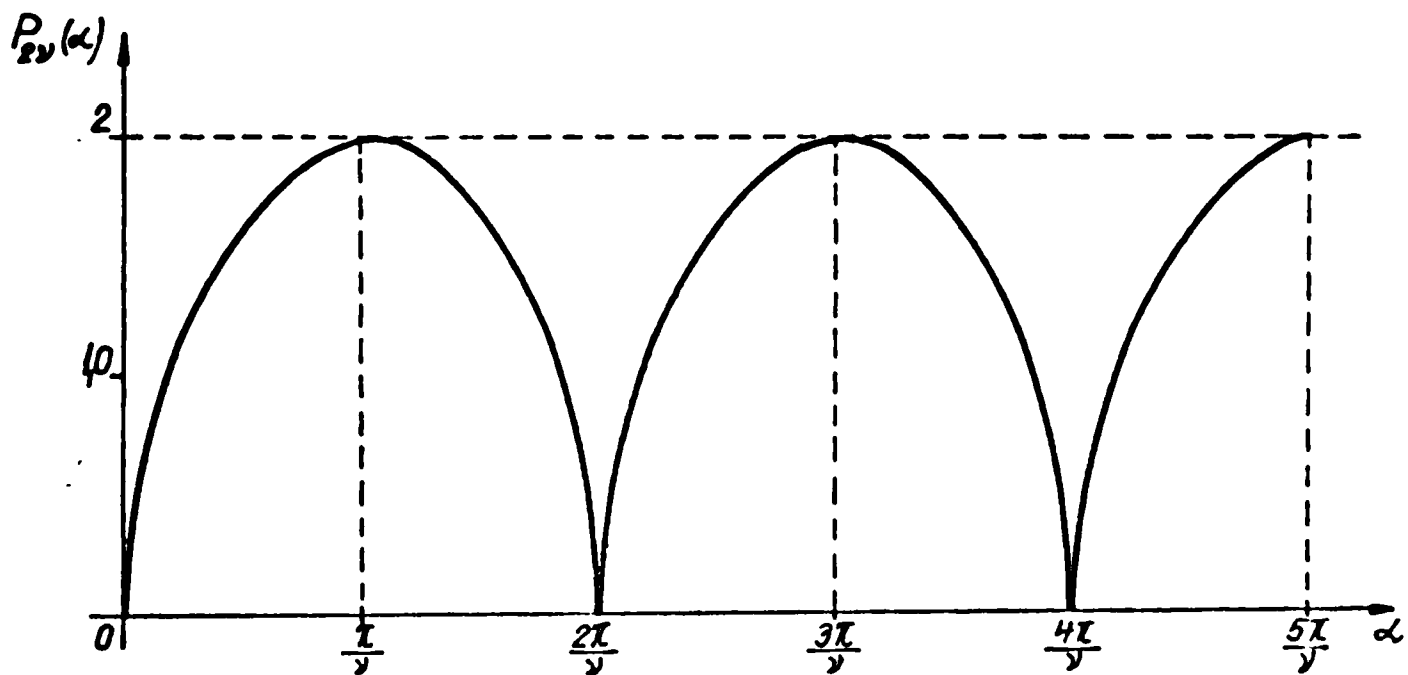


Fig.42 Reprezentarea grafică a funcției $P_{2\nu}(\alpha)$ pentru cazul limită $F=1$ când $P_{2\nu}(\alpha) = 2\sin\frac{\nu\alpha}{2}$

Prin faptul că $(1+F) \rightarrow 2$, în expresiile amplitudinilor curenților de armonică ν , intervine coeficientul 2. Comparînd expresiile pentru cazul $F < 1$ și $F = 1$ rezultă pentru un α dat:

$$i_{L\nu}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{L\nu} \sqrt{(1+F) - 2F\cos\nu\alpha} \cdot I_{di}$$

și respectiv

$$i'_{L\nu}(\alpha) = \frac{2\sqrt{3}}{L\nu} \sin\frac{\nu\alpha}{2} \cdot I_{di}$$

iar pentru $\alpha = 0$ se regăsește:

$$i_{L\nu}(0) = \frac{\sqrt{3}}{L\nu} (1-F) I_{di}$$

și

$$i'_{L\nu}(0) = 0$$

16. ARMONICILE SUPERIOARE PENTRU q PAR

Pentru valorile pare ale lui q se aplică deasemenea relația (3.12)

$$\nu = qp \pm 1$$

Cazul $q = 0$, care se consideră deasemeni par s-a tratat în § 14 și constituie armonica fundamentală $\nu = 1$. Cazul $\nu = -1$ nu are sens.

Celelalte armonici care sînt luate în considerație sînt cele corespunzătoare valorii $q = 2$, pentru care:

$$\nu = 11 \text{ și } \nu = 13$$

Pentru $q = 4$ se obțin $\nu = 23$ și $\nu = 25$.

În cele ce urmează se neglijează armonicile superioare valorii $\nu = 13$, calculul lor putîndu-se face în caz de necesități după formula generală indicată mai jos. Pentru q impar s-a obținut relația (13.11)

Notînd:

$$P_{3\nu}(\alpha) = \frac{i_{L\nu}(\alpha)_{\max}}{I_{d1} \cdot \sqrt{3}} \cdot I_{\nu}$$

se obține:

$$P_{3\nu}(\alpha) = \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos \nu \alpha} \quad (16.1)$$

expresie care se reprezintă grafic în funcție de unghiul de comandă α , în domeniul $\alpha \in (0, \pi)$

Problema existenței funcției $P_{3\nu}(\alpha)$ se cercetează în același mod ca la funcția $P_1(\alpha)$, ultima fiind de fapt un caz particular al primei în care $\nu = 1$.

Se demonstrează în cazul general că $P_{3\nu}(\alpha)$ există între limitele $1 + F$ și $1 - F$, că această funcție nu se anulează și condiția:

$$\alpha \in (0; \pi)$$

corespunde la:

$$\nu \alpha \in [0; \nu \pi]$$

Pentru găsirea extremelor se determină:

$$P'_{3\nu}(\alpha) = -\nu F \frac{\sin \nu \alpha}{\sqrt{1 + F^2 + 2F \cos \nu \alpha}} \quad (16.2)$$

respectiv:

$$P'_{3 \cdot 11}(\alpha) = -11 F \frac{\sin 11 \alpha}{\sqrt{1 + F^2 + 2F \cos 11 \alpha}} \quad (16.3)$$

$$P'_{3 \cdot 13}(\alpha) = -13 F \frac{\sin 13 \alpha}{\sqrt{1 + F^2 + 2F \cos 13 \alpha}} \quad (16.4)$$

punînd condiția: $P'_{3\nu}(\alpha) = 0$, se obține:

$$\sin \nu \alpha = 0, \alpha = \frac{kL}{\nu} \quad (16.5)$$

Din egalitatea (16.5) rezultă șirul de valori discrete pentru cazul general:

$$\alpha_{\nu, i} = \frac{i-1}{\nu} \cdot \bar{L} \quad ; i = 1, \dots, \nu, \nu+1$$

Astfel, pentru $\nu = 11$, se obține șirul:

$$\alpha_{11,1} = 0, \alpha_{11,2} = \frac{2-1}{11} \cdot \bar{L}, \dots, \alpha_{11,i} = \frac{i-1}{11} \cdot \bar{L}; \dots, \alpha_{11,11} = \frac{10\bar{L}}{11}; \alpha_{11,12} = \bar{L}$$

Analog, pentru $\nu = 13$, rezultă:

$$\alpha_{13,1} = 0; \alpha_{13,2} = \frac{\bar{L}}{13}; \dots, \alpha_{13,i} = \frac{i-1}{13} \cdot \bar{L}; \dots, \alpha_{13,13} = \frac{12\bar{L}}{13}; \alpha_{13,14} = \bar{L}$$

Pentru cazul general se întocmește tabelul de variație indicat în tabelul 6:

Tabelul 6

α	0	$\frac{\bar{L}}{\nu}$	$\frac{2\bar{L}}{\nu}$	$\frac{\nu-1}{\nu} \bar{L}$	\bar{L}
$\sin \nu \alpha$	0	0	0	0	0
$P'_{3\nu}(\alpha)$	0	-	0	+	0
$P_{3\nu}(\alpha)$	1+F	↘ 1-F	↗ 1+F	↘ 1+F	↗ 1-F

Acest tabel se particularizează pentru $\nu = 11$ și $\nu = 13$.

Se vor determina așa cum s-a procedat și în cazul funcției $P_{2\nu}(\alpha)$ câteva puncte particulare și anume abscisa (respectiv unghiul de comandă) pentru care funcția ia valoarea 1 cât și coordonatele punctelor de inflexiune.

Din condiția

$$P_{3\nu}(\alpha) = \sqrt{1+F^2+2F\cos \nu \alpha} = 1$$

se obține:

$$\cos \nu \alpha_1 = -\frac{F}{2}$$

care conduce la soluția:

$$\alpha_1 = \frac{2k\bar{L}}{\nu} \pm \frac{1}{\nu} \arccos\left(-\frac{F}{2}\right) \quad (16.6)$$

Particularizând pentru $\nu = 11$ și $\nu = 13$ rezultă:

$$\alpha_1 = \frac{2k\bar{l}}{11} \pm \frac{1}{11} \arccos\left(-\frac{F}{2}\right) \quad (16.7)$$

$$\alpha_1 = \frac{2k\bar{l}}{13} \pm \frac{1}{13} \arccos\left(-\frac{F}{2}\right) \quad (16.8)$$

Se determină apoi punctele de inflexiune, pornind de la condiția:

$$P'_{3\nu}(\alpha) = 0$$

Efectuând calculele, se obține:

$$\begin{aligned} P'_{3\nu}(\alpha) &= -\nu^2 F \frac{\cos \nu\alpha \sqrt{1+F^2+2F\cos\nu\alpha} + \frac{F\sin^2\nu\alpha}{\sqrt{1+F^2+2F\cos\nu\alpha}}}{(1+F^2+2F\cos\nu\alpha)} \\ &= -\nu^2 F \frac{F^2 \cos^2 \nu\alpha + (1+F^2) \cos \nu\alpha + F}{(1+F^2+2F\cos\nu\alpha)^{3/2}} \end{aligned} \quad (16.9)$$

Anulând derivata, se anulează pentru:

$$F \cos^2 \nu\alpha + (1+F^2) \cos \nu\alpha + F = 0$$

rezultă următoarele rădăcini:

$$\cos \nu\alpha_{1,2} = \frac{-(1+F^2) \pm \sqrt{(1+F^2)^2 - 4F^2}}{2F}$$

care conduc la următoarele soluții distincte:

$$\cos \nu\alpha_{1,1} = -F \quad (16.10)$$

care reprezintă o soluție deoarece $F < 1$, în schimb cea de a doua rădăcină:

$$\cos \nu\alpha_{1,2} = -\frac{1}{F}$$

este o soluție imposibilă.

În acest caz se poate deci scrie:

$$\alpha_i = \frac{2k\bar{l}}{\nu} \pm \frac{1}{\nu} \arccos(-F) \quad (16.11)$$

având pentru $\nu = 11$ respectiv $\nu = 13$ soluțiile:

$$\alpha_i = \frac{2k\bar{l}}{11} \pm \frac{1}{11} \arccos(-F) \quad (16.11')$$

$$\alpha_i = \frac{2k\bar{l}}{13} \pm \frac{1}{13} \arccos(-F) \quad (16.11'')$$

În figura 43 este reprezentată grafic funcția

$P_{3\nu}(\alpha)$

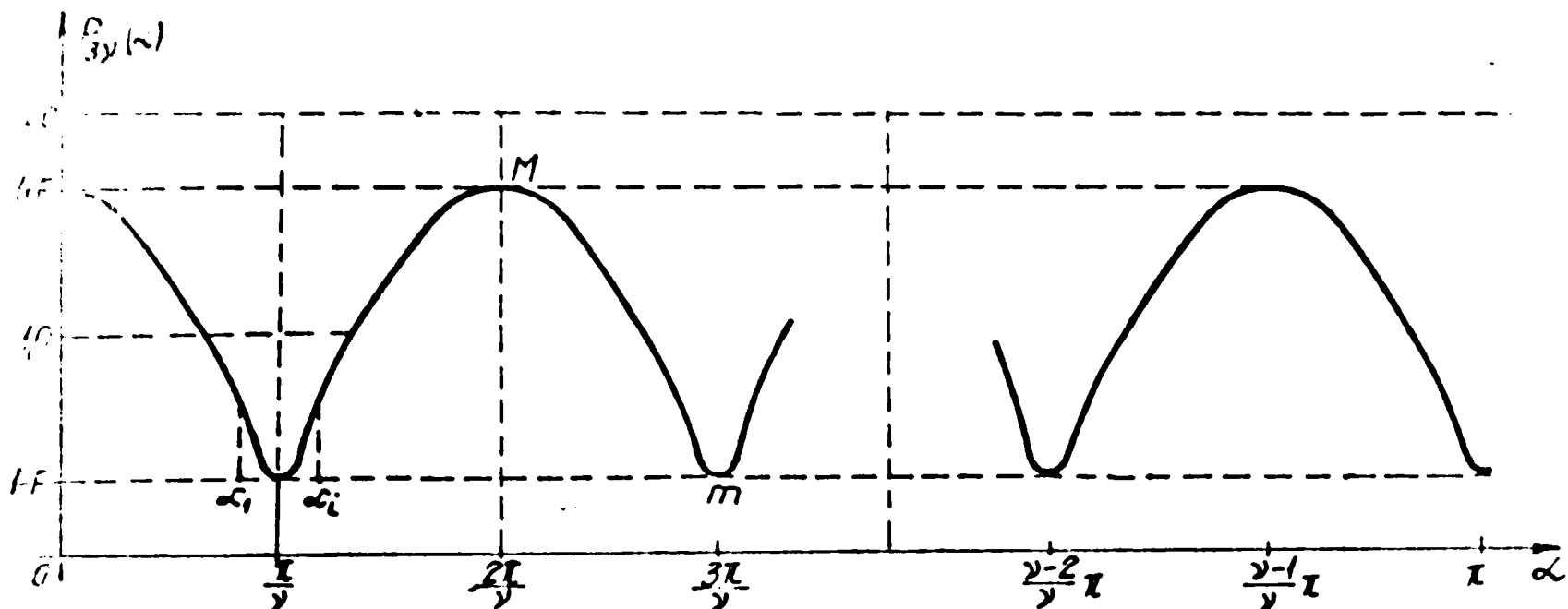


Fig.43 Reprezentarea grafică a funcției $P_{3\nu}(\alpha)$

Din diagramă se observă că punctele de inflexiune sînt plasate în vecinătatea punctelor de minimum m , în jurul valorilor unghiurilor α_m care sînt multiplii impari ai unghiului $\frac{\pi}{\nu}$

$$\alpha_m = (2n+1) \frac{\pi}{\nu}$$

unde $n = 0, 1, \dots$,

În mod asemănător ca la funcția $P_{2\nu}(\alpha)$ și în cazul funcției $P_{3\nu}(\alpha)$ făcînd ca $F \rightarrow 1$, expresie generală (15.1) degenerază într-o relație cunoscută:

$$P_{3\nu}(\alpha) = \sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha} = \sqrt{2(1+\cos\nu\alpha)} = \pm 2 \cos \nu \frac{\alpha}{2}$$

Ca și la $P_{2\nu}(\alpha)$, observăm că regăsim relațiile de la punctele asimetrice egale.

Punctele de inflexiune, cînd $F \rightarrow 1$, tind spre $(2n+1)\frac{\pi}{\nu}$

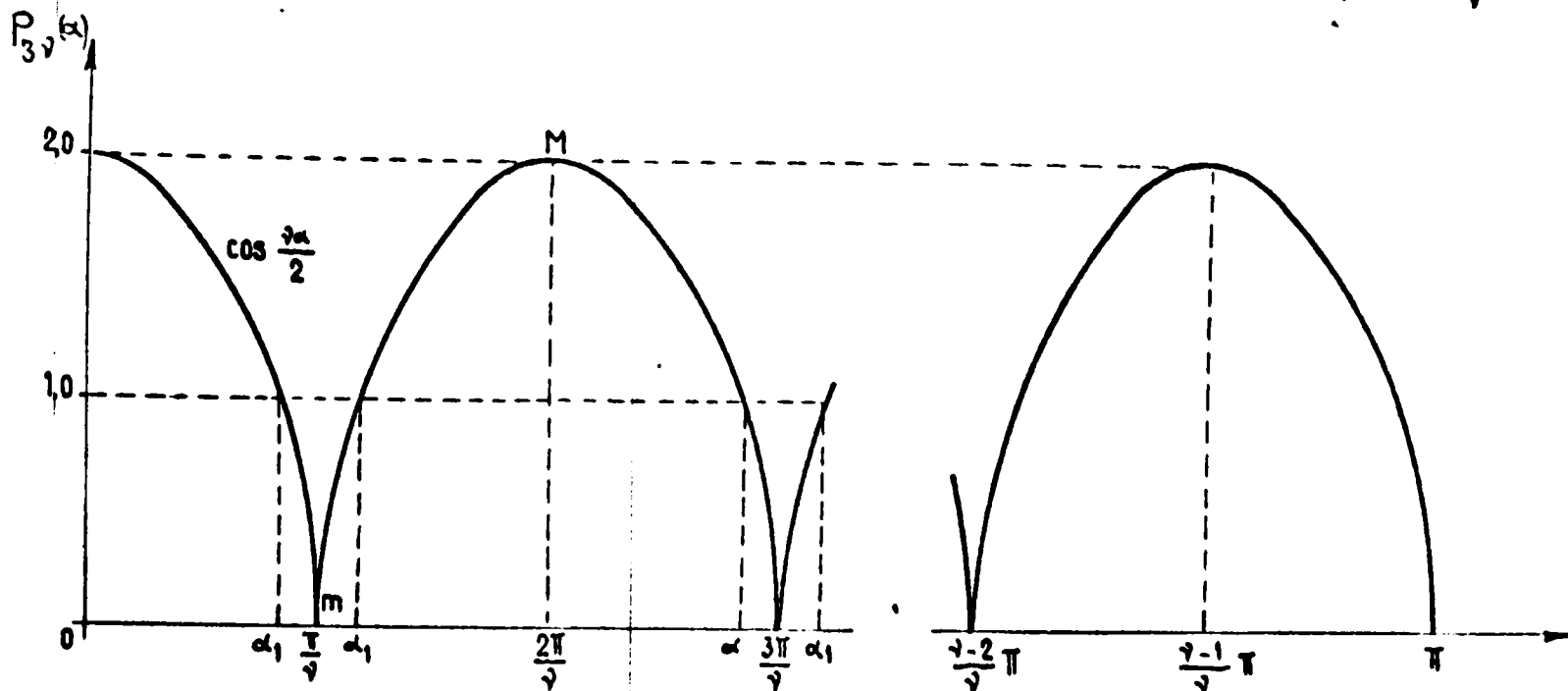


Fig. 44 Reprezentarea grafică a funcției $P_{3\nu}(\alpha)$ pentru cazul limită $F=1$

unde n ia valori de la zero la $n = 2\gamma - 1$ și indicate în figura 44.

Astfel extremele tind spre limitele 2 pentru maxime și zero pentru minime.

Pentru punctele în care $P_{3\gamma}(\alpha) = 1$, se obține:

$$\alpha_1 = \frac{2k\bar{l}}{\gamma} \pm \frac{1}{\gamma} \arccos\left(-\frac{1}{2}\right)$$

în care:

$$\arccos\left(-\frac{1}{2}\right) = \frac{2\bar{l}}{3}$$

astfel că:

$$\alpha_1 = \frac{2k\bar{l}}{\gamma} \pm \frac{2\bar{l}}{3\gamma} \quad (16.12)$$

Deasemenea, prin faptul că $(1+F) \rightarrow 2$, în expresia curenților pentru armonica γ intervine coeficientul 2. Comparând expresiile pentru cazul $F < 1$ și $F = 1$, avem pentru un α dat:

$$i_{L\gamma}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{L\gamma} \cdot I_{di} \sqrt{1+F+2F\cos\gamma\alpha} \quad F < 1$$

și respectiv:

$$i'_{L\gamma}(\alpha) = \pm \frac{2\sqrt{3}}{L\gamma} I_{di} \cdot \cos \frac{\gamma\alpha}{2}$$

În cazul când $\alpha = 0$, se regăsesc pentru punțile asimetrice inegale:

$$i_{L\gamma}(0) = \frac{\sqrt{3}}{L\gamma} (1+F) I_{di}$$

iar pentru cele egale:

$$i_{L\gamma}(0) = \frac{2\sqrt{3}}{L\gamma} I_{di}$$

valori care s-au găsit direct în capitolul II.

**17. VALOAREA CURENTULUI EFECTIV DE LINIE
LA MUTATORUL CU PUNTI ASIMETRICE INEGALE**

Tinând seama de formulele de definiție (13.1) și (13.2) pentru varianta I și (13.3), (13.4) pentru varianta II, se determină valoarea efectivă a curentului de linie din:

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{2L} \int_0^{2L} i^2 dx}$$

a) Se examinează cazul când $\alpha = 0$

a₁) Pentru prima variantă^{se} folosește diagrama fig. 36.a:

$$I_L(0) = \sqrt{\frac{1}{L} \left[\left(\frac{I_{di}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{L}{6} + \left(\frac{F\sqrt{3}+1}{2\sqrt{3}} \cdot I_{di} \right)^2 \cdot \frac{L}{6} + \left(\frac{F\sqrt{3}+2}{2\sqrt{3}} \cdot I_{di} \right)^2 \cdot \frac{L}{6} \right]}$$

$$I_L(0) = I_{di} \sqrt{\frac{1}{4 \cdot 3 \cdot 3} + \frac{F^2 \cdot 3 + 1 + 2F\sqrt{3}}{4 \cdot 3 \cdot 3} + \frac{F^2 \cdot 3 + 4 + 4F\sqrt{3}}{4 \cdot 3 \cdot 3}} = \frac{I_{di}}{\sqrt{6}} \sqrt{F^2 + F\sqrt{3} + 1} \quad (17.1)$$

a₂) Pentru varianta a II-a: fig 36b:

$$I_L'(0) = \sqrt{\frac{1}{L} \left[\left(\frac{FI_{di}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{L}{3} + \left(\frac{\sqrt{3}+F}{2\sqrt{3}} \cdot I_{di} \right)^2 \cdot \frac{L}{3} + \left(\frac{\sqrt{3}+2F}{2\sqrt{3}} \cdot I_{di} \right)^2 \cdot \frac{L}{3} \right]} = \frac{I_{di}}{\sqrt{6}} \sqrt{F^2 + F\sqrt{3} + 1} \quad (17.2)$$

Se observă că în ambele variante, deși pornind de la două funcții diferite $f_I(x)$ și $f_{II}(x)$, pentru valoarea efectivă a curentului total de linie al mutatorului, în cele două variante, se obține aceeași valoare.

Se observă că din (17.1) și (17.2) făcând $F = 1$, se regăsește expresia:

$$I_L = \frac{1}{\sqrt{6}} \sqrt{1 + \sqrt{3} + 2} \cdot I_{di} = \frac{1}{\sqrt{6}} \sqrt{2 + \sqrt{3}} I_{di} \approx 0,7886751 I_d$$

care este identică cu (8.17).

b) Pentru $\alpha = 30^\circ$, variația curentului este indicată în fig. 45:

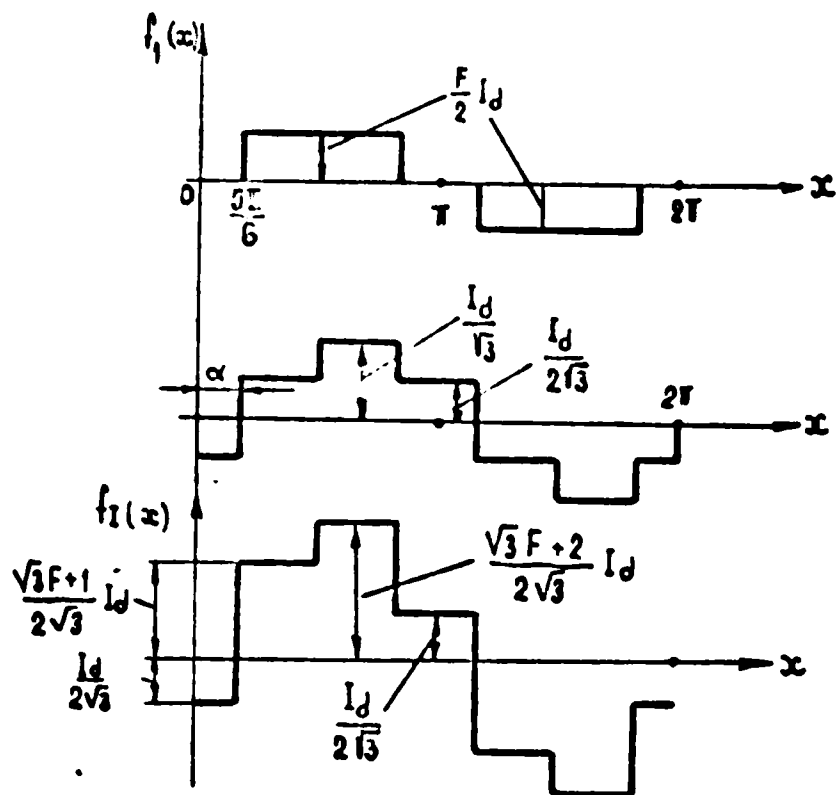


Fig. 45. Variația curentului total $i_{L1}(30)$ în funcție de faza x

În baza figurii 45 se poate scrie:

$$I_{L1}(30) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{F\sqrt{3}+1}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \cdot \frac{\pi}{3} + \left(\frac{F\sqrt{3}+2}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \cdot \frac{\pi}{3} + \left(\frac{1}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \cdot \frac{\pi}{3} \right]}$$

Se observă că efectuând calculele se obține aceeași expresie ca pentru $\alpha = 0$, adică:

$$I_{L1}(30) = \frac{I_{di}}{\sqrt{6}} \sqrt{F^2 + \sqrt{3}F + 1} \tag{17.2}$$

Se demonstrează ușor, fără a mai face calculele, că expresia curentului $i_{L1}(30)$ pentru varianta II are aceeași formă ca (17.1).

Se constată că și la mutatorul cu punți egale valoarea efectivă a curentului de linie la $\alpha = 30^\circ$ este același ca și la $\alpha = 0$, pentru ambele variante.

Valoarea efectivă a curentului total de linie la mutatorul cu două punți asimetrice inegale are o valoare constantă dată de (17.2) pe intervalul:

$$\alpha \in \left(0; \frac{\pi}{6} \right)$$

$$I_L \left(0, \frac{\pi}{6} \right) = \frac{I_{di}}{\sqrt{6}} \sqrt{F^2 + \sqrt{3} + 1} \tag{17.2'}$$

c) La $\alpha = 60^\circ$. Variația curentului este indicată în fig.46

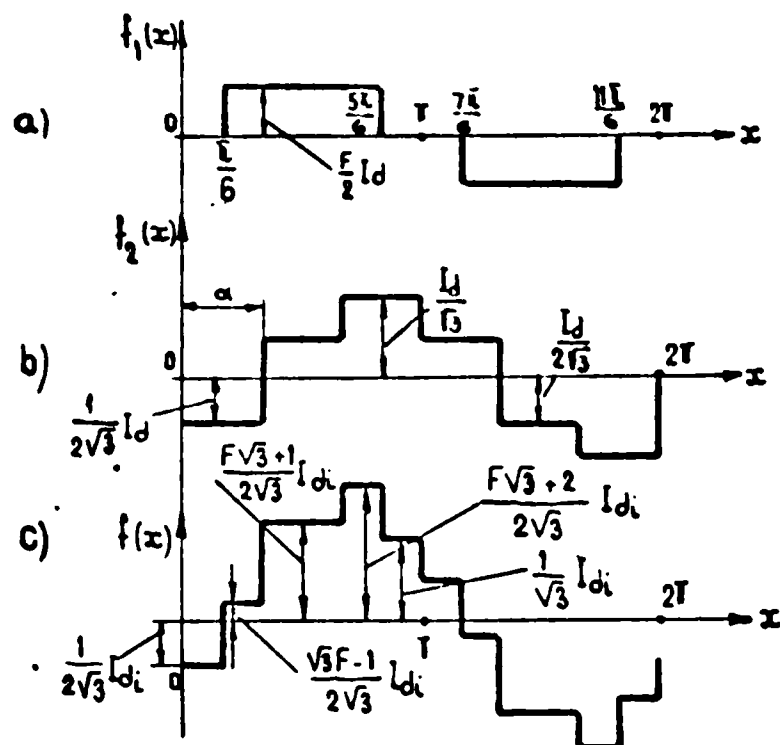


Fig.46. Variația curentului total de linie $i_{L1}(60^\circ)$

Pentru valoarea efectivă a curentului de linie rezultă în prima variantă:

$$I_{L1}(60^\circ) = \sqrt{\frac{1}{\tau} \left[\left(\frac{\sqrt{3}F-1}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \frac{\tau}{6} + \left(\frac{F\sqrt{3}+1}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \frac{2\tau}{6} + \left(\frac{F\sqrt{3}+2}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \frac{\tau}{6} + \left(\frac{2}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \frac{\tau}{6} + \left(\frac{1}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \frac{\tau}{6} \right]}$$

După efectuarea calculelor se obține:

$$I_{L1}(60) = I_{di} \sqrt{\frac{2F^2 + F\sqrt{3} + 2}{12}} \quad (17.3)$$

Dacă se pune $F = 1$ se regăsește relația cunoscută de la punțile trifazice asimetrice egale:

$$I_{L1}(60) = I_{di} \sqrt{\frac{4+\sqrt{3}}{12}} = 0,69113 I_{di}$$

Pentru mutatorul în varianta a II-a, forma curentului va fi similară cu cea din figura 44, cu deosebirea că treptele de curent sînt:

$$\frac{\sqrt{3}-F}{2\sqrt{3}} I_{di}; \frac{\sqrt{3}+F}{2\sqrt{3}} I_{di}; \frac{\sqrt{3}+2F}{2\sqrt{3}} I_{di}; \frac{2F}{2\sqrt{3}} I_{di}; \frac{F}{2\sqrt{3}} I_{di}$$

Prin calcule elementare se poate verifica ușor că:

c) Pentru $\alpha = 90^\circ$. Variația curentului este indicată în figura 47:

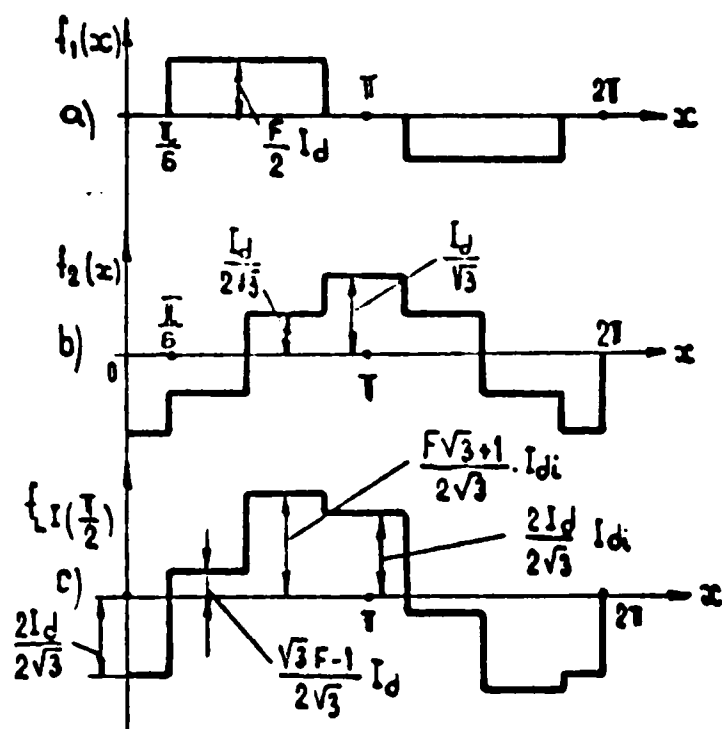


Fig. 47. Variația curentului total de linie $I_{L1}(90^\circ)$

Valoarea efectivă a curentului de linie total în prima variantă este:

$$I_{L1}(90) = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\left(\frac{\sqrt{3}F-1}{2\sqrt{3}} \right)^2 I_{di}^2 \cdot \frac{\pi}{3} + \left(\frac{F\sqrt{3}+1}{2\sqrt{3}} \cdot I_{di} \right)^2 \cdot \frac{\pi}{3} + \left(\frac{2I_{di}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{\pi}{3} \right]} = I_{di} \sqrt{\frac{F^2+1}{6}}$$

(17.4)

iar dacă $F \rightarrow 1$

$$I_L(90) = \frac{I_{di}}{\sqrt{3}}$$

d) La $\alpha = 120^\circ$, variația curentului total este indicată în figura 48:

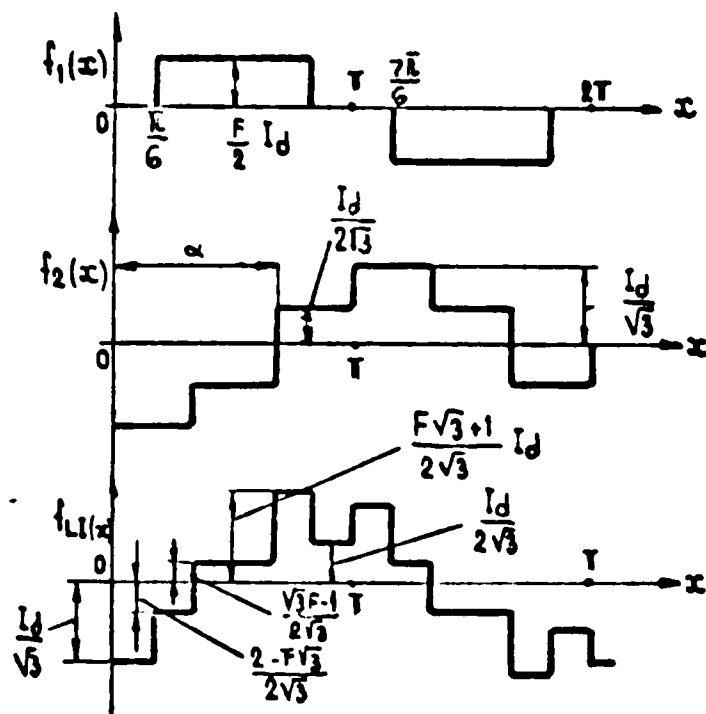


Fig.48 Variația curentului total de linie
 $I_{LI} (120^\circ)$

Valoarea efectivă a curentului de linie total pentru prima variantă este:

$$I_{LI} (120) = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{\sqrt{3}F-1}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \frac{T}{6} + \left(\frac{F\sqrt{3}+1}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \frac{T}{6} + \left(\frac{I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{T}{6} + \left(\frac{2I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{T}{6} + \left(\frac{2-\sqrt{3}F}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \frac{T}{6} \right]} \quad (17.5)$$

$$I_{LI} (120) = \sqrt{\frac{2F^2 - F\sqrt{3} + 2}{12}} I_{di}$$

iar dacă $F \rightarrow 1$:

$$\hat{I}_{LI} (120) = \sqrt{\frac{4-\sqrt{3}}{12}} I_{di}$$

e) Pentru $\alpha = 150^\circ$, variația curentului total este indicată în figura 49 .

Se obține:

$$I_{LI} (150) = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\left(\frac{\sqrt{3}F-1}{2\sqrt{3}} I_d \right)^2 \frac{T}{3} + \left(\frac{I_d}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{T}{3} + \left(\frac{2-F\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \frac{T}{3} \right]} \quad (17.6)$$

$$I_{LI} (150) = \sqrt{\frac{F^2 - F\sqrt{3} + 1}{6}} I_{di}$$

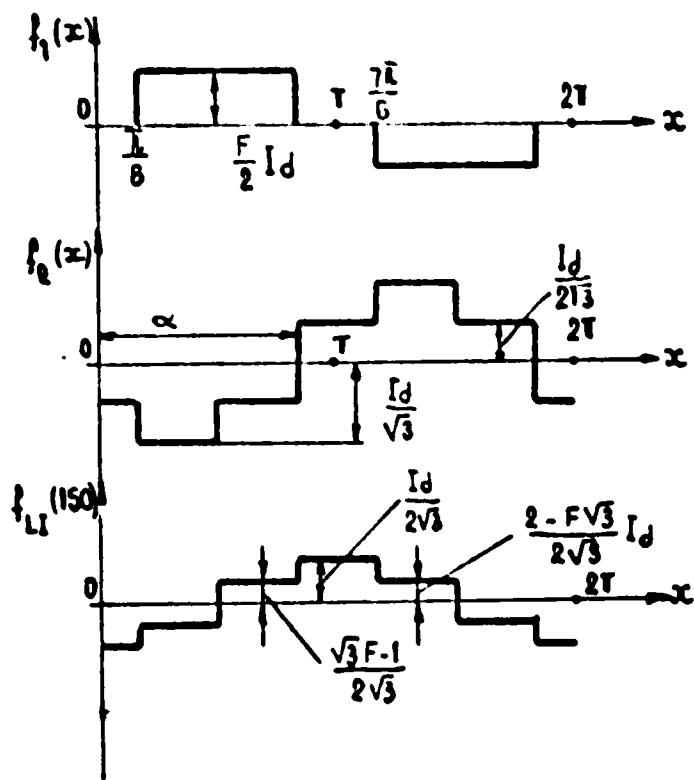


Fig. 49. Variația curentului total $i_{L1}(150^\circ)$

Dacă $F \rightarrow 1$
$$I_{L1}(120) = \sqrt{\frac{2-\sqrt{3}}{6}} \cdot I_d$$

f) La $\alpha = 180^\circ$. Variația curentului este indicată în fig. 50

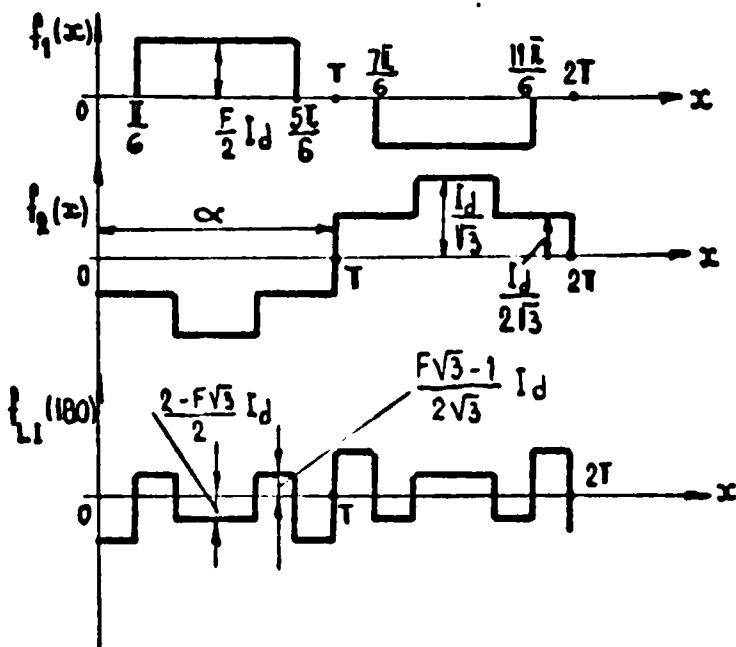


Fig. 50 Variația curentului total de linie $i_{L1}(180^\circ)$

Rezultă:

$$I_{L1}(180) = \sqrt{\frac{1}{6} \left[\left(\frac{2-F\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} I_{di} \right)^2 \cdot \frac{2\pi}{6} + \left(\frac{I_{di}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot \frac{2\pi}{6} + \left(\frac{\sqrt{3}F-1}{2\sqrt{3}} \cdot I_{di} \right)^2 \cdot \frac{2\pi}{6} \right]}$$

$$I_{L1}(180) = I_{di} \sqrt{\frac{F^2 \cdot F\sqrt{3} + 1}{6}} \tag{17.7}$$

adică aceeași valoare ca la 150° .

18. CALCULUL REZIDUULUI DEFORMANT

Pentru punțile trifazate asimetrice inegale, se stabilește mai întâi valoarea numerică a coeficientului F , definit în § 13.

$$\cos \alpha_{\text{lim}} = -F \quad (18.1)$$

și se adoptă:

$$\alpha_{\text{lim}} = 142^\circ \sim 150^\circ \quad (18.2)$$

Astfel din (18.1) rezultă valoarea numerică a lui F .

Pentru curentul efectiv de linie se ține seama de valorile găsite în § 17 și rezumate în tabelul 7:

Tabelul 7

i	α	FO(i)	
		$F < 1$	$F = 1$
1	0	$\frac{1}{\sqrt{6}} \sqrt{F^2 + \sqrt{3}F + 1}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} \sqrt{2 + \sqrt{3}}$
2	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} \sqrt{F^2 + \sqrt{3}F + 1}$	$\frac{1}{\sqrt{6}} \sqrt{2 + \sqrt{3}}$
3	$2\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{\frac{2F^2 + \sqrt{3}F + 2}{12}}$	$\sqrt{\frac{4 + \sqrt{3}}{12}}$
4	$3\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{\frac{F^2 + 1}{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
5	$4\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{\frac{2F^2 - F\sqrt{3} + 2}{12}}$	$\sqrt{\frac{4 - \sqrt{3}}{12}}$
6	$5\frac{\pi}{6}$	$\sqrt{\frac{F^2 - F\sqrt{3} + 1}{6}}$	$\sqrt{\frac{2 - \sqrt{3}}{6}}$
7	π	$\sqrt{\frac{F^2 - \sqrt{3}F + 1}{6}}$	$\sqrt{\frac{2 - \sqrt{3}}{6}}$

Se constată că în intervalul $\alpha \in (0; \frac{\pi}{6})$ și $\alpha \in (\frac{5\pi}{6}; \pi)$, $FO(i) = \text{const}$. Pentru valorile intermediare s-au indicat valorile corespunzătoare la $\frac{\pi}{6}, \frac{2\pi}{6}; \frac{3\pi}{6}; \frac{4\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}, \pi$. În cazul în care se necesită un pas pentru α mai mic de $\frac{\pi}{6}$ radiani în intervalul $\alpha \in (\frac{\pi}{6}; \frac{5\pi}{6})$ se vor determina valorile intermediare prin interpolare liniară.

Pentru prima aproximație se consideră pasul de $\frac{\pi}{6}$.

In tabelul 7 s-a notat:

$$F_0(i) = \frac{I_L(i)}{I_d} \quad (18.3)$$

unde indicele i este un număr întreg, care ia valorile

$$i = 1; 2; \dots; m; m+1 \quad (18.4)$$

unde m este numărul de intervale egale în care se împarte domeniul $(0; \bar{l})$ în care se caută variația funcției $F_0(i)$ și alte funcții care sînt indicate în continuare.

Pentru cazul indicat în tabelul 7, $m = 6$ deoarece rația aleasă a fost $\bar{l}/6$, iar $i_{\max} = 6+1 = 7$.

Unghiul curent α , în funcție de variabila i este:

$$\alpha(i) = (i-1) \cdot \frac{\bar{l}}{m} \quad (18.4)$$

ceea ce permite introducerea funcțiilor în calculator, inclusiv a variabilei independente α .

Se definesc deasemenea funcțiile de armonici γ , pentru curentul redresat unitar pentru fundamentală:

$$F_1(i) = \frac{\sqrt{3}}{\bar{l}\sqrt{2}} \sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha} \quad (18.5)$$

se constată că

$$F_1(i) = P_1(i) \cdot \frac{\sqrt{3}}{\bar{l}\sqrt{2}}$$

unde $P_1(i)$ derivă din $P_1(\alpha)$ definit în § 14.

Pentru cazul general cu q impar

$$F_\gamma(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}\bar{l}\gamma} \sqrt{1+F^2-2F\cos\gamma\alpha(i)} \quad (18.6)$$

unde γ este definit în funcție de q prin relația (3.12)

Pentru $q = 1$, $\gamma = 5$, și $\gamma = 7$

se obține:

$$F_5(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}\bar{l}\cdot 5} \sqrt{1+F^2-2F\cos 5\alpha(i)} = P_5(i) \quad (18.7)$$

$$F_7(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}\bar{l}\cdot 7} \sqrt{1+F^2-2F\cos 7\alpha(i)} \quad (18.8)$$

iar pentru $q = 3$, $\gamma = 17$ și $\gamma = 19$:

$$F_{17}(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}\bar{l}\cdot 17} \sqrt{1+F^2-2F\cos 17\alpha(i)} \quad (18.9)$$

$$F_{19}(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}\bar{l}\cdot 19} \sqrt{1+F^2-2F\cos 19\alpha(i)} \quad (18.10)$$

In acest caz se observă că:

$$F_\gamma(i)_{q \text{ impar}} = P_{2\gamma}(i) \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}\bar{l}\gamma} \quad (18.11)$$

unde $P_{2\gamma}(i)$ s-a definit în § 15 prin intermediul lui α

Pentru cazul în care q este par rezultă:

$$F_{\gamma}(i)_{(q \text{ par})} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2} I_{\gamma}} \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos \gamma \alpha(i)} \quad (18.12)$$

avînd $q = 2$, $\gamma = 11$ și $\gamma = 13$, se obține:

$$F_{11}(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2} I_{11}} \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos 11 \alpha(i)} \quad (18.13)$$

$$F_{13}(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2} I_{13}} \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos 13 \alpha(i)} \quad (18.14)$$

În fine pentru $q = 4$, $\gamma = 23$ și $\gamma = 25$ se găsește:

$$F_{23}(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2} I_{23}} \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos 23 \alpha(i)} \quad (18.15)$$

$$F_{25}(i) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2} I_{25}} \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos 25 \alpha(i)} \quad (18.16)$$

Unde se remarcă deasemenea că:

$$F_{\gamma}(i)_{q \text{ par}} = P_3(i) \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3} I_{\gamma}}$$

în care $P_3(i)$ s-a definit în § 16 prin intermediul lui α .

Reziduul deformant ca variabilă indexată se definește în forma:

$$C(i) = \sqrt{F D^2(i) - F_1^2(i)} \quad (18.17)$$

și reprezintă deasemeni o mărime specifică fiind raportat la unitatea de curent redresat. În adevăr reziduul deformant absolut definit prin

$$R(i) = \sqrt{\sum_{\gamma=2}^{\infty} I_{\gamma}^2(i)} \quad (18.18)$$

fiind raportat la curentul redresat I_d se obține:

$$C(i) = \frac{R(i)}{I_d} = \frac{1}{I_d} \sqrt{\sum_{\gamma=2}^{\infty} I_{\gamma}^2(i)} = \sqrt{F D^2(i) - F_1(i)} \quad (18.19)$$

Conținutul în fundamentală ca mărime indexată este:

$$V(i) = \frac{I_{L1}(i)}{I_L(i)} = \frac{F_1(i)}{F D(i)} \quad (18.20)$$

reprezintă un număr abstract și deci independent de I_d .

Conținutul de armonici al curentului de linie ca mărime indexată va fi:

$$K(i) = \frac{R(i)}{I_L(i)} = \frac{R(i)/I_d}{I_L(i)/I_d} = \frac{C(i)}{F D(i)} \quad (18.21)$$

In lipsa valorilor $F_0(i)$, reziduul deformat corespunzător unității de curent se determină din:

$$C'(i) = \sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} F_{\nu}^2(i)} \quad (18.22)$$

iar în cazul punților trifazate asimetrice inegale se determină din:

$$C'(i) = \sqrt{F_5^2(i) + F_7^2(i) + F_{11}^2(i) + F_{13}^2(i)} \quad (18.23)$$

dacă ne limităm pînă la armonica 13, sau la oricare armonică superioară lui 13 dedusă din:

$$\nu = pq \pm 1 \quad (18.24)$$

unde $p = 6$ și $q > 3$ conform definiției din (3.12).

Prin neglijarea armonicilor de ordin superior definită de (18.24) se comite o eroare:

$$E\%(i) = \frac{C(i) - C'(i)}{C(i)} \cdot 100 \quad (18.25)$$

care este cu atît mai mică cu cît frecvența ν de la care se începe neglijarea este mai ridicată. Așa cum s-a mai spus, în practică armonicile superioare lui $\nu = 13$ se neglijează.

19. ORDINOGRAMA PENTRU CALCULUL ARMONICILOR
SI REZIDUULUI DEFORMANT

Având mărimile indexate, așa cum se arată în § 18, se poate întocmi ordinograma pentru calculul armonicilor, reziduului deformant, al conținutului în armonici și în fundamentală ale curentului de linie pentru mutațiile cu punți asimetrice inegale.

Se introduc ca date, valorile din tabelul 7, iar în cazul în care $m > 6$, pentru intervalul dintre $1/6$ și $5/6$ se va face uz de rutina INTERPOL din biblioteca calculatorului FELIX 256.

În exemplul concret tratat s-a luat $m = 6$ și nu s-a mai apelat la rutina INTERPOL.

Programul general permite calculul pentru orice valoare $F < 1$ și inclusiv $F = 1$ definit din (18.1).

În ordinograma din figura 51a și 51b se indică mersul programului pe calculatorul cifric.

Din valoarea lui α_{um} se determină valoarea coeficientului F , obținut în mod normal pentru valori cuprinse între 142° și 150° ale unghiului limită de protecție pentru invertorul cu tiristoare.

Relația (18.4) permite indexarea unghiului α care din variabilă independentă așa cum a fost considerată pînă la § 18, devine variabila $i = 1$ și după parcurgerea întregului șir de relații, toate funcțiile de i și anume:

$$\alpha(i); F_0(i); F_1(i); F_2(i); C(i); V(i); k(i); C'(i) \text{ și } F(i) \quad (19.1)$$

$$i \leq m+1,$$

după testare, dacă inegalitatea este satisfăcută, se parcurge programul din nou pentru $i = i + 1$.

La fiecare parcurgere a ciclului, pe listing se tipăresc rezultatele calculelor pentru toate funcțiile de i indicate mai sus.

În cazul în care inegalitatea (19.1) nu este satisfăcută programul se oprește.

Utilizarea calculatorului cifric pentru calculul acestor mărimi, constituie o ușurare considerabilă a calculelor care se efectuează într-un timp redus și cu precizie ridicată.

Evident, calculele preliminare pentru faza de proiectare și de evaluare a armonicilor se pot efectua și manual, dar necesită timp lung și sînt destul de anevoioase.

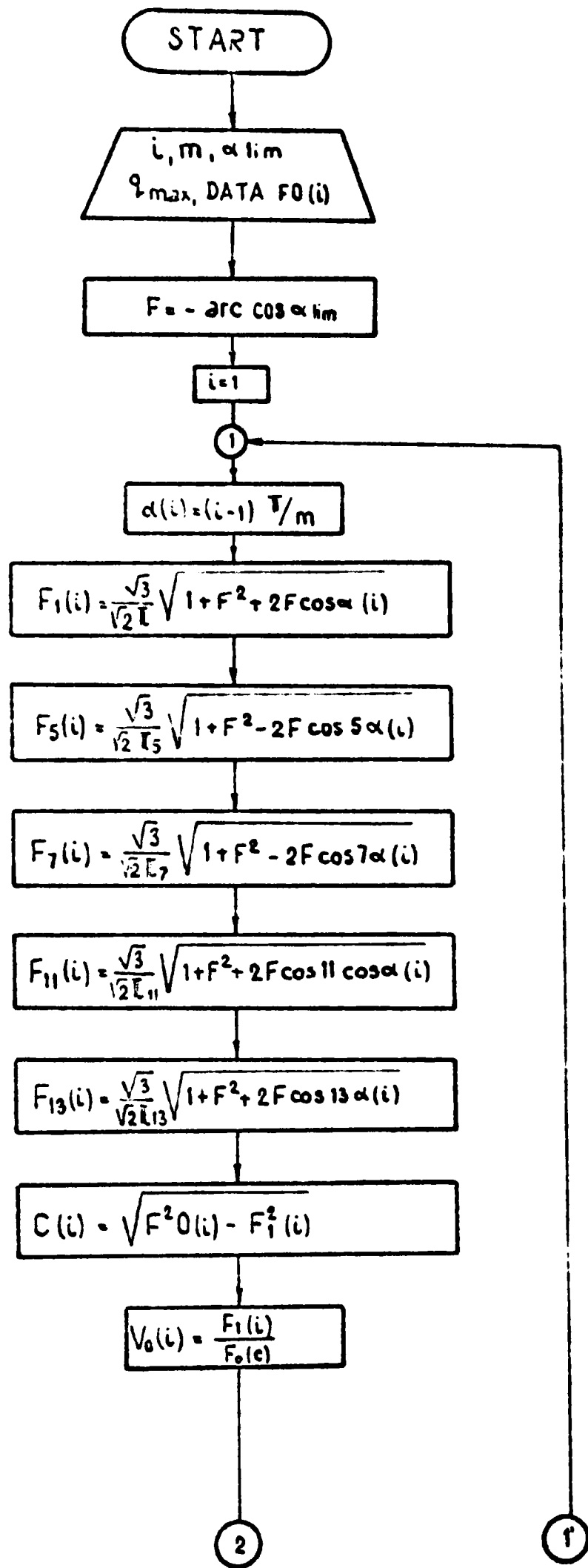


Fig. 51.a Prima parte a ordinogramei

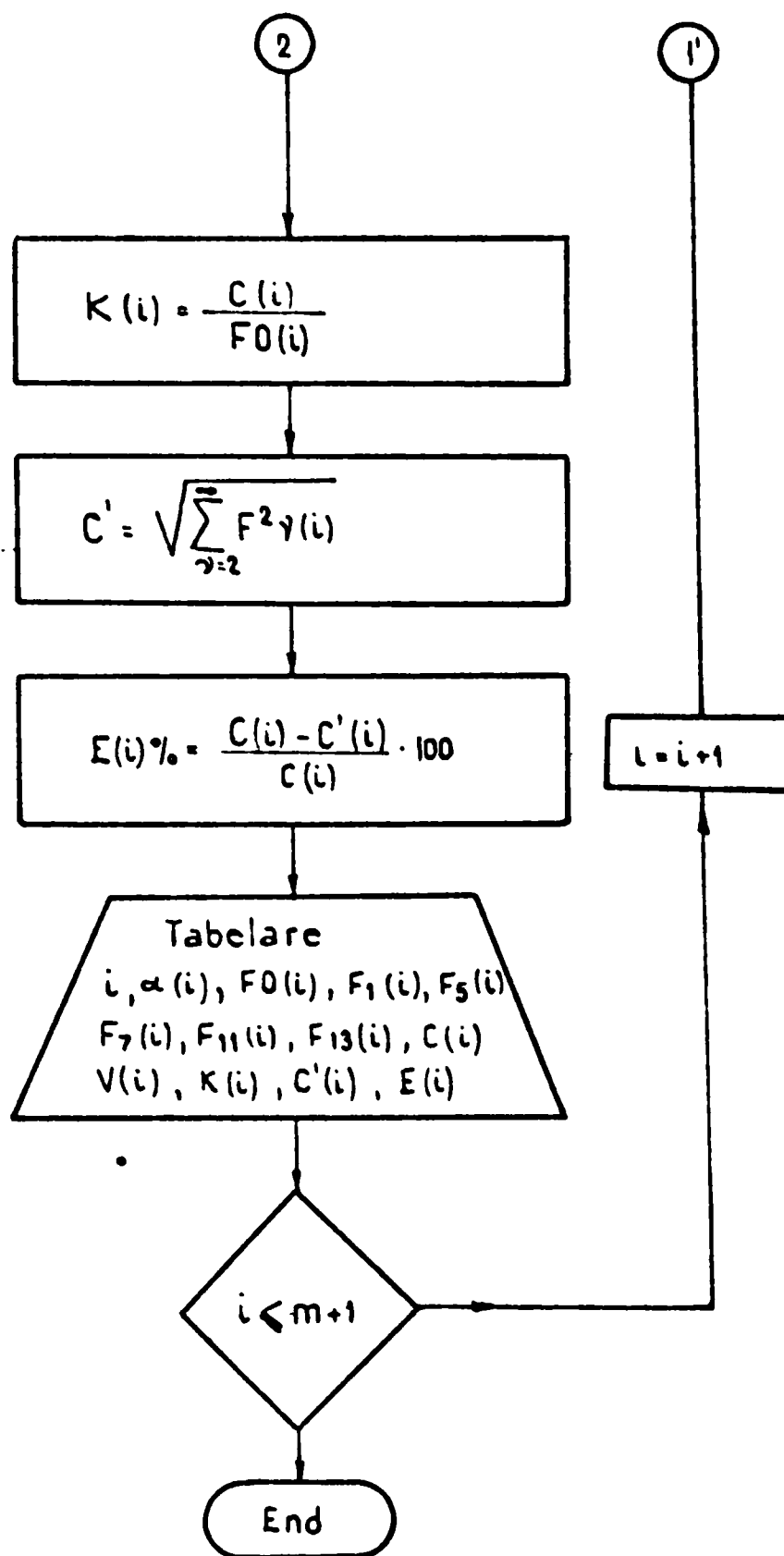


Fig. 51 b. Ordinograma pentru calculul reziduuului deformatant la mutatorul puntii trifazate asimetrice inegale. Se mai obtin: continutul in armonica fundamentala si continutul in armonici al curentului total de linie

RUN
STARTED

$$F = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

TABELLA CU ARMONICILE PT. MUTABARILE
CU PUNTI TRIFAZATE ASIMETRICI INEGALE

I	ALFA	FO	F1	F5	F7	F11	F13	C	V
1	00000	7359201	7274669	0104460	0074614	0661334	0559590	1116177	9334329
2	52360	7359501	7281391	1405618	1004013	0532917	0540022	2184628	9549290
3	104720	6605062	6305459	0737070	0523622	0573224	0435035	1360004	9549295
4	157080	5400617	5157209	1031442	0736744	0462838	0396708	1603000	9549293
5	209440	3830347	3665331	1261091	0900780	0333214	0231949	1139346	9549291
6	261799	2041241	1945241	0320849	0278462	0177205	0149341	0605910	9549291
7	314159	2041241	0522290	1454934	1039238	0047422	0040177	1373290	2558720

STOP

K	C1	E
1	15536	875775
2	63325	1919451
3	63326	1172781
4	63328	1408492
5	63331	1610057
6	63340	0532360
7	67105	1739055

20. RECAPITULAREA REZULTATELOR. Se întocmește tabelul recapitulativ și comparativ pentru $F < 1$ și $F = 1$, indicat mai jos:

TABELUL RECAPITULATIV 8

Nr. crt.	Mărimea	Simbol	$F < 1$	$F = 1$
0	1	2	3	4
1.	Curentul total de linie	$I_L(0)$	$\frac{I_d}{\sqrt{6}} \sqrt{F^2 + \sqrt{3}F + 1}$	0,78867 I_d
		$I_L(30)$	$\frac{I_d}{\sqrt{6}} \sqrt{F^2 + \sqrt{3}F + 1}$	0,78867 I_d
		$I_L(60)$	$I_d \sqrt{\frac{2F^2 + \sqrt{3}F + 2}{12}}$	0,69113 I_d
		$I_L(90)$	$I_d \sqrt{\frac{F^2 + 1}{6}}$	0,59634 I_d
		$I_L(120)$	$I_d \sqrt{\frac{2F^2 - \sqrt{3}F + 2}{12}}$	0,43473 I_d
		$I_L(150)$	$I_d \sqrt{\frac{F^2 - \sqrt{3}F + 1}{6}}$	0,21132 I_d
		$I_L(180)$	$I_d \sqrt{\frac{F^2 - \sqrt{2}F + 1}{6}}$	0,21132 I_d
		$FD(i)$	$\frac{I_L[\alpha(i)]}{I_d}$	$\frac{I_L(\alpha)}{I_d}$
2.	Armonica Fundamentală $q = 0$ $\gamma = 1$	$I_{L1}(\alpha)$	$\frac{\sqrt{3} I_d}{\pi} \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos \alpha}$	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos \alpha$
		$I_{L1}(0)$	$\frac{\sqrt{3} I_d}{\pi} (1 + F)$	$\frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi}$
		$I_{L1}(\pi)$	$\frac{\sqrt{3} I_d}{\pi} (1 - F)$	0
		$P_1(\alpha)$	$\sqrt{1 + F^2 + 2F \cos \alpha}$	$2 \cos \frac{\alpha}{2}$
		$F_1(i)$	$\frac{\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos \alpha(i)}$	$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos \frac{\alpha}{2}$

urmare

0	1	2	3	4
	$P_1(\alpha)$ Valori particulare Valoare unitate $\alpha = \frac{\pi}{2}$	$P_1(\alpha_1)$ $P_1(\frac{\pi}{2})$	$P_1(\alpha) = 1$ $\text{arc cos } \alpha_1 = -\frac{F}{2}$ $\alpha = \frac{\pi}{2}$ $P_1(\frac{\pi}{2}) = \sqrt{1+F^2}$	$P_1(\alpha_1) = 1$ $\text{arc cos } \alpha_1 = -\frac{1}{2}$ $P_1(\frac{\pi}{2}) = \sqrt{2}$
	Punct de inflexiune	$P_1(\alpha_i)$	$\alpha_i = \text{arc cos } (-F)$ $P_1(\alpha_i) = \sqrt{1-F^2}$	$\alpha_i = \pi$ $P(\alpha_i) = 0$
3	Armonici superioare q impar $\gamma = 5, 7, 17, 19$ etc.	$I_{L\gamma}(\alpha)$ $L_{L\gamma}(0)$ $I_{L\gamma}(\pi)$	$\frac{\sqrt{3} I_d}{T\gamma} \sqrt{1+F^2-2F\cos\gamma\alpha}$ $\frac{\sqrt{3} I_d}{T\gamma} (1-F)$ $\frac{\sqrt{3} I_d}{T\gamma} (1+F)$	$\frac{2\sqrt{3} I_d}{T\gamma} \sin\gamma\frac{\alpha}{2}$ 0 $\frac{2\sqrt{3} I_d}{T\gamma}$
	$P_2(\alpha)$ Valori particulare Valoare unitate	$P_2(\alpha_1)$	$\sqrt{1+F^2-2F\cos\gamma\alpha}$ $\frac{\sqrt{3}}{T\gamma} \sqrt{1+F-2F\cos\gamma\alpha(i)}$	$2\sin\gamma\frac{\alpha}{2}$ $\frac{2\sqrt{3}}{T\gamma} \sin\gamma\frac{\alpha(i)}{2}$
	Punct de inflexiune	$P_2(\alpha_i)$	$P_2(\alpha_1) = 1$ $\alpha_1 = \frac{2kT}{\gamma} \pm \frac{1}{\gamma} \text{arc cos } \frac{F}{2}$ $\alpha_i = \frac{2kT}{\gamma} \pm \frac{1}{\gamma} \text{arc cos } F$	$P_2(\alpha_1) = 1$ $\frac{2kT}{\gamma} \pm \frac{1}{\gamma} \text{arc cos } \frac{1}{2}$ $\frac{2kT}{\gamma} + \frac{1}{\gamma} \text{arc cos } 1$
4	Armonici superioare q par $\gamma = 11, 13, 23, 25,$ etc	$I_{L\gamma}(\alpha)$ $I_{L\gamma}(0)$ $I_{L\gamma}(\pi)$	$\frac{\sqrt{3} I_d}{T\gamma} \sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha}$ $\frac{\sqrt{3} I_d}{T\gamma} (1+F)$ $\frac{\sqrt{3} I_d}{T\gamma} (1-F)$	$2 \frac{\sqrt{3} I_d}{T\gamma} \cos\gamma\frac{\alpha}{2}$ $\frac{2\sqrt{3}}{T\gamma} I_d$ 0

tabelul 9

Nr. crt.	Denumirea	Simbol	Formula
1.	Reziduul deformant specific	$C(i)$	$\sqrt{F^2_0(i) - F^2_1(i)}$
2.	Conținutul în fundamentală	$V(i)$	$\frac{F_1(i)}{F_0(i)}$
3.	Conținutul în armonici	$K(i)$	$\frac{C(i)}{F_0(i)}$
4.	Reziduul deformant specific aproximat	$C'(i)$	$\sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} F^2_{\nu}(i)}$
5.	Eroarea procentuală la evaluarea lui $C'(i)$	$E\%(i)$	$\frac{C(i) - C'(i)}{C(i)} \cdot 100$

În fine, pentru recapitularea mărimilor ce caracterizează fenomenul deformant în ansamblu s-a întocmit tabelul recapitulativ de mai jos:

Urmare de la tabelul 8

0	1	2	3	4
		$P_3(0)$	$\sqrt{1 + F^2 + 2F \cos \gamma \alpha}$	$2 \sin \frac{\gamma \alpha}{2}$
		$F_{\nu}(i)$ q par	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2T\gamma}} \sqrt{1 + F^2 + 2F \cos \alpha}$	$\frac{\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi\gamma} \sin \frac{\gamma \alpha}{2}$
	Valori particulare unitate inflexiune	$P(\alpha_1)$	$P(\alpha_1) = 1$ $\alpha_1 = \frac{2KT}{\gamma} \pm \frac{1}{\gamma} \arccos(-\frac{F}{2})$	$P(\alpha_1)$ $2 \frac{KT}{\gamma} \pm \frac{1}{\gamma} \arccos(-\frac{1}{2})$
		$P(\alpha_i)$	$\alpha_i = \alpha_r$ $P(\alpha_i) =$	

21. CONSIDERATIILE PRIVIND INFLUENTA
FENOMENULUI DE COMUTATIE

Evaluarea armonicilor curentului total de linie pentru mutatoarele cu punți trifazate asimetrice inegale s-a făcut în ipoteza supapelor cu conducție ideală, la care nu se ia în considerație fenomenul de comutație.

Din literatură se cunoaște că în exploatarea normală a mutatorului, când curentul redresat nu depășește valoarea nominală, unghiul de comutație nu trece de 30° [12]. [70]. În acest caz se poate considera că valoarea efectivă a curentului pentru armonica ν , pentru oricare valoare a unghiului de comandă α și la un F dat, se poate calcula cu expresia (21.1) stabilită de G. Möltgen pentru punți semicomandate:

$$I_{L\nu u} = \frac{\sin \nu \frac{u}{2}}{\nu \frac{u}{2}} \cdot I_{L\nu i} \quad (21.1)$$

unde:

u - unghiul de comutație;

$I_{L\nu u}$ - armonica curentului ținând cont de comutație;

$I_{L\nu i}$ - armonica ideală a curentului de linie.

Unghiul de comutație se determină cu relația cunoscută:

$$\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{I_d X_k}{\sqrt{2} U_s \sin \frac{\pi}{3}} \quad (21.2)$$

iar valorile $I_{L\nu i}$ cu ajutorul expresiilor determinate în acest capitol.

O serie de împrejurări ne conduc la concluzia că relația (21.2) demonstrată pentru punți semicomandate (71) este valabilă și pentru mutatoarele cu punți trifazate asimetrice inegale.

În primul rând expresiile curenților de armonică ν de la mutatorul cu punți asimetrice egale au aceeași formă cu cele de la puntea trifazată semicomandată, din care se exclud armonicile care nu satisfac la condiția generală (3.12).

În al doilea rând, factorii de atenuare ai armonicilor curentului de linie indicate în literatura din R.S.R. [7], [9] pentru diversele armonici în cazul general al mutatoarelor corespunde pentru o armonică de ordinul ν cu raportul:

$$\Psi(\nu, u) = \frac{\sin \nu \frac{u}{2}}{\nu \frac{u}{2}} \quad (21.3)$$

care întotdeauna este un număr subunitar.

În prezenta lucrare nu s-a propus să se demonstreze valabilitatea acestei formule, întrucât de la început s-au considerat condițiile regimului ideal de funcționare a supapelor. Ar fi interesant de știut dacă în mod riguros relația (21.1) este valabilă și pentru punți trifazate asimetrice egale și inegale. După Möltgen demonstrația relației (21.1) pentru punți semicomandate a condus la calcule laborioase și este de presupus că aceste calcule vor fi și mai complicate în cazul punților asimetrice.

Pentru un calcul preliminar, în primă aproximație se neglijează efectul comutației la evaluarea armonicilor în vederea dimensionării bateriei de condensatoare pentru compensarea puterii reactive și evitarea efectului deformant. Din experiență, s-a constatat că ținând cont de efectul de comutație, se micșorează valorile efective ale armonicilor de curent, calculate cu (21.1) și în consecință se micșorează puterea reactivă de calcul aferentă acestor armonici.

Dacă se evaluează puterea reactivă datorată comutației în regimul normal de funcționare al mutatorului, adică pînă la curentul nominal, se constată că această putere reactivă este practic egală cu diferența dintre puterea reactivă corespunzătoare armonicilor de curenți $I_{L\psi i}$ și cea aferentă curenților $I_{L\psi 0}$.

Eventualele diferențe se vor ajusta după realizarea fizică a instalației, în cadrul probelor de punere în funcțiune, cînd se acordează circuitele filtrante și cînd se efectuează măsurători pe tiristoare pentru diferite unghiuri de comandă de aprindere α .

Pentru motivele indicate mai sus s-a lăsat deocamdată la o parte problema valabilității relației (21.1) și respectiv a tratării analitice riguroase a mutatoarelor trifazate asimetrice la care să se țină seama și de regimul de comutație.

CAPITOLUL IV

VERIFICAREA LA REZONANTA IN SISTEM A CIRCUITELOR FILTRANTE UTILIZATE PENTRU ELIMINAREA EFECTULUI DEFORMANT

Se prezintă o metodică expeditivă pentru verificarea la rezonanță a ansamblului circuite filtrante - rețea, folosind calculatorul numeric, această verificare constituind o condiție suplimentară la dimensionarea parametrilor circuitelor filtrante.

22. ELIMINAREA ARMONICILOR SUPERIOARE

În instalațiile energetice cu mutatoare echipate cu diode și tiristoare, apar curenți ai armonicilor superioare, datorită efectului de conductibilitate unidirecțională. La aceste instalații, care au un pronunțat caracter reactiv, în special datorită întârzierii comandate a aprinderii tiristoarelor, pe lângă ameliorarea factorului de putere, se pune concomitent și problema îndepărtării curenților de armonici superioare, respectiv de reducere a efectului deformant, [7], [9], [39], [49], [50], [51], [71].

Îmbunătățirea factorului de putere și ameliorarea efectului deformant se realizează cu aceeași instalație de condensatoare montate în circuite rezonante serie, conectate la bare de medie tensiune (6,10 sau 15 kV) și acordate pe frecvențele acestor curenți.

Inductanța și capacitatea circuitelor rezonante serie se dimensionează ținând seama de o serie de factori:

- asigurarea puterii reactive capacitive la frecvența fundamentală pentru compensare, în vederea îmbunătățirii factorului de putere a instalației;

- alegerea unor condensatoare și bobine, care, pe lângă condiția de rezonanță, trebuie să satisfacă la anumite cerințe privind solicitările la tensiune și curent și care să poată fi procurate sau realizate din punct de vedere tehnic [9];

- la stabilirea valorii puterii reactive instalate în bateria de condensatoare se ia în considerare efectul economic [7].

Circuitele filtrante protejează rețeaua energetică împotriva armonicilor superioare generate de instalația cu mutatoare, îndepărtând efectele nedorite ale acestor armonici asupra altor consumatoare conectate la rețea.

Dar, pe de altă parte, există pericolul ca ansamblul circuitelor

telor filtrante să intre în rezonanță cu rețeaua energetică sub influența unor oscilații superioare produse de alte consumatoare la rețea.

Pentru frecvențele de acord ale circuitelor filtrante această rezonanță este exclusă, dar pentru alte frecvențe multiple ale frecvenței rețelei, este posibilă rezonanța și ca atare apare necesitatea verificării la rezonanță a ansamblului filtre-rețea.

În capitolul IV se indică o metodă bazată pe explorarea unui domeniu larg de frecvențe, prin folosirea calculatorului numeric în scopul detectării frecvențelor la care ar fi posibilă această rezonanță.

23. PRINCIPIUL METODEI

In figura 52 mutatorul este indicat ca o sursă de curenți de armonici superioare și o impedanță internă Z_i în derivație. Această sursă debitează peste circuitele filtrante și peste rețeaua energetică. Filtrele sînt formate din capacitățile C_v și inductanțele L_v , iar rețeaua energetică este reprezentată prin inductanța echivalentă L_R . Dacă circuitele filtrante sînt în număr suficient, corespunzător spectrului de frecvență și sînt acordate pe frecvența proprie de rezonanță, oscilațiile superioare, generate de sursa de curent S , sînt distruse local și nu vor mai pătrunde în sistem, astfel că se poate considera ca și inexistentă această sursă pentru schema echivalentă filtre-rețea (figura 53). Pe ansamblul filtre-rețea poate să debiteze orice altă sursă de oscilații S_R , existentă în rețea, față de care acest ansamblu apare ca circuit derivație. Pentru un astfel de circuit, este avantajos să se exprime elementele de circuit prin admitanțe. Condiția de rezonanță a circuitului derivație cere ca admitanța echivalentă să fie nulă.

Exprimînd admitanțele în funcție de frecvența de exploatare $\omega = 2\pi f$ se face suma:

$$\underline{Y}(f) = \sum \underline{Y}_v(f) + \underline{Y}_R(f) \quad (23.1)$$

unde:

$\underline{Y}_v(f)$ - admitanța circuitului rezonant acordat pe frecvența $\nu 50 \text{ Hz}$;

$\underline{Y}_R(f)$ - admitanța rețelei energetice;

$\underline{Y}(f)$ - admitanța totală a ansamblului rețea și circuite filtrante;

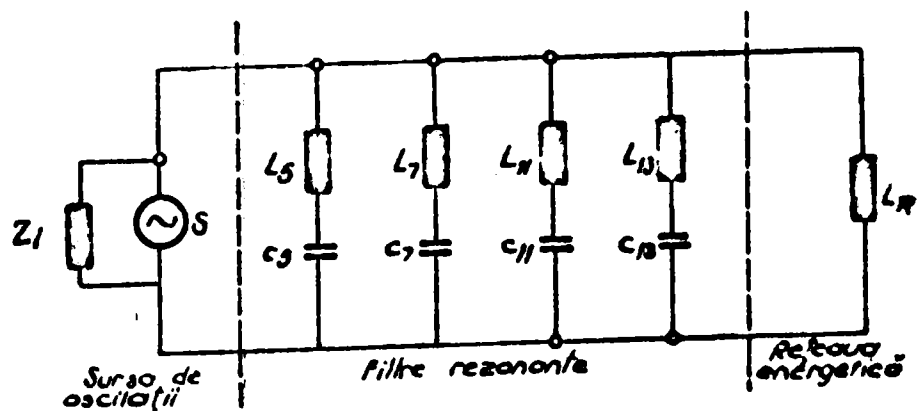


Fig. 52 Ansamblul mutator ca sursă de oscilații, filtre rezonante și rețea energetică.

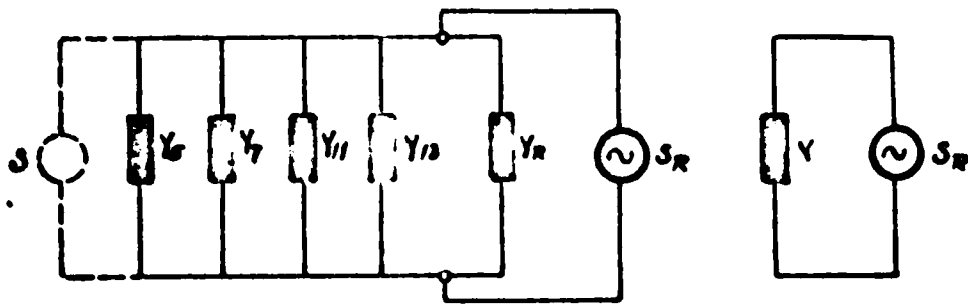


Fig. 53 Schema echivalentă a circuitului derivație conectat la o altă sursă din sistem S_R generatoare de oscilații.

Se subliniază faptul că fazorii $Y(f)$; $Y_v(f)$; $Y_R(f)$ din relația (22.1) sînt exprimați în funcție de aceeași frecvență curentă f .

Pentru a determina frecvențele de rezonanță ale ansamblului rețea-filtre, se evaluează partea imaginară a admitanței, susceptanța pentru un domeniu larg de frecvențe de exemplu, de la 50 Hz, la 800 Hz, dacă se intenționează să se cuprindă și armonica $\nu = 13$.

Această operație necesită un volum mare de calcul, motiv pentru care se face apel la ordinator, care evaluează susceptanța totală pentru valori discrete ale lui f și pe listingul obținut se observă frecvențele la care susceptanța totală schimbă de sens, acestea fiind frecvențele posibile de rezonanță ale sistemului cu bateria de condensatoare instalată în circuitele filtrante.

24. VERIFICAREA LA REZONANȚA ÎN CAZUL UNUI SINGUR

CIRCUIT FILTRANT

Bateria de condensatoare este instalată într-un singur circuit filtrant, capacitatea C_v fiind legată de inductanța L_v prin condiția de rezonanță:

$$\omega_v^2 L_v C_v = 1, \quad (24.1)$$

unde ω_v este frecvența de rezonanță a circuitului filtrant acordat, în așa fel ca:

$$\omega_v = \nu \omega_1 \quad (24.2)$$

iar:

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi 50 \approx 314 \text{ rad/sec} \quad (24.3)$$

constituie pulsația, respectiv frecvența fundamentală a rețelei.

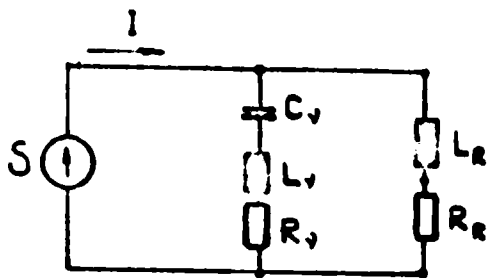


Fig. 54 Circuit rezonant serie acordat pe frecvența ω_v

În schema indicată în figura 54, la evaluarea admitanțelor se vor neglija rezistențele electrice ale celor două ramificații și anume rezistența R_v a circuitului filtrant și rezistența R_R a impedanței echivalente a rețelei.

Neglijarea acestor rezistențe în cursul calculelor ce urmează este justificată de faptul că în condițiile de rezonanță ale circuitelor electrice nu intră aceste rezistențe, ci numai valorile inductanțelor și a capacităților din circuit.

Impedanța circuitului rezonant este:

$$\underline{Z}_v(\omega) = j\omega L_v + \frac{1}{j\omega C_v} \quad (24.4)$$

Admitanța corespunzătoare:

$$\underline{Y}_v(\omega) = \frac{1}{\underline{Z}_v(\omega)} = \frac{j\omega C_v}{1 - \omega^2 L_v C_v} \quad (24.5)$$

Deasemenea pentru rețeaua energetică avem:

$$\underline{Y}_R(\omega) = \frac{1}{j\omega L_R} \quad (24.6)$$

Admitanța totală este:

$$\underline{Y}(\omega) = \underline{Y}_v(\omega) + \underline{Y}_R(\omega) \quad (24.7)$$

Relația (24.5) se poate scrie sub forma:

$$\underline{Y}_v(\omega) = \frac{j \frac{\omega}{\omega_v} \cdot \omega_v C_v}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_v^2} \cdot \omega_v^2 L_v C_v} \quad (24.7')$$

Punînd:

$$\frac{\omega}{\omega_v} = x \quad (24.8)$$

și ținînd seama de (24.1) rezultă:

$$\underline{Y}_v(\omega) = \frac{jx \omega_v C_v}{1 - x^2} = \frac{x}{1 - x^2} \cdot j\omega_v C_v \quad (24.9)$$

Introducând notațiile:

$$F(x) = \frac{x}{1-x^2} \quad (24.10)$$

care este o funcție adimensională, iar

$$\underline{B}_v(\omega) = j\omega_v C_v \quad (24.11)$$

este o mărime constantă, susceptanța circuitului rezonant, pentru frecvența $\omega_v = v\omega$, egalitatea (24.9) apare în forma:

$$\underline{Y}_v(\omega) = F(x) \cdot \underline{B}_v(\omega) \quad (24.12)$$

Pentru rețeaua energetică se obține:

$$\underline{Y}_R(\omega) = -\frac{j}{\omega L_R} = \frac{-j}{\frac{\omega}{\omega_v} \cdot \omega_v L_R} = -\frac{j}{x} \cdot \frac{j}{\omega_v L_R} \quad (24.13)$$

Notînd:

$$F_1(x) = -\frac{1}{x} \quad (24.14)$$

$$\underline{B}_{Rv} = j \frac{1}{\omega_v L_R} \quad (24.15)$$

prima relație fiind o altă funcție adimensională, iar a doua reprezentînd susceptanța rețelei pentru frecvența $\omega_v = v\omega$ rezultă pentru relația (24.13) forma:

$$\underline{Y}_R(\omega) = F_1(x) \cdot \underline{B}_{Rv}(\omega) \quad (24.16)$$

Cu ajutorul calculatorului se tablează funcțiile (24.10) și (24.14) pentru valori ale lui x cuprinse între 0,1 și 2,0 observînd că la $x = 1$ se realizează acordul circuitului rezonant.

Pentru funcția $F(x) = x/(1-x^2)$ se indică în figura 55 programul în limbajul FORTRAN pentru stabilirea valorilor acestei funcții între limitele 0,2 și 2,0 cu un pas care stă la dispoziția operatorului. Pentru un calcul rapid se poate lua $PASS = 0,1$ sau $0,05$, iar pentru o precizie mai bună se recomandă $0,01$.

```

C      1      C      TABELAREA FUNCTIEI F(X)=X/(1-x**2)
      2      REAL X, EPS, PASS
      3      READ(105,11) EPS, PASS
      4      11  FORMAT(5X, F8.6, 5X, F4.2)
      5      X=0.2
      6      4  IF (ABS(1.-X**2)-EPS) 2, 2, 1
      7      2  WRITE(102,3) X
      8      3  FORMAT(5X, 'X=', F6.4, 5X, 'IMPOSSIBIL')
      9      GOTO 90
     10      1  F=X/(1.-X**2)
     11      WRITE(102,5) X, F
     12      5  FORMAT(5X, 'X=', F6.4, 5X, 'F(X)=', F14.6)
     13      90  IF (X-2.0) 7, 8, 9
     14      7  X=X+PASS
     15      GOTO 4
     16      8  STOP
     17      END

```

Fig.55 Program FORTRAN pentru tabelarea
funcției $F(x) = \frac{x}{1-x^2}$

In mod analog se poate concepe o subrutină și pentru funcția:

$$F_1(x) = -\frac{1}{x}$$

a cărei ordinogramă nu se mai indică, funcția fiind extrem de simplă.

Pentru cazul în care instalația este prevăzută cu un singur filtru, în vederea determinării frecvenței la care se anulează impedanța:

$$\underline{Y}(f) = \underline{Y}_V(f) + \underline{Y}_R(f) = 0 \quad (24.17)$$

se întocmește un program FORTRAN a cărei ordinogramă generală este indicată în figura 56:

Acest program conține ca subrutine funcțiile $F(x)$ și $F_1(x)$ care pot fi determinate dinainte, odată pentru toate aplicațiile ulterioare.

Avînd în vedere simplitatea programului, se pot efectua calculele și pe un calculator obișnuit, mai ales dacă funcțiile $F(x)$ și $F_1(x)$ sînt cunoscute pentru valori ale lui x (cuprinse) în intervalul $(0, 2 \div 1, 8)$.

Cunoscînd capacitatea totală C_V montată în filtru se determină susceptanța:

$$B_V = 2\pi f_0 \cdot C_V \quad (24.18)$$

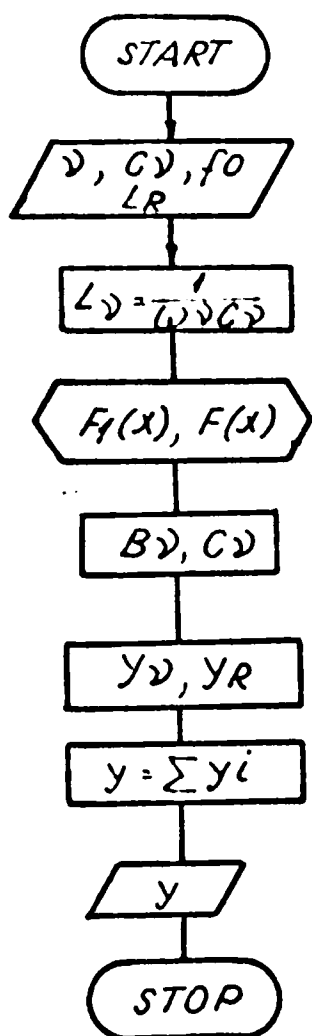


Fig. 56 Ordinograma in cazul unui circuit oscilant

Deasemenea cunoscînd inductanța echivalentă a sistemului energetic, se determină susceptanța aferentă:

$$B_{Rv} = \frac{1}{2L f_0 v L_R} \quad (24.19)$$

Pentru un caz concret în care:

$$\begin{aligned}
 v &= 5 \\
 C &= 84 \cdot 10^{-6} \text{ F} \\
 L_R &= 3,16 \cdot 10^{-6} \text{ H,}
 \end{aligned}$$

din condiția de rezonanță (23.1) rezultă:

$$L_5 = 4,82482 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

Cu aceste date se întocmește tabelul de calcule 10 în care în funcție de $x \in (0, 2; 1, 8)$ se calculează ω sau $f, F(x), Y(x), F_1(x), Y_R(x)$ și $Y(x) = Y_v(x) + Y_R(x)$.

Se observă că cele două valori apropiate ale lui x între care $Y(x)$ schimbă de semn, și deci se anulează admitanța $Y(x)$.

Din (24.8) se determină frecvențele:

$$\begin{aligned}
 2L f_1 &= \omega_1 = x_1 \omega_v \\
 2L f_2 &= \omega_2 = x_2 \omega_v
 \end{aligned} \quad (24.20)$$

la care se produce o eventuală rezonanță în sistem. Pentru cazul

Calculul pentru verificarea la rezonanță a schemei cu un singur circuit filtrant acordat pe armonica 3.5 Tabelul 10

x	$F(x) = \frac{x}{1-x^2}$	$Y_1(x) = F(x) B_1$	$F_1(x) = -\frac{1}{x}$	$Y_R(x) = F_1(x) B_R$	$Y = Y_1 + Y_R$
0,200	0,10416	$0,27488 \cdot 10^{-3}$	- 5,00000	$- 496,37122 \cdot 10^{-3}$	- 496, 0963
0,400	0,47619	$1,25663 \cdot 10^{-3}$	- 2,50000	$- 248,18561 \cdot 10^{-3}$	- 246, 92998
0,600	0,93750	$2,47400 \cdot 10^{-3}$	- 1,66666	$- 165,45706 \cdot 10^{-3}$	- 162, 98306
0,800	2,22222	$5,26430 \cdot 10^{-3}$	- 1,25000	$- 124,09280 \cdot 10^{-3}$	- 118, 82850
0,900	4,73684	$11,22127 \cdot 10^{-3}$	- 1,11111	$- 110,30471 \cdot 10^{-3}$	- 99, 08334
0,920	5,98958	$15,80609 \cdot 10^{-3}$	- 1,08695	$- 107,90673 \cdot 10^{-3}$	- 92, 10064
0,940	8,07560	$21,31094 \cdot 10^{-3}$	- 1,06382	$- 105,64108 \cdot 10^{-3}$	- 84, 29870
0,960	12,24889	$32,31342 \cdot 10^{-3}$	- 1,04416	$- 103,41060 \cdot 10^{-3}$	- 71, 09714
0,980	24,74747	$65,30685 \cdot 10^{-3}$	- 1,02040	$- 101,30022 \cdot 10^{-3}$	- 35, 931949
0,985	33,08144	$87,29961 \cdot 10^{-3}$	- 1,01522	$- 100,78598 \cdot 10^{-3}$	- 13, 48637
0,990	49,74874	$131,28345 \cdot 10^{-3}$	- 1,01010	$- 100,27700 \cdot 10^{-3}$	+ 31, 00644
1,000	∞	∞	- 1,00000	$- 99,27424 \cdot 10^{-3}$	∞
1,100	- 5,23980	$- 12,40871 \cdot 10^{-3}$	- 0,90909	$- 90,24931 \cdot 10^{-3}$	- 102,6580
1,200	- 2,722727	$- 6,46073 \cdot 10^{-3}$	- 0,83333	$- 82,72850 \cdot 10^{-3}$	- 89,18923
1,400	- 1,45833	$- 3,45469 \cdot 10^{-3}$	- 0,71420	$- 70,91010 \cdot 10^{-3}$	- 74,36179
1,600	- 1,02564	$- 2,42967 \cdot 10^{-3}$	- 0,62500	$- 62,04645 \cdot 10^{-3}$	- 64,47612
1,800	- 0,72793	$- 1,72451 \cdot 10^{-3}$	- 0,55555	$- 55,15235 \cdot 10^{-3}$	- 56,87686

Diagrama admitanțelor în funcție de x este indicată în figura 57:

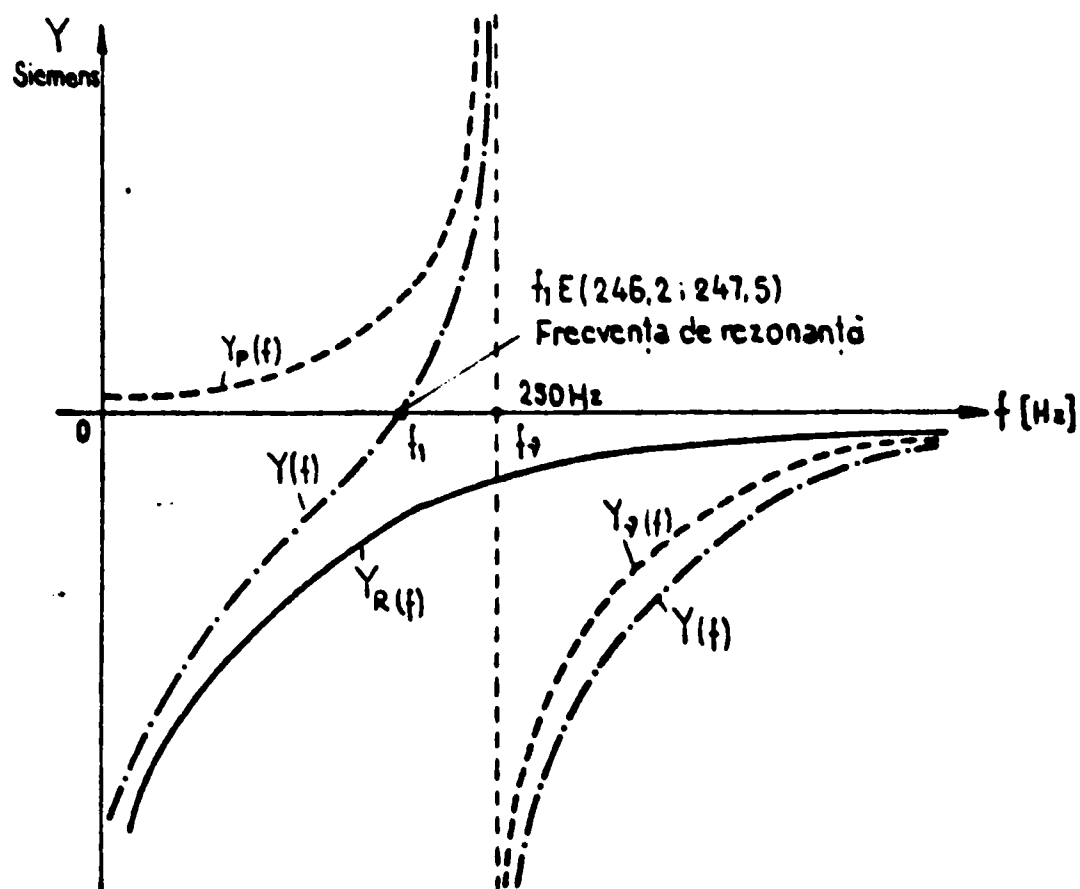


Fig. 57 Diagrama admitanțelor pentru instalația cu un singur circuit rezonant acordat pe frecvența $f_r = 250 \text{ Hz}$

După cum se știe în instalațiile cu tiristoare ce folosesc punți trifazate, frecvența $\nu = 5$ reprezintă prima armonică superioară și are cea mai mare pondere. Utilizarea unui circuit oscilant se recomandă la puteri mai mici de 500 kVA, când aplicarea circuitelor filtrante cu $\nu > 5$ nu se justifică din punct de vedere economic. De obicei compensarea și reducerea efectului deformant are sens pentru puteri mai mari de 1000 kVA, când este necesară reducerea armonicilor până la ordinul 13 inclusiv.

25. VERIFICAREA ÎN CAZUL MAI MULTOR CIRCUITE REZONANTE

În acest caz nu se mai pot utiliza funcțiile adimensionale $F_1(x)$ și $F(x)$ deoarece frecvențele de referință pentru circuitele rezonante fiind diferite, creșterile de frecvență la aceeași valoare x nu sînt aceleași. Se impune introducerea în calculator a expresiilor pentru admitanțe ca variabile indexate de același indice i , definit ca variabilă independentă în intervalul 1 - 400, astfel încît frecvența curentă se exprimă prin:

$$f = f_1 + p_i \quad ; \quad f_1 = 50 \text{ Hz} \quad (25.1)$$

explorarea făcîndu-se din p în p Hz. În mod obișnuit $p = 2$. Pentru o explorare mai fină se poate lua $p = 1$ sau $p = 0,5$, dar în acest caz trebuie majorat în mod corespunzător i , pentru a asigura un domeniu de explorare pînă la 800 Hz.

Expresiile admitanțelor funcție de frecvență, respectiv de indicele i sînt:

$$Y_{\nu}^{(i)} = \frac{2L(f_1 + p_i)C_{\nu}}{1 - 4L^2(f_1 + p_i)^2L_{\nu}C_{\nu}} \quad (25.2)$$

$$Y_R^{(i)} = \frac{-1}{2L(f_1 + p_i)L_R} \quad (25.3)$$

Pentru $\nu = 5, 7, 11, 13$ se vor determina susceptanțele circuitelor rezonante (conductanța fiind neglijată) și susceptanța rețelei pentru aceeași frecvență (25.1), după care se evaluează admitanța respectiv susceptanța totală a sistemului.

În figura 58 este indicată ordinograma simplificată pentru calculul admitanței echivalente în cazul mai multor circuite rezonante serie. Variația curentă a admitanței globale:

$$Y(\omega) = \sum^{\nu} Y_{\nu}(\omega) + Y_R(\omega) \quad (25.4)$$

În funcție de frecvența de explorare $f = \omega/2\pi$ este indicată în fig. 59 locul în care admitanța totală $Y(f)$ intersectează axa frecvenței, determină frecvența de rezonanță a ansamblului rețea-circuite riltrante.

Programul în limbajul FORTRAN este arătat în fig. 60 și într-o porțiune de listing anexată la lucrare (fig. 61) se indică o frecvență la care susceptanța, măsurată în Siemens, schimbă de semn.

Metoda s-a aplicat la un caz concret cu trei circuite rezonante ($\nu = 5, 7$, și 11) avînd:

$$C_5 = 84 \mu\text{F} ; C_7 = 42 \mu\text{F} ; C_{11} = 24 \mu\text{F}$$

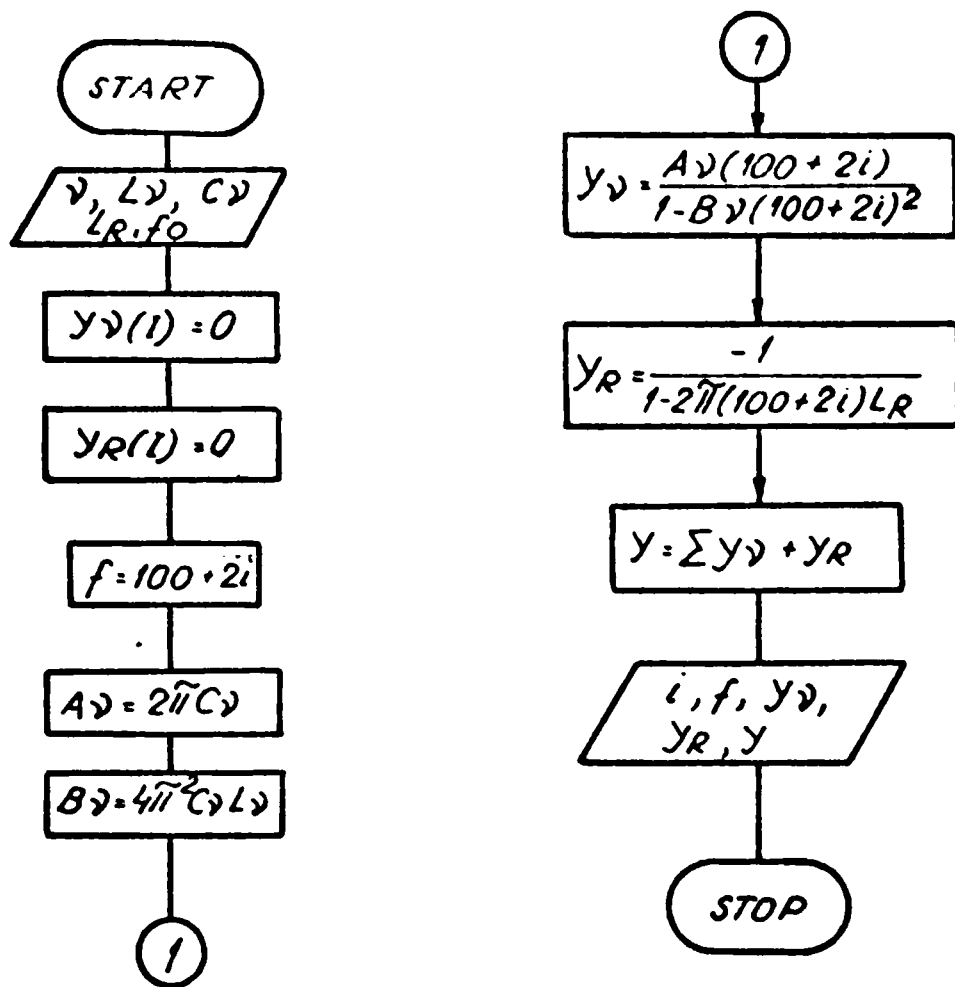


Fig 58 Ordinograma simplificată pentru calculul admitanței echivalente pentru mai multe circuite rezonante

și inductanța echivalentă a rețelei energetice $L_{\gamma} = 4,16$ mH. Din listingul obținut la imprimata ordinatorului s-a dedus că frecvențele la care sînt posibile fenomene de rezonanță, sînt 178, 317, și 466 Hz. Aceste frecvențe nu sînt multiple ale frecvenței rețelei, astfel că nu este posibilă o rezonanță periculoasă a rețelei cu circuitele rezonante.

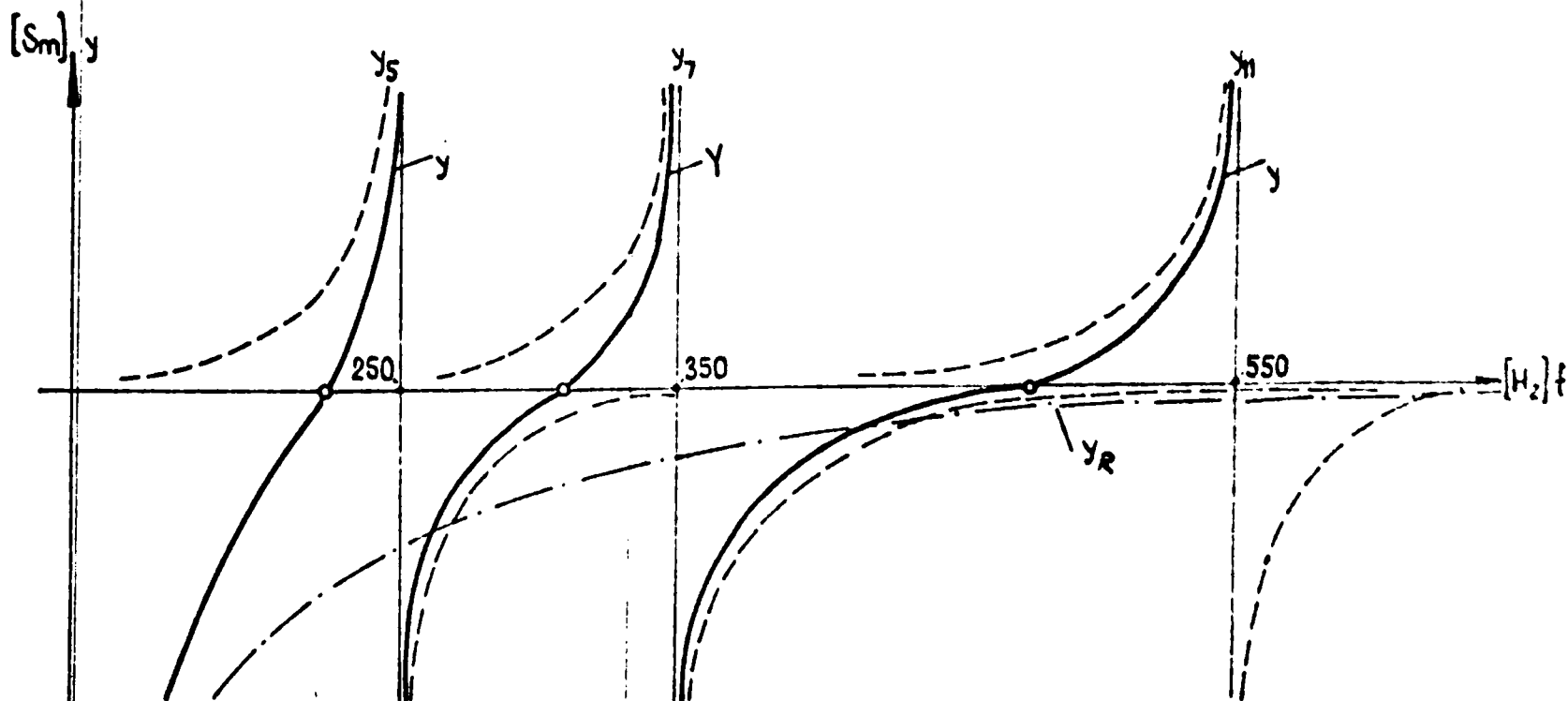


Fig 59. Însumarea admitanțelor pentru determinarea admitanței totale pentru verificarea la rezonanță

In cazul în care admitanța totală se anulează pentru o frecvență $f = N \cdot f_1$, unde $f_1 = 50$ Hz, iar $N = 1, 2, 3, \dots$, este necesar să se modifice parametrii C_v, L_v de așa manieră încît frecvențele la care $Y(\omega) = 0$. Să se deplaseze cu un ecart de cel puțin 10 Hz ($\Delta f = \pm 10$ Hz) față de frecvențele multiple întregi ale frecvenței fundamentale a sistemului energetic.

In felul acesta verificarea la rezonanță apare ca o condiție suplimentară la dimensionarea parametrilor circuitelor rezonante.

In concluzie, circuitele filtrante pentru ameliorarea factorului de putere și reducerea efectului deformant, utilizate la instalațiile de mutatoare conectate la bara de medie tensiune, nu trebuie să intre în rezonanță cu rețeaua energetică pentru frecvențe multiple întregi ale frecvenței fundamentale a sistemului energetic. Acest deziderat derivă din condiția ca bateria de condensatoare să nu favorizeze fenomene de rezonanță pentru alte frecvențe decît acelea ale circuitelor filtrante, fenomene ce ar putea să apară datorită existenței unor surse de oscilații superioare în însăși rețeaua energetică.

S-a prezentat o metodă expeditivă pentru verificarea la rezonanță a ansamblului circuite filtrante-rețea, folosind calculatorul numeric. Verificarea la rezonanțe apare ca o condiție suplimentară la dimensionarea parametrilor circuitelor filtrante.

APR0018

14/02/72 14.10.1

```

1     REAL C5,C7,C11,L5,L7,L11,L5
2     INTEGER I,F,F5,F7,F11
3     DIMENSION Y(400),Y5(400),Y7(400),Y11(400),YR(400),Y(400)
4 C   CALCULUL ADMITANTEI ECHIVALENTE A REZELEI LA BARA DE 6KV
5 C   LA LABORATORUL ICHEIR PESITA
6 C
7 C   CITIREA PARAMETRIILOR
8     READ(105,10)F5,F7,F11
9     10  FORMAT(3I3)
10    WRITE(103,11)F5,F7,F11
11    11  FORMAT('  ',5X,'F5='',13,5X,'F7='',13,5X,'F11='',13)
12    READ(105,12)C5,C7,C11,LR
13    12  FORMAT(4F14.6)
14    WRITE(108,13)C5,C7,C11,LR
15    13  FORMAT('  ',5X,'C5='',E14.6,5X,'C7='',E14.6,5X,'C11='',E14.6,5X,'L5='',E14.6)
16
17 C   CALCULUL INDUCTANTELOR CIRCUITELOR REZONANTE SI PIE
18     L5=1.0/((5.0*100.0*3.141593)**2*C5)
19     L7=1.0/((7.0*100.0*3.141593)**2*C7)
20     L11=1.0/((11.0*100.0)**2*C11*3.141593**2)
21     WRITE(108,15)L5,L7,L11
22     15  FORMAT('  ',5X,'L5='',F14.6,'HENRY',5X,'L7='',F14.6,'HENRY',5X,'L11='',F14.6,'HENRY')
23     2L='',E14.6,'HENRY')
24 C   COMPLETAREA TABELII CU ZEROURI SI CALCULUL FRECVENTELOR
25 C   CURENTE
26     DO 21 I=1,350
27     Y5(I)=0.0
28     Y7(I)=0.0
29     Y11(I)=0.0
30     YR(I)=0.0
31     F(I)=48+2*I
32     21  CONTINUE
33 C   CALCULUL CONSTANTELOR INTERMEDIARE
34     A5=2.0*3.141593*C5
35     B5=4.0*(3.141593)**2*L5*C5
36     A7=2.0*3.141593*C7
37     B7=4.0*(3.141593)**2*L7*C7
38     A11=2.0*3.141593*C11
39     B11=4.0*(3.141593)**2*L11*C11
40 C   CALCULUL ADMITANTELOR
41     DO 23 I=1,200
42     Y5(I)=A5*(48.0+2.0*FLOAT(I))/(1-B5*(48.0+2.0*FLOAT(I))**2)
43     23  CONTINUE
44     DO 25 I=1,350
45     Y7(I)=A7*(48.0+2.0*FLOAT(I))/(1-B7*(48.0+2.0*FLOAT(I))**2)
46     25  CONTINUE
47     DO 27 I=1,350

```

Fig. 60 a. Partea I-a a programului FORTRAN pentru verificarea la rezonanță în sistem a circuitelor filtrante

```

Y11(I)=-11*Y5(I)+5*(Y7(I)+Y11(I))/(1-11*(3.0+2.0*FLOAT(I)))
CONTINUE
DO 17 I=1,35
  YR(I)=-1.07*(2.0+3.14159*18*(4.0+2.0*FLOAT(I)))
CONTINUE
CALCULUL ADUNANTII TOTALE
PITL(1,3,17)
DO 31 I=1,35
  Y(I)=Y5(I)+Y7(I)+Y11(I)+YR(I)
31 WRITE(108,18)I,F(I),Y5(I),Y7(I),Y11(I),YR(I),Y(I)
17 FORMAT('1',//,T47,T10,2X,T44,T2X,T63,T2X,T100,T2X,T17,T2X,2X,
  2X,T44,T2X,T63,T2X,T100,T2X,T17,T2X,2X,T44,T2X,T63,T2X,
  4X,T44,T63,T100,T17,T100,T63,T17,T100,T63,T17,T100,T63,
  SECVENTA,T44,T63,T85,T75,T85,T75,T111,T100,T63,T100,T63,
  6,T44,T63,T85,T75,T100,T63,T100,T63,T100,T63,/)
15 FORMAT('1',T10X,15,T11,T10X,14,T10X,14,T10X,14,T10X,14,
  712.6)
STOP
END

```

Fig. 60b Partea finală a programului

I	F (Hz)	Y (Siemens)
124	296	-0.320465E+00
125	298	-0.291244E+00
126	300	-0.262313E+00
127	302	-0.233416E+00
128	304	-0.204289E+00
129	306	-0.174764E+00
130	308	-0.144901E+00
131	310	-0.114759E+00
132	312	-0.801163E-01
133	314	-0.454955E-01
134	316	-0.360760E-02
135	318	0.311143E-01
136	320	0.743714E-01
137	322	0.122049E+00
138	324	0.175283E+00
139	326	0.235597E+00
140	328	0.305022E+00
141	330	0.386410E+00
142	332	0.483866E+00
143	334	0.603530E+00
144	336	0.755042E+00
145	338	0.954452E+00
146	340	0.123064E+01
147	342	0.164134E+01
148	344	0.232177E+01

Fig. 61 Fragment din înscrisul ordinarului în care apare inversarea semnului admitanței totale la f = 316 - 318 Hz

CAPITOLUL V

ESTIMAREA PUTERII REACTIVE IN SCOPUL COMPENSARII LA INSTALATIILE CU ACTIONARI REGLABILE CU TIRISTOARE SI RECUPERARE DE ENERGIE

26. CARACTERUL REACTIV AL INSTALATIILOR CU TIRISTOARE

Instalațiile energetice realizate cu acționări reglabile cu tiristoare, cu sau fără recuperare de energie, își găsesc aplicare în diverse domenii ale industriei și anume în metalurgie, în industria chimică, în uzinele constructoare de mașini, la standuri pentru încercări de modele de turbine, la tuneluri aerodinamice, precum și în instalațiile electrice pentru transportat în comun.

Energia reactivă la astfel de instalații are un pronunțat caracter inductiv și este formată din:

a) energia reactivă propriu-zisă produsă de elemente inductive: reactanța liniei de transport și de reactanța înfășurărilor transformatoarelor de rețea;

b) energia reactivă imprimată de comandă, provocată de întârzierea la aprindere (a intrării în stare de conducție) a tiristoarelor;

c) energia reactivă datorită armonicilor superioare (efectul deformant), ca urmare a conductibilității unilaterale a supapelor.

Efectul energiei reactive asupra instalației energetice și rețelei, se manifestă prin furnizare de energie la un factor de putere scăzut și conduce la deformarea curenților de linie și a tensiunii în punctul de alimentare de la rețeaua energetică.

La astfel de instalații compensarea energiei reactive se impune atât din punct de vedere al furnizorului cât și din al consumatorului de energie, astfel că este inutil a se mai sublinia oportunitatea acestei compensări.

Evaluarea energiei reactive inductive totale se face ținând seama de particularitățile constructive ale schemei de alimentare a acționărilor reglabile și ale dispozitivului de recuperare, în condițiile de funcționare ale instalației tehnologice în ansamblu. În aceste cazuri calculele tehnico-economice pentru determinarea puterii reactive capacitive instalate și a eficienței economice a compensării nu se mai pot efectua după Instrucțiunea MSE nr.147 din 11 febr.1967.

27. ESTIMAREA ENERGIEI REACTIVE

În principiu instalațiile cu acționări reglabile, cu sau fără recuperare de energie, funcționează pe o plajă largă de variație a curentului activ în funcție de cerințele tehnologice. Astfel, de exemplu, la încercările pentru determinarea caracteristicilor energetice și cavitaționale ale unui model de turbină, pentru elaborarea caracteristicii universale ale unui model de turbină. Pentru elaborarea caracteristicii universale a modelului, este necesar să se realizeze cu mare precizie regimuri staționare de debit, cădere, înălțime de aspirație și cuplu motor, în vederea determinării randamentului.

Aceeași problemă se pune și în cazul instalațiilor aerodinamice la care se realizează condiții de regim staționar pentru viteza aerului în tunel, în scopul experimentărilor asupra ventilatoarelor axiale sau asupra profilelor aerodinamice.

În situația în care acționările reglabile sînt constituite în principal din mașini de curent continuu alimentate cu tiristoare, există posibilitatea de a realiza regimuri de viteză constantă a motoarelor pe o gamă largă de încărcare.

Deasemenea, în cazul în care instalația tehnologică este prevăzută cu recuperare de energie, prin intermediul invertoarelor se stabilesc regimuri staționare pentru puterea activă recuperată și debitată înapoi la rețea.

La aceste instalații, la care puterea activă este fixată cu ajutorul comenzii pe grilele de comandă ale tiristoarelor, există o interdependență între curentul activ și cel reactiv ce pe linia de alimentare de medie tensiune, în funcție de unghiul de comandă la aprindere,

În figura 62 este indicată schema tehnologică a unei stațiuni de încercări pentru modele de turbine, formată dintr-un circuit hidraulic cu două pompe centrifugale P_1, P_2 și o turbină hidraulică T .

Pompele sînt acționate cu motoare de curent continuu $M01, M02$, prin redresoare comandate, $RC1, RC2$, care permit modificarea tensiunii rotorice de la valoarea zero la valoarea maximă, asigurînd un domeniu larg de variație a turației pompelor.

Redresorul comandat este format din două mutațioare în punte trifazată, conectate în serie, dintre care unul cu tiristoare și

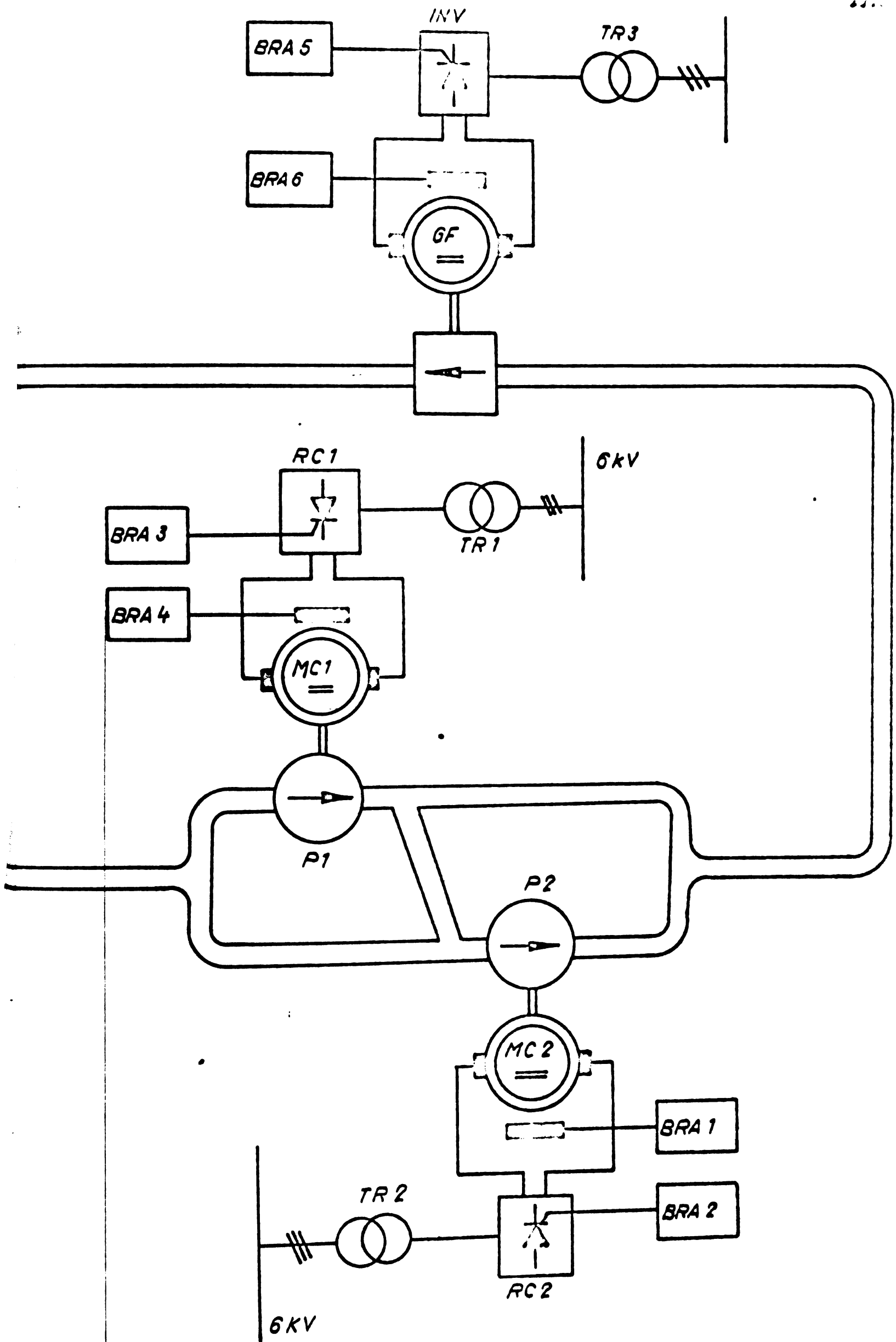


Fig. 62. Circuitul hidraulic cu acționările reglabile folosind tiristoare.

celălalt cu diode, alimentate de la același transformator, cu două secundare separate.

Modelul de turbină este cuplat cu un generator de curent continuu cu rotorul basculant GF și conectat în circuitul rotoric la un invertor INV realizat în punte trifazată, montaj care permite încărcarea turbinei, reglarea turației și recuperarea energiei active produsă de turbină.

În principiu oricare ar fi schema tehnologică a instalației pentru evaluarea puterii reactive, se poate proceda în felul arătat în cele ce urmează:

A. CONSUMĂTORI DE ENERGIE ACTIVA

Plecând de la regimul tehnologic propus pentru determinarea unui punct figurativ din planul fazelor (caracteristica universală) având la dispoziție caracteristicile funcționale și energetice ale receptorului de energie, pentru un regim staționar, se determină puterea activă, respectiv curentul activ de linie pe rețeaua de medie tensiune de alimentare.

Cunoscând caracteristica redresorului comandat în care se exprimă dependența curentului reactiv în funcție de cel activ pentru diverse valori ale unghiului de comandă, se determină curentul reactiv și respectiv puterea reactivă absorbită de la rețea pentru regimul tehnologic staționar stabilit.

Trebuie să remarcăm că în cazul consumatorilor de energie activă, sensul energiei active și reactive este dirijat dinspre rețea spre consumator.

B. RECUPERATOR DE ENERGIE ACTIVA

Turația și cuplul motor, dezvoltat de modelul de turbină sau de morișcă, se stabilesc în cadrul procesului de măsurare pentru elaborarea caracteristicii universale $n_{11} = f(Q_{11}, \eta)$. Puterea activă produsă la arborele motorului primar se transferă la rețea prin intermediul invertorului.

Din caracteristica stațiunii care exprimă dependența căderii H în funcție de debitul Q, pentru regimul de funcționare ales, la un Q și un H dat, se determină valoarea puterii active P, disponibilă la axul turbinei, cunoscând valoarea parametrului curbei de egală putere, reprezentată în plan prin hiperbole echilaterale fig. 64.

Din diagrama circulară a invertorului se determină curentul reactiv în funcție de curentul activ în linia de alimentare de medie tensiune (6 - 20 kV).

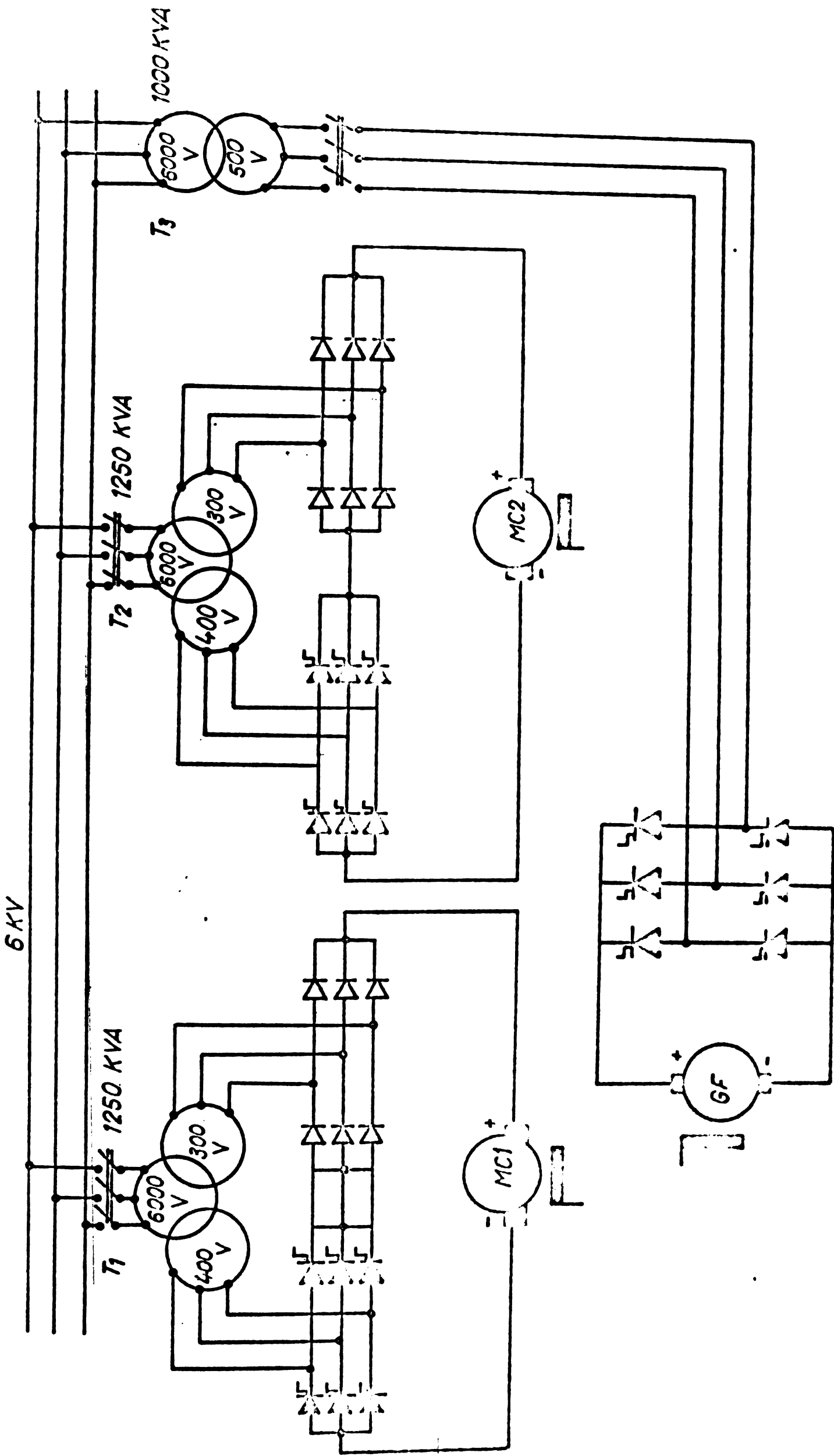


Fig.63 Schema electrica a actionarii
 turbinelor la sistemul de incalzire a turbinelor

Se constată că, deși puterea activă are sensul de la instalația energetică spre rețea, puterea reactivă corespunzătoare are sensul invers, dinspre rețea spre instalație.

Pentru anumite puncte figurative din spațiul parametrilor în funcție de domeniul de exploatare al caracteristicii universale pentru un model dat de turbină, se determină puterea reactivă ce însoțește puterea activă cerută de necesitățile tehnologice, pentru fiecare regim staționar realizat.

De obicei, explorarea domeniului de funcționare, în vederea determinării caracteristicilor energetice ale modelului de turbină se realizează variind în mod linear debitul Q , la valoarea constantă a căderii H . În figura 64 sînt evidențiate trei domenii de încercări unul pentru un model Kaplan și două pentru modelele Francis.

28. CURENTUL ACTIV LA RECEPTOR

Curentul activ de linie din primarul transformatorului, pentru consumatorii de energie activă din rețea, se determină cunoscînd caracteristicile funcționale și tehnologice ale acestora. Pentru instalația indicată la figura 62 curentul activ al motoarelor pentru alimentarea motoarelor de acționare a pompelor centrifugale se determină pornind de la caracteristicile pompelor trasate pe diagrama tehnologică, din care se deduc turația și puterea, în funcție de debitul și căderea cerută de stand, corespunzător schemei de conectare a stațiunii de pompare, în funcționare cu o singură pompă, cu două pompe în serie, sau cu două pompe în paralel.

Modificarea vitezei pompelor se face prin varierea tensiunii la bornele indusului motorului de acționare:

$$\Omega_0 = \frac{\mu_{d\alpha}}{k} \quad (28.1)$$

unde:

Ω_0 - viteza în gol a pompei;

$\mu_{d\alpha}$ - tensiunea furnizată de mutatorul comandabil și aplicată la bornele indusului motorului de c.c.

$k = \frac{pN\Phi}{2I_a}$, constanta motorului de curent continuu ;

p - numărul de perechi de poli;

a - numărul de perechi de căi de curent;

Φ - fluxul magnetic al mașinii;

N - numărul conductoarelor rotorice.

STATIUNEA DE ÎNCERCĂRI MODELE DE TURBINE
Caracteristicile modelului de turbină
și de pompelor.

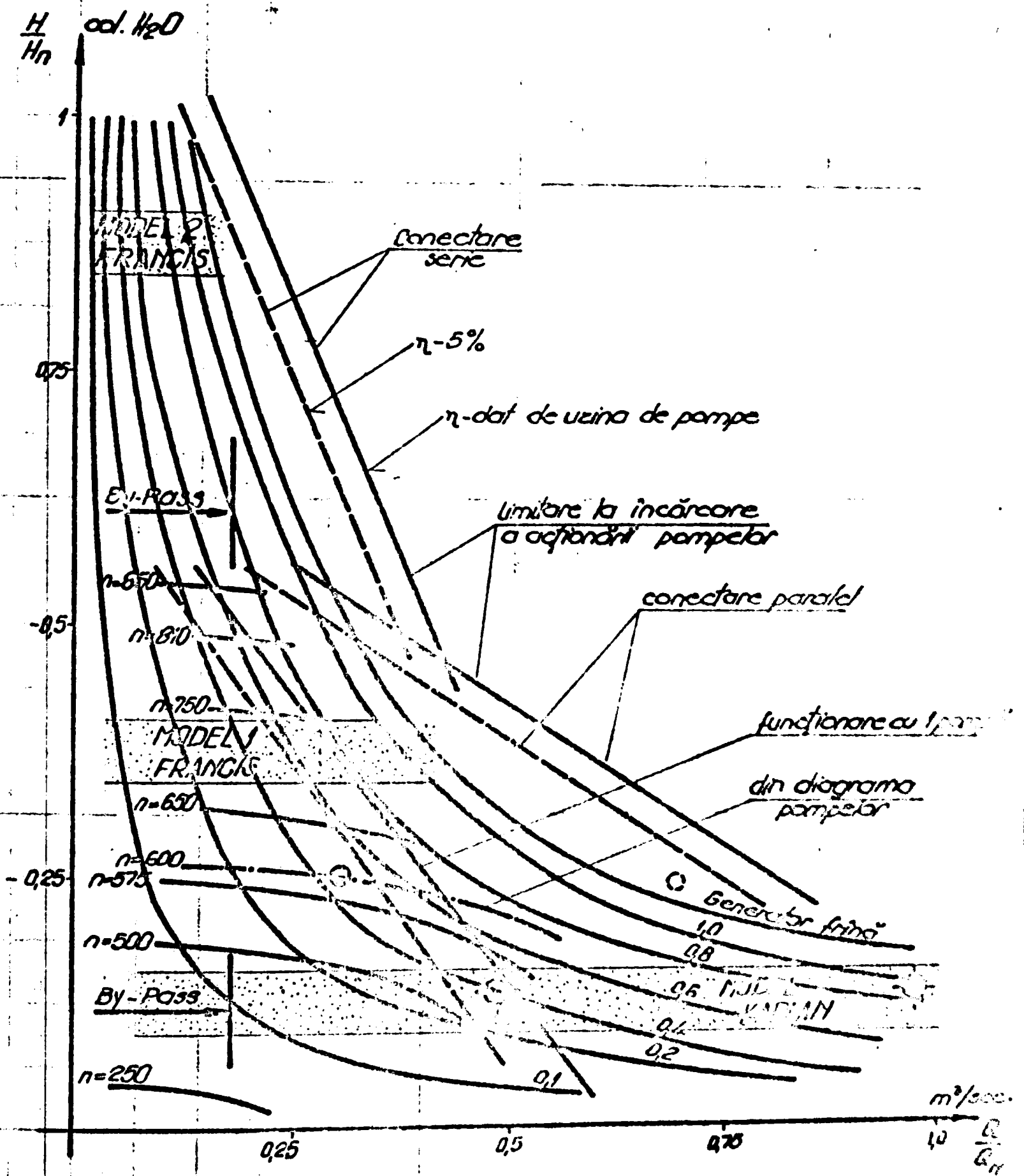


Fig. 64

In sarcină, la cuplul rezistent C_s și curentul i , turația va fi:

$$\Omega = \Omega_0 \left[1 - \frac{R_i L}{\mu_{d\alpha}} \right] = \Omega_0 \left[1 - \frac{R_i C_s}{K \mu_{d\alpha}} \right]$$

unde $C_s = k_i$, cuplul rezistent, care în cazul regimului staționar este egal cu cuplul motor $C_s = C$ unde:

$$C = \frac{P}{\Omega} \quad (28.3)$$

unde: P - puterea la arborele motorului de c.c. în wați

$$\Omega = 2\pi n/60 \quad - \text{pulsatia axei motorului în rad/sec.}$$

Din diagrama $Q = f(H)$, corespunzător punctului de funcționare ales, la turația și puterea necesară a motorului de c.c. utilizând relațiile (28.1), (28.2) și (28.3) se determină tensiunea redresată $\mu_{d\alpha}$, necesară la bornele indusului.

Curentul redresat, furnizat de redresorul comandat va fi:

$$I_{di} = \frac{P}{U_{d\alpha}}$$

În cazul redresorului cu o punte trifazată cu tiristoare, curentul activ de linie $I_{L1}(0)$ din primarul transformatorului este:

$$I_{L1}(0) = B(0) I_{di} \frac{U_{f2}}{U_{f1}} \quad (28.5)$$

$I_{L1}(0)$ - valoarea efectivă a fundamentalei curentului de linie la $\alpha = 0$;

I_{di} - curentul redresat ideal;

U_{f2} - tensiunea de fază în secundar;

U_{f1} - tensiunea de fază în primar,

iar:

$$B(0) = \frac{I_{L1}(0)}{I_{di}} \quad (28.6)$$

pentru cazul când raportul de transformare $U_{f2}/U_{f1} = 1$.

Astfel că se pot determina pentru orice unghi α , componentele active și reactive.

În cazul receptorului pentru acționarea unei pompe care utilizează un mutator cu punți trifazate asimetrice inegale, din diagrama reprezentată în figura 65 rezultă:

$$I_{L1\alpha}(\alpha) = I'_{L1\alpha} + I''_{L1\alpha}(\alpha) \quad (28.7)$$

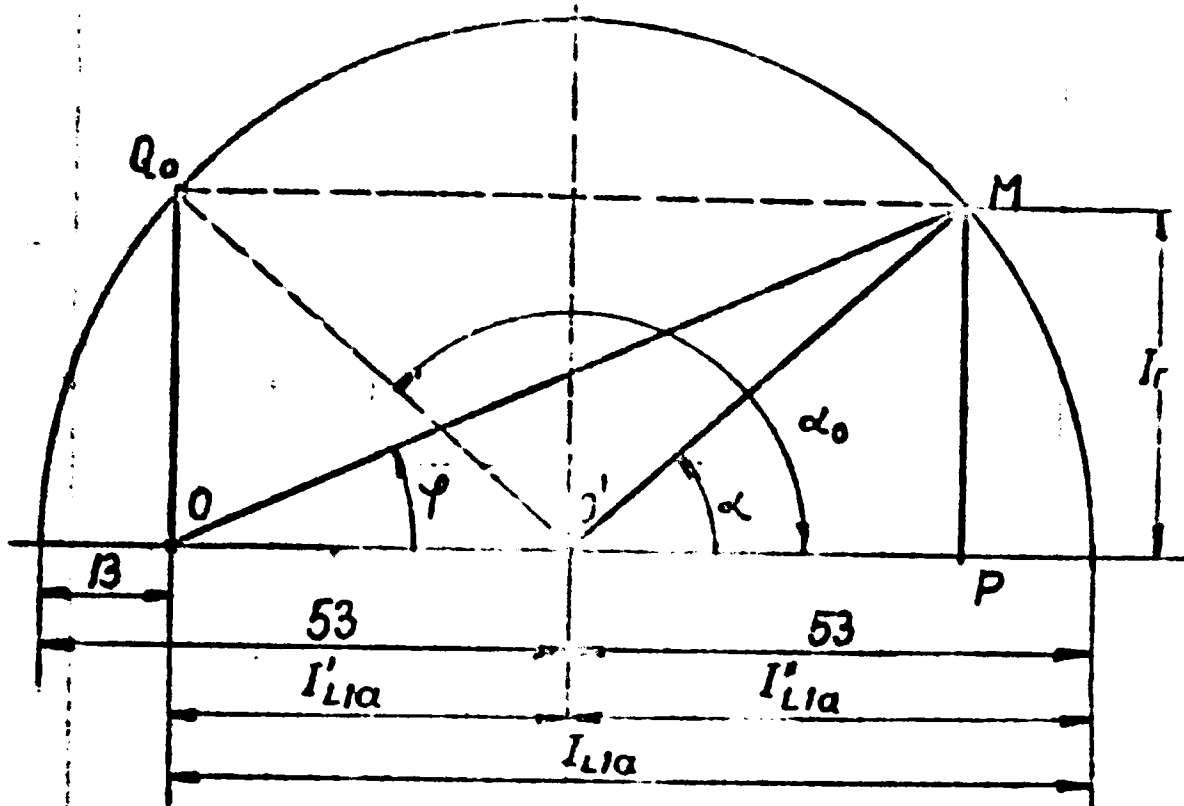


Fig. 65 Diagrama curentilor activi si reactivi la actionarea unei singure pompe.

pentru componenta activă a armonicii fundamentale, iar pentru componenta reactivă:

$$I_{L1T}(\alpha) = I_{L1a}(0) \sin \alpha \quad (28.8)$$

Valoarea efectivă a armonicii fundamentale a curentului este:

$$I_{L1}(\alpha) = \sqrt{I_{L1a}^2(\alpha) + I_{L1T}^2(\alpha)}$$

$$I_{L1}(\alpha) = \sqrt{(I'_{L1a} + I'_{L1a}(0) \cos \alpha)^2 + I_{L1T}^2(\alpha)} \quad (28.9)$$

Componentele I'_{L1a} și $I'_{L1a}(0)$ se determină direct din $I_{L1}(0)$ calculat din (28.5), avînd cunoscut pe $B(0)$ după tipul redresorului și pe I_{di} , curentul ideal redresat. Ca urmare rezultă în cazul mutatorului cu punți asimetrice inegale, pentru componenta activă:

$$I'_{L1a} = \frac{\sqrt{3} F}{\sqrt{2} L} I_{di} \quad (28.10)$$

Valoarea efectivă a armonicii fundamentale a curentului corespunzător redresorului cu tiristoare:

$$I'_{L1} = \frac{\sqrt{3} \cdot 1}{\sqrt{2} L} I_{di} \quad (28.11)$$

cu componenta activă:

$$I_{L1a}'(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}L} I_{di} \cos \alpha \quad (28.12)$$

și componenta reactivă:

$$I_{L1r}''(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}L} I_{di} \sin \alpha \quad (28.13)$$

În felul acesta componentele care apar în relația (28.9) sunt determinate univoc.

Dacă mutatorul care alimentează elementele receptoare de energie sunt de tipul cu punte trifazată simplă M6(0) sau M6(30) valoarea efectivă a armonicii fundamentale a curentului este:

$$I_{L1} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{L} I_{di} \quad (28.14)$$

independent de α și având componentele:

$$\begin{aligned} I_{L1a}(\alpha) &= I_{L1} \cos \alpha \\ I_{L1r}(\alpha) &= I_{L1} \sin \alpha \end{aligned} \quad (28.15)$$

iar componentele sunt legate prin:

$$I_{L1r}(\alpha) = I_{L1a}(\alpha) \cdot \operatorname{tg}(\alpha) \quad (28.16)$$

relație care permite obținerea valorii efective a armonicii fundamentale a curentului reactiv în funcție de valoarea efectivă a armonicii fundamentale a curentului activ.

Acest tip de mutator este dezavantajos din punctul de vedere al absorbției de energie reactivă de la rețea (curent reactiv mare, la curent activ mic), motiv pentru care se utilizează redresorul format din două mutatoare conectate în serie, unul cu diode și furnizând tensiunea U_{d2} și altul cu tiristoare, cu posibilitatea de a funcționa în regim de redresor și invertor, cu tensiunea $U_{di\alpha}$.

Pentru redresorul cu punți trifazate asimetrice, valoarea cea mai ridicată a curentului efectiv a armonicii fundamentale, componenta activă, calculul pentru curentul maxim redresat admis se poate determina și din:

$$I_{L1a} = B(0) I_{dmax} \frac{U_2' + U_2''}{U_1} \quad (28.17)$$

unde $B(0)$ este dat de relația (28.8) și depinde de tipul redresorului.

Pentru redresorul cu punți asimetrice:

$$B(0) = \frac{\sqrt{3} (1+F)}{\sqrt{2} L} \quad (28.18)$$

iar:

U_2', U_2'' reprezintă tensiunile de linie din cele două secundare ale transformatorului de alimentare și U_1 este tensiunea de linie primară.

29. CURENTUL ACTIV LA RECUPERATOR

Curentul primar activ I_a''' în transformatorul invertorului de recuperare se determină în funcție de puterea P_m prescrisă la arborii mașinii de recuperare (turbină, motor eolian):

$$I_{L1a}''' = \frac{P_m}{U_{di}} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{\eta} \cdot \frac{U_2}{U_1} = A \cdot P_m \quad (29.1)$$

unde: A - este o constantă;

η - randamentul mașinii de recuperare.

Din diagrama $Q = f(H)$ se stabilește valoarea parametrului P_m curbei de egală putere ce trece prin punctul considerat și din (29.1) se determină curentul activ de linie pe care instalația îl cedează rețelei energetice.

În funcție de I_a''' , printr-o relație de forma (28.16) sau din diagramă se determină curentul de linie reactiv pe barele de TM:

$$I_{L1T}''(\alpha) = I_{L1a}'''(\alpha) \operatorname{tg} \alpha \quad (29.2)$$

Din diagrama din figura 66 se poate observa cum variază curentul I_{L1T}'' în funcție de I_{L1a}''' pentru un unghi oarecare α .

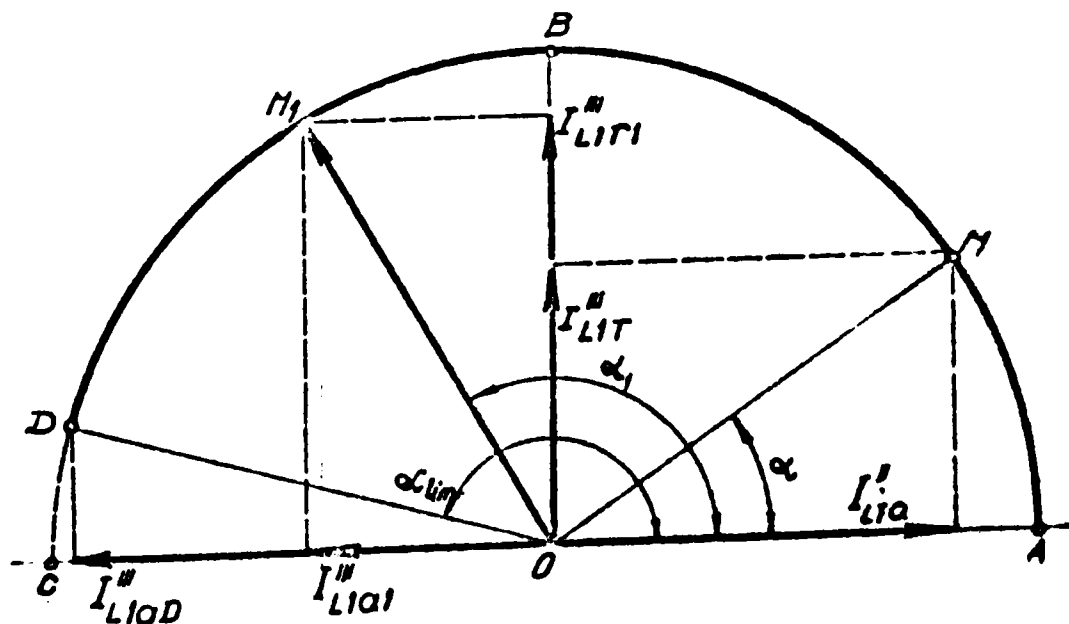


Fig. 66 Diagrama circulară a invertorului de recuperare.

30. EVALUAREA PUTERII REACTIVE SI DIMENSIONAREA BATERIEI DE CONDENSATOARE

Cunoscând valorile curenilor reactivi de linie pentru receptoare și recuperator, se determină armonica fundamentală a curentului reactiv total absorbit:

$$I_{LIT} = \sum_1^n I_{LIT_i} \quad (30.1)$$

Pentru cele n consumatoare și recuperatoare în ansamblu, se poate evalua puterea reactivă Q_1 , absorbită de instalație cu ajutorul relației:

$$Q_1 = 3I_{LIT} U_{f1} = \sqrt{3} I_{LIT} U_1 \quad (30.2)$$

unde U_1 este tensiunea între barele de tensiune medie.

Energia reactivă de comandă odată determinată pentru diversele regimuri staționare ale instalației tehnologice în funcție de puterea activă cerută, se poate trasa o curbă caracteristică pentru domeniul de încercări stabilit, exprimând puterea reactivă în funcție de puterea activă:

$$Q_1 = f(P_1) \quad (30.3)$$

indicele 1 referindu-se la armonica fundamentală.

La valoarea Q_1 trebuie să se adauge puterea reactivă corespunzătoare armonicilor superioare $I_{L\gamma}$ ale curentului de linie, astfel încât puterea totală reactivă în funcție de curentul activ I_{L1a} cerut de instalația tehnologică este:

$$Q(I_{L1a}) = Q_1(I_{L1a}) + \sum_1^3 Q_\gamma(I_{L1a}) \quad (30.4)$$

unde $Q_\gamma(I_{L1a})$ este puterea reactivă datorită armonicilor superioare de ordinul γ , corespunzătoare curentului activ I_{L1a}

Puterea Q_γ se determină, cunoscând că:

$$I_{\gamma r} = \frac{I_{r1}}{\gamma} \quad (30.5)$$

în ipoteza neglijarii efectului de comutație.

Folosind bateria de condensatoare existentă atât pentru compensare în vederea îmbunătățirii factorului de putere cât și pentru eliminarea armonicilor superioare, respectiv pentru îndepărtarea efectului deformant, se obține o utilizare de înaltă eficiență a puterilor reactive instalate. Acest deziderat este realizat practic prin montarea bateriei în circuite rezonante serie, acordate pe armonicile γ [7], [9], [31], [35], [52].

Dimensionarea capacității pentru filtrul ν se face după relația lui Hoffmann [52] , [59] :

$$C_{\nu} = \sqrt{\frac{m}{\nu}} \cdot \frac{I_{r\nu}}{\alpha \omega_1 U_1} \quad (30.6)$$

în care m - este raportul dintre puterea reactivă a condensatorului la frecvența fundamentală și puterea la frecvența ν , iar

$$\alpha = \frac{\nu^2}{\nu^2 - 1} \quad \text{este coeficientul de supraîncălzire.}$$

Pentru filtrul ν cu capacitatea C_{ν} , puterea reactivă capacitivă $Q_{c\nu}$ se determină din:

$$Q_{c\nu} = Q_1 + Q_{\nu} \quad (30.7)$$

unde:

$$Q_1 = \alpha^2 U_1^2 \omega_1 C_{\nu} \quad (30.8)$$

și

$$Q_{\nu} = \frac{I_{\nu}^2}{\nu \omega_1 C_{\nu}} \quad (30.9)$$

Observație: Puterea reactivă datorită efectului de comutație a supapelor nu este luată în considerare la stabilirea puterii reactive pentru motivul că se presupune că instalația de redresoare este exploatată la curenți ce nu depășesc curenții de scurtcircuit bifazic și că puterea reactivă obținută și din considerentele comutației, nu depășește în ansamblu energia calculată după teoria convențională a comutațiilor [71]. În plus s-a neglijat efectul comutației de a atenua armonicile superioare de curent.

Capacitatea C_{ν} se determină pentru valoarea $I_{L\nu}$ maximală care instalația tehnologică îl debitează în rețea în funcție de puterea activă cerută P_1 .

Avînd:

$$Q_1 = f_1(P_1) \text{ și } Q_{\nu} = f_2(P_1)$$

se determină:

$$Q = Q_1 + Q_2 = f_3(P_1) \quad (30.10)$$

și se trasează curba indicată în figura 67 :

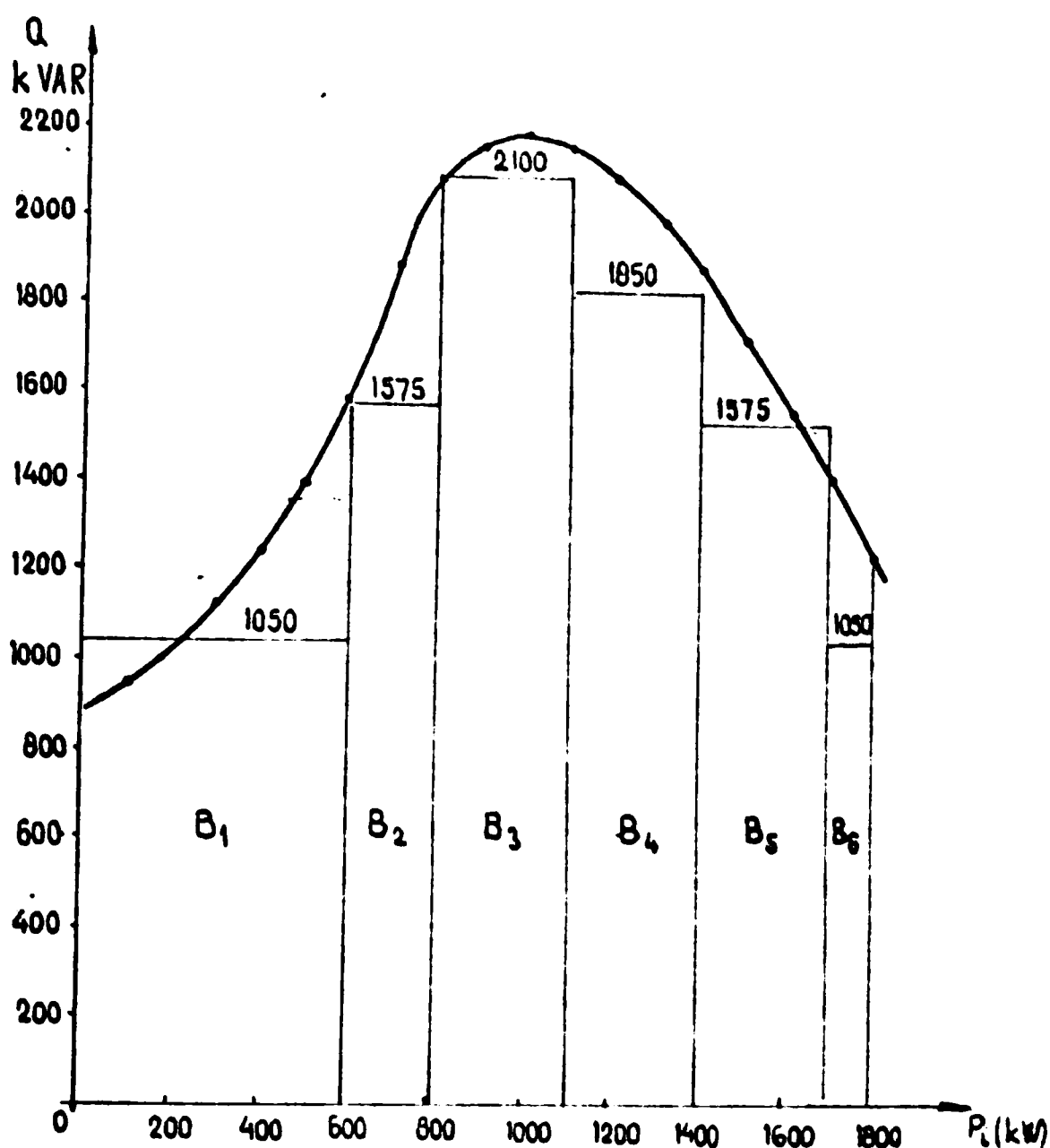


Fig. 67 Acoperirea necesarului de putere reactivă
capacitivă prin trepte de baterii de condensatoare

31. ACOPERIREA DOMENIULUI DE PUTERE REACTIVA

Puterea reactivă inductivă de comandă a tiristoarelor se va compensa cu o putere reactivă capacitivă, pentru mai multe regimuri staționare, acoperirea întregului domeniu efectuându-se în câteva trepte de putere constantă (figura 67).

Din figura 67 se observa că în funcție de schema mutatoarelor utilizate, fie la consumatoare, fie la recuperatoarele de energie activă, puterile reactive se însumează și de obicei se întâmplă că maximum de putere reactivă nu coincide cu cel de putere activă. Acoperirea domeniului de putere reactivă se face în exemplul indicat prin șase trepte de putere reactivă capacitivă.

Bateriile se pot dimensiona în baza următoarelor două criterii:

a) Criteriul compensării complete. Când procesul tehnologic se desfășoară în sensul creșterii treptate și uniforme a puterii active, de la zero la valoarea maximă, puterea reactivă variază în sensul săgeții din figura 67. Se stabilesc m domenii cu puteri constante instalate de condensatoare, de valori astfel determinate încât ariile de supracompensare (+) să fie egale cu cele subcompensate (-). La o parcurgere completă a procesului s-ar realiza o compensare medie relativ ridicată. Acest criteriu conduce la valori mari ale puterii instalate de condensatoare și la funcționări ale instalației energetice în regim supracompensat, când o parte din energia reactivă - capacitivă este debitată la rețea.

b) Criteriul subcompensării. Se dimensionează bateriile, astfel încât puterea capacitivă să nu depășească puterea reactivă ce trebuie compensată, astfel că în permanență instalația va avea un caracter inductiv.

Dacă se notează cu Q_i puterea reactivă inductivă absorbită din rețea de instalația tehnologică și se dispune de curba $q=f(P_i)$ ca cea din figura 67 și se notează cu Q_{ci} puterea reactivă instalată în bateria de condensatoare, se determină factorul de putere compensat:

$$\cos \varphi_{\text{comp } i} = \cos \arctan \frac{Q_i - Q_{ci}}{P_i} \quad (31.1)$$

în care i este un punct curent al caracteristicii.

În ipoteza că instalația tehnologică este astfel exploatată că pentru fiecare regim staționar durata experimentării este aceeași, se poate defini un factor de putere mediu compensat pentru cele n experimentări:

$$\cos \varphi_{\text{med. comp}} = \frac{\sum_{i=1}^n \cos \varphi_{\text{comp } i}}{n} \quad (31.2)$$

$$\cos \varphi_{\text{med comp}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos \arctan \frac{Q_i - Q_{ci}}{P_{ci}} \quad (31.3)$$

În literatură de arată [7], [9], [52], [58], [51], că nu este admis ca bateria de condensatoare să se conecteze direct pe barele de M.T. din cauza pericolului de rezonanță cu reactanța inductivă echivalentă a rețelei energetice. Mutatoarele apar ca generatoare de oscilații de frecvență;

$$v = qp \pm 1 \quad ; \quad q = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (31.4)$$

unde:

q - ordinul armonicii superioare;

p - pulsul mutatorului.

Pentru suprimarea armonicilor superioare de pe barele de M.T. se montează condensatoarele în serie cu bobine, constituind circuite rezonante serie, acordate de armonicile superioare ν . Reactanța acestor circuite, la frecvența fundamentală a rețelei $f_1 = 50$ Hz. este capacitivă astfel că prin aceste circuite se realizează compensarea puterii reactive concomitent cu îndepărtarea efectului deformant.

Dimensionarea bateriei de condensatoare trebuie să țină cont și de verificarea la rezonanță [38] în sensul că admitanța totală a circuitelor și a rețelei energetice nu trebuie să se anuleze pentru frecvențe multiple ale frecvenței fundamentale. În cazul în care această condiție nu este satisfăcută, se va modifica capacitatea C_ν instalată în filtrul ν , respectând condiția de rezonanță a filtrului:

$$\omega^2 C_\nu L_\nu = 1 \quad (31.5)$$

prin modificarea lui L_ν , astfel încât

$$\underline{Y} = \sum_{\nu} \underline{Y}_{\nu} + \underline{Y}_R \neq 0 \quad (31.6)$$

unde:

\underline{Y} - admitanța totală;

\underline{Y}_{ν} - admitanța circuitului rezonant acordat pe frecvența ν

\underline{Y}_R - admitanța echivalentă a sistemului energetic la barele de M.T.

Condiția de rezonanță așa cum s-a subliniat în cap. IV. § 22 reprezintă o condiție suplimentară la dimensionarea bateriei de condensatoare.

32. FACTORUL DE PUTERE OPTIM AL INSTALAȚIEI

Procedând la determinarea capacităților C_ν pentru circuitele filtrante (de ex. $\nu = 5, 7, 11$ și 13) se stabilește capacitatea totală instalată a bateriei de condensatoare:

$$C_B = \sum_{\nu} C_\nu \quad (32.1)$$

și puterea reactivă maximală:

$$Q_B = \sum_{\nu} Q_{C_\nu} \quad (32.2.)$$

Trebuie menționat că la dimensionarea circuitelor filtrante este necesar să se țină seama de suprasolicitățile la tensiune, curent și energie immagazinată, la ordinea de conectare și la comportarea în regim tranzitoriu [7], [9]. Inductanța L_ν se determină din relația (30.5) și în cazul considerat este de ordinul 2 - 10 mH.

Este necesar să se asigure măsurile de protecție corespunzătoare.

Pentru realizarea unor trepte de puteri reactive capacitive în scopul compensării se poate proceda în două moduri:

a) se reduce capacitatea bateriei de K ori și cu același număr se mărește valoarea inductanței, pentru a se menține constantă frecvența de rezonanță. De obicei $K = 2$.

b) se renunță succesiv la circuitele filtrante ale armonicilor cu ν ridicat, cu condiția ca factorul de distorsiune, sau conținutul în armonici al curentului de linie, să nu depășească 5 %.

Aplicând unul dintre aceste procedee, sau o combinație a lor, se realizează acoperirea domeniilor indicate în fig. 67.

Aspectul economic al instalației de compensare poate fi luat în considerare de beneficiar, prin compararea a două sau mai multe variante, care să conducă pe o perioadă dată de timp la cea mai avantajoasă soluție economică, în privința investițiilor, cheltuielilor anuale de exploatare, taxelor de penalizare pentru depășirea factorului de putere admis și respectiv a sumelor recuperate prin comercializarea la un regim corespunzător compensat.

Tinând seama de acești factori tehnici și economici se dimensionează bateriile de condensatoare pentru întregul domeniu de variație al curentului activ. Pentru diferite zone de experimentări, fișii orizontale în planul QH , se determină din relația (31.3) valoarea factorului de putere mediu compensat $\cos \varphi_{\text{med. comp. } i}$ corespunzător fișiei i și în final pentru p fișii se determină un factor mediu compensat pentru instalație:

$$\cos \varphi_{\text{med. inst.}} = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^p \cos \varphi_{\text{med. comp. } i} \quad (52.3)$$

În cazul în care $\cos \varphi_{\text{med. inst.}} < 0,95$ [7] se solicită de la organele MEE în baza unui memoriu tehnic documentat, aprobarea pentru funcționarea instalației la valoarea rezultată din relația (32.3).

$\cos \varphi_{\text{med. inst.}}$ este denumit și factor de putere optim al instalației tehnologice.

33. EXEMPLIU DE CALCUL

O instalație cu acționări reglabile cu tiristoare și cu recuperare de energie reprezentată în figura 62 și figura 63 este alimentată de la bara de 6 kV prin trei transformatoare, dintre care două pentru redresoarele comandate ale acționării a două pompe și unul pentru instalația de recuperare a energiei produsă de modelul de turbină.

Redresorul comandat care furnizează un curent continuu maximal de 1000 A la 770 V pentru alimentarea motorului de antrenare a pompei, este format din două mutatoare înseriate, un redresor cu punte trifazică cu diode ce asigură un curent activ fix de 40 A și un mutator (α variind de la zero la 145°) cu tiristoare la care variază tensiunea redresată și livrează un curent activ maxim de 53 A (figura 68).

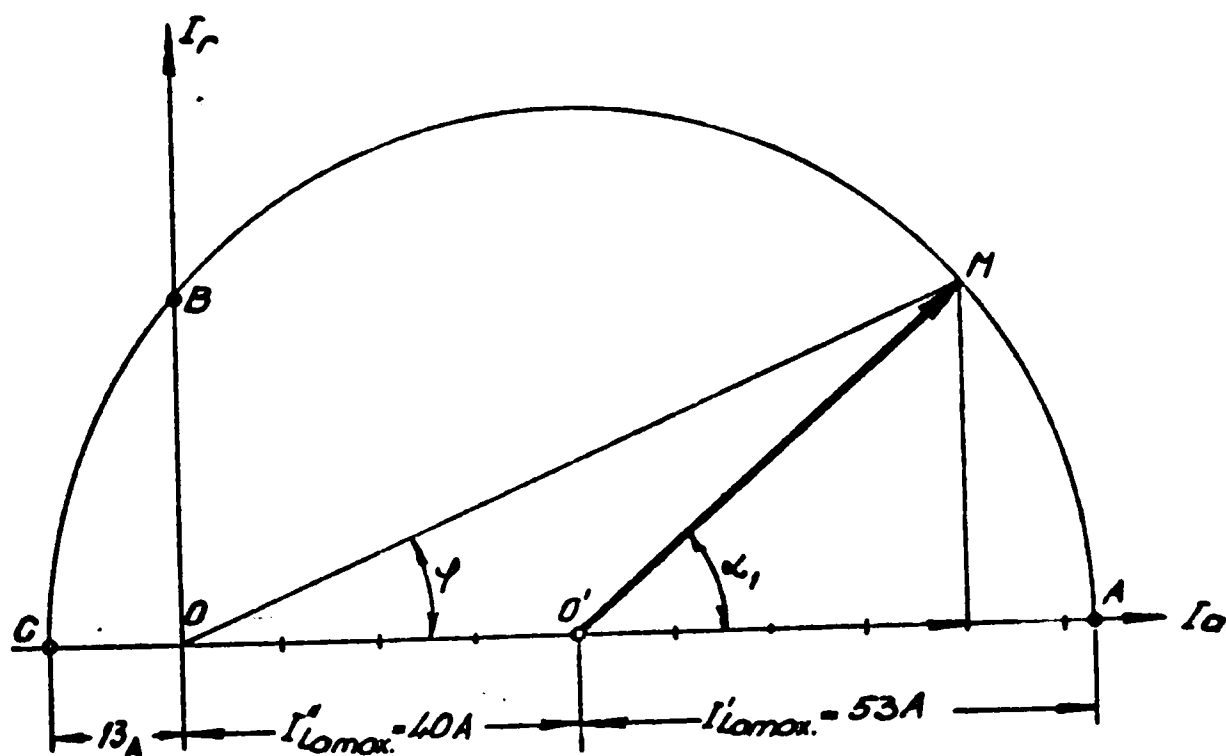


Fig. 68 Aplicație la o instalație pentru care $I_{Iomax} = 53A$ și $I'_{Iomax} = 40A$.

$$K = \frac{53}{40} = 1,32 ; F = \frac{40}{53} = 0,754$$

Invertorul pentru recuperare (fig. 69) poate admite un curent activ maxim de 67 A.

Din diagramele din figura 68 și 69 se determină curentul maxim reactiv absorbit din rețea, considerînd funcționarea stației de pompare cu două pompe:

$$I_r = 2 \cdot 53 + 67 = 173 A$$

Se determină puterea reactivă maximă a bateriei de condensatoare:

$$Q_1 = 3 U_1 I_r = 3 \cdot 6000 \cdot 173 = 1800 \text{ kVAR}$$

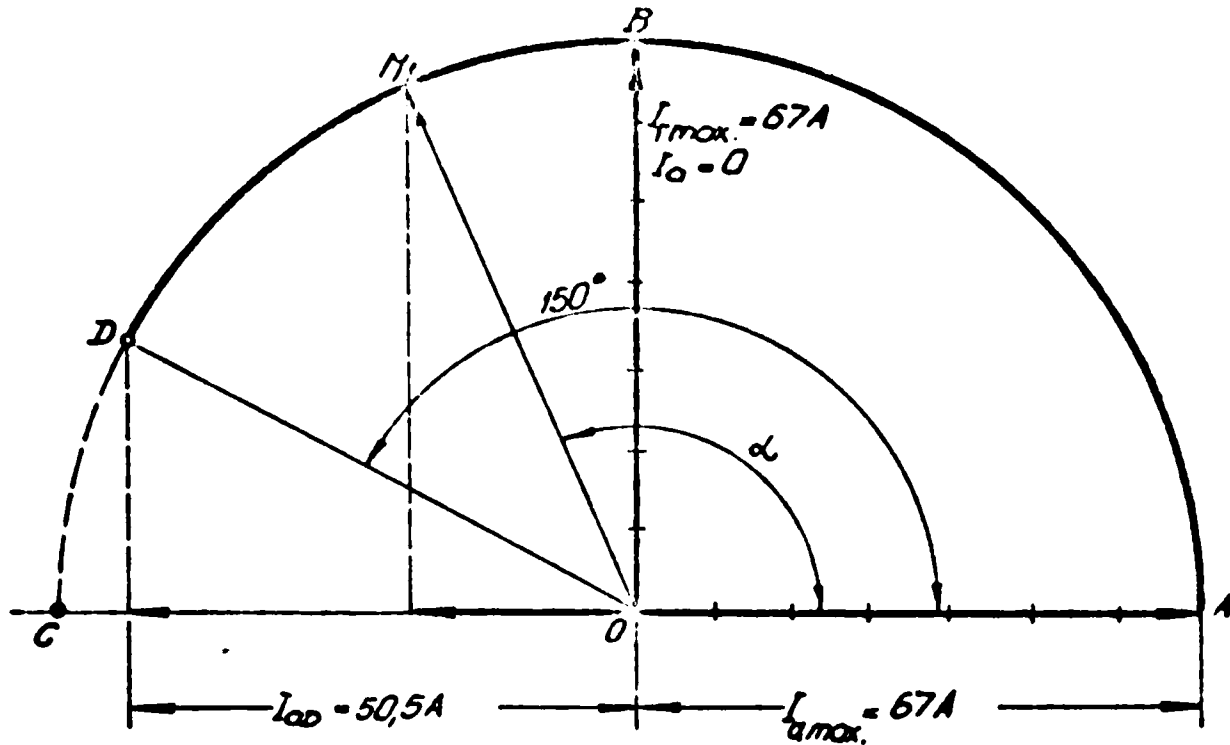


Fig. 69. Aplicație la invertorul de recuperare avind $I_{amax} = 67 A$ în linia de 6 kV.

Această putere se majorează dacă ținem seama de armonicile superioare.

Admițind pentru simplificare și în vederea unui calcul simplificat, că armonicile satisfac la relația (13.10), se determină curenții $I_{r\gamma}$ și cu relația (30.6) se determină capacitățile C_{γ} și respectiv puterile reactive instalate $Q_{c\gamma}$. Valorile calculate se găsesc în tabelul 11 :

Tabelul 11

Mărimea \ Filtrul γ	5	7	11	13
$I_{r\gamma} [A]$	35	25	15.5	13.3
$C_{\gamma} [\mu F]$	84	42	24	18
$L_{\gamma} [mH]$	4.8	4.54	3.5	5.86
$Q_{c\gamma} [kVAR]$	1050	525	300	225

Puterea instalată este:

$$Q_B = \sum_{\gamma} Q_{c\gamma} = 2100 \text{ kVAR}$$

S-au prevăzut condensatoare FCME de tipul CS -3,64/6,3-50-1 de $12 \mu F$ și de tipul CS-3,64/6,3-25-1 de $6 \mu F$. Pentru reactanțe s-au prevăzut bobine GUAME-Craiova de tipul BR-6-200 completate cu prize intermediare pentru realizarea acordului.

Capacitatea filtrului $\gamma = 5$, prin comutare se poate reduce la jumătate, la $42 \mu F$, cu inductanța dublată ($9,6 \text{ mH}$), astfel că puterea

$Q_5' = 525 \text{ kVAR}$.

Cu aceste elemente se pot realiza următoarele trepte ale puterii reactive de compensare date în tabelul 12 :

Tabela 12

Treapta	Q_5	Q_5'	Q_7	Q_{11}	Q_{13}	Total
I.	-	525	-	-	-	525
II.	-	525	525	-	-	1050
III.	-	525	525	300	225	1575
IV.	1050	-	525	300	-	1875
V.	1050	-	525	300	225	2100

Cu aceste date se întocmește tabelul 13 în care se evidențiază puterea activă cerută, ca variabilă independentă, puterea reactivă absorbită de la rețea la regim necompensat, puterea capacitivă instalată, factorul de putere în regim necompensat și cel în regim compensat. Puterea activă maximă este 1800 kW.

Tabelul 13

Numărul Regim station	Puterea activă cerută în kW	Puterea reactivă absorbită kVAR	Puterea reactivă capacitivă instalată kVAR	$\cos \varphi_{n.c}$ (necompensat)	$\cos \varphi_{comp.k}$ (compensat)
1	2	3	4	5	6
1	100	950	1050	0,10453	+ 0,45140
2	200	1000	1050	0,19652	+ 0,27220
3	300	1100	1050	0,27284	- 0,22220
4	400	1250	1050	0,30625	- 0,03493
5	500	1400	1050	0,33655	- 0,81915
6	600	1600	1575	0,35293	- 0,93017
7	700	1750	1575	0,37191	- 0,97030
8	800	2100	2100	0,33655	+ 1,00000
9	900	2150	2100	0,38805	- 0,99978
10	1000	2175	2100	0,41734	- 0,99714
11	1100	2150	2100	0,45658	- 0,99879
12	1200	2050	1850	0,50503	- 0,93629
13	1300	1950	1850	0,55436	- 0,99714
14	1400	1850	1850	0,61725	+ 1,00000
15	1500	1750	1575	0,65166	- 0,93324
16	1600	1600	1575	0,70711	- 0,98216
17	1700	1400	1575	0,76977	- 0,97931
18	1800	1150	1050	0,84182	- 0,99047

Pentru acest program de încercări se determină, folosind valorile din coloana 6, factorul de putere mediu compensat (domeniul 1)

$$\cos \varphi_{\text{med comp } 1} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \cos \varphi_{\text{comp } k} = 0,97194; (i=1)$$

unde s-au luat în considerare numai valorile pentru regimurile necompensate complet (indicate în tabelul¹³ cu semnul -, față de cele supracompensate indicate cu semnul +).

După procedeul indicat se efectuează calculul pentru alte domenii și cu valorile găsite $\cos \varphi_{\text{med. comp. } i}$ din (31.3) se calculează factorul de putere optim al instalației.

În cele precedente s-a prezentat estimarea puterii reactive, în scopul consemnării, la instalațiile energetice care utilizează acționări reglabile cu mutatoare și cu recuperare de energie.

Pornind de la caracteristicile tehnologice ale instalației, în funcție de puterea activă determinată de necesitatea procesului, s-a calculat puterea reactivă cerută de la rețea și care trebuie compensată.

Utilizând circuite filtrante acordate de armonicile superioare s-a realizat concomitent cu compensarea energiei reactive inductive și eliminarea armonicilor superioare și deci evitarea efectului deformant.

S-a definit factorul de putere mediu compensat al unui domeniu de funcționare a instalației, iar pentru mai multe domenii, pentru instalația în ansamblu s-a stabilit un factor de putere optim.

Realizarea instalației prin circuite rezonante permite ca prin trepte ale puterii reactive instalate în condensatoare, să se realizeze o compensare satisfăcătoare, care să se încadreze în limitele prevăzute de legislația energetică în vigoare.

CAPITOLUL VI

REZULTATE EXPERIMENTALE

34. PROGRAMUL DE MĂSURĂRI - s-a propus să se efectueze măsurători experimentale pe o instalație existentă cu punți trifazate asimetrice inegale, în scopul:

- verificării relațiilor stabilite în capitolul III;
- evaluării armonicelor curentului de linie și a rezidului deformant în funcție de unghiul de comandă a aprinderii tiristoarelor.

Nu s-au putut efectua măsurători pe întreaga instalație tehnologică indicată în figura 63, ci numai la aceea parte care este aferentă acționării unei pompe principale a circuitului hidraulic, la care mutatorul este de tipul cu punți trifazate asimetrice inegale.

Instalația pentru acționarea motorului de curent continuu ce antrenează pompa principală a circuitului hidraulic este formată din:

- a) celula de 6 kV, care are accesibile trei transformatoare de curent de 6 kV pentru 125/5/5 A pe fiecare linie și un transformator de tensiune 3 x 6000/100 V pentru măsură (figura 70);
- b) transformatorul de rețea în conexiune D_{yy} de 1250 kVA 6000/400 și 300 Volt;
- c) Dulapul cu punțile de diode și de tiristoare în montaj cu punți asimetrice inegale, conținând redresorul pentru curentul constant de excitație și blocurile de reglare analogice și dispozitivele de comandă pe grilă;
- d) pupitrul de comandă, unde sînt amplasate comenzile, reguletoarele numerice și instrumentele de măsură pentru consumator;
- e) motorul de curent continuu, tip F 850 Electroputere Craiova de 850 kW, 770 Vcc, 1100 A și 1080 r.p.m., curentul de excitație 200 A la cca 30 Vcc.

35. MONTAJUL ȘI ECHIPAMENTUL DE MĂSURARE, este indicat în figura 70. Pe cele trei linii RST în celula trafo sînt montate transformatoarele de curent 1 de 125/5/5 A. Într-unul din secundare sînt montate, pe fiecare fază cîte un ampermetru de c.a. de 5 A, care în timpul măsurătorilor au fost înlocuite cu ampermetre de clasă 0,2.

Pentru a avea cît mai multe informații privind curenții

de linie, atât pentru evaluarea puterii reactive cât și a armonicilor superioare ale curentului de linie, s-au montat următoarele echipamente de măsurare:

a) Pe faza T s-a instalat un dispozitiv pentru măsurarea reziduuului deformant, constituit dintr-un filtru 17, un comutator, un amplificator de curent alternativ 24 și un voltmetru de c.a. 13;

b) Pe faza S, în paralel cu ampermetrul 16 s-a montat un oscilograf cu înregistrare magnetică (galvanometre), la care s-au utilizat două canale: tensiunea anodică de referință 19 și curentul de linie 23;

c) Pe faza R, în paralel cu ampermetrul 16, s-a montat microvoltmetrul selectiv pentru analiza 20 (FAP-40), la care s-a conectat frecvențmetrul digital 21 și înregistratorul XY 22.

În partea redresată a punții trifazate asimetrice s-au măsurat curentul redresat I_d cu ampermetrul 9 și tensiunea redresată U_d cu voltmetrul 10, în paralel cu bornele rotorului de la motorul 7.

Unghiul de comandă α s-a măsurat cu ajutorul osciloscopului 15, pe ecranul căruia s-au vizualizat impulsurile de comandă emise de dispozitivul de comandă pe grile 8, raportate la tensiunea anodică pe puntea cu tiristoare (în secundarul y).

Turația motorului s-a măsurat cu un sistem numeric, format dintr-o roată dințată 11, montată pe axul mașinii și care transmite impulsurile la un numărător de ture 12 cu indicator numeric 13. Printr-un convertor digital-analogic turația se indică în mod continuu la un voltmetru 14 etalonat în rotații pe minut.

În cele ce urmează se subliniază câteva particularități ale unor aparate folosite pentru evidențierea curentului total de linie, a armonicilor superioare și a reziduuului deformant.

a) Dispozitivul de măsurare al reziduuului deformant, elaborat de catedra de bazele electrotehnicii a Institutului Politehnic Traian Vuia din Timișoara, sub conducerea Prof.dr.ing. Constantin Șora, în cadrul unui contract de cercetare cu Institutul de cercetări și proiectări de echipamente hidroenergetice și aparate de transportat și ridicat Regița.

Ansamblul este format din două rezistențe la intrare de câte 0,5 ohm fiecare, un filtru F, un comutator cu două poziții, un amplificator de curent alternativ și un voltmetru de curent alternativ clasa 0,2.

Curentul maxim din secundar de 5 A, realizează o cădere de tensiune de 5 V pe rezistențele R1 și R2.

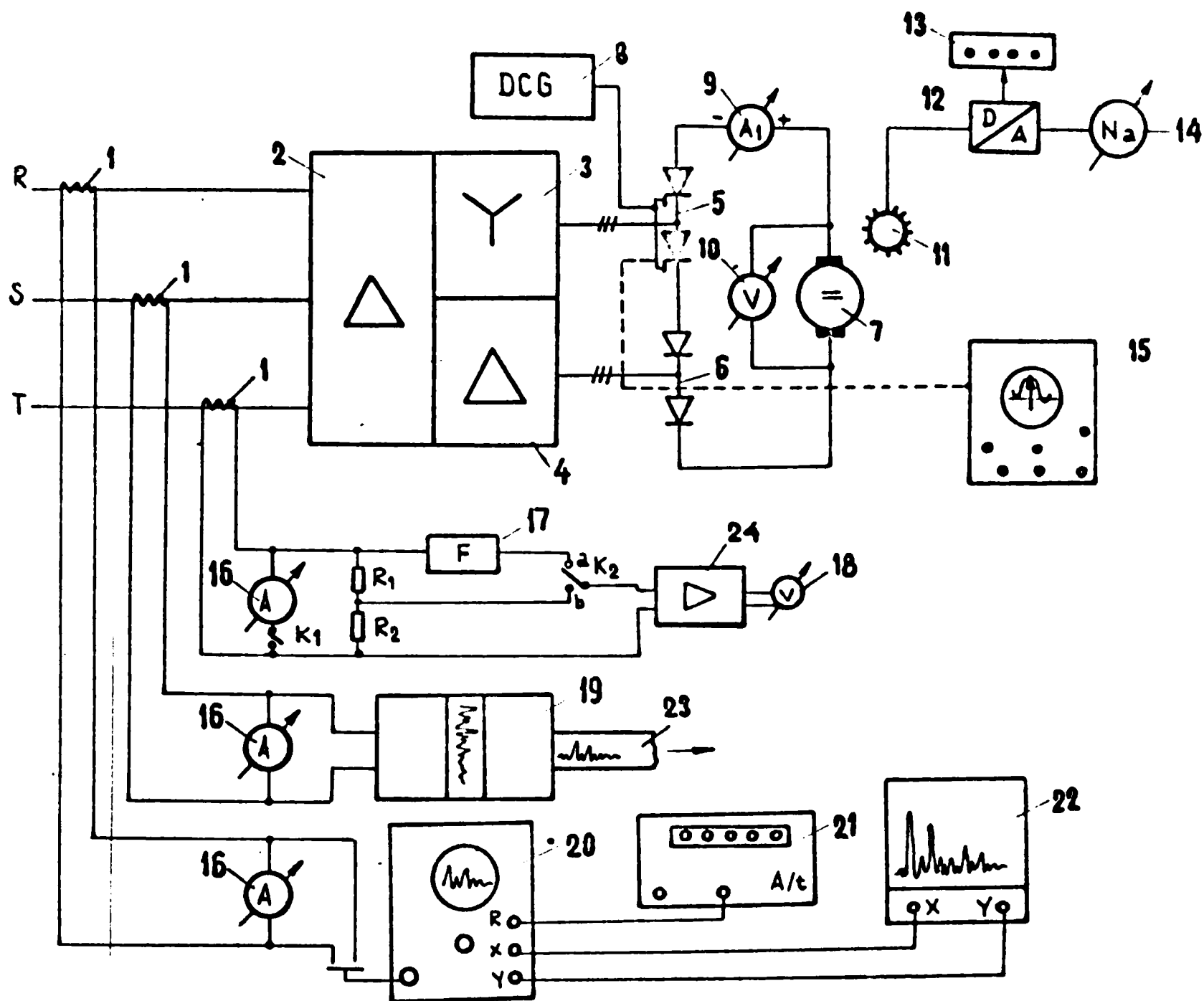


Fig. 70 Schema montajului pentru măsurători
 1- transformator de curent 125/5/5; 2- primarul trafo D;
 3- secundarul y; 4- secundarul d; 5- puntea cu tiristoare;
 6- puntea cu diode; 7- motorul F 750; 8- dispozitivul de comandă pe grilă; 9- ampermetrul DC clasa 0,2; 10- voltmetru DC clasa 0,2; 11- inițiator cu fante; 12- numărător reversibil de impuls și conector digital-analogic; 13- indicator numeric; 14- voltmetru pentru durată; 15- osciloscop pentru măsurarea lui α ; 16- ampermetre de panou 5Ac.a; 17- filtru; 18- voltmetru de c.a. 19- oscilograf cu galvanometru; 20- microvoltmetru analizor FAP-40; 21- numărător universal RFT; 22- înregistrator XY Hewlett-Packard; 23- hirtie de înregistrat; 24- amplificator.

În pozițiile a, la amplificatorul de c.a. se conectează filtrul F, care are proprietatea că face rejecție armonicii fundamentale $f_1 = 50$ Hz și lasă să treacă armonicile superioare, începînd de la circa 200 Hz în sus, cu o atenuare constantă de numai 6 decibeli incluzînd deci toate armonicile care ne interesează, începînd cu $v=5$ (250 Hz), pînă la armonica $v=25$. În poziția b se conectează amplificatorul pe rezistența R_2 , jumătate din tensiunea din secundarul transformatorului de măsură. Dacă se folosește o treaptă de amplificare etalonată a amplificatorului, se determină tensiunea $U_1 = I_{L1} R_2$ citită la voltmetrul 18 și se obține valoarea efectivă a curentului de linie:

$$I_L = \frac{U_1}{R_2} \quad (35.1)$$

Cunoscînd și tensiunea U_2 măsurată pe poziția a, care exprimă rădăcina patrată a sumei valorilor efective a armonicilor căderilor de tensiune pe R_1 și R_2 se determină valoarea reziduuului deformat:

$$C = \frac{U_2}{U_1} \quad (35.2)$$

Această operație este justificată prin faptul că amplificatorul primește jumătate din căderea de tensiune de pe ansamblul de rezistențe, atât direct pe poziția b, cît și prin intermediul filtrului în poziția a, deoarece la o atenuare de 0,5 ori corespunde o atenuare de 6 db., cazul în care nu interesează valoarea curentului din felația (35.1), ansamblul are avantajul că, măsurînd în poziția b curentul total, prin ajustarea amplificării, obținînd pe instrumentul de ieșire la capătul superior al scalei, 100 diviziuni, comutînd pe poziția a, numărul de diviziuni obținute reprezintă valoarea reziduuului deformat.

b) Oscilograf înregistrator cu 12 canale 12 LS-1 (VEB, Messgerätwerk-Zwönitz), a fost utilizat pentru înregistrarea formei curentului total de linie, așa cum se transmite prin intermediul transformatorului de curent în secundar și respectiv pe rezistența internă a ampermetrului 16. Folosind viteza mare de debitare a hîrtiei înregistrate și marcajul intervalelor de timp de 0,01 s., s-au înregistrat pe un canal curentul de linie total, iar pe alt canal tensiunea sinusoidală anodică aplicată în secundar la puntea cu tiristoare. Această tensiune constituie o referință arbitrară pentru curentul măsurat;

c) Analizorul microvoltmetric selectiv FAP -40, fabricat de LEA (Laboratoire électro-acoustiques-France) este un dispozitiv automat de analiză Fourier a curenților periodici, cu domeniul 1 kHz, 10 kHz și 50 Hz, cu o rezoluție de 3 Hz și 30 Hz, prevăzut cu generator de semnale intern pentru cele trei domenii de frecvență și cu

filtre selective pentru analiză. Pe ecranul aparatului se urmărește spotul luminos care baleiază manual sau automat domeniul de frecvență și semnalul util deplasează vertical spotul și este obținut sub formă de tensiune la ieșire la bornele Y. Baza de timp este accesibilă la bornele X și este proporțională cu logaritorul frecvenței curente.

d) Frecvențimetrul numeric 3515 (VEB FUNKWERK ERFUERT) ce măsoară frecvența restituită de analizorul FAP-40 la borna R(20). Aparatul măsoară frecvențele numeric pe poziția A/t cu precizie de 10^{-2} Hz pentru domeniul de măsură 6 Hz-1000 Hz. Cu ajutorul frecvențimetrului 3515 se face etalonarea analizorului FAP-40 la capetele domeniului de măsură și la identificarea armonicilor evidențiate de analizor. Ultima operație se face cu precizie, utilizând exploatarea lentă de 150 secunde pentru întreg domeniul de 1 kHz, sau și mai bine folosind explorarea manuală, care are avantajul că se poate menține filtrul pe o anumită frecvență și se urmărește comportarea în timp, având posibilitatea de a stabili cu mai multă precizie nivelul de atenuare al armonicii examinate. În acest interval de timp indicația frecvențimetrului rămâne constantă.

e) Inregistrator XY 136 A Hewlett-Packard, cu dimensiunile de înregistrare 8 1/2 in x 11 in, aproximativ format A4, cu intrarea de la 0,2 mV/cm până la 20 V/cm și deplasarea cu baza de timp proprie de la 0,2 la 20 sec/cm. Aparatul are o linearitate și o precizie sub 0,2 % pe întreaga scală. Aparatul a fost utilizat cu baza de timp generată de analizorul FAP-40, înregistrarea efectuându-se pe hârtie milimetrică.

36. EFFECTUAREA MĂSURĂTORILOR. S-au efectuat măsurători pe instalația tehnologică cu echipamentul de măsurare indicat în fig. 70. Citirile efectuate la aparatele indicatoare sînt consemnate în tabelul 13. Drept variabilă independentă s-a ales unghiul de comandă α de aprindere al tiristoarelor, care a stabilit cu ajutorul potențimetrului de prescriere analogică din blocul de reglare DGC 8.

Unghiul de comandă s-a măsurat cu ajutorul oscilografului 15, la care intervalul $0+\bar{u}$ este divizat în 30 diviziuni, o diviziune corespunzînd la 6° sexagesimale.

S-a pornit de la $\alpha = 120^\circ$, pentru a se obține un regim stabil al grupului motor-pompă, începînd de la o turație mică (63,2 rot/min.) și crescînd treptat sarcina motorului, s-a micșorat unghiul

Exprimate sub formă de curbe, rezultatele sînt indicate în figura 71, în care se prezintă curentul redresat caracteristicile sînt neliniare și converg spre $\alpha_{um} = 138^\circ$, care corespunde cu

Tabelul 13

α grad	U_{di} V	I_{di} A	I_{exc} A	n rot/min	I_{Lim} A	C%
120	50	50	210	63,2	-	7,62
108	80	73	190	142,2	-	10,5
96	150	130	190	219,4	-	12,0
90	180	200	190	270,5	12,2	13,2
84	200	250	190	320,6	15,9	12,0
72	300	450	189	448,4	30,1	14,20

valoarea teoretică.

$$\alpha_{lim} = \arccos(-F) = \arccos\left(-\frac{300}{400}\right) = 138^\circ \quad (36.1)$$

În diagrama din fig.72 s-a reprezentat $n = f(\alpha)$ și reprezintă caracteristica mecanică a acționării în funcție de unghiul de comandă:

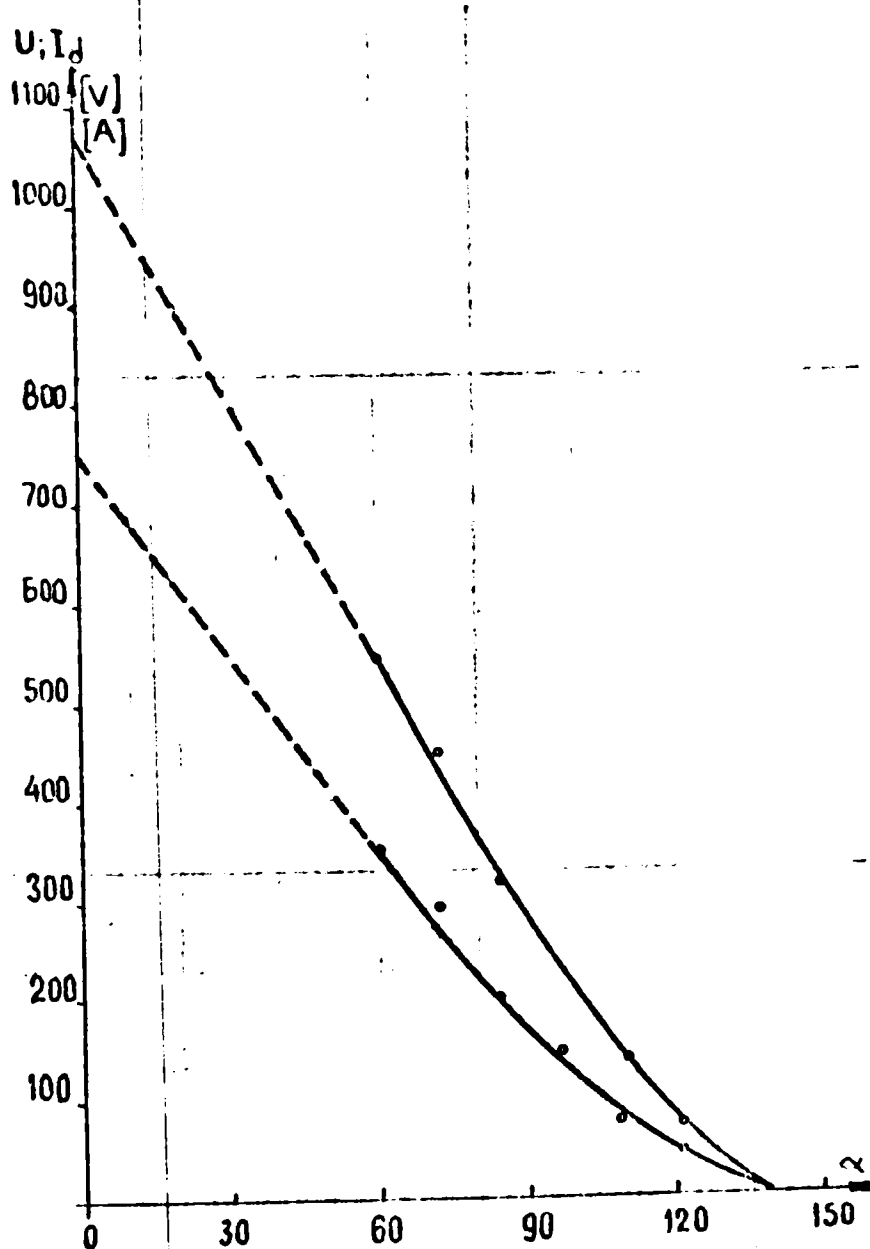


Fig. 71 Caracteristica de sarcină a instalației de tiristoare cu punți asimetrice inegale, în funcție de unghiul de comandă α

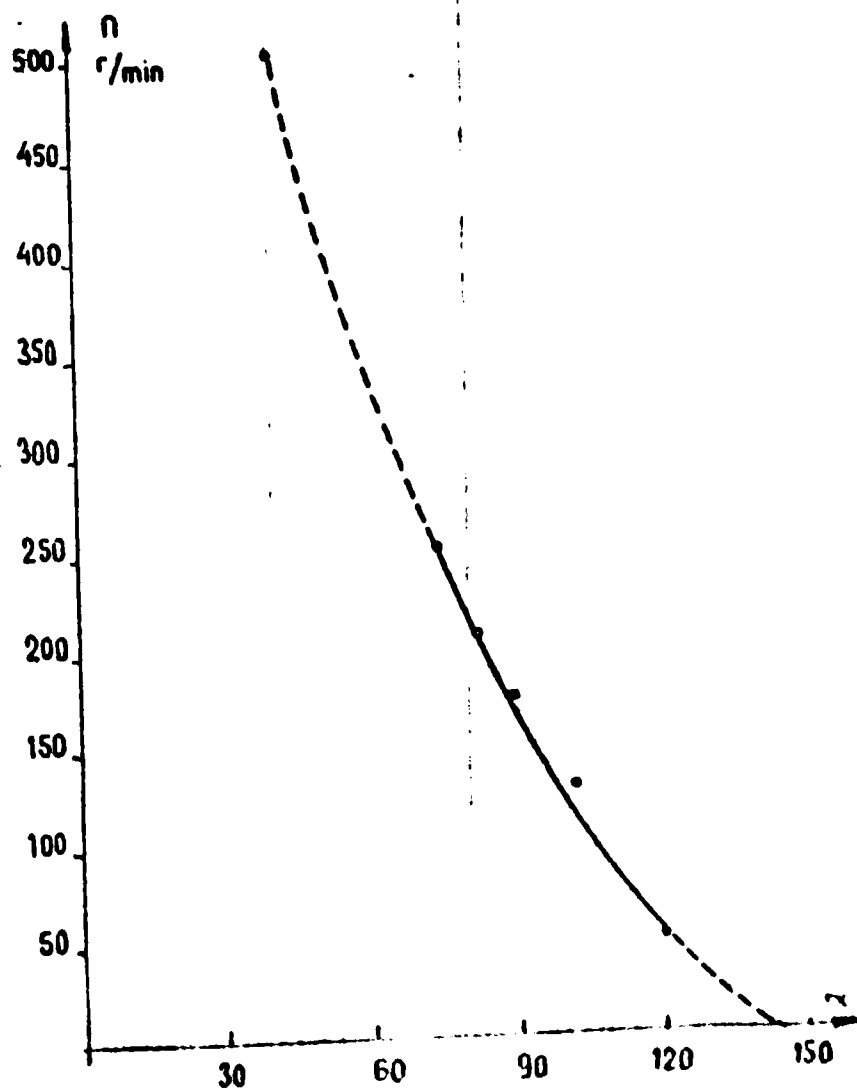


Fig. 72 Caracteristica mecanică a motorului F 750 în funcție de unghiul de comandă α . Extrapolarea la $\alpha = 0$ corespunde cu $n = 1100$ rot/min conform datei constructive pentru $U = 1100$ V.

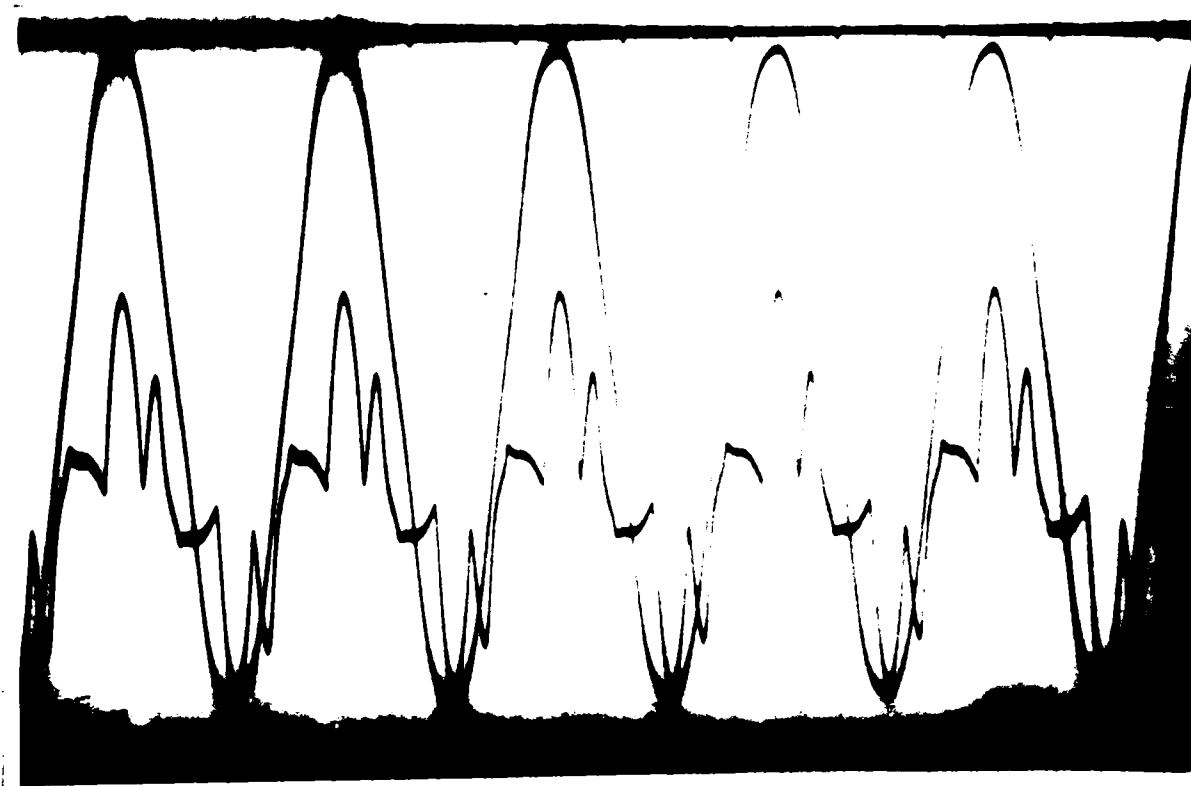
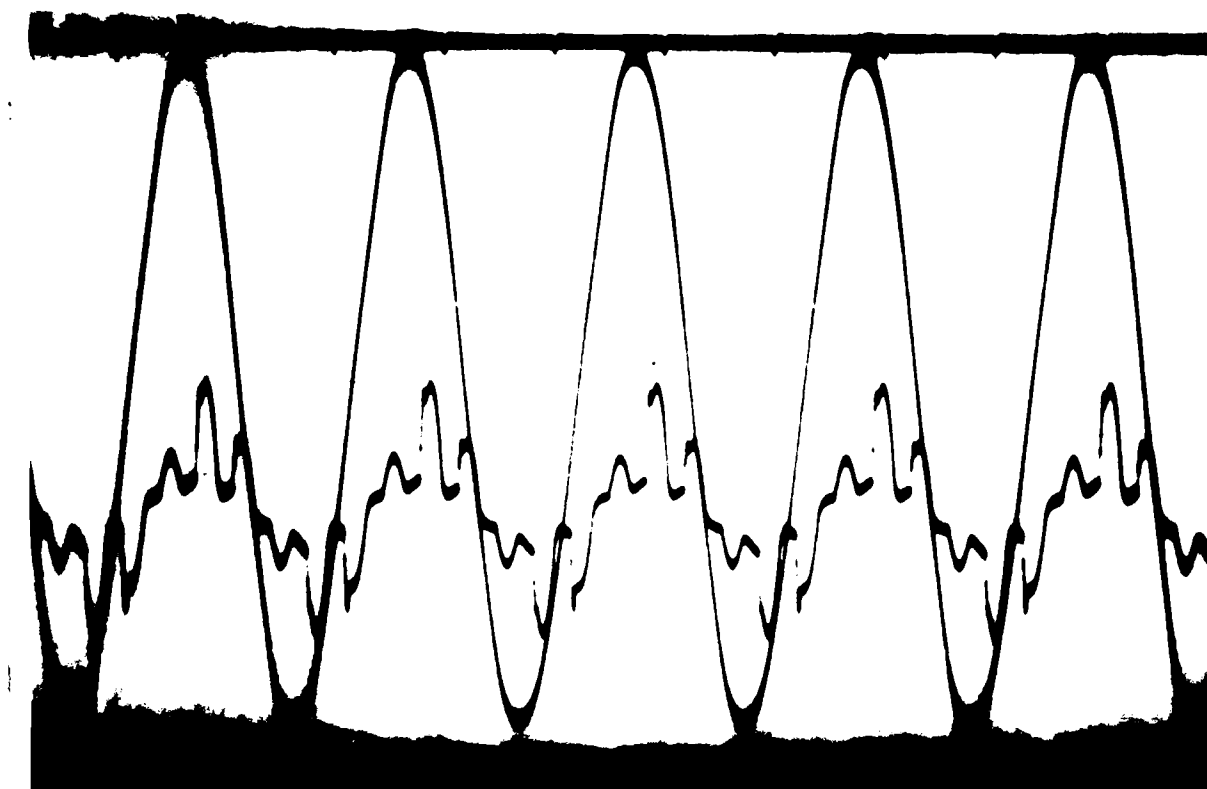


Figura 75. Inregistrarea curentului de linie pentru $\alpha = 120^\circ$ și $\alpha = 72^\circ$.

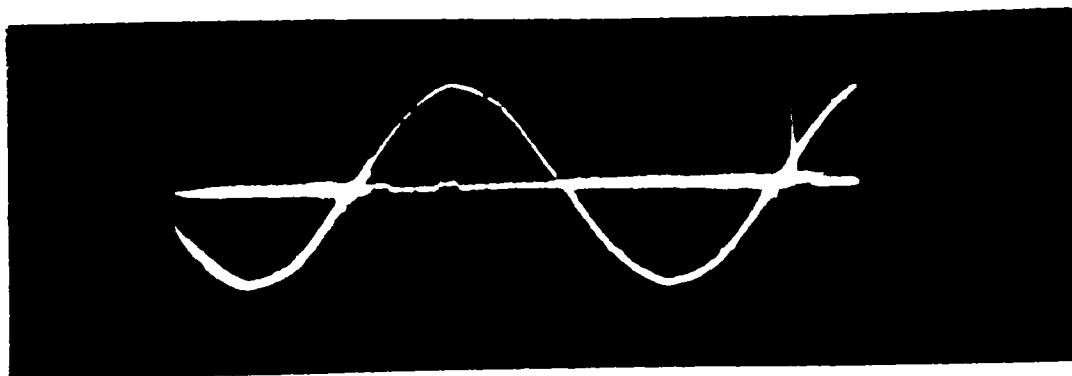
711
BIBLIOTECA CE A

Se constată că la $\alpha = 0$, când tensiunea redresată $U_d = 750$ V, turația motorului tinde spre 1100 rot/min.

Din cauza limitărilor impuse la încărcarea pompei nu s-au putut ridica experimental decât gase puncte corespunzătoare girului de valoare α : 120° ; 108° ; 96° ; 90° ; 84° și 72° . În ipoteza că instalația tehnologică ar fi fost în condiții normale de funcționare, sarcina motorului ar fi putut crește pînă la circa 350 kW.

În figura 73 este indicat modul de măsurare a unghiului de comandă α , cu ajutorul sertarului de pe osciloscop, evaluînd de la trecerea tensiunii anodice prin valoarea zero, în sensul crescător și momentul apariției semnelului de impuls. Se precizează că primul semnal indicat în figura 73 reprezintă impulsul pentru ramura opusă a punții, fiind defazat cu 60° înainte. S-a preferat măsurarea directă pe osciloscop, față de determinarea indirectă cu ajutorul potențiometrului de prescriere manuală a unghiului de comandă din blocul 8 (figura 70).

Figura 73
Măsurarea unghiului
de comandă



Pentru evidențierea efectului deformant s-a oscilografat curentul de linie, obținut în secundarul transformatorului de curent.

În fotografia din figura 74 se arată oscilograma curentului de linie, obținută cu un osciloscop de serviciu pentru $\alpha = 90^\circ$:

Figura 74
Explicativă.



Utilizînd un osciloscop cu înregistrare cu lumină ultravioletă s-au obținut egantioane ca cele indicate în fotografia din figura 75:

Pentru regimurile tehnologice corespunzătoare unghiului de comandă $\alpha = 120^\circ$; 108° și 96° nu s-a obținut o valoare suficient de mare a curentului pentru a fi măsurată direct cu ampermetrul conectat în secundarul transformatorului de curent.

La evaluarea reziduuului deformant cu ajutorul filtrului in dublu T, s-a ținut seama de faptul că transformatorul de curent are o caracteristică de frecvență ideală de tipul: $Y = k\omega T$, adică pur derivativă și deci amplifică de ω ori armonicile superioare. Pentru a înlătura efectul derivativ, la intrarea amplificatorului de c.n. de tip profesional cu caracteristică liniară in domeniul 0 - 5 kHz, s-a montat un filtru RC, avînd $R = 10^4 \text{ K}$ in serie și $C = 20 \text{ F}$ in paralel, cu constanta de timp $T_0 = 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-2} \text{ sec.}$, ceea ce corespunde cu $f_0 = 50 \text{ Hz}$ ca frecvență de tăiere și o atenuare de -20 decibeli pe decadă. Valorile măsurate sînt indicate in tabelul 13 in ultima coloană.

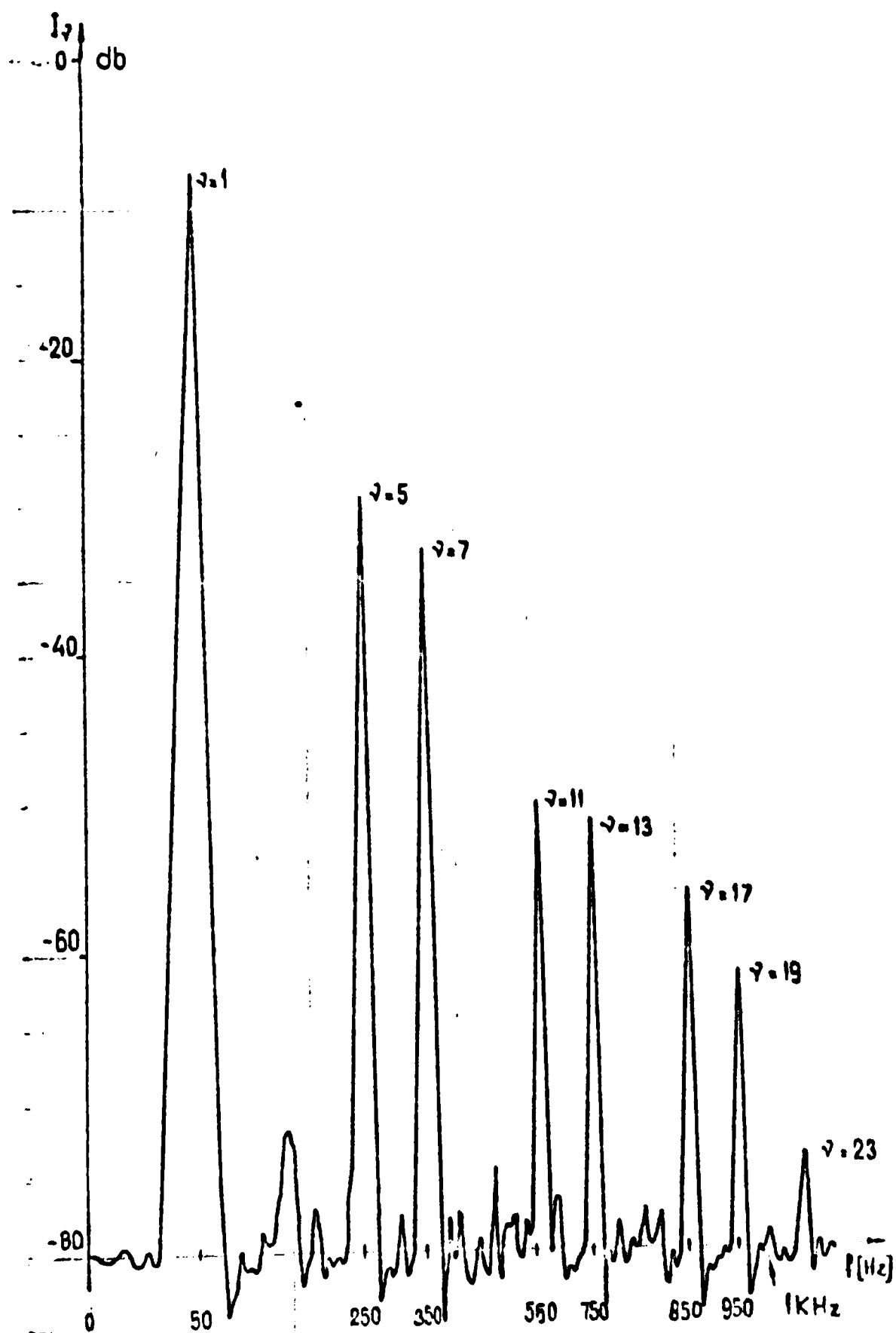


Fig. 76 Analiza armonică a curentului de linie pentru $\alpha = 108$

Cu ajutorul analizorului 20(fig.70) de tipul FAP-40 și a înregistratorului XY, notat cu 22 în fig.70, s-au obținut înregistrări de armonici fundamentale și superioare până la $\nu = 19$, ale curentului de linie, așa cum se indică în figura 76 pentru unghiul de comandă $\alpha = 108^\circ$.

Ca și la dispozitivul de măsurare directă a rezidului deformației armonicele superioare sînt amplificate din cauza efectului diferențial al transformatorului de curent, armonica fundamentală fiind înregistrată la valoarea sa reală, corespunzătoare scării înregistratorului și analizorului.

Prin micșorarea de ν ori a armonicilor de curent, se obțin valorile adevărate ale acestora, cu care se determină valoarea rezidului deformației $C'(\alpha)$, cunoscînd și valorile $I_d(\alpha)$ ale curentului redresat din tabelul 13.

S-au trecut în diagrama din figura 77 valorile experimentale obținute cu înregistratorul XY pentru armonica fundamentală 1, redusă, $F_1(\alpha)$ și rezidul deformației $C'(\alpha)$ curba 2, în comparație cu valorile calculate la ordinator pentru un mutator cu $F = 0,75$:

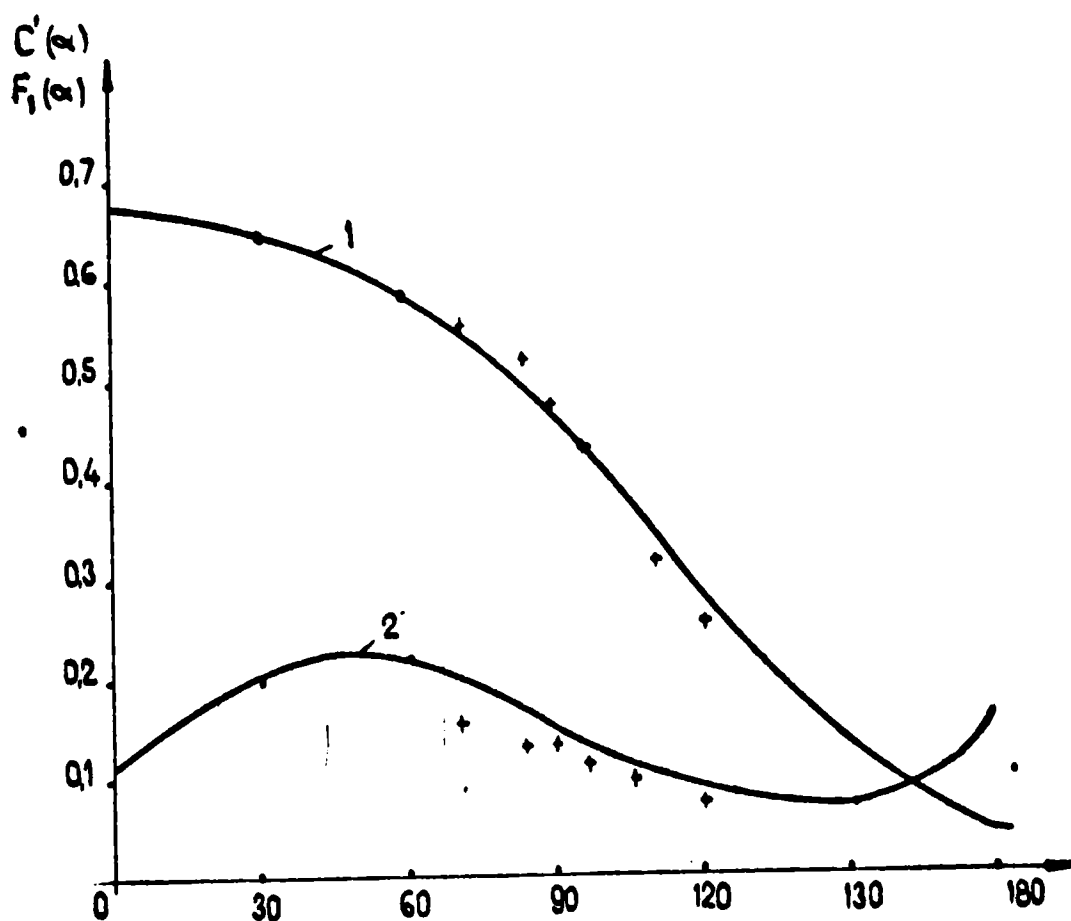


Fig. 77 Variația în funcție de α a armonicii fundamentale reduse $F_1(\alpha)$ și a rezidului deformației $C'(\alpha)$.
1- $F_1(\alpha)$ și 2- $C'(\alpha)$. Valorile experimentale obținute sînt notate cu semnul +

37. INTERPRETAREA REZULTATELOR SI CONSIDERATII CRITICE

Măsurătorile efectuate asupra curentului de linie au un caracter calitativ și altul cantitativ. Oscilografierile din secundarul transformatorului de curent, în care amplitudinile armonicelor de curent sînt amplificate, evidențiază pregnant existența efectului deformant, dar nu pot fi utilizate pentru o analiză armonică, deoarece ar duce la rezultate profund eronate.

Prin introducerea filtrului care atenuază frecvențele înalte cu o atenuare de -20 decibeli pe decadă se elimină efectul derivativ al transformatorului de curent, presupus cu o caracteristică ideal crescătoare cu frecvența incidentă în primar, Nu s-au cunoscut date privitoare la caracteristicile de frecvență a transformatorului de curent și nici posibilitatea de a ridica experimental această caracteristică. Este de presupus că, la frecvențe ridicate alura unăform crescătoare va înceta și probabil va manifesta un fenomen de saturație. În acest caz frecvențele cele mai înalte vor fi mai puțin atenuate decît cele joase, și la măsurare se va introduce o eroare datorită abaterii de la caracteristica liniar crescătoare de frecvență a transformatorului de curent. Această abatere nu se poate evidenția decît în posesia caracteristicii reale de frecvență a transformatorului de curent.

La aceste măsurători mai trebuie să se țină seama de faptul că armonica de curent $i_{\nu 2}$, din secundarul transformatorului depinde de impedanța totală:

$$i_{\nu 2} = \frac{e_{\nu}}{\sqrt{(\tau_1 + \tau_2)^2 + (\nu X_k)^2}} \quad (37.1)$$

unde: e_{ν} - tensiunea electromotoare a armonicii ;
 τ_i - rezistența internă ;
 X_k - reactanța de scurtcircuit a transformatorului de curent.

Datorită faptului că prin construcție, la transformatoarele de curent $X_k \ll \tau_i$ și avînd $\tau_2 \approx 10\tau_i$, se poate considera că în domeniul $\nu = 1 \dots 19$, respectiv pînă la 1 KHz, reactanța X_k nu micșorează sensibil armonicile superioare ale curenților în domeniul cercetat. Această observație este valabilă pentru cele două modalități de măsurare a reziduului deformant, cu distorsiometrul și cu analizorul automat.

La măsurarea efectului deformant cu voltmetrul 18 din figura 70, mai trebuie să se țină seama și de reactanța instrumentului, care

ce conduce la micșorarea valorii efective indicate și ca atare la o nouă sursă de erori. S-a folosit un voltmetru electromagnetic clasa 0,2, cu indicația pe aparat 500 Hz. Este probabil că peste această limită de frecvență, să se resimtă efectul inductanței și să scadă precizia aparatului din clasa de 0,2. Acest efect este însă comparabil cu precizia liniarității caracteristice amplificatorului de clasa 0,5, astfel că pentru întreg ansamblul se poate considera o precizie de 1 %, ceea ce este satisfăcătoare pentru evaluarea reziduuului deformant.

Totuși, pentru curba din figura 77 s-au folosit datele obținute la analizorul automat, pentru motivul că impedanța de intrare ridicată a analizorului, etalonarea directă și inerția practic nulă a spotului, permit înregistrări de valori sigure ale armonicilor de curent.

Din figura 77 se vede că pe domeniul explorat al mutatorului, valorile experimentale ale armonicilor fundamentale reduse, $F_1(\alpha)$, se înscriu în jurul valorilor teoretice. În privința valorilor $C'(\alpha)$ calculate din înregistrările armonicilor superioare se constată că sînt inferioare celor teoretice, explicația fiind aceea că în realitate armonicile superioare sînt atenuate de efectul de comutație al supapelor. Se observă că între valorile găsite experimental cu distorsiometru și cele obținute din înregistrările analizorului nu sînt diferențe mari, valorile găsite sînt mulțumitoare pentru evidențierea efectului deformant. Din punctul de vedere al sistemului energetic, aceste valori fiind mai mari decît 5 %, este necesară introducerea de dispozitive adecvate pentru îndepărtarea efectului deformant.

Nu s-au putut efectua măsurători cu instalația de filtrare pe barele de 6 kV, întrucît acest echipament, în conformitate cu graficul de investiții, urmează a fi pus în funcțiune în anul 1973. Cu același echipament se pot efectua măsurători asupra armonicilor curenților de linie și cu filtrele corect acordate pe frecvențele armonicilor, urmînd a se constata eficiența instalației de filtrare și compensare. În tabelul 14 sînt arătate datele obținute după procedeele indicate mai sus.

Valoarea $C'(\alpha)$ s-a obținut prin calcul, utilizînd relația:

$$C'(\alpha) = \frac{I_1(\alpha)}{A_1 I_d(\alpha)} \sqrt{\left(\frac{A_3}{3}\right)^2 + \left(\frac{A_2}{7}\right)^2 + \dots + \left(\frac{A_7}{7}\right)^2} \quad (37.2)$$

unde:

$$I_1(\alpha) = \frac{A_1}{\sqrt{2}} \cdot \delta \quad (37.3)$$

A_1 = înălțimea deplasării spotului în cm la $\gamma = 1$

Tab. Iul. 14

α grad	120	108	96	90	84	72
Înălțimea Curentul redresat $I_d(\alpha)$ A	50	73	130	200	250	450
Armonica I-a $I_1(\alpha)$ A	1,58	2,87	6,76	11,15	14,41	28,44
$F_1(\alpha) = \frac{I_1(\alpha)}{I_d(\alpha)}$	0,2500	0,3140	0,4310	0,4750	0,5234	0,5500
$F_1(\alpha)$ teoretic	0,2723	0,3380	0,4462	0,4780	0,4942	0,5420
$\frac{\Delta F_1(\alpha)}{F_1(\alpha)} \cdot 100$	8,189	7,100	3,406	0,627	-5,907	-0,1476
$C(\alpha)$ metoda I-a	7,62	10,5	12,0	13,2	12,0	14,20
$C'(\alpha)$ metoda II-a	0,0761	0,0988	0,1094	0,12473	0,1204	0,1504
$C(\alpha)$ teoretic prin interpolare	0,1000	0,1180	0,1310	0,1504	0,1722	0,2004
$\frac{C(\alpha) - C'(\alpha)}{C(\alpha)} \cdot 100$	23,90	16,27	16,48	17,08	30,08	24,95

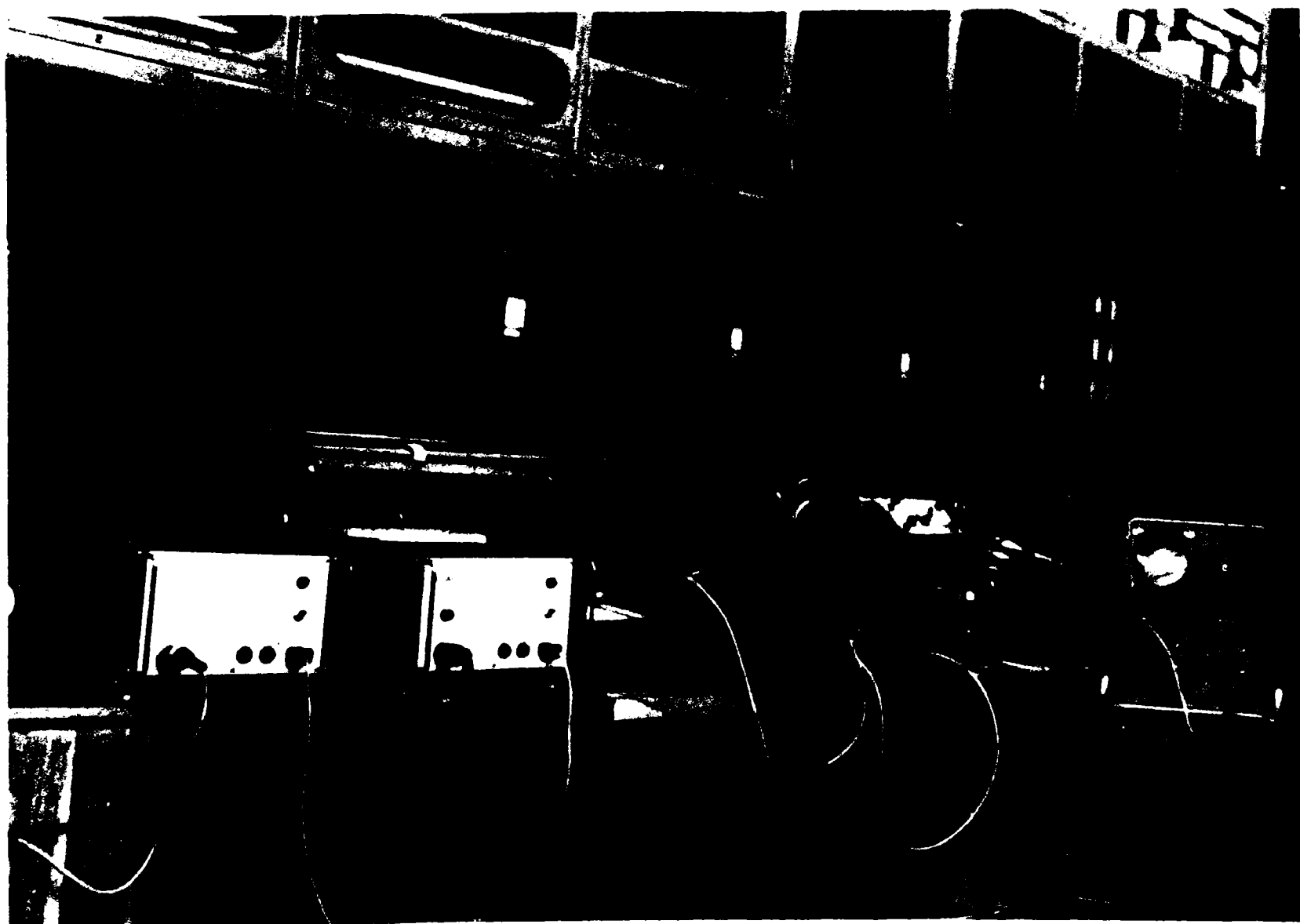


Figura 78. Echipamentul de măsurare

A_{γ} - înălțimea deplasării spotului în cm la armonica γ

S - scara diagramei în A/cm.

In fotografia din figura 78 este indicată aparatura folosită la măsurările efectuate pentru determinarea armonicilor curentului de linie și a reziduuului deformat la un mutator cu punți trifazate asimetrice inegale.

38. C O N C L U Z I I. In această lucrare de disertație s-a examinat modul de estimare a puterii reactive și a rezidului deformant la instalațiile tehnologice care conțin acționări reglabile cu tiristoare.

Indiferent de tipul mutatoarelor cu tiristoare și al tipului de consumatori, mașini rotative de curent continuu, mașini cu inducție sau aparate alimentate la curent continuu cu tensiune variabilă, datorită fenomenului de conductibilitate unilaterală a supapelor, precum și datorită întârzierii la aprindere a acestora, transferul de putere activă de la rețea spre consumator este însoțit de un consum de putere reactivă inductivă și de armonici superioare ale curentului de linie pe barele de medie tensiune.

Pentru dimensionarea bateriei de condensatoare și repartizarea ei în circuitele filtrante, este necesar să se cunoască analitic valorile curenților de linie și a armonicilor lui în funcție de unghiul de comandă la aprindere.

Pentru a indica modul de utilizare a expresiilor și diagramelor curenților de linie, la evaluarea puterii reactive, s-a studiat în amănunțime, în ipoteza conducției ideale, variațiile curenților de linie la mutatorul cu punți trifazate asimetrice inegale. Acest studiu s-a făcut pentru a suplini un gol în literatura de specialitate și pentru a rezolva o problemă concretă la o instalație tehnologică existentă în R.S.R.

Evaluarea puterii reactive s-a propus a se face în funcție de curentul activ cerut de instalația tehnologică de la sistemul energetic, evaluare care este posibilă dacă se cunoaște variația curentului activ în funcție de unghiul de comandă al tiristoarelor. Peste puterea reactivă corespunzătoare armonicii fundamentale se adaugă cea creată de armonicile superioare și astfel se determină capacitatea totală instalată și deci puterea reactivă capacitivă maximă necesară pentru compensare.

Metoda este aplicabilă pentru orice tip de mutatoare la care se poate evalua pe cale analitică sau teoretică puterea reactivă inductivă în funcție de puterea activă cerută de la rețea.

Acoperirea domeniilor de putere reactivă se face prin trepte ale puterii reactive capacitive, utilizând principiul compensării complete sau al subcompensării, astfel ca pentru procesul tehnologic să rezulte un factor de putere și un reziduu deformant care să se încadreze în limitele prevăzute de legislația energetică în vigoare.

Pentru calculul variației curenților de linie la mutatorul cu punți trifazate asimetrice și pentru verificarea la rezonanțe în sistem a circuitelor filtrante s-au elaborat programe și s-au rulat pe ordinatorul FELIX 256.

Verificarea la rezonanță a circuitelor filtrante cu rețeaua energetică a fost determinată de evitarea unei situații neprevăzute în care ansamblul de circuite filtrante și rețea ar intra în rezonanță datorită unor oscilații generale în sistemul energetic și având frecvența multiplu de 50 Hz, dar diferită de ^{frecvența de} rezonanța a filtrelor.

În rezumat contribuțiile aduse la evaluarea puterii reactive și a reziduuului deformant la instalațiile energetice cu tiristoare sînt următoarele:

1. Se face o succintă prezentare critică de sinteză a funcționării mutatoarelor cu punți trifazate, în ipoteza conducției ideale a supapelor și se exprimă armonicile curenților de linie introducîndu-se un indicator q atât pentru mutatoarele M6(0) cît și cele M6(30), respectiv cu variație dreptunghiulară sau în trepte a curențului de linie.
2. Se examinează variația curențului de linie în funcție de unghiul α , exprimîndu-se armonicile curențului de linie în funcție de același coeficient q , introdus în scopul analizei armonice la redresorul dodecafazat și la mutatorul cu punți trifazate asimetrice egale și inegale.
3. Se pun în evidență armonicile de curenț la mutatorul cu punți asimetrice inegale și se constată că armonicile pare, cași la puntea trifazată semicomandată sînt inexistente, iar cele impare satisfac la o condiție de existență definită în lucrare și care este caracteristica pentru punțile trifazate asimetrice.
4. Se indică curbele de variație analitic și grafic pentru armonicile superioare în domeniul de variație al unghiului de comandă α de la 0 la $\bar{1}$, evidențiindu-se cele două clase de armonici cu indicatorul q par și impar.

5. Se evidențiază faptul că, redresorul dodecafazat apare ca un caz particular al mutatorului cu punți asimetrice egale echipat cu diode (pentru unghiul de comandă zero), obținându-se rezultatele cunoscute din literatură.
6. In cazul punților trifazate asimetrice inegale se introduce un coeficient F , reprezentând raportul tensiunii redresate a punții cu diode față de aceea a punții cu tiristoare, la unghiul de comandă nul, cu ajutorul căruia se exprimă variația armonicilor curentului de linie în funcție de unghiul de comandă α .
7. Pentru studiul variației acestor curenți în domeniul $\alpha \in [0; \bar{l}]$ se definesc funcțiile $P_q(\alpha)$ pentru q par și q impar și se arată că domeniul de variație ale acestor funcții se realizează în intervalul $P_q(\alpha) \in [1-F; 1+F]$
8. Reprezentarea grafică a funcțiilor $P_q(\alpha)$ se poate face analitic și se evidențiază câteva puncte caracteristice, dintre care valoarea acestora pentru $\alpha = \frac{\bar{l}}{2}$, cît și valoarea α_i cînd funcția ia valoare unitate, precum și punctul de inflexiune.
Se arată că punctul de inflexiune α_i al acestor funcții coincide cu unghiul α_{um} al tiristorului care limitează aprinderea acestora la valori apropiate de \bar{l} .
9. Pentru calculul reziduuului deformant se introduc funcțiile $F_0(\alpha)$ pentru curentul total și $F_q(\alpha)$ pentru armonici, corespunzătoare unității de curent redresat debitat de mutator la un unghi de comandă α .
In cazul mutatorului cu punți trifazate asimetrice, se pun în evidență coeficienții $F_0(\alpha)$ și $F_q(\alpha)$ sub formă de expresii avînd ca parametri pe F , raportul tensiunilor redresate ale celor două punți nesimetrice. Particularizînd $F = 1$, se obțin valorile corespunzătoare mutatorului cu punți trifazate asimetrice egale.
Se demonstrează că mutatoarele cu punți trifazate nesimetrice inegale cu transformator Ddy sau Yyd , avînd puntea cu diode și puntea cu tiristoare conectate la oricare secundar, au aceleași expresii ale curentului total de linie în funcție de parametrul F și unghiul de comandă α .

10. Cu ajutorul funcțiilor $F_0(\alpha)$ și $F_7(\alpha)$, se pot introduce pentru orice tip de mutator: $V(\alpha)$ - conținutul în fundamentală, $K(\alpha)$ - conținutul în armonici, $C(\alpha)$ reziduul deformant real și $C'(\alpha)$ reziduul deformant cunoscând un număr limitat de armonici.
11. Exprimând unghiul $\alpha = f(i)$ ca o funcție de o variabilă i , unde i variază monoton de la 1 după girul natural al numerelor, astfel încât α să varieze de la 0 la π , funcțiile definite mai sus apar ca variabile indexate $F_0(i)$; $F_7(i)$; $K(i)$; $C(i)$, cît și $C'(i)$, permițînd calculul armonicilor și indicatorilor efectului deformant, cunoscînd $F_0(i)$ pentru un mutator dat.
- S-a elaborat un program pentru ordinator și s-au calculat armonicile și indicatorii efectului deformant pentru două valori ale factorului F ($F = 0,75$ și $F = 1$).
12. S-a elaborat o metodă de verificare în sistem a circuitelor filtrante pentru reducerea efectului deformant și îmbunătățirea factorului de putere, folosind calculatorul electronic.
- Se indică două programe, unul pentru cazul cînd se utilizează un singur filtru și altul pentru mai multe filtre. Pe listîngul obținut de la ordinator se evidențiază frecvențele pentru care bateria de condensatoare intră în rezonanță cu impedanța echivalentă a sistemului energetic. Verificarea la rezonanță apare ca o condiție suplimentară la dimensionarea bateriilor de condensatoare din circuitele filtrante.
13. Estimarea puterii reactive pentru calculul bateriei de condensatoare montate în circuitele filtrante, pentru compensare și rejecția armonicilor superioare se obține cunoscînd caracteristicile funcționale ale instalației tehnologice la care este inclus echipamentul cu mutatoare. În funcție de curentul activ sau puterea activă necesară în proces, în baza caracteristicilor curentului total de linie, pentru fiecare mutator, se exprimă puterea reactivă atât pentru receptoare, cît și pentru recuperatoarele de energie.

14. Acoperirea domeniului de putere reactivă, pe plaja de variație a curentului activ cerut din sistem, să facă prin trepte de putere reactivă capacitivă instalate în circuitele filtrante. Dimensionarea bateriilor de condensatoare se poate face în baza criteriului compensării complete sau criteriului subcompensării, propuse în lucrare.
15. Se definește factorul de putere optim al instalației compensate, acel factor care a rezultat din valoarea medie a factorilor de putere evaluați pentru diferite fișii din domeniul de funcționare tehnologică a instalației.
16. Se indică două procedee de măsurare a armonicilor de curent și a reziduuului deformat, folosind analizoare automate și dispozitive cu filtre.

* * * * *

B I B L I O G R A F I E

1. Andronescu, Pl. "Bazele electrotehnicii" vol. I și II, Ed. did. și ped. București, 1973.
2. Anghel, A. Gârleşu, St. "Station d'essai pour des turbines hydrauliques, notice technique", document ICFHR, 1969, Timișoara.
3. Anghel, A. "Complemente de matematici", Ed. T. 1966, Buc.
4. Antoniu, I. S. "Chestiuni speciale de electrotehnică", Ed. Acad. R. P. R., 1956, București
5. Antoniu, I. S. "Aparate de măsurat și măsurări electrice uzuale", ed. II. E. T., 1962, București
6. Antonov, B. M. "Komutația tiristorov s pmoščiro vnešnih istocinikov E. D. S." în : Tyristornie preobrazovatelei, Ed. Nauca, URSS, 1970; Moscova, pp 105-112.
7. Arie, E. Nicolăe, P. Cristea, N. "Compensarea regimului deformant la instalații cu redresare echipate cu baterii de condensatoare, 2 Principii de alegere a parametrilor instalațiilor de filtrare a armonicilor", în: Studii Energetice, Ed. Acad. RPR, vol. 2, 1963.
8. Bradin, V. M. "Schema de comandă pentru agregatele redresoare cu tiristoare", trad. din l. rusă, IDI din ISV. VUZ. Elektromechanika URSS, nr. 3, martie 1968, p. p. 276-283
9. Bălă, C. Pomirleanu, M. Bărgăuanu, M. "Compensarea regimului deformant la instalațiile cu redresoare echipate cu baterii de condensatoare, 1. Efectele armonicilor și mijloace pt. diminuarea lor", în: Studii Energetice, Ed. Acad. RPR, vol. 2, 1963
10. Beriger, C. ș. a. "Blindleistungsbedarf und Filterkreise der Hochspannungsgleichstrom-Übertragungen", în ETZ-A, RFG, Bd. 26, april 1968, Heft 9, p. p. 197-203
11. Bovet, Th. Henry, P. "Le nouveau stand d'essai universel pour machines hydrauliques à réaction", E. P. F. L., Publication nr. 6, Elveția, Leusenne, 1970.

.//.

12. Braşovan, M. "Acţionări electromecanice", Ed. did. şi ped., 1967, Bucureşti,
13. Braşovan, M. Sora, I. "Utilizări ale energiei electrice, vol. I şi II, 1971-1972, Lit. IPTVT-Timisoara
14. Braşovan, M. Seracin, E. Bogoevici, N. "Acţionări electrice, probleme şi aplicaţii industriale", ed. II, E.T., 1963, Bucureşti
15. Budeanu, C. "Electricité appliquée; sur le transfert des phénomènes déformants", Paris, 1936.
16. Budeanu, C. "Puissances réactives et fictives", Ed. INR Bucureşti, 1927.
17. Budişan, N. "Automatizări şi telecomandă", Ed. did. şi ped. Bucureşti, 1968,
18. Bulgakov, A.A. "Dispozitive electronice de comandă" automati trad. din l. rusă, E.T., 1962, Bucureşti,
19. Bürger, H. "Der Thyristor und seine Anwendung, Voll- und Halb-gesteuerte Drehstrombrückenschaltung in ihrer Anwendung für Gleichstrombetriebe, in: Österreichisches Produktivitätszentrum, Arbeitsgemeinschaft für Automatisierung, Wien, dec. 1969, p.p. 1-24.
20. Caganov, I.L. "Mutatori electronici şi ionici", trad. din l. rusă, E.E.S., Bucureşti, 1953.
21. Cistov, V.P. "Optimalnoe po bistrodeistvie upravlenie elektropriivodomi postoiannogo toka", din: Elektricitstvo, URSS, 88, nr. 5, mai 1967, p.p. 48-53.
22. Cuénod, M. Durling, A. "A discrete-time approach for system analysis in Academic Press, 1969, New-York.
23. Mc., Cracken, D.D. "A guide to FORTRAN programming" E. John Wiley New-York, 1965.
24. Crug, C.A. "Bazele electrotehnicii" vol. I şi II., trad. din l. rusă, E.E.S., Bucureşti, 1953.
25. Damachi, E. ş. a. "Electronică industrială", Ed. did. şi ped., 1969 Bucureşti
26. Damsker, D.: "Principii şi mijloace noi de automatizare a acţionărilor electrice", Ed. Acad. RPR, 1964, Buc.
27. Dimo, P. "Programarea în FORTRAN, Ed. Ped. şi did., 1971, Bucureşti

28. Efremov, E.C. " Upravleniia kremeniovvii preobrazovatel stabilizirovannovo napreajenien dlea podstanj tii gorodskogo elektriskogo transporta" in "IUS-VUZ, Elektromehanika, URSS, nr. 38, mai 1967, p.p.12-15,
29. F.B. " Comportarea termică a tiristoarelor", traducere din limba italiană IDT, din: l'Antenna, Italia, vol.40, nr.8, iulie 1968, p.p.286-289,
30. Feldmann, V. " Contribuții la folosirea consumatorilor tampon în scopul optimizării consumului de energie electrică", disertație, IITVT-Timisoara
31. Feldmann, V. ș.a. "Utilizarea rațională a energiei electrice", E.T., 1966, București,
32. Flores, I. " Sisteme de programe (Software) pentru calculatoare numerice", E.T., 1969, București.
33. Foulconnet, M.M. " Le laboratoire de mécanique des fluides "Charmilles" in Bull.Techn.de la Suisse romande, Elveția, 1965, Geneva
34. Foulard, I.: "Converteur statique- alternatif continu à thyristors", in: Onde électronique, France, vol. 47, nr.480-481, p.p.444-450.
35. Garabet, T.
Bivol, E.
Neagu, G. " Utilizarea redresoarelor comandate în acționări electrice", E.T., 1969, București
36. Gaudry, M. "Redresseurs et thyristors", Dunod, 1969, Paris
37. Gârlașu, St. " Estimarea puterii reactive în scopul compensării la instalații cu acționări reglabile cu tiristoare, cu recuperare de energie" în Energetica nr.11, noiembrie, 1972, București.
38. Gârlașu, St. " Metodă privind verificarea în sistem a circuitelor filtrante pentru evitarea efectului deformant". In curs de apariție în Energia tr.II., 1973
39. Gârlașu, St.
Ghera, P. "Studiu privind îmbunătățirea factorului de putere și îndepărtarea armonicilor superioare la stațiunea de garanție ICPMHR-Regișu", document ICPMHR, tema de cercetare GUR nr.328, Timisoara, 1971,
40. Geissing, H.
Möltgen, G. "Über die Gleichström-Fördermaschinen", in: Siemens Z., Bd.35, 1961, p.p.181-186

• / •

41. Goldmann, E. " Die Anwendung von Thyristoren in der Antriebstechnik "in: Elektro-Anz., RFG, vol.20, nr.11, nov.1967
42. Govin, B. " Caractéristiques dynamiques des convertisseurs comportant un pont à thyristors", in: Automatisme, tome XVII, nr.11, nov.1972, Ed. Dunod, Paris,
43. Greiner, H. " Modificarea turăției cu motoare de curent continuu cu excitație în derivație/, trad. din l.germană, IDT din Elektrotechnik, RFG, vol.50, nr.7, apr.1968, p.p.86-89
44. Gudumac, M. " Probleme privind transformatoarele pentru alimentarea redresoarelor de putere cu siliciu in: lucrările ICPA, nr.19, 1968,
45. Gudumac, M. " Redresare reglabilă în siliciu pentru alimentarea instalațiilor de eloxare", in: Magazin și echipamente românești, nr.4, 1968
46. Gudumac, M. " Redresoare cu semiconductoare", E.T.1970, IAC
47. Haböck, A. " Stromrichter mit Thyristoren, Teil I, Strömrichter mit natürlicher Kommutierung, " in: "Energie und Technik, RFG, Heft 10, oct.1966, Düsseldorf
48. Haščovšc, I. s. a. "Thyristory", Ed. SNTL, Praha, 1966,
49. Hoffmann, M. " Verbesserung der Leistungsfaktors und Herabsetzung von Oberschwingungen durch Siebkreis in: Elektrizitätswirtschaft, Heft 6, mai 1957, p.p.186-191,
50. Hoffmann, M. " Beherrschung der Blindleistung und der Strömoberschwingungen vom Stromrichteranlagen" in Siemens Z.p.p.171-188, Mültgen, O.
51. Höffmann, M. " Reichenkondensatoranlage in einem Stahlwerk in: Siemens Z. Bd 36, 1962, p.p.867-872.
52. Hoffmann, M.: s. a. "Thyristors Handbuch" Siemens Verlag, 1965, 3-te Auflage, Berlin.
53. Hölter, F. s. a. "Technik und Einsatzmöglichkeiten der Hochspannungs-Gleichstrom - Übertragung" in ETZ- Bd, 89, Heft 8, 1968, p.p.170-176.
54. Ibrahimov, A. V. " Sistema upravlenia preobrazovatelem s regulimemof cistovof " in: Thyristornic preobrazovateli, Ed. Nauca, URSS, 1970, Moscova, p.p.98-104. s. a.

55. Jantz, H. Überspannungsschutz von Silizium Gleichrichterdioden mit Varistoren" din Elektrik, DRG, vol. 20, nr. 12, 1966, p.p. 450-456,
56. Johnson, K.C. "Thyristor speed control for electric drill motor " din Wireless Wld, Anglia, vol. 73, nr. 7, iulie 1967, p.p. 328-329.
57. Jukowski, W.G. s-a. " Actionare rapidă de curent continuu pe baza de tiristoare" trad. din l. rusă, in IZV-VUZ, Elektromechanika, URSS, vol. 10, nr. 2, febr. 1967, p.p. 192-198 (IDT)
58. Klein, J. "VOEST- Pumpenturbinenprüfstand " Linz, A.D. Austria, 1948
59. Koehn, J. " Das Steuerverhalten unsymmetrisch gesteuerter Stromrichter und ihr Blindleistungsbedarf " in Arch. für Elektrot., Bd. 43 (1958), pp. 449-480
60. Kopftin, A.M. " Metodă analogică de analiză a acționării electrice automatizate" trad. din l. rusă (IDT) din: Electricstvo, URSS, vol. 40, nr. 1, ian. 1969, p.p. 10-13
61. Korb, I. " Die Gefäßfolgsteuerung, ein Mittel zur Verminderung der Blindleistung, von Stromrichteranlagen", in ETZ-A, RFG, Band 79, 1958
62. Kusko, A. "What's available in adjustable speed A.C. drives", in Control Engineering, SUA, vol. 15, nr. 8, aug. 1968, p.p. 58-64
63. Kvapil, L. " Fixarea parametrilor de ieșire și circuitului de comandă a tiristorrelor" trad. din l. cehă (IDT) din Elektrotechnický Obzor, KČP vol. 57, nr. 8, aug. 1968, p.p. 456-458
64. Lebedev, N.N. " Funcții speciale și aplicațiile lor", E.T. 1957, București
65. Maiorov, F.V. " Regulatele electronice", E.T. 1960, Buc.
66. Mann, R.M. "Eine Konstantquelle mit gesteuerten Silizium Gleichrichter für Messungen an Thyristoren" din Radio-Mentor, RFG, vol. 33, nr. 6, iunie 1967, p.p. 464-466.
67. Marcenko, Ia. E s-a. " Amplificator intermediar pt. acționările electrice de curent continuu comandate", in: Elektrika mekhanika, URSS, vol. 39, nr. 3, 1968, p.p. 35-41 (IDT), traducere din l. rusă,

. // .

68. Mayer, N. " Mutatoare cu comutație forțată, trad. din l. germană, E.T., 1970,
69. Merett, J. " Motor speed control by thyristor " din: Industrial Electron, Anglia, vol. 5, nr. 6, iunie 1967, p.p. 253-256,
70. Mältgen, G. " Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea", trad. din l. germană, E.T. 1970, Buc. (Ed. 1-a)
71. Mältgen, G. " Netzgeführte Stromrichter mit Thyristoren", Siemens Verlag, 1970, 2-a Anlag, Berlin,
72. Moseanu, Al. " Redresoare cu siliciu" E.T., 1966, Buc,
73. Neumann, L.R. " Bazele teoretice ale electrotehnicii", vol. Calantarov, P.L. I, II, III, trad. din l. rusă, EES, 1956, Buc,
74. Nikitchko, Iu.V. " Invertor toka s obratnim vipreamitelem" Natalkin, A.V. in: Tyristornie preobrazovatili, Ed. Nauca, URSS, 1970, Moscova, p.p. 19-24,
75. Ott, R.R. "A Filter for silicon controlled rectifier commutation an harmonic attenuation in high power inverters"; in: Communication and Electronics, may, 1968, p.p. 259-262,
76. Otto, H. "Antriebe mit Halbleiter-Stromrichter an über netzgeführte Stromrichter", TZ-A, 88, Heft 18, 1967,
77. Papadache, I. "Regulatoare electronice", E.T. 1967, Buc.
78. Patzschuke, V. "Angewandte Thyristor", Ed. Keller und Comp. RFG, 1970, Stuttgart
79. Penescu, C. " Automatica și telomecanica sistemelor energetice" vol. I, Ed. Acad. RPR, 1959, Buc.
80. Petrascu, E. " Tuburi electronice și funcțiunile lor", E.T. 1956, București
81. Petrescu, A. " Calculatorul automat", Ed. did. și ped, 1970, București
82. Piras, G. " La tecnica degli azionamenti elettrici", di Elettrofizzazione, Italia: nr. 4 - aprilie 1968, p.p. 189-194 nr. 5 - mai 1968, p.p. 234-242 nr. 9 - sept. 1968, p.p. 449-457
83. Ponner, I. " Electronica industrială" Ed. ped. și did., Buc., 1972

84. Preda, M., Hortopan, V. "Electrotehnică și măsuri electrice" Ed. did. și ped., 1969, Buc.
85. Preda, M. "Bazele electrotehnicii, circuite electrice, vol. 2, Ed. did. ped. 1969, Buc,
86. Preda, M. S. a. "Electrotehnica, probleme", Ed. did. și ped. 1966, Buc.
87. Povh, D. "Aufbau von Filterkreisen für Hochspannungsgleichstrom-Übertragung, in ETZ-A, Bd. 89 (1968) Heft, p. p. 170-176,
88. Putz, U. "Semiwertter, eine Typenreiche selbstgeführter Umrichter" in Technische Mitt. AEG-Telefunken RFG, 68, Heft 6, 1972,
89. Rabl, H. "Netzfürte Thyristor-Stromrichter in der Antriebstechnik", in ELIN Z., XXII, Heft 3/4, dec. 1970, Wien,
90. Rabl, H. "Eine Gleichstrommotorepeisung mit gesteuerten Siliziumgleichrichter (Thyristoren)" in: Elin Z., Austria, XVII, Heft 1/2, iunie 1965, Wien
91. Rabl, H. "Umkehrstromrichter mit Thyristoren in Kreisstromfreier Antiparallelschaltung für Aufzugregelantriebe", in Elin-Z., Austria, 17, Heft 1/2, 1965.
92. Rodor, L. "Identificarea tiristoarelor", trad. din l. franceză, (IDT) din Radio Télévision Pratique France, nr. 1192, dec. 1968, p. p. 17-19.
93. Rodwell, R. G. "Thyristor face the future", in: Engineering, Anglia, vol. 212, no. 3, martie, 1972,
94. Siemens, A. G. "Memoratorul inginerului electrician" traduce din l. germană, E. T. 1971, Buc.
95. Shepherd, W. "Sistem de acționare experimental cu viteză variabilă și buclă închisă incluzând un motor cu inducție acționet cu tiristoare", trad. din l. engleză, din Industry and General Application, USA, vol. IGA-3, nr. 6, nov/dec. 1967, p. p. 559-565 (IDT).
96. Stahn, A. "Alegerea deșiguranțe ultrarapide pentru protecția tiristoarelor", trad. din l. germană, din: Elektrik, RDG, vol. 22, nr. 3, mai, 1968, pp. 108-110 (IDT)

97. Stuart, R.D. "Introducere în analiza Fourier, cu aplicații în tehnică", trad. din l. engleză, E.T., 1971, București.
98. Svenson, R.: "Tiristoare de mare putere" ASEA Review, Suedia, vol.40, nr.1, 1968.
99. Sekarski, L.
ș.a. "Mutator pentru reglarea vitezei motorului asincron de mare putere" din Przegląd elektrotechniczny, Polonia, vol.44, nr.5, mai, 1968, p.p.204-209
100. Sora, C. "Cuadripolul electric", E.T.1964, Buc.
101. Sora, C. "Introducere în studiul generatorului Hall", E.Acad. RSR, 1969, Buc.
102. Sora, O. "Bazele electrotehnicii, probleme" Partea 1, vol.1 și 2, Lit. IFTVT, 1971- Timișoara.
103. Ștefănescu, C. "Filtre electrice", E.T, 1967, Buc.
104. Talaș, A. "Acționare prin impulsuri a tiristoarelor" din Elektrotechnický Časopis, CSR, vol.19, nr.1 1968, p.p.71-75 (IDT),
105. Tolstov, G.P. "Serii Fouricik", trad. din l. rusă, E.T., 1955, București,
106. Tolstov, G.Iu. "Vibor shem moșcinih tiristornih preobrazovatelci" în Tiristornie preobrazovateli, URSS Ed. Nauca, 1970, p.p.3-18, Moscova
107. Tîpkin, A.P. "Matematicescoe, modilirovanie vneșnoi karakteristiki upravleacnogo vipreamitelca" din IZV-VUZ Elektromehanika, URSS, 9, nr.10, oct. 1966, pp.1129-1131,
108. Uhlmann, E. "Über die Eigenschaften der Grundschwingungen bei Stromrichtern" in ETZ-A, Bd.84, 1963 pp 114-119
109. Vazaca, Cr. "Analiza și sinteza sistemelor automate liniare" Ed. Acad. RPR, 1961, Buc.
110. Wasserab, Th. "Schaltungslehre der Stromrichtertechnik", Springer, Verlag, Berlin, 1962.
111. Wdowiak, J. "Definițiile și parametrii nominali ai tiristoarelor conform datelor Comisiei Internaționale de Electrotehnică" din Przegląd Elektrotechniczny. CSR, vol.44, nr.8, aug. 1968, pp.345-346

112. Weitner, G. " Arbeitsweise der halbgesteuerten Drehstrombrückenschaltung in der Antriebstechnik" Conti-Elektro-Berichte, 1967
113. Wessel, R. " Mijloace de care dispunem azi pentru comanda turajici în acționările cu motor electric" in Elektro-Meister, RFG, vol.21, nr.22, nov.1968, p.p.1229-1232 (IDT)
114. Zollner, B. " Berechnung, Konstruktion und Bau eines Hochspannungsgleichrichters mit Siliziumdioden " in Funk-Amateur, RUG, 15, nr.12, dec. 1966, p.p.593-594
115. * * * " Analyseur Microvoltmetrique LEA", prospect Laboratoire Electro-Acustique, France, 1969
116. * * * " Dispozitiv pentru măsurarea factorului de deformare în rețele electrice", Protocol IPTVT la tema de cercetare nr.328 ICPEHR-Regița
117. * * * " Inregistrator de putere activă cu celulă Hall" Protocol IPTVT, la tema de cercetare nr.328 ICPEHR-Regița
118. * * * " Acționare cu motor asincron, cu turajie variabilă" in Measurement and Instrument Revue, Anglia, vol.15, nr.202, oct.1968, p.p.730-731 (I.D.T)
119. * * * " Tiristoare în linii tehnologice, surse de alimentare", in Electrical Revue, 181, nr.nov. 1967, p.p.724-725 (IDT)
120. * * * " Blindleistung ", VDE Buchreihe, RFG, Band 10, Verlag VDE, Berlin - 1963
121. * * * " Protecția prin siguranțe fuzibile a diodelor și tiristoarelor (Fuse protection of diodes and thyristors), in: Electr.Times, Anglia, 151, nr.3, ian.1967, p.p.88-90 (IDT)
122. * * * "Redresoare în semiconductori pentru acționări electrice" din: Technik und Betrieb, RFG, 21, nr 2, febr.1969

. // .

123. * * * " Instrucțiuni pentru determinarea eficienței economice a compensării consumului de putere reactivă din rețelele electrice de distribuție exploatate de întreprinderile de electricitate", editat de NEE, Oficiul de documentare energetică, 1970, București
124. * * * " Analiza armonică a curenților și tensiunilor Reșița", IKM-Buc., comanda 28.007, beneficiar ICPEHA-Reșița, 1970,
125. Kopeček, J.
Dvořák, M. " Transformatoare de măsură", trad. din limba cehă, D.T., București, 1970.
126. Graeter, M. " Les analyseur de spectres en temps réel", în Automatismes, tome XVI, nr.8-9, aug.-sept. 1971, p.p.395-396
127. Léger, M. " Traitement en temps réel des signaux aléatoires, fonction de corrélation et transformée de Fourier " în Automatismes, tome XVI, nr.8-9, aug.-sept. 1971, p.p.397-402.

* * * * *

Timișoara, 27 februarie 1973