INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" TIMIŞOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

ING. PRODAN MANOILA

STUDIUL COMPORTĂRII MOTOARELOR ASINCRONE DE ACTIONARE LA ALIMENTAREA LOR PRIN CONVERTIZOARE DE TENSIUNE SI FRECVENTA

TEZA DE DOCTORAT

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIŞOARA

CONDUCATOR STIINTIFIC:
PROF.DR.ING. SERACIN [illegible]

- 1975 -

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIŞOARA
BIBLIOTECA
Vol. 311.168
Exemplar 164 D

BUPT

C U P R I N S

Pag.

Introducere 6

1. Metode de modificare a vitezei maşinilor asincrone.... 11

1.1. Probleme generale..... 11

1.2. Ecuaţiile acţionării şi caracteristicile mecanice 11

1.2.1. Ecuaţiile maşinii asincrone şi caracteristica mecanică naturală..... 12

1.2.2. Ecuaţia mişcării şi caracteristicile mecanice ale maşinilor de lucru..... 16

1.3. Metode de modificare a vitezei maşinilor asincrone..... 17

1.3.1. Modificarea vitezei maşinilor asincrone prin impulsuri..... 19

1.3.2. Modificarea vitezei prin modificarea tensiunii de alimentare..... 24

1.3.3. Modificarea vitezei prin modificarea frecvenţei..... 26

1.3.4. Modificarea vitezei prin aplicarea unei tensiuni suplimentare în rotor.....

1.4. Concluzii.....

2. Analiza comportării maşinilor asincrone pentru diferite legi de variaţie tensiune-frecvenţă.....

2.1. Generalităţi..... 32

2.2. Curenţii şi cuplul maşinii asincrone alimentate cu tensiuni şi frecvenţe variabile 3

2.3. Funcţionarea maşinii asincrone la diferite legi de variaţie între tensiune şi frecvenţă..... 39

2.3.1. Lege de variaţie tensiune-frecvenţă liniară.....

2.3.2. Flux constant prin maşină.....

2.3.3. Curent statoric constant .....

2.3.4. Tensiune de alimentare constantă.....

2.3.5. Putere constantă.....

2.3.6. Capacitate de suprasarcină constantă.....

2.4. Concluzii.....

...ITEHNIC
...RA
...NTRALĂ

BUPT

3. Scheme de principiu tipice de convertizoare statice destinate alimentării maşinilor asincrone..... 3
3.1. Noţiuni introductive..... 8
3.2. Convertizoare statice pentru modificarea vitezei maşinilor asincrone cu inele..... ..
3.2.1. Convertizoare statice în cascadă sub...
3.2.2. Convertizoare statice în cascadă supersincronă.....
3.3. Convertizoare statice pentru modificarea vitezei maşinilor asincrone cu rotorul în colivie.....
3.3.1. Convertizoare statice directe.....
3.3.2. Convertizoare (statice) indirecte.....
3.3.2.1. Convertizoare cu tensiune continuă variabilă.....
3.3.2.2. Convertizoare cu tensiune continuă constantă..... 75
3.4. Concluzii..... 82
4. Analiza armonică a tensiunii maşinilor asincrone alimentate prin convertizoare statice..... 8-
4.1. Generalităţi..... 8.
4.2. Analiza armonică a tensiunii furnizate de convertizoarele directe.....
4.2.1. Tensiunea medie şi armonicile mutatoarelor cu trei şi şase pulsuri.....
4.2.2. Tensiunea mutatoarelor reversibile în regim de convertizor direct.....
4.3. Analiza armonică a tensiunii furnizate de convertizoarele indirecte.....
4.3.1. Convertizoare cu modificare a tensiunii defazaj.....
4.3.2. Convertizoare cu tensiune a circuitului termediar variabilă.....
4.3.3. Convertizoare cu modificare a tensiunii modulare în durată a impulsurilor..
4.3.3.1. Modulare liniară a impulsurilor..
4.3.3.2. Modulare de tip sinusoidal a impulsurilor.....
4.4. Concluzii.....

BUPT

5. Incercări şi rezultate experimentale..... 130
5.1. Probleme generale..... 130
5.2. Conceperea şi realizarea comenzii pentru convertizorul cu modulare în durată a impulsurilor 132
5.2.1. Semnalele de comandă..... 132
5.2.2. Sinteza circuitului de comandă..... 135
5.2.3. Obţinerea semnalelor logice..... 136
5.2.4. Valoarea tensiunii de ieşire funcţie de tensiunea continuă reglabilă u'..... 138
5.2.4.1. Cazul u' = o 138
5.2.4.2. Cazul u' > o 140
5.2.4.3. Cazul u' < o 140
5.2.5. Schemele bloc ale elementelor de comandă 142
5.3. Armonicile tensiunii convertizorului cu modulare în durată a impulsurilor de tip liniar..... 145
5.3.1. Valoarea efectivă a tensiunii de ieşire 145
5.3.2. Amplitudinea armonicilor de tensiune.... 148
5.3.3. Verificări experimentale..... 152
5.4. Armonicile curentului maşinii asincrone alimentate prin convertizoare statice. Influenţa armonicilor de tensiune şi curent asupra cuplului 158
5.4.1. Armonicile curentului..... 159
5.4.1.1. Calculul analitic al armonicilor de curent..... 159
5.4.1.2. Verificări experimentale..... 163
5.4.2. Influenţa armonicilor de tensiune şi curent asupra cuplului maşinii asincrone [illegible]
5.4.2.1. Cupluri de tip asincron..... [illegible]
5.4.2.2. Cupluri pendulare..... 168
5.5. Pierderile şi randamentul maşinilor asincrone alimentate prin convertizoare statice..... [illegible]
5.6. Comportarea maşinii asincrone alimentate prin convertizoare statice la şocuri de sarcină..... [illegible]
5.7. Concluzii..... [illegible]
6. Concluzii generale ..... [illegible]
Bibliografie..... [illegible]

BUPT

I N T R O D U C E R E

Modernizarea şi automatizarea proceselor tehnolog[illegible] de producţie ce se desfăşoară în diferite ramuri ale ecor[illegible] -sită instalaţii industriale din ce în ce mai perfecţ[illegible] cu caracteristici tehnico-economice tot mai ridicate. Instal[illegible]-le industriale, prin intermediul cărora se execută proces[illegible] tehnologice, cuprind trei părţi principale [15] : maşina de l[illegible] transmisia şi maşina de acţionare. Maşina de lucru repreziţă elementul principal al unei instalaţii industriale. Celelalte două - transmisia şi maşina de acţionare - trebuie să fie proiectate şi construite ţinînd seama de procesul tehnologic de producţie pe care-l execută maşina de lucru. Din această cauză atunci cînd ne referim la o maşină de acţionare, la caracteristicile şi performanţele ei, trebuie avut în vedere în primul rînd maşina de lucru şi cerinţele impuse acesteia de procesul de producţie. Creşterea producţiei pe baza creşterii productivităţii muncii prin îmbunătăţirea parametrilor funcţionali ai instalaţiilor industriale şi utilajelor, a reducerii consumurilor de materii prime de energie şi manoperă reprezintă deziderate majore ale dezvoltării societăţii omeneşti. In acest context eforturile cercetătorilor, proiectanţilor şi constructorilor din toate domeniile de activitate sînt îndreptate permanent spre asigurarea şi perfecţionarea condiţiilor necesare creşterii producţiei de bunuri materiale pe baza dezvoltării şi perfecţionării instalaţiilor industriale.

Printre problemele de bază de care sînt preocupaţi specialiştii din domeniul acţionărilor electrice se pot enumera următoarele [14], [15], [100] .

- proiectarea şi construirea unor instalaţii de mare electrică cu parametrii energetici ridicaţi;
- creşterea gradului de automatizare al sistemelor de acţionare;
- fiabilitate mărită şi preţ de cost [illegible]
- construcţie simplă, întreţinere [illegible] şi rapidă;
- asigurarea unor parametri funcţionali [illegible] maşinii de lucru şi procesului tehnologic de [illegible]

[illegible] POLITEHNIC [illegible] BIBLIOTECA CENTRALĂ

BUPT

de viteze, precizie, răspuns rapid al sistemului de comandă etc.).

In tehnica modernă de acţionare a instalaţiilor industriale se cere tot mai frecvent un regim de funcţionare cu viteză variabilă în limite largi, cu inerţie mică de răspuns şi cu pierderi de energie minime [14], [15], [1o9]. Realizarea unor astfel de cerinţe se asigură pînă nu demult prin utilizarea maşinilor de curent continuu drept maşină de acţionare; maşinile de curent continuu au însă un preţ de cost ridicat, au colectorul torită căruia nu pot fi folosite în medii cu pericol de incendiu sau de explozie şi o putere unitară maximă inferioară maşinilor de curent alternativ [1o9].

Din această cauză există o tendinţă generală de înlocuire a maşinilor de curent continuu prin maşini de curent alternativ ori de cîte ori aceasta este posibil. Problema principală care apare la maşinile de curent alternativ este problema modificării vitezei în limite largi şi în mod economic [15].

Dezvoltarea studiilor şi cercetărilor în ultimele decenii în domeniul acţionărilor electrice cu viteză variabilă cu maşini asincrone au la bază realizările remarcabile din domeniul construcţiei elementelor semiconductoare de putere (diode, tiristoare) şi în domeniul tehnologiilor de fabricaţie al sistemelor de comandă (tranzistoare, circuite integrate etc) [14], [22], [4o], [79]. Proiectarea, construirea şi utilizarea unor instalaţii speciale de alimentare a maşinilor asincrone, care să permită obţinerea parametrilor funcţionali impuşi de maşinile de lucru, a devenit problema la ordinea zilei în domeniul acţionărilor electrice. Aplicarea pe scară industrială a acestor instalaţii, cunoscute sub denumirea de mutatoare şi convertoare statice, este însă limitată în special din cauza preţului de cost relativ ridicat şi a construcţiei lor complicate [22]. Este însă de semnalat faptul că în prezent alimentarea maşinilor de acţionare de la astfel de instalaţii şi dispozitive permite obţinerea unor caracteristice mecanice care satisfac din toate punctele de vedere cerinţele impuse de maşinile de lucru [73]. Literatura tehnică de specialitate scoate în evidenţă faptul că toate firmele mari constructoare de instalaţii electrice de acţionare au preocupări în acest domeniu şi realizări importante [2], [3], [4], [3o], [44], [7o], [72], [112], [114] etc.

Tipurile constructive de mutatoare şi convertoare statice destinate alimentării maşinilor electrice de acţionare sînt foarte variate, prezintă avantaje şi dezavantaje c

BUPT

trebuie luate în considerare atunci cînd se pune problema acţionării unei instalaţii industriale concrete.

Lucrarea de faţă urmăreşte ca pornind de la anumite elemente cunoscute ale maşinilor de lucru şi ale proceselor tehnologice de producţie să prezinte într-o formă unitară problemele principale ridicate de utilizarea maşinilor asincrone în acţionările electrice cu modificare de viteză în limite largi, folosind drept instalaţii de alimentare convertizoare statice.

Scopul lucrării de faţă este de a evidenţia unele aspecte legate de comportarea maşinilor asincrone ţinînd seama de faptul că alimentarea lor se face de la convertizoare statice de tensiune şi frecvenţă şi că ele se folosesc pentru acţionarea unor maşini de lucru care impun anumite condiţii în ce privesc caracteristicile mecanice de funcţionare.

Problemele principale care se abordează în cele 6 capitole sînt expuse în cele ce urmează.

In capitolul 1 se prezintă ecuaţiile acţionării, caracteristicile mecanice şi metodele de modificare a vitezei maşinilor asincrone. Dintre diferitele metode de modificare a vitezei se insistă asupra acelora care se folosesc mai frecvent în sistemele de acţionare electrică cu maşini asincrone alimentate prin convertizoare statice.

Capitolul 2 cuprinde analiza comportării maşinilor asincrone la diferite legi de variaţie între tensiunea şi frecvenţa de alimentare. Comportarea maşinii asincrone este urmărită din punct de vedere al realizării unor anumite caracteristici mecanice, adecvate caracteristicilor mecanice ale maşinilor de lucru care sînt acţionate. Au fost prezentate cazurile mai des întîlnite în sistemele de acţionare electrică.

Capitolul 3 se referă la schemele de principiu ale convertizoarelor statice destinate alimentării maşinilor asincrone. Introducerea în practica curentă a sistemelor de acţionare cu maşini de curent alternativ alimentate prin convertizoare statice necesită cunoaşterea principiilor de funcţionare şi schemelor principale de convertizoare statice, clasificarea lor, performanţele şi tendinţele de dezvoltare. In cadrul lucrării se prezintă cîteva scheme tipice de convertizoare statice destinate alimentării maşinilor asincrone.

In capitolul 4 se face analiza armonică a tensiunii statorice a maşinilor asincrone alimentate prin convertizoare statice. Dat fiind faptul că tensiunea furnizată de convertizoarele statice nu este sinusoidală, se pune problema anal

...ITEHNIC
...RA

BUPT

rii acestei tensiuni şi a comparării conţinutului de armonici din tensiunea de ieşire a diferitelor tipuri de convertizoare, care se aplică la statorul maşinii asincrone. Acest lucru este necesar pentru ca în funcţie de construcţia maşinii asincrone, de caracteristicile mecanice şi performanţele care trebuie să le realizeze să se aleagă unul sau altul dintre tipurile de convertizoare statice.

Capitolul 5 cuprinde încercări şi rezultate experimentale. Pe baza considerentelor din celelalte capitole se pune problema conceperii şi realizării unei instalaţii care să permită efectuarea unor măsurători şi verificări experimentale. Cu instalaţia realizată se poate modifica viteza maşinii asincrone în limite largi, poate fi studiată comportarea ei la diferite legi de variaţie tensiune-frecvenţă şi poate fi urmărită funcţionarea în cazul unor sarcini de formă specială.

In capitolul 6 de concluzii generale, în urma studiului efectuat, sînt scoase în evidenţă principalele aspecte cu privire la acţionările cu maşini asincrone de viteză variabilă alimentate prin convertizoare statice de tensiune şi frecvenţă.

Contribuţiile principale ale autorului constau în următoarele:

- prezentarea unitară şi interpretarea legilor de variaţie tensiune-frecvenţă şi influenţa acestora asupra caracteristicilor mecanice ale maşinilor asincrone ţinînd seama de cerinţele instalaţiilor industriale acţionate (Cap.2);

- clasificarea şi sistematizarea schemelor tipice de convertizoare statice destinate alimentării maşinilor asincrone, (Cap.3);

- dezvoltarea analizei armonice a tensiunii de alimentare a maşinilor asincrone furnizată de convertizoarele directe şi indirecte, (Cap.4);

- realizarea unei instalaţii experimentale cu unele elemente de noutate privind alegerea schemei de comandă a tiristoarelor şi a posibilităţilor de modificare a tensiunii de ieşire (§5.2);

- efectuarea analizei armonice-teoretic şi experimentale - a tensiunii şi a curentului maşinii asincrone pentru cazul alimentării de la un convertizor static de tensiune şi frecvenţă cu modulare în durată a impulsurilor (N = 12) şi influenţa acestor armonici asupra cuplului maşinii (§ 5.3 - 5.4);

BUPT

- evidenţierea posibilităţii de apreciere a creşterii pierderilor prin maşina asincronă la alimentare nesinusoidală pe baza măsurătorilor de la funcţionarea în gol (§ 5.5);

- urmărirea experimentală a comportării maşinilor asincrone alimentate prin convertizoare statice de tensiune şi frecvenţă, în cazul unei sarcini sub formă de şocuri (§ 5.6).

Aduc pe această cale un pios omagiu fostului conducător ştiinţific, prof.emerit dr.ing. M.Braşovan pentru îndrumările şi sfaturile date privind lucrarea de faţă. De asemenea aduc mulţumirile mele tov.prof.dr.ing.E.Seracin pentru ajutorul acordat la definitivarea şi redactarea lucrării. Mulţumesc colegilor de catedră care, sub diferite forme, m-au ajutat la terminarea lucrării.

BUPT

1. METODE DE MODIFICARE A VITEZEI MASINILOR ASINCRONE

1.1. Probleme generale

Acţionarea electrică a instalaţiilor industriale în vederea realizării unor procese tehnologice de producţie se poate face în general prin:

- maşini de curent continuu;
- maşini asincrone;
- maşini sincrone.

Dintre aceste tipuri de maşini electrice în cadrul lucrării se va urmări acţionarea numai cu maşini asincrone, maşini foarte răspîndite în instalaţiile de acţionare electrică datorită avantajelor pe care le au faţă de celelalte tipuri de maşini [15], [22], [34]: sînt de construcţie simplă şi robustă, sînt mai ieftine şi mai uşoare, nu au colector şi sînt sigure în funcţionare.

Maşinile de lucru care execută anumite operaţii în cadrul procesului tehnologic de producţie provoacă la arborele maşinii de acţionare un cuplu rezistent şi necesită o anumită viteză. Există instalaţii la care în diferite perioade ale procesului de producţie sînt necesare viteze diferite, fie la o valoare constantă a cuplului, fie la cupluri diferite [15]. Prin termenul de modificare a vitezei sau a altor mărimi în prezenta lucrare se va înţelege schimbarea sau varierea vitezei corespunzător cerinţelor procesului tehnologic de producţie, operaţie care se realizează prin accelerarea, frînarea sau reversarea maşinii de acţionare [15]. Procesul de accelerare, frînare sau reversare a maşinilor electrice rezultă în urma modificării unor parametrii ai circuitului maşinii şi ai alimentării cum sînt rezistenţe, inductivităţi, capacităţi introduse în circuitul statoric sau rotoric al maşinii, schimbarea valorii tensiunii sau frecvenţei circuitului de alimentare etc.

Prin termenul de reglare a vitezei se va înţelege operaţia prin care - manual sau automat - se urmăreşte menţinerea constantă sau în limite restrînse a acesteia, în urma căreia se va efectua într-un circuit închis de comandă, pe baza determinării valorii mărimii de ieşire cu o valoare impusă [15].

BIBLIOTECA CENTRALĂ

BUPT

1.2. Ecuaţiile acţionării şi caracteristicile mecanice

In scopul definirii noţiunilor, a mărimilor şi notaţiilor care se vor utiliza în cadrul lucrării este necesar a se prezenta pe scurt ecuaţiile acţionării şi caracteristicile mecanice.

1.2.1. Ecuaţiile maşinii asincrone şi caracteristica mecanică naturală

Studiul comportării maşinii asincrone în diferite regimuri de funcţionare se face pe baza ecuaţiilor ei. Aceste ecuaţii se scriu avîndu-se în vedere schemele echivalente ale maşinii asincrone, ele fiind valabile în anumite condiţii de funcţionare determinate de ipotezele simplificatoare luate în considerare.

Printre ipotezele simplificatoare care pot fi luate în considerare la scrierea eecuaţiilor maşinii asincrone şi la studiul comportării ei amintim [51], [78], [86]:

- fenomenele mecanice şi electrice din maşină sînt cvazistaţionare;
- alimentarea maşinii se face de la un sistem trifazat simetric de tensiuni sinusoidale;
- curenţii prin înfăşurări sînt sinusoidali (se neglijează armonicile din curba curentului);
- distribuţia inducţiei în întrefier se presupune a fi sinusoidală;
- parametrii electrici ai maşinii sînt constanţi, nu apare efectul pelicular şi nici efectul de saturaţie;
- pierderile în fier (histerezis, Foucault), prin frecare şi ventilaţie sînt mici şi în anumite situaţii se pot neglija.

La maşinile reale aceste ipoteze sînt îndeplinite în măsură mai mare sau mai mică în funcţie de construcţia, puterea şi regimul de funcţionare al maşinii, precum şi în funcţie de forma tensiunii de alimentare.

Pe baza schemei echivalente a unei faze a maşinii asincrone, reprezentată în fig.1.1 se pot scrie ecuaţiile maşinii în mărimi complexe sub forma:

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1\underline{I}_1 + j\omega_1 L_{1\sigma}\underline{I}_1 - \underline{U}_{el} \\ \underline{U}_2' &= -\frac{R_2'}{s}\underline{I}_2' - j\omega_1 L_{2\sigma}'\underline{I}_2' + \underline{U}_{el} \\ \underline{U}_{el} &= -(R_\mu + j\omega_1 L_\mu)\underline{I}_\mu \\ \underline{I}_\mu &= \underline{I}_1 + \underline{I}_2' \end{aligned}\right\}$$

BUPT

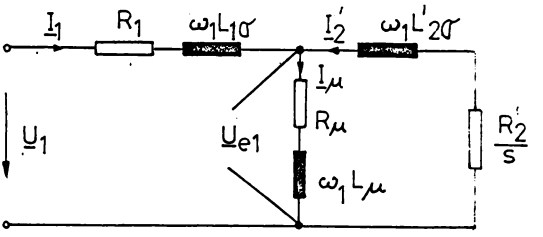


Fig.1.1
Schema echivalentă a mașinii asincrone.

unde $\underline{U}_1$ reprezintă tensiunea aplicată la bornele statorului;

$\underline{I}_1$ - valoarea curentului prin înfășurarea statorului;

$\underline{U}'_2$ - tensiunea la bornele înfășurării rotorice, redusă la stator care, în cazul mașinii cu rotorul în colivie este nulă;

$\underline{I}'_2$ - curentul rotoric redus la statorul mașinii;

$\underline{I}_\mu$ - curentul din circuitul de magnetizare;

$\underline{U}_{e1}$ - tensiunea electromotoare statorică dată de fluxul util al mașinii;

R_1 - rezistența înfășurării statorice;

$L_{1\sigma}$ - inductivitatea de dispersie a înfășurării statorice;

R'_2 - rezistența înfășurării rotorice redusă la stator;

$L'_{2\sigma}$ - inductivitatea de dispersie a rotorului redusă la stator;

R_μ, L_μ - rezistența, respectiv inductivitatea circuitului de magnetizare;

ω_1 - pulsația curentului din înfășurarea statorică;

s - alunecarea rotorului față de cîmpul magnetic învîrtitor statoric.

Introducînd notațiile:

$$\left.\begin{aligned} &\omega_1 L_{1\sigma} = X_1 \\ &\omega_1 L'_{2\sigma} = X'_2 \\ &\omega_1 L_\mu = X_\mu \\ &R_1 + jX_{1\sigma} = \underline{Z}_1 \\ &\frac{R'_2}{s} + jX'_{2\sigma} = \underline{Z}'_2 \\ &R_\mu + jX_\mu = \underline{Z}_\mu \end{aligned}\right\}$$

ecuațiile mașinii asincrone devin:

$$\left.\begin{aligned} &\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \underline{Z}_1 - \underline{U}_{e1} \\ &\underline{U}'_2 = -\underline{I}'_2 \underline{Z}'_2 + \underline{U}_{e1} \\ &\underline{U}_{e1} = -\underline{I}_\mu \underline{Z}_\mu \\ &\underline{I}_\mu = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \end{aligned}\right\}$$

BUPT

Cuplul electromagnetic dezvoltat de maşina asincronă se determină cu relaţia:

$$M = \frac{m_1 p}{\omega_2} R_2' I_2'^2 \qquad (1.4)$$

în care m_1 reprezintă numărul de faze statorice;

p - numărul perechilor de poli ai maşinii;

ω_2 - pulsaţia curentului rotoric.

Relaţia (1.4) poate fi scrisă şi în funcţie de alunecarea s sub forma:

$$M = \frac{m_1 p}{2\pi f_1} \frac{R_2'}{s} I_2'^2 = \frac{m_1}{\Omega_1} \frac{R_2'}{s} I_2'^2 \qquad (1.5)$$

unde Ω_1 reprezintă viteza sincronă a cîmpului magnetic învîrtitor.

Curentul rotoric $\underline{I}_2'$ poate fi exprimat, din ecuaţiile maşinii asincrone, funcţie de tensiunea $\underline{U}_1$. Valoarea efectivă a lui $\underline{I}_2'$ care intervine în relaţia cuplului este:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{1\sigma} + C_1 X_{2\sigma}')^2}} \qquad (1.6)$$

care introdusă în (1.5) permite exprimarea cuplului funcţie de tensiunea U_1:

$$M = \frac{m_1 U_1^2}{\Omega_1} \frac{R_2'/s}{(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{1\sigma} + C_1 X_{2\sigma}')^2} \qquad (1.7)$$

In (1.6) şi (1.7), C_1 reprezintă modulul constantei complexe $\underline{C}_1$ şi s-a admis ca fiind:

$$\underline{C}_1 \simeq C_1 \simeq 1 + \frac{X_{1\sigma}}{X_\mu} \qquad (1.8)$$

Cuplul maşinii asincrone are valoare nulă pentru s = $\pm\infty$ şi s = o. Valoarea maximă a cuplului maşinii denumit de răsturnare (critic) se obţine la alunecarea de răsturnare determinată din dM/ds = o şi are valoarea:

$$s_k = \pm \frac{C_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + C_1 X_{2\sigma}')^2}} \qquad (1.9)$$

în care semnul (+) corespunde regimului de funcţionare a maşinii asincrone ca motor şi frînă, iar semnul (-) regimului generator.

INSTITUTUL POLITEHNIC ... BIBLIOTECA ...

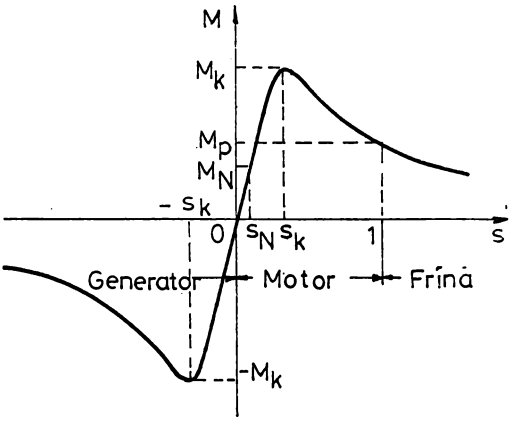
BUPT

Cu (1.9) introdusă în (1.7) se obţine cuplul de răsturnare:

$$M_k = \frac{m_1 U_1^2}{\Omega_1} \cdot \frac{1}{2C_1} \cdot \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + C_1 X'_{2\sigma})^2}} \qquad (1.10)$$

Caracteristica mecanică naturală a maşinii asincrone în sistemul de coordonate cuplu-alunecare este reprezentată în fig.1.2.

Fig.1.2
Caracteristica mecanică naturală M=f(s) a maşinii asincrone.



Pentru s = 1 se obţine cuplul de pornire M_p, iar pentru $s = s_N$, cuplul nominal al maşinii M_N.

Caracteristica mecanică naturală $M = f(\Omega)$ pentru domeniul de funcţionare ca motor este redată în fig.1.3.

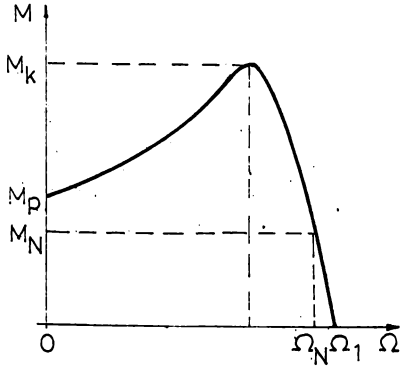


Fig.1.3
Caracteristica mecanică naturală a motorului asincron $M = f(\Omega)$.

Caracteristicile mecanice ale maşinii asincrone pot fi exprimate şi în valori relative, făcînd raportul dintre cuplul maşinii M şi cuplul de răsturnare M_k. Dacă se introduce notaţia:

$$\varepsilon_1 = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + C_1 X'_{2\sigma})^2}}$$

se obţine pentru cuplul relativ maşinii asincrone expresia:

$$\frac{M}{M_k} = \frac{2(1 + \varepsilon_1)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2\varepsilon_1}$$

BUPT

In funcţie de parametrii maşinii şi de precizia calculelor relaţiile prin care se exprimă cuplul maşinii asincrone pot fi încă simplificate.

1.2.2. Ecuaţia mişcării şi caracteristicile mecanice ale maşinilor de lucru

Pentru studiul funcţionării sistemului de acţionare format din maşina de acţionare, transmisie şi maşina de lucru, la ecuaţiile maşinii asincrone se adaugă ecuaţia mişcării a cărei formă generală este:

$$\pm M \mp M_R = M_j = J \frac{d\Omega}{dt} \qquad (1.13)$$

unde M este cuplul dezvoltat de maşina asincronă;

M_R - cuplul rezistent al maşinii de lucru redus la arborele maşinii de acţionare;

M_j - cuplul inerţial, datorat maselor în mişcare;

J - momentul de inerţie echivalent al maselor în mişcare;

$\frac{d\Omega}{dt}$ - variaţia vitezei unghiulare în timpul desfăşurării procesului tehnologic (acceleraţia unghiulară).

Maşinile de lucru au şi ele o caracteristică mecanică, caracteristică ce reprezintă relaţia de legătură între cuplul rezistent M_R şi viteză. Forma de variaţie a cuplului rezistent funcţie de viteză este dependentă de tipul maşinii de lucru şi al procesului tehnologic. In fig.1.4 se prezintă cîteva forme tipice de caracteristici mecanice ale unor maşini de lucru care se folosesc mai frecvent în procesele de producţie [15],[11].

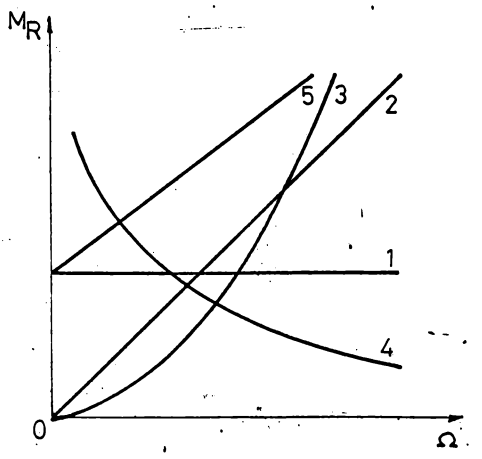


Fig.1.4

Caracteristicile mecanice $M_R = f(\Omega)$ ale unor maşini de lucru: 1 - cuplu constant; 2 - variaţie liniară între cuplu şi viteză; 3 - variaţie patratică a cuplului cu viteza; 4 - variaţie hiperbolică cuplu-viteză; 5 - variaţie liniară (sau altă formă) adăugată unui cuplu constant.

BUPT

Cuplul rezistent al maşinii de lucru poate însă varia şi în funcţie de spaţiu şi timp. In special variaţia în timp a cuplului rezistent are forme foarte diferite, dependente de procesul tehnologic de producţie. Aceste forme de variaţie ale cuplului rezistent în timp numite diagrame de sarcină, pot fi însă reduse la cîteva forme tipice [17].

Pentru funcţionarea unei instalaţii de acţionare în regim staţionar la diferite viteze şi sarcini trebuie ca maşina de acţionare să permită modificarea caracteristicilor sale mecanice funcţie de cea a maşinii de lucru, adică caracteristicile lor mecanice să se intersecteze în puncte situate pe porţiunile de funcţionare stabilă (fig.1.5).

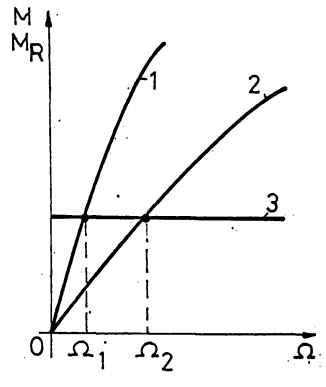


Fig.1.5

Realizarea unor puncte de funcţionare staţionară: 1,2 - caracteristicile mecanice ale maşinii de acţionare; 3 - caracteristica mecanică a maşinii de lucru.

Modificarea caracteristicii mecanice a maşinii asincrone astfel încît să fie asigurată funcţionarea staţionară a instalaţiei de acţionare în întreg cadranul I al sistemului de axe de coordonate cuplu-viteză unghiulară sau cuplu-alunecare, se realizează prin schimbarea fie a parametrilor tensiunii de alimentare, fie a parametrilor electrici ai înfăşurărilor maşinii. Funcţionarea maşinii asincrone pe aceste caracteristici artificiale asigură realizarea unor viteze impuse de prodesul tehnologic la orice valoare a cuplului rezistent pentru care acţionare fost dimensionată.

1.3. Metode de modificare a vitezei maşinilor asin...

Acţionarea electrică a diferitelor instalaţii ind... le corespunzător procesului tehnologic de producţie nece... printre alte condiţii viteze de funcţionare variabile. Di... cele prin care se poate modifica viteza maşinilor asin... sînt fie complicate, fie neeconomice [34]. Acele metod... sînt simple determină pierderi mari, care depind dir...

BUPT

meniul de modificare al vitezei. Metodele complicate necesită instalaţii complexe, deci investiţii în plus, fără a mai lua în considerare fiabilitatea lor.

Principalele metode de modificare a vitezei maşinilor asincrone rezultă din relaţia de definiţie a acesteia:

$$\Omega = \frac{2\pi f_1}{p}(1 - s) \qquad (1.14)$$

Potrivit relaţiei (1.14), rezultă în principiu trei posibilităţi de modificare a vitezei maşinii asincrone, funcţie de modificarea celor trei mărimi ce intervin: frecvenţa f_1, numărul perechilor de poli p şi alunecarea s.

Metodele practice prin care se pot modifica cele trei mărimi şi deci viteza maşinilor asincrone aînt numeroase şi pot fi clasificate în două mari grupe.

Din prima grupă fac parte metodele de modificare a vitezei prin modificări în circuitul statoric aplicabile atît la maşinile asincrone cu inele cît şi la cele cu rotorul în colivie, principale fiind [14], [15], [19], [34]:

- alimentarea maşinii asincrone prin impulsuri;
- modificarea frecvenţei tensiunii de alimentare;
- modificarea numărului de perechi de poli;
- modificarea alunecării maşinii prin modificarea tensiunii de alimentare sau prin alimentare nesimetrică.

Din a doua grupă fac parte metodele de modificare a vitezei prin modificări în circuitul rotoric care pot fi aplicate numai la acţionările cu maşini asincrone cu inele. Modificarea vitezei se realizează datorită modificării aluncării maşinii prin:

- introducerea de rezistenţe în circuitul rotoric;
- conectarea de amplificatoare magnetice în rotor;
- aplicarea unei tensiuni suplimentare în circuitul rotoric.

In afara acestor metode de modificare a vitezei maşinilor asincrone prin schimbări directe în circuitul statoric sau rotoric viteza unei instalaţii de acţionare se mai poate modifica prin cuplarea a două maşini pe acelaşi arbore, prin cuplaje electromagnetice [14], [34], etc.

In cele ce urmează se vor prezenta pe scurt metodele mai des utilizate de modificare a vitezei maşinilor asincrone alimentate prin convertizoare statice.

BUPT

1.3.1. Modificarea vitezei maşinilor asincrone prin impulsuri

Metoda de modificare a vitezei prin impulsuri de tensiune constă în principiu în schimbarea periodică şi de scurtă durată a tensiunii de alimentare a maşinii, astfel încît viteza să obţină o valoare medie pe durata unei perioade [13], [15]. Utilizarea acestei metode s-a impus mai ales la maşinile de putere mică, fiind simplă, sigură şi relativ economică.

Schemele tipice pentru modificarea vitezei maşinilor asincrone prin impulsuri şi caracteristicile mecanice ce se obţin sînt prezentate în fig.1.6 şi fig.1.7.

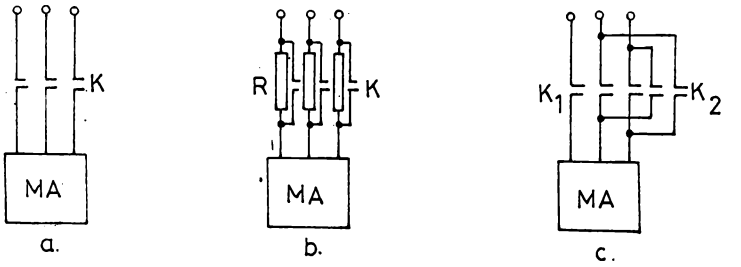


Fig.1.6

Scheme tipice pentru modificarea vitezei prin impulsuri: a - conectare şi deconectare repetată la reţea; b - conectare repetată a unei rezistenţe în stator; c - conectare repetată în regim de motor şi de frînă în contracurent.

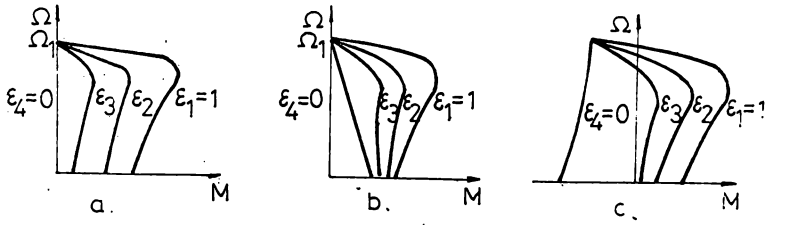


Fig.1.7

Caracteristicile mecanice corespunzătoare schemelor tipice din fig.1.6 pentru diferite durate relative de conectare: $\varepsilon_1 > \varepsilon_2 > \varepsilon_3 > \varepsilon_4$.

Potrivit schemelor din fig.1.6 alimentarea maşinii se face la întreaga tensiune un interval de timp t_1, după care

BUPT

urmează un interval de timp t_2 în care maşina este, fie deconectată de la reţea (fig.1.6.a), fie alimentată la o tensiune mai mică (fig.1.6.b), fie alimentată în regim de frînă în contracurent (fig.1.6.c).

In intervalul de timp t_1 maşina se accelerează, dezvoltînd un cuplu superior cuplului rezistent, iar în intervalul t_2 se produce o frînare a ei, ($M < M_R$), rezultînd o variaţie a vitezei de forma celei din fig.1.8.

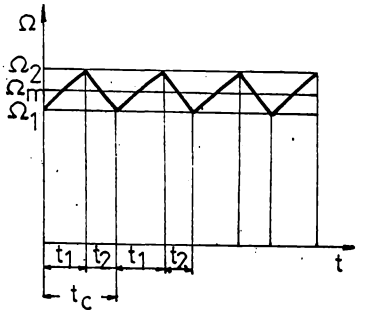


Fig.1.8
Variaţia vitezei maşinii într-o perioadă t_c.

Conform acestui sistem de alimentare funcţionarea maşinii este caracterizată prin durata relativă de conectare ε, definită prin relaţia:

$$\varepsilon = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{t_c} \qquad (1.15)$$

Viteza medie în jurul căreia variază viteza maşinii în regim de funcţionare staţionar ($M_R = ct$, $\varepsilon = ct$, $t_c = ct$), este dependentă de valoarea duratei relative de conectare şi de sarcina maşinii. Amplitudinea oscilaţiilor vitezei depinde de frecvenţa de conectare şi momentul de inerţie al instalaţiei [15], [68], [87].

Caracteristicile mecanice ale maşinii asincrone reprezintă în acest caz dependenţa dintre valorile medii ale cuplului dezvoltat de maşină şi vitezei de rotaţie.

Cuplul mediu al maşinii poate fi exprimat cu aproximaţie sub forma [15]:

$$M_m = \frac{M_1 t_1 + M_2 t_2}{t_1 + t_2} = M_2 + (M_1 - M_2)\varepsilon \quad , \qquad (1.16)$$

unde M_1 reprezintă cuplul dezvoltat de maşină în intervalul t_1 şi corespunde unei alimentări normale a maşinii.

M_2 - cuplul dezvoltat în intervalul t_2, potrivit modificărilor ce se fac în circuitul maşinii.

Viteza medie a maşinii pentru frecvenţe de conectare relativ mari şi momente de inerţie mari [15], caz în care variaţia vitezei se poate considera liniară, este:

BUPT

$$\Omega_m = \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{2} \qquad (1.17)$$

Pe baza relaţiilor (1.16) şi (1.17) este posibil a se calcula caracteristicile mecanice ale unei acţionări, cunoscînd valoarea duratei relative de conectare şi caracteristicile mecanice $M_1 = \varphi_1(\Omega)$ şi $M_2 = \varphi_2(\Omega)$, corespunzătoare alimentării maşinii în cele două situaţii extreme.

Această metodă de modificare a vitezei se poate aplica atît în cazul acţionărilor cu maşini asincrone cu rotorul în colivie, cît şi la cele cu inele, la care, prin introducerea unor rezistenţe în circuitul rotoric, performanţele se îmbunătăţesc şi utilizarea maşinii este mai completă [15],[85].

Este de remarcat faptul că la maşinile asincrone cu rotorul în colivie întreaga energie de alunecare se transformă în căldură în rotorul maşinii. Aceasta va duce la încălzirea puternică a maşinii şi limitarea gamei de modificare a vitezei şi a timpului de funcţionare pe caracteristicile artificiale de viteză redusă.

La acţionarea cu maşini asincrone cu inele la care se introduce o rezistenţă suplimentară în rotor, o parte din energia de alunecare se transformă în căldură în această rezistenţă şi deci condiţiile de funcţionare ale maşinii sînt mai bune. O astfel de instalaţie este folosită de firma ASEA la acţionarea aparatelor de ridicat. Soluţia deşi puţin elegantă, cu randament scăzut prezintă avantajul unei mari simplicităţi.

În plus, în cazul maşinilor asincrone cu inele, comanda de conectare şi deconectare repetată se poate face şi în circuitul rotoric [63].

Principiul de comandă este acelaşi dar, prin introducerea unor rezistenţe sau rezistenţe şi reactanţe în rotor, condiţiile de funcţionare ale maşinii sînt mai bune. Caracteristicile mecanice ce se obţin, datorită posibilităţii de modificare a valorii rezistenţei rotorice, sînt mai adecvate cu necesităţile proceselor tehnologice [63].

Schemele de principiu care se folosesc de obicei pentru modificarea vitezei prin impulsuri cu comandă în rotor sînt prezentate în fig.1.9.

Alimentarea maşinilor asincrone prin impulsuri de tensiune se realizează cu ajutorul aparatelor de comandă mecanice, electromecanice, electromagnetice, ionice şi a semiconductoarelor

BUPT

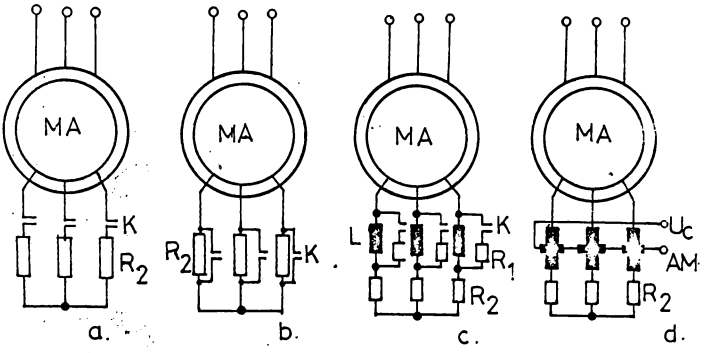


Fig.1.9

Schema de modificare a vitezei prin impulsuri cu comandă în rotor: a - închiderea şi deschiderea repetată a circuitului rotoric în care se găseşte înseriată rezistenţa R_2; b - scurtcircuitarea repetată a rezistenţei R_2 introduse în rotor; c - conectarea repetată a unei bobine L sau rezistenţe R_1, în serie cu R_2; d - comanda prin amplificator magnetic în serie cu rezistenţa R_2.

[15],[19],[36],[68],[87]. In vederea obţinerii unor performanţe cît mai ridicate este necesar ca frecvenţa de conectare a elementelor de comandă să fie mare, respectiv inerţia lor mică[19].

Folosirea contactoarelor mecanice şi electromecanice pentru comanda maşinilor a permis obţinerea unor frecvenţe de conectare de maximum 3ooo conectări pe oră, respectiv cca.1 Hz [68].

Prin introducerea aparatelor de comandă electromagnetică [94], a celor ionice şi a semiconductoarelor [36],[87], s-a reuşit creşterea frecvenţei de conectare şi deci reducerea amplitudinii oscilaţiilor sub 4÷5 % faţă de viteza medie chiar şi în cazul unor instalaţii cu moment de inerţie redus.

S-au realizat instalaţii acţionate cu maşini asincrone cu domenii de modificare a vitezei de lo:1 şi mai mult cu puteri de o,6 ÷ 155 kW, cu frecvenţe de conectare de pînă la 2o÷3o Hz [36],[57],[68],[69],[85],[87],[94].

Schema de principiu a unei instalaţii de acţionare folosind elemente de comandă ionice [87] este prezentată în fig.1.lo.

Instalaţia cuprinde tiratroanele $T_1 \div T_6$ în montaj antiparalel prin care se alimentează o maşină asincronă de

BUPT

o,8 kW, 1500 rot/min. Cu ajutorul acestei instalaţii experimentale s-a obţinut o gamă de modificare a vitezei de 2:1 la sarcina de 25÷100 % din sarcina nominală cu frecvenţe de conectare de cca. 5 Hz.

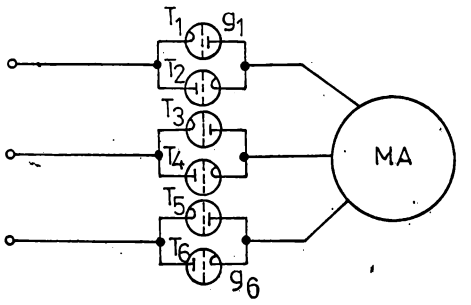


Fig.1.1o

Schema de principiu pentru modificarea vitezei maşinii asincrone prin tiratroane.

La alimentarea maşinilor asincrone prin impulsuri de tensiune apar o serie de dezavantaje de care trebuie să se ţină seama la alegerea soluţiei privind frecvenţa de conectare, momentul de inerţie, gama de modificare a vitezei etc. Dintre aceste dezavantaje amintim:

- curenţi mari prin maşină la conectare, pierderi de putere mari şi deci încălzire pronunţată a maşinii;
- şocuri mecanice în maşină şi transmisii datorită variaţiei cuplului maşinii;
- pulsaţii ale vitezei în jurul valorii medii;
- stabilitate redusă în funcţionarea maşinii datorită formei caracteristicilor mecanice puternic căzătoare la valori mici ale duratei relative de conectare;
- reducerea cuplului maşinii asincrone pe măsură ce domeniul de modificare al vitezei se măreşte.

Regimul în care funcţionează maşina este mult afectat de procesele tranzitorii care au loc şi care se repetă în ritmul frecvenţei de conectare [5]. Studiul comportării maşinii se poate face numai luînd în considerare aceste fenomene, care la alimentarea normală a maşinii se neglijează [54], [86].

BUPT

1.3.2. Modificarea vitezei prin modificarea tensiunii de alimentare

Deşi în relaţia (1.14) a vitezei maşinii asincrone nu intervine tensiunea de alimentare, modificarea valorii tensiunii determină modificarea vitezei prin intermediul alunecării. Astfel, dacă se analizează relaţia (1.7) rezultă spre exemplu că la un cuplu constant al maşinii asincrone cu parametrii constanţi la schimbarea valorii tensiunii de alimentare singura mărime care se poate modifica este alunecarea. Felul în care influenţează valoarea tensiunii de alimentare asupra caracteristicilor mecanice rezultă din analiza relaţiilor (1.7), (1.9) şi (1.1o). Din (1.9) rezultă că valoarea alunecării de răsturnare este constantă, indiferent de valoarea tensiunii. Cuplul de răsturnare depinde de patratul tensiunii şi va apare de fiecare dată la aceeaşi alunecare critică. Tinînd seama de porţiunea stabilă de funcţionare a caracteristicii mecanice înseamnă că alunecarea maşinii asincrone şi deci viteza ei poate fi modificată în domeniul de alunecări $s = o$ şi $s = s_k$.

Modificarea valorii tensiunii de alimentare se poate face prin metodele clasice - transformator cu tensiunea de ieşire variabilă, rezistenţe, reactanţe, amplificatoare magnetice etc - sau prin intermediul convertizoarelor statice. Spre deosebi de sistemele de alimentare prin impulsuri, care asigură în general modificarea valorii medii a tensiunii corespunzător unui interval de timp ce cuprinde mai multe perioade, în acest caz valoarea tensiunii se modifică pe fiecare perioadă a ei.

Caracteristicile mecanice ale maşinii asincrone pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare (la alimentarea prin convertizoare se consideră numai fundamentala tensiunii) sînt prezentate în fig.1.11.

Dacă se presupune că maşina asincronă funcţionează la cuplu constant şi egal cu cel nominal atunci, prin micşorarea tensiunii de alimentare, alunecarea maşinii creşte de la s_n la s_k, valori care fixează domeniul în care poate fi modificată viteza.

Parametrii maşinii asincrone fiind consideraţi constanţi, valoarea cuplului de răsturnare se modifică proporţional cu patratul tensiunii. Cea mai mică valoare a tensiunii de alimentare pentru care cuplul de răsturnare este egal cu cel nominal rezultă din condiţia:

BUPT

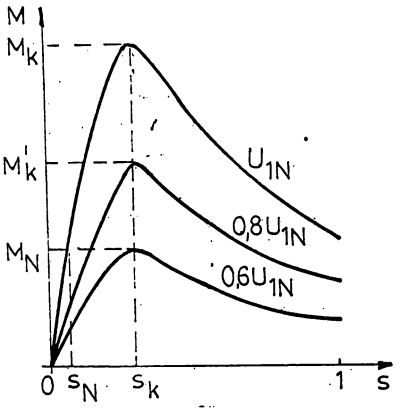


Fig.1.11
Caracteristicile mecanice pentru $U_1 \neq ct$ şi $f_1 = ct$.

$$\frac{M_k}{M_{kl}} = \frac{M_k}{M_N} = \left(\frac{U_{1N}}{U_1}\right)^2 = \lambda \qquad (1.18)$$

de unde:

$$\frac{U_1}{U_{1N}} = \frac{1}{\sqrt{\lambda}} \qquad (1.19)$$

sau

$$U_1 = \frac{U_{1N}}{\sqrt{\lambda}} \,. \qquad (1.20)$$

Se observă din această relaţie că valoarea tensiunii minime de alimentare pentru care maşina dezvoltă un cuplu egal cu cel nominal depinde de coeficientul de supraîncărcabilitate al maşinii λ.

Valoarea vitezei minime a maşinii asincrone care se poate realiza este determinată de s_k:

$$\Omega_{min} = (1 - s_k)\,\Omega_1 \qquad (1.21)$$

şi deci prin această metodă, la $M = M_N = ct$, viteza poate fi modificată între Ω_N şi Ω_{min}. Cu cît alunecarea critică a maşinii este mai mare cu atît domeniul de modificare al vitezei este mai mare.

Caracteristicile mecanice ale maşinii asincrone pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare se calculează cu relaţia [15]:

$$\frac{\Omega}{\Omega_1} = 1 - \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}}{\lambda\left(\frac{U_1}{U_{1N}}\right)^2 + \sqrt{\lambda^2\left(\frac{U_1}{U_{1N}}\right)^4 - 1}}\, s_N \qquad (1.22)$$

Metoda de modificare a vitezei prin schimbarea tensiunii de alimentare este o metodă simplă şi economică, în măsura în care dispozitivele de modificare a tensiunii au pierderi mici.

Dezavantajele principale ale acestei metode constau în:

- domeniu relativ redus de modificare a vitezei;
- stabilitate redusă a caracteristicilor pe măsură tensiunea de alimentare se micşorează;
- viteza de sincronism constantă;

...ITEHNIC
...ARA
...CENTRALĂ

BUPT

- reducerea capacităţii de suprasarcină la reducerea tensiunii.

Aceste dezavantaje fac ca metoda de modificare a vitezei prin schimbarea tensiunii de alimentare să aibă o utilizare practică limitată la acţionarea instalaţiilor cu sarcină constantă sau puţin variabilă, folosind de obicei maşini asincrone cu rotorul în colivie.

1.3.3. Modificarea vitezei prin modificarea frecvenţei

Modificarea vitezei maşinilor asincrone prin modificarea frecvenţei tensiunii de alimentare permite îmbunătăţirea caracteristicilor mecanice şi eliminarea majorităţii dezavantajelor ce se manifestă la metodele de modificare a vitezei prin impulsuri şi prin schimbarea tensiunii. Folosirea acestei metode de modificare a vitezei capătă pe zi ce trece o importanţă tot mai mare datorită realizărilor deosebite în domeniul construcţiei de convertizoare statice cu elemente semiconductoare al căror preţ de cost se reduce continuu, iar fiabilitatea se măreşte.

Conform relaţiei (1.14) prin modificarea frecvenţei f_1 se modifică viteza sincronă a maşinilor asincrone şi se obţin caracteristici mecanice artificiale deasupra şi sub caracteristica naturală, aşa cum se arată în fig.1.12. La o valoare constantă a alunecării s, viteza maşinii asincrone variază liniar cu frecvenţa f_1.

Studiul comportării maşinii asincrone şi forma caracteristicilor mecanice la modificarea frecvenţei se face pe baza ecuaţiilor maşinii.

Dacă în (1.7) se exprimă viteza sincronă în funcţie de frecvenţa f_1, pentru cuplul dezvoltat de maşina asincronă se obţine:

$$M = \frac{3\,p\,U_1^2}{2\pi f_1} \frac{R_2'/s}{(R_1 + C_1 R_2'/s)^2 + 4\pi^2 f_1^2 (L_{1\sigma} + C_1 L_{2\sigma}')^2} \qquad (1.23)$$

Pentru a pune în evidenţă dependenţa cuplului de răsturnare al maşinii şi a alunecării critice funcţie de frecvenţa f_1, relaţiile (1.10) şi (1.9) se scriu sub forma:

$$M_k = \frac{3\,p\,U_1^2}{2\pi f_1} \frac{1}{2C_1} \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + 4\pi^2 f_1^2 (L_{1\sigma} + C_1 L_{2\sigma}')^2}} \qquad (1.24)$$

$$s_k = \pm \frac{C_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + 4\pi^2 f_1^2 (L_{1\sigma} + C_1 L_{2\sigma}')^2}} \qquad (1.25)$$

BUPT

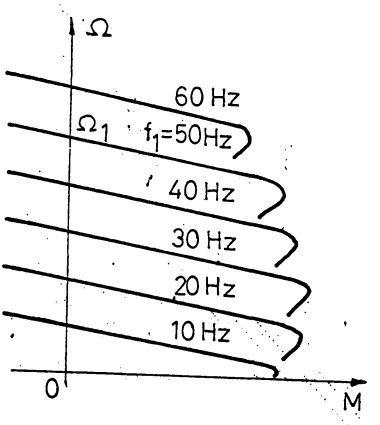


Fig.1.12
Caracteristicile mecanice ale maşinii asincrone la modificarea frecvenţei.

Dacă tensiunea de alimentare a maşinii asincrone este constantă şi frecvenţa variabilă, din analiza relaţiilor (1.23), (1.24) şi (1.25) la funcţionarea maşinii în regim de motor rezultă următoarele:

- la creşterea frecvenţei f_1, viteza maşinii creşte, cuplul de răsturnare şi alunecarea critică se micşorează;
- la scăderea frecvenţei f_1, cuplul de răsturnare şi alunecarea critică cresc, dar maşina se saturează puternic şi în consecinţă micşorarea frecvenţei nu se poate face decît în limite reduse.

Acestea au fost considerentele care au stat la baza construcţiei convertizoarelor de frecvenţă la care odată cu modificarea frecvenţei se modifică şi tensiunea de alimentare. Legea de variaţie a tensiunii cu frecvenţa se determină în fiecare caz în parte, în funcţie de forma caracteristicilor mecanice necesare diferitelor instalaţii de acţionare.

Studiul comportării maşinii asincrone corespunzător diferitelor legi de variaţie dintre tensiune şi frecvenţă, în concordanţă cu cerinţele maşinilor de lucru acţionate, se tratează în cap.2.

Modificarea vitezei maşinilor asincrone prin modificarea frecvenţei şi a valorii tensiunii de alimentare se poate face în limite foarte largi.

1.3.4. Modificarea vitezei prin aplicarea unei tensiuni suplimentare în rotor.

Metoda de modificare a vitezei maşinilor asincrone prin introducerea unei tensiuni suplimentare în circuitul rotoric constă în principiu în alimentarea dublă a maşinii. Astfel, la bornele statorice ale maşinii se va aplica o tensiune a cărei amplitudine şi frecvenţă este constantă iar la bornele rotorice o tensiune electromotoare de frecvenţă egală cu cea din rotor şi a cărei valoare şi sens va depinde de caracteristica meca-

INSTITUTUL POLITEHNIC ... BIBLIOTECA CENTRALĂ

BUPT

nică pe care dorim să o obţinem.

Modificarea vitezei maşinii asincrone rezultă ca urmare a modificării puterii de alunecare [14]. Principiul metodei se poate stabili pornind de la schema echivalentă a maşinii asincrone din fig.1.1. Dacă pentru simplificarea demonstraţiei se neglijează căderea de tensiune pe impedanţa statorică a maşinii asincrone se poate scrie:

$$U_1 = U_{e1} = k\phi f_1 \qquad (1.26)$$

unde ϕ reprezintă fluxul prin maşină.

In cazul în care maşina asincronă este alimentată la tensiune şi frecvenţă statorică constantă şi cuplul rezistent este constant, în orice regim de funcţionare al maşinii, din (1.26) rezultă:

$$U_1 = U_{e1} = k_1\phi = ct. \qquad (1.27)$$

Diagrama fazorială a tensiunilor maşinii este reprezentată în fig.1.13, unde prin $\underline{U}'_{e2}$ s-a notat tensiunea indusă în înfăşurarea rotorică redusă la stator a cărei valoare este:

$$U'_{e2} = s\,U'_{e2o} \qquad (1.28)$$

In relaţia (1.28), U'_{e2o} reprezintă tensiunea electromotoare de funcţionare în gol a maşinii.

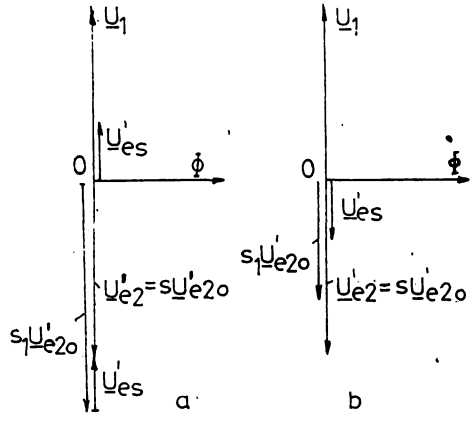


Fig.1.13

Diagrama fazorială simplificată a tensiunilor maşinii asincrone: a - tensiunea suplimentară de sens contrar cu cea rotorică; b - tensiunea suplimentară de acelaşi sens cu tensiunea rotorică.

Curentul I'_2 este [14]:

$$I'_2 = \frac{s\cdot U'_{e2o}}{\sqrt{R'^2_2 + (s\,X'_{2\sigma})^2}} \cong \frac{sU'_{e2o}}{R'_2} = \frac{U'_{e2}}{R'_2} \qquad (1.29)$$

Introducerea unei tensiuni electromotoare suplimentare în rotor U'_{es}, de sens contrar sau de acelaşi sens cu tensiunea U'_{e2}, va determina modificarea valorii curentului şi deci a

cuplului maşinii. Noile valori sînt:

$$I'_{2s} = \frac{U'_{e2} \mp U'_{es}}{R'_2} = \frac{s\, U'_{e2o} \mp U'_{es}}{R'_2} \qquad (1.29')$$

$$M_s = K\, I'_{2s}\, \Phi \ , \qquad (1.30)$$

unde prin indicele s s-au notat valorile mărimilor la introducerea tensiunii suplimentare în rotor.

In valori raportate curentul şi cuplul au expresiile:

$$\frac{I'_{2s}}{I'_2} = \frac{U'_{e2} \mp U'_{es}}{U'_{e2}} \qquad (1.31)$$

$$\frac{M_s}{M} = \frac{U'_{e2} \mp U'_{es}}{U'_{e2}} \qquad (1.32)$$

Datorită modificării valorii cuplului dezvoltat de maşină faţă de funcţionarea staţionară, va apare un cuplu inerţial care va frîna sau accelera maşina, stabilindu-se un nou punct de funcţionare staţionară la alunecarea s_1 a cărei valoare se obţine din relaţia:

$$s_1\, U'_{e2o} \mp U'_{es} = s\, U'_{e2o} \qquad (1.33)$$

de unde:

$$s_1 = s \mp \frac{U'_{es}}{U'_{e2o}} \qquad (1.34)$$

Maşina asincronă va avea deci viteze de funcţionare diferite, funcţie de valoarea şi sensul tensiunii U'_{es}. Dacă U'_{es} este de sens contrar tensiunii electromotoare principale U'_{e2}, alunecarea la care se stabileşte noul punct de funcţionare al maşinii se măreşte, iar viteza se micşorează. Dacă U'_{es} este de acelaşi sens cu U'_{e2}, alunecarea scade şi viteza maşinii creşte, fiind posibil deci obţinerea unor viteze suprasincrone.

Este de remarcat faptul că prin introducerea tensiunii suplimentare în rotor, la funcţionarea în gol a maşinii (s = o M = o), viteza nu mai este egală cu cea sincronă ci corespunde unei alunecări s_{o1}, dată de relaţia:

$$s_{o1} = \mp \frac{U'_{es}}{U'_{e2o}} \qquad (1.35)$$

Inseamnă că se vor obţine caracteristici mecanice cu viteze de funcţionare în gol diferite, avînd forma celor din fig. 1.14.

BUPT

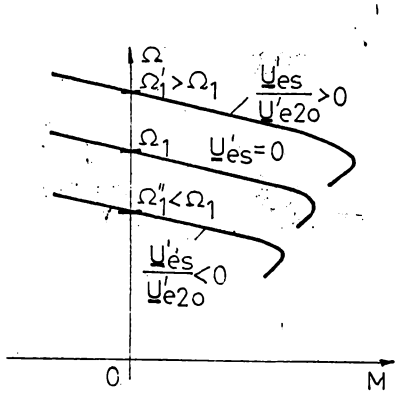


Fig.1.14

Caracteristicile mecanice ale maşinii asincrone la introducerea unei tensiuni suplimentare în rotor.

Metoda de modificare a vitezei maşinilor asincrone prin aplicarea unei tensiuni suplimentare în rotor permite obţinerea unor viteze subsincrone sau suprasincrone, funcţie de sensul şi valoarea tensiunii suplimentare.

Pe de altă parte prin alegerea fazei tensiunii suplimentare se poate realiza şi o îmbunătăţire a factorului de putere al maşinii asincrone[14].

Forma caracteristicilor mecanice ale maşinii asincrone va depinde de felul de variaţie al tensiunii suplimentare cu sarcina maşinii. Gama de modificare a vitezei este relativ redusă datorită greutăţilor ce intervin în procesul de modificare a valorii tensiunii suplimentare. Instalaţiile prin care se realizează acest mod de modificare a vitezei sînt cunoscute sub denumirea de cascade şi vor fi prezentate în cap.3.

1.4. Concluzii

Modificarea vitezei maşinilor asincrone folosite în instalaţiile industriale de acţionare este o necesitate determinată de procesele tehnologice de producţie. Gama de viteze ce trebuie realizată, durata de funcţionare la diferite viteze, cuplul maşinii corespunzător unei anumite viteze sînt mărimi ce se stabilesc pentru fiecare acţionare pe baza procesului tehnologic şi a diagramei de sarcină a maşinii de lucru. Alegerea corectă a maşinii de acţionare şi a metodei de modificare a vitezei va trebui să ţină seama atît de aceste aspecte, de ordin tehnic, cît şi de aspectul economic - cheltuielile de investiţii şi de exploatare ale instalaţiei. Asigurarea funcţionării maşinilor de acţionare corespunzător cerinţelor procesului de producţie se realizează prin modificarea parametrilor sistemului de acţionare - parametrii maşinii electrice sau parametrii tensiunii de alimentare.

BUPT

Metodele de modificare a vitezei maşinilor asincrone, deşi numeroase, prezintă marele dezavantaj că necesită în general scheme complicate sau se realizează cu pierderi mari de energie electrică.

Toate aceste considerente impun necesitatea unui studiu amănunţit al proceselor tehnologice de producţie, al caracteristicilor mecanice ale maşinilor de lucru şi ale maşinilor de acţionare, atunci cînd se pune problema alegerii soluţiei finale privind acţionarea electrică a unei instalaţii industriale.

BUPT

2. ANALIZA COMPORTARII MASINILOR ASINCRONE PENTRU DIFERITE LEGI DE VARIATIE TENSIUNE-FRECVENTA

2.1. Generalităţi

Aşa cum s-a văzut în cap.1, viteza maşinilor asincrone poate fi modificată în limite largi prin modificarea frecvenţei tensiunii de alimentare. Modificarea numai a frecvenţei siunii în scopul modificării vitezei prezintă dezavantaje care pot fi eliminate prin corelarea valorii tensiunii de alimentare a maşinii asincrone cu frecvenţa primară. Modul de variaţie a celor două mărimi şi influenţa lor asupra caracteristicilor mecanice ale maşinii asincrone este o problemă de mare importanţă în alegerea tipului sursei de alimentare, respectiv a maşinii electrice de acţionare. Acestea sînt motivele care determină necesitatea analizei în detaliu a comportării maşinii asincrone alimentate prin convertizoare de tensiune şi frecvenţă, la diferite legi de variaţie a tensiunii cu frecvenţa.

Studiul comportării maşinilor asincrone se va face pe baza ecuaţiilor maşinii scrise în ipoteza unei alimentări sinusoidale. In cazul alimentării maşinilor asincrone prin convertizoare statice a căror tensiune este nesinusoidală, se va studia comportarea maşinii luîndu-se în considerare, în primă aproximaţie, numai fundamentala tensiunii. Influenţa armonicilor din curba tensiunii, a curentului şi cuplului se poate face separat, determinîndu-se scheme echivalente corespunzătoare acestor armonici şi scriind sisteme de ecuaţii care să descrie mai precis comportarea maşinii asincrone [93],[101],[116].

2.2. Curenţii şi cuplul maşinii asincrone alimentate cu tensiuni şi frecvenţe variabile

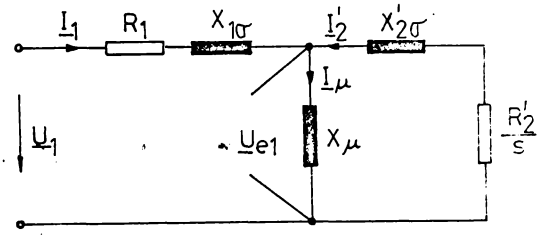
Ecuaţiile maşinii asincrone (1.1) şi (1.3) scrise în ipoteza unei alimentări la tensiune şi frecvenţă constante pot fi folosite şi la studiul comportării maşinii în alte condiţii de alimentare. Astfel, dacă frecvenţa tensiunii de alimentare este diferită de cea nominală se va ţine seama de influenţa ei asupra parametrilor electrici - rezistenţe, reactanţe, impe-

BUPT

danţe - care intervin în ecuaţiile maşinii [15],[84].

Dacă în schema echivalentă a maşinii asincrone dată în fig.1.1, se neglijează rezistenţa circuitului de magnetizare faţă de reactanţa sa ($R_\mu << X_\mu$) [15],[47],[86], se obţine schema simplificată din fig.2.1.

Fig.2.1
Schema echivalentă a maşinii asincrone pentru $R_\mu = o$.



Corespunzător acestei scheme echivalente ecuaţiile maşinii asincrone sînt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{I}_1(R_1 + j X_{1\sigma}) + j X_\mu \underline{I}_\mu \\ 0 &= \underline{I}'_2 \left(\frac{R'_2}{s} + j X'_{2\sigma}\right) + j X_\mu \underline{I}_\mu \\ \underline{I}_\mu &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \end{aligned} \qquad (2.1)$$

sau:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{I}_1 \left[R_1 + j(X_{1\sigma} + X_\mu)\right] + j X_\mu \underline{I}'_2 \\ 0 &= \underline{I}'_2 \left[\frac{R'_2}{s} + j(X'_2 + X_\mu)\right] + j X_\mu \underline{I}_1 \\ \underline{I}_\mu &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \end{aligned} \qquad (2.2)$$

Introducînd notaţiile:

$$X_1 = X_{1\sigma} + X_\mu = \omega_1(L_{1\sigma} + L_\mu) = \omega_1 L_1 \qquad (2.3)$$

şi

$$X'_2 = X'_{2\sigma} + X_\mu = \omega_1(L'_{2\sigma} + L_\mu) = \omega_1 L'_2 \qquad (2.4)$$

ecuaţiile maşinii asincrone devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{I}_1(R_1 + jX_1) + j X_\mu \underline{I}'_2 \\ 0 &= \underline{I}'_2 \left(\frac{R'_2}{s} + j X'_2\right) + j X_\mu \underline{I}_1 \\ \underline{I}_\mu &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \end{aligned} \qquad (2.5)$$

unde X_1 reprezintă reactanţa totală a statorului;
X'_2 - reactanţa totală a rotorului redusă la stator;
$X_{1\sigma}$, $X'_{2\sigma}$ - reactanţele de dispersie statorică şi rotorică.

BUPT

Analiza comportării maşinii asincrone la modificarea frecvenţei primare se poate face mai uşor dacă se exprimă parametrii ei în mărimi raportate [14],[24],[78],[86]. În lucrare parametrii maşinii asincrone se vor raporta la valorile nominale corespunzătoare frecvenţei de 50 Hz. Se introduc următoarele mărimi raportate:

$$\varphi_1 = \frac{f_1}{f_{1N}} = \frac{\omega_1}{\omega_{1N}}$$

$$\varphi_2 = \frac{f_2}{f_{1N}} = \frac{sf_1}{f_{1N}} = \frac{\omega_2}{\omega_{1N}} = s\varphi_1$$

$$\sigma_1 = \frac{L_{1\sigma}}{L_\mu} \qquad (2.6)$$

$$\sigma_2 = \frac{L'_{2\sigma}}{L_\mu}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_\mu^2}{L_1 L'_2}$$

$$k_1 = \frac{R_1}{\omega_1 L_1} = \frac{k_{1N}}{\varphi_1};\ k_{1N} = \frac{R_1}{\omega_{1N} L_1}$$

$$k_2 = \frac{R'_2}{\omega_1 L'_2} = \frac{k_{2N}}{\varphi_1};\ k_{2N} = \frac{R'_2}{\omega_{1N} L'_2}$$

$$\tau_1 = \frac{\omega_1 L_1}{R_1} = \frac{1}{k_1};\quad \tau_{1N} = \frac{1}{k_{1N}}$$

$$\tau_2 = \frac{\omega_1 L'_2}{R'_2} = \frac{1}{k_2};\quad \tau_{2N} = \frac{1}{k_{2N}}$$

unde φ_1 este frecvenţa statorică raportată la frecvenţa nominală (f_{1N} = 50 Hz);

φ_2 - frecvenţa rotorică raportată;

σ_1, σ_2 - coeficienţii de dispersie, statoric şi rotoric;

σ - coeficientul de dispersie global al maşinii;

τ_1, τ_2 - constantele de timp, statorică şi rotorică, (τ_{1N} şi τ_{2N} corespund frecvenţei de 50 Hz);

k_1, k_2 - mărimi corespunzătoare inversului constantelor de timp (k_{1N} şi k_{2N} corespund frecvenţei f_{1N} = 50 Hz).

Cu aceste notaţii se pot exprima curenţii $\underline{I}_1$, $\underline{I}'_2$, $\underline{I}_\mu$, cuplul maşinii asincrone în funcţie de parametrii nominali ai maşinii pentru cazul alimentării la valori diferite ale frecvenţei şi tensiunii, rezolvînd sistemul de ecuaţii (2.5).

Curentul statoric este:

BUPT

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{(R_1+jX_1)+\dfrac{X_\mu^2}{\frac{\omega_1}{\omega_2}R_2'+jX_2'}} = \frac{\underline{U}_1}{R_1}\cdot\frac{1+j\varphi_2\tau_{2N}}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)+j(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})} \tag{2.7}$$

sau

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{X_{1N}}\cdot\frac{1+j\varphi_2\tau_{2N}}{(\frac{1}{\tau_{1N}}-\varphi_1\varphi_2\tau_{2N}\sigma)+j(\varphi_1+\varphi_2\frac{\tau_{2N}}{\tau_{1N}})} \tag{2.8}$$

Valoarea efectivă a curentului statoric funcţie de aceleaşi date are expresia:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}\sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2}} =$$

$$= \frac{U_1}{X_{1N}}\sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}{(\frac{1}{\tau_{1N}}-\varphi_1\varphi_2\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1+\varphi_2\frac{\tau_{2N}}{\tau_{1N}})^2}} \tag{2.9}$$

Curentul rotoric se exprimă printr-o relaţie asemănătoare din acelaşi sistem de ecuaţii:

$$\underline{I}_2' = \frac{\underline{U}_1}{R_1}\cdot\frac{-j\varphi_2\tau_{2N}\frac{1}{1+\sigma_2}}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)+j(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})} \tag{2.10}$$

sau

$$\underline{I}_2' = \frac{\underline{U}_1}{X_{1N}}\cdot\frac{-j\varphi_2\tau_{2N}\frac{1}{1+\sigma_2}}{(\frac{1}{\tau_{1N}}-\varphi_1\varphi_2\tau_{2N}\sigma)+j(\varphi_1+\varphi_2\frac{\tau_{2N}}{\tau_{1N}})} \tag{2.11}$$

Valoarea efectivă a curentului rotoric redus la stator este:

$$I_2' = \frac{U_1}{R_1}\sqrt{\frac{\varphi_2^2\tau_{2N}^2\frac{1}{(1+\sigma_2)^2}}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N}}}$$

$$= \frac{U_1}{X_{1N}}\sqrt{\frac{\varphi_2^2\tau_{2N}^2\frac{1}{(1+\sigma_2)^2}}{(\frac{1}{\tau_{1N}}-\varphi_1\varphi_2\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1+\varphi_2\frac{\tau_{2N}}{\tau_{1N}})^2}}$$

Curentul de magnetizare este dat de relaţiile:

BUPT

$$\underline{I}_\mu = \frac{\underline{U}_1}{R_1} \cdot \frac{1 + j\,\varphi_2\,\tau_{2N}\,\frac{\sigma_2}{1+\sigma_2}}{(1 - \varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma) + j(\varphi_1\tau_{1N} + \varphi_2\tau_{2N})} \qquad (2.13)$$

şi

$$\underline{I}_\mu = \frac{\underline{U}_1}{X_{1N}} \cdot \frac{1 + j\,\varphi_2\tau_{2N}\,\frac{\sigma_2}{1+\sigma_2}}{(\frac{1}{\tau_{1N}} - \varphi_1\varphi_2\tau_{2N}\sigma) + j(\varphi_1 + \varphi_2\frac{\tau_{2N}}{\tau_{1N}})} \qquad (2.14)$$

Valoarea efectivă a curentului de magnetizare este:

$$I_\mu = \frac{U_1}{R_1}\sqrt{\frac{1 + \varphi_2^2\,\tau_{2N}^2\,\frac{\sigma_2^2}{(1+\sigma_2)^2}}{(1 - \varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2 + (\varphi_1\tau_{1N} + \varphi_2\tau_{2N})^2}} =$$

$$= \frac{U_1}{X_{1N}}\sqrt{\frac{1 + \varphi_2^2\,\tau_{2N}^2\,\frac{\sigma_2^2}{(1+\sigma_2)^2}}{(\frac{1}{\tau_{1N}} - \varphi_1\varphi_2\tau_{2N}\sigma)^2 + (\varphi_1 + \varphi_2\frac{\tau_{2N}}{\tau_{1N}})^2}} \qquad (2.15)$$

Relaţia cuplului dezvoltat de maşina asincronă, funcţie de mărimile raportate se obţine înlocuind în relaţia (1.5) pe I_2' cu valoarea din (2.12):

$$M = m_1\frac{p}{\omega_{1N}s\varphi_1}(\frac{U_1}{R_1})^2 \cdot \frac{(\varphi_2\,\tau_{2N}\,\frac{1}{1+\sigma_2})^2\,R_2'}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2} =$$

$$= m_1\frac{p}{\omega_{1N}\varphi_2}(\frac{U_1}{R_1})^2\,\frac{\varphi_2^2\;\tau_{2N}^2\;\frac{1}{(1+\sigma_2)^2}\;R_2'}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2} =$$

$$= m_1 pL_\mu\,(\frac{U_1}{R_1})^2\,\frac{\varphi_2\tau_{2N}\;\frac{1}{1+\sigma_2}}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2} \qquad (2.16)$$

In cazul alimentării maşinii asincrone de la o reţea cu frecvenţa constantă şi egală cu cea nominală se obţine funcţionarea normală a ei. Valoarea frecvenţei rotorice raportate, pentru care cuplul electromagnetic este maxim, se calculează din derivata:

$$\frac{\partial M}{\partial \varphi_2} = 0 \qquad (2.17)$$

BUPT

In urma efectuării calculelor se obţine

$$\varphi_{2m} = \pm \frac{1}{\tau_{2N}} \sqrt{\frac{1 + \varphi_1^2 \tau_{1N}^2}{1 + \sigma^2 \varphi_1^2 \tau_{1N}^2}} \qquad (2.18)$$

Valoarea pozitivă a lui φ_{2m} corespunde funcţionării maşinii în regim de motor iar valoarea negativă corespunde funcţionării în regim de generator.

Alunecarea de răsturnare este:

$$s_k = \pm \frac{1}{\varphi_1 \tau_{1N}} \sqrt{\frac{1 + \varphi_1^2 \tau_{1N}^2}{1 + \sigma^2 \varphi_1^2 \tau_{1N}^2}} \qquad (2.19)$$

iar

$$\varphi_{2m} = \varphi_1 s_k, \qquad (2.20)$$

relatie care arată dependenţa frecvenţei rotorice raportate la care apare cuplul de răsturnare faţă de frecvenţa statorica şi parametrii maşinii.

Cuplul de răsturnare în funcţie de mărimile raportate are expresia:

$$M_k = \pm \frac{m_1}{2} p L_\mu \left(\frac{U_1}{R_1}\right)^2 \cdot \frac{\frac{1}{1+\sigma_2}}{\sqrt{(1+\varphi_1^2 \tau_{1N}^2)(1+\varphi_1^2 \tau_{1N}^2 \sigma^2)} \pm \varphi_1 \tau_{1N}(1-\sigma)} =$$

$$= \pm \frac{m_1}{2} p \left(\frac{U_1}{R_1}\right)^2 \frac{(1-\sigma) L_1}{\sqrt{(1+\varphi_1^2 \tau_{1N}^2)(1+\varphi_1^2 \tau_{1N}^2 \sigma^2)} \pm \varphi_1 \tau_{1N}(1-\sigma)} \qquad (2.21)$$

Semnele (+) sau (-) din relaţia (2.21) corespund regimului de funcţionare ca motor, respectiv de generator.

Raportul dintre cuplul electromagnetic dezvoltat de maşina asincronă şi cuplul de răsturnare, pentru o anumită frecvenţă, este:

$$\frac{M}{M_k} = 2 \frac{1 + \frac{\varphi_1 \tau_{1N}(1-\sigma)}{\sqrt{(1+\varphi_1^2 \tau_{1N}^2)(1+\varphi_1^2 \tau_{1N}^2 \sigma^2)}}}{\frac{\varphi_2}{\varphi_{2m}} + \frac{\varphi_{2m}}{\varphi_2} + \frac{2\varphi_1 \tau_{1N}(1-\sigma)}{\sqrt{(1+\varphi_1^2 \tau_{1N}^2)(1+\varphi_1^2 \tau_{1N}^2 \sigma^2)}}} \qquad (2.22)$$

La frecvenţe statorice de alimentare superioare celei nominale (50 Hz) şi pentru maşini mari, termenul $(\varphi_1 \tau_{1N})^2$ este întotdeauna mult mai mare ca unitatea; în toate aceste cazuri se poate neglija valoarea rezistenţei statorice, obţinând pentru cuplul raportat la cel de răsturnare relaţia:

BUPT

$$\frac{M}{M_k} = \frac{2}{\varphi_2/\varphi_{2m} + \varphi_{2m}/\varphi_2} \qquad (2.23)$$

Această relaţie este analoagă ca formă cu cea care se foloseşte de obicei la calculul practic al caracteristicii mecanice a maşinii, la alimentarea sinusoidală şi frecvenţă nominală [15],[34].

Relaţiile (2.9)...(2.16) exprimă curenţii şi cuplul în funcţie de frecvenţa statorică raportată, de rezistenţele şi reactanţele maşinii, de constantele de timp şi de tensiunea aplicată.

Pe baza acestor relaţii se poate studia comportarea maşinii asincrone pentru diferite legi de variaţie dintre tensiune şi frecvenţa aplicată maşinii, respectiv se pot stabili legile după care să varieze tensiunea cu frecvenţa în vederea obţinerii unor caracteristici mecanice care să corespundă acţionării unei instalaţii date din punct de vedere al domeniului de modificare a vitezei, al rigidităţii caracteristicilor şi din punct de vedere energetic. In continuare este prezentată analiza funcţionării maşinii asindrone pentru principalele legi de variaţie ale tensiunii cu frecvenţa care pot fi întîlnite în practică.

2.3. Funcţionarea maşinii asincrone la diferite legi de variaţie între tensiune şi frecvenţă

2.3.1. Lege de variaţie tensiune-frecvenţă liniară

Dacă se face alimentarea maşinii asincrone de la un convertizor static a cărui tensiune variază liniar cu frecvenţa, valoarea constantei de proporţionalitate este cea corespunzătoare alimentării la tensiune şi frecvenţă nominală:

$$k = \frac{U_{1N}}{f_{1N}} = \frac{U_1}{f_1} = ct \qquad (2.24)$$

Tensiunea de alimentare pentru o frecvenţă oarecare rezultă din (2.24)

$$U_1 = U_{1N}\frac{f_1}{f_{1N}} = U_{1N}\varphi_1 \qquad (2.25)$$

şi este reprezentată în fig.2.2.

Inlocuind pe (2.25) în (2.16) se obţine pentru cuplul maşinii expresia:

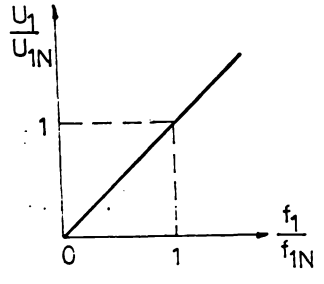


Fig.2.2
Variaţia tensiunii cu frecvenţa pentru U_1/f_1=ct.

BUPT

$$M = m_1 p L_\mu \left(\frac{U_{1N}}{R_1}\right)^2 \varphi_1^2 \frac{\varphi_2 \tau_{2N} \frac{1}{1+\sigma_2}}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2} \tag{2.26}$$

Cu (2.25) în (2.21), cuplul de răsturnare este:

$$M_k = \pm \frac{m_1}{2} p\, L_\mu \left(\frac{U_{1N}}{R_1}\right)^2 \varphi_1^2 \frac{\frac{1}{1+\sigma_2}}{\sqrt{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2\sigma^2)} \pm \varphi_1\tau_{1N}(1-\sigma)} \tag{2.27}$$

Din (2.7), tensiunea la bornele maşinii U_1, ţinînd seama şi de (2.25), se poate exprima sub forma:

$$\underline{U}_1 = \varphi_1 \underline{U}_{1N} = \underline{I}_1 \left(R_1 + j\varphi_1\omega_{1N}L_{1\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{j\varphi_1\omega_{1N}L_\mu} + \frac{1}{\frac{R_2'}{s} + j\varphi_1\omega_{1N}L_{2\sigma}'}}\right) =$$

$$= \underline{I}_1 \left(R_1 + j\varphi_1\omega_{1N}L_{1\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{1N}L_\mu} + \frac{1}{\frac{\varphi_1}{\varphi_2}R_2' + j\varphi_1\omega_{1N}L_{2\sigma}'}}\right) \tag{2.28}$$

Dacă relaţia (2.28) se înmulţeşte cu $1/\varphi_1$ se obţine:

$$\underline{U}_{1N} = \underline{I}_1 \left(\frac{R_1}{\varphi_1} + j\omega_{1N}L_{1\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{1N}L_\mu} + \frac{1}{\frac{R_2'}{\varphi_2} + j\omega_{1N}L_{2\sigma}'}}\right) \tag{2.29}$$

Acestei ecuaţii îi corespunde schema echivalentă din fig.2.3.

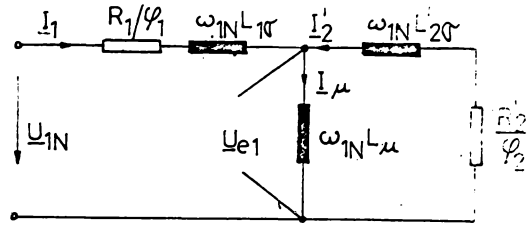


Fig.2.3
Schema echivalentă a maşinii asincrone pentru o lege U_1/f_1 = ct.

Se observă că în cazul unei legi de variaţie U_1/f_1 = ct. ecuaţiile maşinii asincrone scrise pentru regimul normal de alimentare ($U_1 = U_{1N}$, $f_1 = f_{1N}$) sînt valabile, cu deosebirea că rezistenţa statorică a maşinii trebuie redusă în raportul φ_1. Aceasta înseamnă că odată cu micşorarea frecvenţei f_1, creşte rolul rezistenţei statorice a maşinii şi deci căderea ohmică pe ea, ceea ce duce la o înrăutăţire

BUPT

a funcţionării maşinii asincrone în sensul micşorării cuplului de răsturnare. Caracteristicile mecanice ale maşinii funcţie de frecvenţa rotorică, alunecare şi viteza maşinii pentru frecvenţa f_1 ca parametru vor arăta în acest caz ca cele din fig. 2.4.

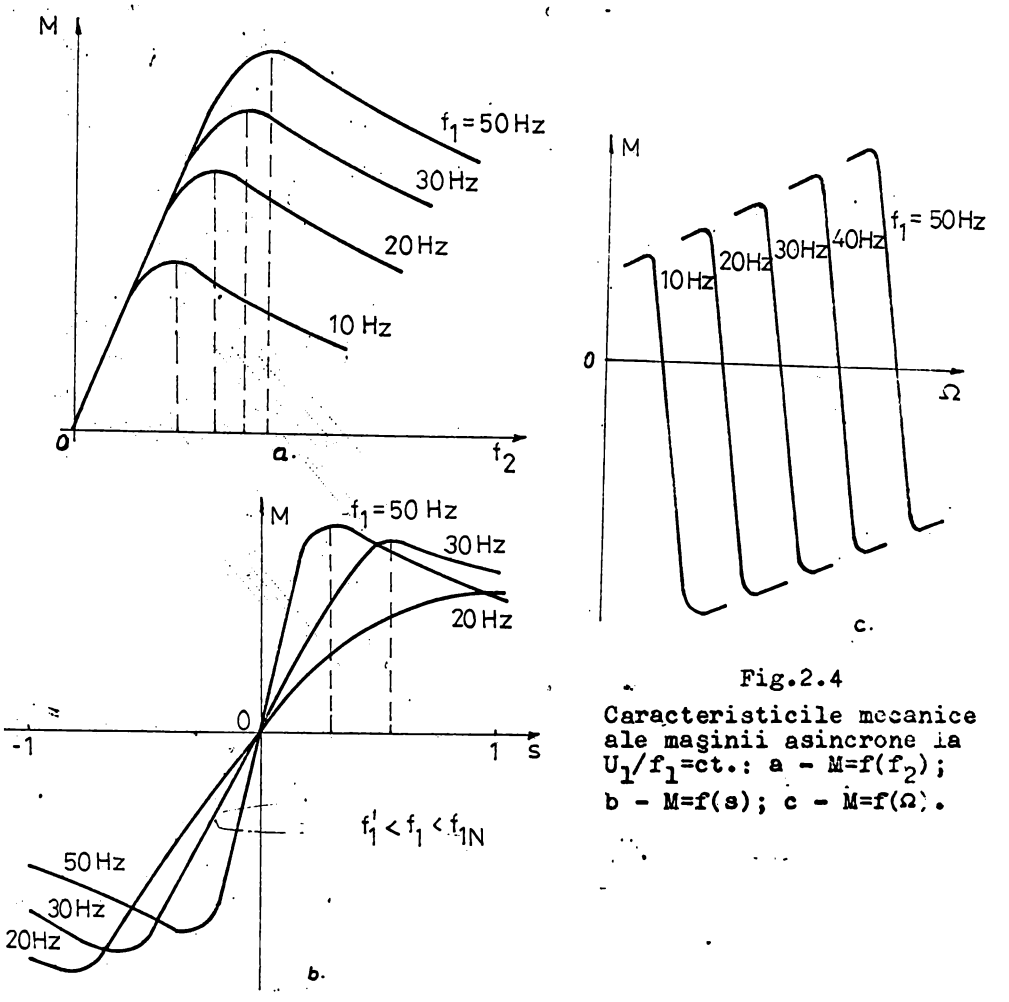


Fig.2.4
Caracteristicile mecanice ale maşinii asincrone la U_1/f_1=ct.: a - $M=f(f_2)$; b - $M=f(s)$; c - $M=f(\Omega)$.

Modificarea caracteristicilor mecanice este cu atît mai pronunţată cu cît influenţa rezistenţei statorice este mai importantă, respectiv cu cît reducerea frecvenţei este mai mare.

Forma de variaţie a caracteristicilor mecanice ale maşinii asincrone în funcţie de frecvenţa f_1, pentru domeniul de funcţionare subsincron, la alimentarea cu o tensiune proporţională cu frecvenţa, scoate în evidenţă faptul că:

- la scăderea frecvenţei f_1, cuplul de răsturnare al maşinii se micşorează; pînă la frecvenţa $f_1 > 1/2\ f_{1N}$ modificarea caracteristicilor mecanice nu este mare; pentru frecvenţe

BUPT

$f_1 < f_{1N}/3$ înrăutăţirea caracteristicilor mecanice este foarte pronunţată [14], [111] şi de aceea se limitează domeniul de modificare al frecvenţei, pentru o lege de variaţie U_1/f_1 = ct, la 1/3 din frecvenţa nominală;

- valoarea alunecării critice scade la scăderea frecvenţei f_1;

- cuplul de pornire pentru maşinile mici scade mult cu frecvenţa [84], pe cînd la maşinile mari are tendinţa de creştere.

Pentru viteze suprasincrone legea de variaţie U_1/f_1 = ct. nu este corespunzătoare deoarece, chiar în cazul păstrării acestui raport constant, datorită creşterii căderii de tensiune pe reactanţele maşinii, fluxul va scădea, avînd urmări asemănătoare cu funcţionarea la frecvenţe mici.

Pe de altă parte, creşterea tensiunii peste valoarea nominală nu este admisă din cauza puterii limitate a sursei, a izolaţiei şi a regimului termic prin maşină. Acest fapt face ca în acest domeniu, fluxul să scadă invers proporţional cu frecvenţa (U = constant) caracteristicile maşinii funcţie de alunecarea s (sau f_2), arătînd ca cele din fig.2.5.

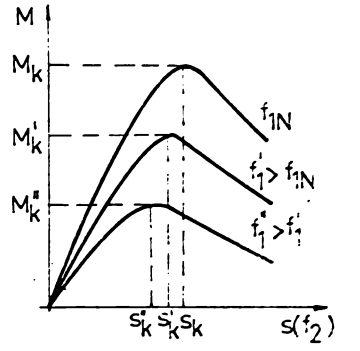


Fig.2.5
Caracteristicile mecanice $M = f(s)$ la U_1 = ct pentru $f_1 > f_{1N}$.

Dacă frecvenţa statorică devine foarte mare, expresiile cuplului tind să ia forma unor asimptote, definite prin [...]:

$$M_{as} = m_1 p L_\mu \left(\frac{U_{1N}}{R_1}\right)^2 \frac{\varphi_2 \tau_{2N} \frac{1}{1+\sigma_2}}{\tau_{1N}^2 (1+\sigma^2 \varphi_2^2 \tau_{2N}^2)} \qquad (2.30)$$

şi

$$M_{kas} = \pm \frac{m_1}{2} p L_\mu \left(\frac{U_{1N}}{R_1}\right)^2 \frac{\frac{1}{1+\sigma_2}}{\sigma \tau_{1N}^2} \qquad (2.31)$$

Raportul M_{as}/M_{kas} are expresia:

BUPT

$$\frac{M_{as}}{M_{kas}} = \pm \frac{2}{\frac{1}{\sigma\varphi_2\tau_{2N}} + \sigma\varphi_2\tau_{2N}} \qquad (2.32)$$

relaţie asemănătoare cu (2.23) în care însă, valoarea frecvenţei rotorice raportate este:

$$\varphi_{2mas} = \pm \frac{1}{\sigma\tau_{2N}} \qquad (2.33)$$

Această valoare asimptotică a frecvenţei rotorice pentru care cuplul este maxim, este aceea care se obţine pentru cazurile maşinilor mari la care se poate neglija rezistenţa statorică ($R_1 = o$).

Valoarea asimptotică a cuplului de răsturnare fiind o mărime caracteristică a maşinii, atît pentru funcţionare în regim de motor, cît şi în regim de generator, se va putea alege ca element de referinţă pentru raportarea cuplului dezvoltat de maşină (în locul cuplului nominal sau a cuplului de răsturnare care variază cu frecvenţa). Analizarea funcţionării maşinii la frecvenţă variabilă se va putea face deci, raportînd cuplul de răsturnare la valoarea asimptotică:

$$\frac{M_k}{M_{kas}} = \frac{\sigma\varphi_1^2\tau_{1N}^2}{\sqrt{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2\sigma^2)} \pm \varphi_1\tau_{1N}(1-\sigma)} \qquad (2.34)$$

Valoarea raportului M_k/M_{kas} arată că acesta depinde de τ_{1N}, adică de rezistenţa statorică, după o relaţie destul de complicată. Existenţa unei asimptote corespunde faptului că, pe de-o parte, pentru $R_1 = o$, cuplul maxim are o valoare constantă funcţie de frecvenţă şi că, pe de altă parte, dacă frecvenţa creşte, efectul căderii ohmice devine neglijabil faţă de efectele inductive, care sînt proporţionale cu frecvenţa de alimentare. Intr-adevăr domeniul frecvenţelor ridicate este puţin interesant din punct de vedere al păstrării constante a raportului U_1/f_1, deoarece la frecvenţe mai mari decît frecvenţa nominală el este limitat de posibilităţile de creştere a tensiunii. In schimb este foarte interesant a se urmări funcţionarea maşinii sub frecvenţa nominală.

Aşa cum se va arăta şi la partea experimentală, legea de variaţie proporţională a tensiunii statorice cu frecvenţa, duce la o diminuare a fluxului prin maşină şi deci a cuplului la frecvenţe mai mici decît cea nominală pentru regimul de motor şi o creştere a fluxului şi a cuplului în regim de generator (fig.2.4.c).

BUPT

Creşterea fluxului în regim de generator este un fenomen nedorit, deoarece poate produce o saturaţie puternică a circuitului maşinii.

Dacă ţinem seama de relaţiile de legătură între tensiunea electromotoare $\underline{U}_{el}$ şi fluxul prin maşină [14],[73]:

$$\underline{U}_{el} = K f_1 \underline{\Phi} = \underline{I}_{\mu} \underline{Z}_{\mu} \qquad (2.35)$$

se poate determina fluxul nominal al maşinii corespunzător alimentării la 50 Hz [14],[86]:

$$\Phi_N = I_{\mu N} L_{\mu} \ . \qquad (2.36)$$

Pe baza relaţiei (2.15) pentru $I_{\mu} = I_{\mu N}$, $\varphi_2 = 0$ rezultă:

$$\Phi_N = L_{\mu} \frac{U_1}{R_1} \frac{1}{1+\tau_{1N}^2} \qquad (2.37)$$

Pentru o alimentare a maşinii la alte frecvenţe, fluxul raportat la fluxul nominal Φ_N este:

$$\Phi_r = \frac{\Phi}{\Phi_N} = \varphi_1 \frac{\sqrt{\left[1+\varphi_2^2 \tau_{2N}^2 \frac{6_2^2}{(1+6_2)^2}\right](1+\tau_{1N}^2)}}{\sqrt{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}6)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2}} \qquad (2.38)$$

relaţie din care rezultă modul de variaţie al fluxului pentru $U_1/f_1 = ct.$

Valoarea fluxului raportat corespunzător frecvenţei rotorice pentru care se obţin cuplurile de răsturnare în regimul de funcţionare ca motor şi generator sînt:

$$\Phi_{rk} = \varphi_1 \frac{\sqrt{\left[1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2 6^2+\frac{6_2^2}{(1+6_2)^2}(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)\right](1+\tau_{1N}^2)}}{\sqrt{2(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2 6^2)(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2) \pm 2\varphi_1\tau_{1N}\sqrt{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2 6^2)(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)}(1-6)}} \qquad (2.39)$$

a căror valoare asimptotică este:

$$\Phi_{rkas} = \frac{\sqrt{\left[6^2+\left(\frac{6_2}{1+6_2}\right)^2\right](1+\tau_{1N}^2)}}{\sqrt{2}\ 6\ \tau_{1N}} \qquad (2.40)$$

Relaţia (2.40) arată că valoarea asimptotică a fluxului nu depinde decît de 6, 6_2 şi τ_{1N}.

In concluzie, din analiza comportării maşinii asincrone la o lege de variaţie $U_1/f_1 = ct.$ pot fi evidenţiate următoarele aspecte:

BUPT

- comportarea maşinii asincrone şi caracteristicile mecanice ce se obţin sînt corespunzătoare pentru frecvenţe $f_1 < f_{1N}$ şi pentru un domeniu nu prea larg de modificare a frecvenţei; aceasta deoarece la valori mici ale frecvenţei de alimentare caracteristicile mecanice se înrăutăţesc, valoarea cuplului de răsturnare se reduce mult şi maşina nu mai asigură capacitatea de suprasarcină necesară [55]; scade în acelaşi timp şi cuplul de pornire al maşinilor mici;

- la frecvenţe $f_1 > f_{1N}$, legea $U_1/f_1 = ct.$ nu poate fi păstrată, deoarece tensiunea nominală a maşinii nu poate fi depăşită, în consecinţă valoarea fluxului scade cu frecvenţa, se reduce cuplul de răsturnare al maşinii şi alunecarea critică;

- maşina se comportă mult diferit în regim de motor şi generator.

Avînd în vedere aceste aspecte, rezultă că alimentarea maşinii asincrone de la un convertizor cu o lege de variaţie $U_1/f_1 = ct.$ este adecvată la acţionarea instalaţiilor la care modificarea vitezei se face sub viteza sincronă şi la care cuplul rezistent scade odată cu viteza (curba 2 şi 3, fig.1.4). Este cazul spre exemplu al acţionării ventilatoarelor, pompelor, compresoarelor, calandrelor, generatoarelor de curent continuu cu excitaţie independentă şi sarcină constantă etc.

2.3.2. Flux constant prin maşină

Eliminarea dezavantajelor ce apar la funcţionarea maşinii asincrone după o lege de variaţie proporţională a tensiunii cu frecvenţa statorică se realizează prin menţinerea fluxului prin maşină comstant [3], [4], [6o] etc. Pentru aceasta, tensiunea la bornele maşinii se modifică în aşa fel încît în orice regim de funcţionare şi la orice sarcină fluxul maşinii să rămînă acelaşi, corespunzător alimentării la tensiune şi frecvenţă nominală avînd valoarea:

$$\Phi_N = \frac{U_{el}}{kf_1} = ct. \qquad (2.14)$$

Dacă din relaţiile (2.14) şi (2.15) se exprimă curentul rotoric al maşinii asincrone în funcţie de curentul de magnetizare şi se introduce în (1.5), expresia cuplului devine:

$$M = m_1 p \frac{1+\sigma_2}{\sigma_2} \frac{1-\sigma}{\frac{1}{\varphi_2 \tau_{2N} \sigma_2} + \varphi_2 \tau_{2N} \sigma_2} L_1 I_\mu^2 \qquad (2.15)$$

relaţie din care rezultă dependenţa cuplului maşinii de valoarea curentului de magnetizare şi de frecvenţa rotorică φ_2. Se obţine-

BUPT

vă din această relaţie că indiferent de valoarea frecvenţei f_1, cuplul maşinii este acelaşi pentru o valoare constantă a lui φ_2.

Valcarea frecvenţei rotorice raportate pentru care se obţine cuplul de răsturnare este:

$$\varphi_{2k\phi} = \pm \frac{1}{\tau_{2N}\,\sigma_2}, \tag{2.43}$$

iar expresia cuplului de răsturnare corespunzător fluxului nominal:

$$M_{k\phi} = m_1 p \frac{1+\sigma_2}{\sigma_2} \frac{1-\sigma}{2} L_1 I_{\mu N}^2 \tag{2.44}$$

Făcînd raportul dintre cuplul maşinii şi cel de răsturnare, pentru cazul păstrării constante a fluxului, se obţine relaţia:

$$\frac{M}{M_{k\phi}} = \pm \frac{2}{\frac{\varphi_2}{\varphi_{2k\phi}} + \frac{\varphi_{2k\phi}}{\varphi_2}} \left(\frac{I_\mu}{I_{\mu N}}\right)^2, \tag{2.45}$$

unde $I_{\mu N}$ reprezintă curentul de magnetizare la alimentare nominală a maşinii ($U_1=U_{1N}$, $f_1 = f_{1N}$) şi funcţionare în gol.

Şi curentul statoric poate fi exprimat în funcţie de frecvenţa rotorică şi curentul de magnetizare I_μ din relaţiile (2.9) şi (2.15)[65]:

$$I_1 = I_\mu \sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}{1+\left(\frac{\sigma_2}{1+\sigma_2}\right)^2 \varphi_2^2\tau_{2N}^2}} \cong I_\mu \sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}{1+\sigma_2^2\,\varphi_2^2\tau_{2N}^2}} \tag{2.46}$$

În condiţiile nominale de alimentare ale maşinii se obţine:

$$I_{1N} = I_{\mu N} \sqrt{\frac{1+\varphi_{2N}\tau_{2N}}{1+\sigma_2^2\varphi_{2N}^2\tau_{2N}^2}}. \tag{2.47}$$

Folosind această valoare a lui I_{1N} se poate exprima raportul I_1/I_{1N} în funcţie de flux, curentul de magnetizare frecvenţa rotorică sub forma:

$$\frac{I_1}{I_{1N}} = \frac{I_\mu}{I_{\mu N}} \frac{I_{\mu N}}{I_{1N}} \sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}{1+\sigma_2^2\varphi_2^2\tau_{2N}^2}} = \frac{\Phi}{\Phi_N} \frac{I_{\mu N}}{I_{1N}} \sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}{1+\sigma_2^2\varphi_2^2\tau_{2N}^2}}$$

Pentru flux constant prin maşina asincronă (şi egal cu cel nominal), forma de variaţie a curentului statoric raportat, în funcţie de frecvenţa rotorică f_2[86], este dată în fig.2.6.

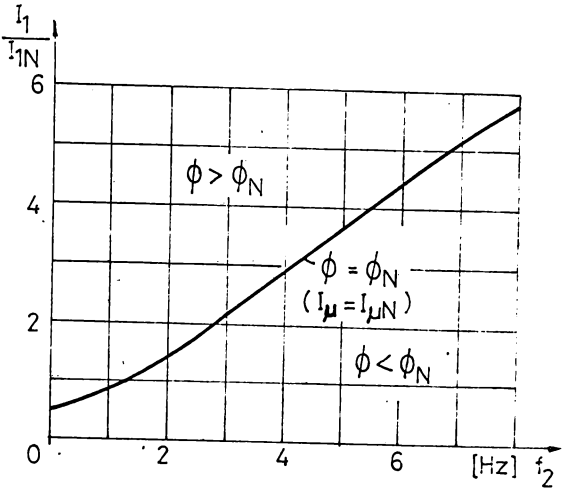


Fig.2.6
Variaţia curentului statoric în funcţie de frecvenţa rotorică la flux nominal prin maşină.

La funcţionarea maşinii asincrone la flux mai mare decât fluxul nominal, valoarea curentului I_1/I_{1N} se va situa deasupra curbei din fig.2.6. La un flux prin maşină $\phi<\phi_N$ curentul raportat, la aceeaşi valoare a frecvenţei f_2, se va situa sub curba de flux nominal.

Din relaţia (2.48) se poate deduce valoarea fluxului raportat în funcţie de curentul I_1:

$$\Phi_r = \frac{\phi}{\phi_N} = \frac{I_1}{I_{1N}} \frac{I_{1N}}{I_{\mu N}} \sqrt{\frac{1 + \sigma_2^2 \varphi_2^2 \tau_{2N}^2}{1 + \varphi_2^2 \tau_{2N}^2}} \qquad (2.49)$$

Legea de variaţie a tensiunii care trebuie aplicată maşinii, pentru ca aceasta să lucreze la flux constant, este dată de relaţia:

$$\frac{U_1}{U_{1N}} = \frac{I_\mu}{I_{\mu N}} \sqrt{\frac{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2}{(1+\tau_{1N}^2)\left[1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2\frac{\sigma_2^2}{(1+\sigma_2)^2}\right]}} \qquad (2.50)$$

Corespunzător acestei legi dacă fluxul se păstrează la valoarea nominală, rezultă o variaţie a tensiunii funcţie de frecvenţa f_1 de forma celei din fig.2.7 [84].

Aşa cum rezultă şi din fig.2.7 pentru întreg domeniul de frecvenţe inferior celei nominale, valoarea tensiunii de alimentare este superioară celei obţinute la U_1/f_1 = ct. Valoarea tensiunii de alimentare la diferite frecvenţe poate fi determinată prin relaţii de forma: $U_1 = a + bf_1$, unde a şi b sînt coeficienţi constanţi ai căror valoare se stabileşte pentru

BUPT

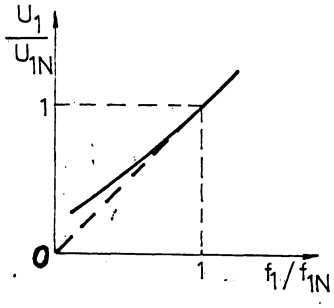


Fig.2.7
Variaţia tensiunii cu frecvenţa pentru flux constant prin maşină.

care tip de maşină. In[84] se remarcă faptul că valoarea tensiunii de alimentare pentru diferite frecvenţe depinde şi de parametrii electrici ai maşinii.

La alimentarea maşinii astfel încît fluxul să fie constant rezultă o creştere a cuplului de pornire, ceea ce este de cele mai multe ori avantajos.

Caracteristicile mecanice ale maşinii pentru o lege de variaţie a tensiunii cu frecvenţa astfel încît fluxul să fie constant, sînt de forma celor prezentate în fig.2.8.

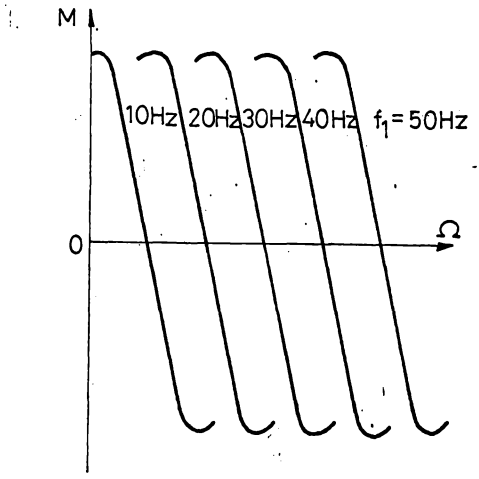


Fig.2.8
Caracteristicile mecanice M = f(Ω) la flux constant.

Alimentarea maşinii asincrone la flux constant, asigură menţinerea valorii cuplului de răsturnare şi a rigidităţii caracteristicilor mecanice. Dacă se are în vedere şi compensarea căderii de tensiune pe impedanţa statorului, valoarea cuplului de răsturnare se măreşte faţă de alimentarea la tensiune şi frecvenţa nominală [111].

Menţinerea constantă a cuplului de răsturnare permite asigurarea unei capacităţi de suprasarcină constantă în acţionările la care cuplul rezistent este constant, indiferent

viteză, cum este cazul aparatelor de ridicat (curba 1, fig.1.2).

2.3.3. Curent statoric constant

Există şi sisteme de acţionare electrică cu maşini asincrone în care este necesară modificarea tensiunii în aşa fel încît indiferent de viteză, curentul statoric să se menţină constant [8], [78].

Dacă din relaţiile (2.9) şi (2.12) se exprimă curentul rotoric în funcţie de curentul statoric, se obţine pentru cuplul maşinii asincrone expresia:

$$M = m_1 p \frac{1-\sigma}{\frac{1}{\varphi_2 \tau_{2N}} + \varphi_2 \tau_{2N}} L_1 I_1^2 \qquad (2.51)$$

din care rezultă că, la o valoare dată a curentului statoric I_1, cuplul nu depinde decît de frecvenţa rotorică φ_2.

Valoarea cuplului de răsturnare se obţine pentru alunecarea:

$$\varphi_{2kI_1} = \pm \frac{1}{\tau_{2N}}, \qquad (2.52)$$

şi are expresia:

$$M_{kI_1} = m_1 p \frac{1-\sigma}{2} L_1 I_1^2 \qquad (2.53)$$

Cuplul dezvoltat de maşina asincronă raportat la cuplul de răsturnare calculat pentru un curent statoric egal cu cel nominal are expresia:

$$\frac{M}{M_{kI_{1N}}} = \pm \frac{2}{\frac{\varphi_2}{\varphi_{2kI_1}} + \frac{\varphi_{2kI_1}}{\varphi_2}} \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)^2 \qquad (2.54)$$

Curentul de magnetizare se poate exprima în funcţie de curentul I_1 din (2.9) şi (2.15) şi se obţine:

$$I_\mu = I_1 \sqrt{\frac{1 + \varphi_2^2 \tau_{2N}^2 \frac{\sigma_2^2}{(1+\sigma_2)^2}}{1 + \varphi_2^2 \tau_{2N}^2}}, \qquad (2.55)$$

relaţie care permite determinarea fluxului raportat prin maşină:

$$\frac{\Phi}{\Phi_N} = \frac{\frac{I_1}{I_{1N}}}{\frac{I_\mu}{I_{\mu N}}} \sqrt{\frac{1 + \varphi_2^2 \tau_{2N}^2 \frac{\sigma_2^2}{(1+\sigma_2)^2}}{1 + \varphi_2^2 \tau_{2N}^2}} \qquad (2.56)$$

Rezultă de aici că, prin fixarea curentului statoric şi a frecvenţei rotorice, valoarea cuplului rezvoltat şi a fluxului prin maşină sînt bine determinate, conform relaţiilor (2.54) şi (2.56).

BUPT

Legea după care trebuie să varieze tensiunea statorică, funcţie de frecvenţă pentru ca maşina să funcţioneze la un curent I_1 constant este:

$$\frac{U_1}{U_{1N}} = \frac{I_1}{I_{1N}} \quad \frac{(1+\varphi_{2N}^2\tau_{2N}^2)[(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\delta)^2+(\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2]}{(1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2)[(1-\varphi_{2N}\tau_{1N}\tau_{2N}\delta)^2+(\tau_{1N}+\varphi_{2N}\tau_{2N})^2]} \qquad (2.57)$$

In cazul alimentării maşinii la o valoare constantă a curentului statoric, din (2.53), rezultă că valoarea cuplului de răsturnare depinde numai de valoarea acestuia şi anume de patratul curentului [8]. Fluxul prin maşină este dependent de valoarea curentului I_1 şi frecvenţa φ_2, iar tensiunea la borne depinde de valoarea curentului I_1 şi de frecvenţele φ_1 şi φ_2.

Menţinerea constantă a curentului prin maşina asincronă indiferent de valoarea vitezei, respectiv a frecvenţei, se realizează printr-o modificare a tensiunii conform relaţiei (2.53). Astfel, presupunînd curentul prin maşină constant şi egal cu cel nominal, valoarea tensiunii ce se aplică maşinii la schimbarea frecvenţei variază după o lege diferită de U_1/f_1 = ct., avînd valori superioare acesteia [12].

Valoarea curentului prin maşină se stabileşte în funcţie de valoarea cuplului necesar, cunoscînd că micşorarea curentului statoric determină micşorarea cuplului dezvoltat de maşină.

2.3.4. Tensiune de alimentare constantă

Alimentarea unei maşini asincrone se poate face şi condiţiile unei tensiuni la borne constante şi a unei frecvenţe variabile. Acest mod de alimentare a maşinii asincrone este neinteresant pentru frecvenţe mai mici decît frecvenţa nominală, deoarece la tensiune constantă rezultă [59]:

$$U_1 \approx U_{e1} = k\, f_1 \Phi = \text{ct.} \qquad (2.58)$$

ceea ce înseamnă că fluxul variază invers proporţional cu frecvenţa. La reducerea frecvenţei fluxul creşte şi maşina se saturează puternic, funcţionarea ei înrăutăţindu-se.

Alimentarea maşinii la tensiune constantă şi frecvenţă variabilă este interesantă pentru frecvenţe mai mari decît cea nominală, respectiv pentru viteze suprasincrone. În acest caz, o creşterea frecvenţei şi deci micşorarea fluxului are ca consecinţă fie reducerea cuplului, fie creşterea curentului prin maşină [14], [40]. Menţinerea constantă a tensiunii este impusă din considerente de izolaţie, încălzire şi puteri

BUPT

sursei de alimentare[15],[59]. Relaţia care permite determinarea cuplului maşinii asincrone se obţine pornind de la impedanţa maşinii asincrone prin introducerea coeficientului de dispersie global şi presupunînd că frecvenţa statorică este suficient de mare pentru a putea neglija rezistenţa statorului faţă de reactanţa sa [86]. Făcînd această aproximaţie şi la o frecvenţă egală cu cea nominală rezultă pentru curentul de funcţionare în gol [86]:

$$I_o \cong \frac{U_1}{\omega_{1N} L_1} \qquad (2.59)$$

adică valoarea lui I_o este proporţională cu valoarea tensiunii de alimentare U_1. Cuplul dezvoltat de maşina asincronă, introducînd pe (2.59) în (2.16) este:

$$M = m_1 p \frac{1-\sigma}{6} \frac{L_1}{\frac{1}{\sigma\varphi_2\tau_{2N}}(1+\frac{1}{\varphi_1^2\tau_{1N}^2})+\sigma\varphi_2\tau_{2N}(1+\frac{1}{\sigma^2\varphi_1^2\tau_{1N}^2})+2\frac{1}{\varphi_1\tau_{1N}}\frac{1-\sigma}{\sigma}} \left(\frac{I_o}{\varphi_1}\right)^2 \qquad (2.60)$$

Din (2.60) se vede că la micşorarea fluxului (a curentului I_o/φ_1), cuplul dezvoltat de maşină scade.

La o frecvenţă statorică dată se obţine cuplul de răsturnare pentru o valoare a frecvenţei rotorice raportate:

$$\varphi_{2kU} = \pm \frac{1}{\tau_{2N}} \sqrt{\frac{1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2}{1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2\sigma^2}} \qquad (2.61)$$

La alimentarea maşinii asincrone la o tensiune egală cu cea nominală, curentul de funcţionare în gol este I_{oN} şi relaţia cuplului de răsturnare devine:

$$M_{kU} = m_1 p \frac{1-\sigma}{2\sigma} \frac{L_1 I_{oN}^2}{\pm \frac{1}{\varphi_1^2\tau_{1N}^2\sigma}\sqrt{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\varphi_1^2\tau_{1N}^2)}+\frac{1-\sigma}{\sigma}\frac{1}{\varphi_1\tau_{1N}}} \qquad (2.62)$$

Din (2.62) rezultă că valoarea cuplului de răsturnare este dependentă numai de frecvenţa f_1 şi parametrii maşinii. Valoarea cuplului de răsturnare este maximă pentru $f_1 = f_{1N}$, situaţie ce corespunde unei alimentări la flux constant. Pentru orice frecvenţe $f_1 > f_{1N}$, dacă tensiunea este constantă, cuplul de răsturnare se micşorează (v.fig.2.5).

Raportînd cuplul dezvoltat de motor la cuplul de răsturnare se obţine:

BUPT

$$\frac{M}{M_{kU}} = 2 \frac{1+(1-\sigma)\varphi_1\tau_{1N}\sqrt{\frac{1}{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\varphi_1^2\tau_{1N}^2)}}}{\frac{\varphi_{2kU}}{\varphi_2} + \frac{\varphi_2}{\varphi_{2kU}} + 2(1-\sigma)\varphi_1\tau_{1N}\sqrt{\frac{1}{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\varphi_1^2\tau_{1N}^2)}}} \cdot \left(\frac{I_o}{I_{oN}}\right)^2 \frac{1}{\varphi_1} \tag{2.63}$$

Pentru maşinile mari, pentru care valoarea rezistenţei R_1 poate fi neglijată, adică $\tau_{1N} \cong \infty$, expresia (2.63) ia forma [86]:

$$\frac{M}{M_{kU}} = 2 \frac{1}{\frac{\varphi'_{2kU}}{\varphi_2} + \frac{\varphi_2}{\varphi'_{2kU}}} \left(\frac{U_1}{U_{1N}}\right)^2 \frac{1}{\varphi_1^2} \tag{2.64}$$

în care frecvenţa rotorică φ'_{2kU} are valoarea:

$$\varphi'_{2kU} = \pm \frac{1}{\sigma\tau_{2N}} \tag{2.65}$$

Corespunzător acestui caz, valoarea cuplului de răsturnare este:

$$M'_{kU} = m_1 p \frac{1-\sigma}{\sigma} L_1 I_{oN}^2 \tag{2.66}$$

relaţie din care rezultă dependenţa valorii cuplului de răsturnare de coeficientul de dispersie total σ. Obţinerea unei valori mari a cuplului de răsturnare necesită maşini cu valori mici ale coeficientului de dispersie σ.

Dacă în (2.9) se înlocuieşte valoarea tensiunii U_1 cu valoarea din (2.59) se obţine:

$$I_1 = I_o \frac{\omega_{1N} L_1}{R_1} \sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}{(1-\varphi_1\varphi_2\tau_{1N}\tau_{2N}\sigma)^2 + (\varphi_1\tau_{1N}+\varphi_2\tau_{2N})^2}} =$$

$$= \frac{I_o}{\varphi_1} \sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}{\left(\frac{1}{\varphi_1\tau_{1N}} - \varphi_2\tau_{2N}\sigma\right)^2 + \left(1+\frac{\varphi_2\tau_{2N}}{\varphi_1\tau_{1N}}\right)^2}} \tag{2.67}$$

La alimentarea maşinii cu tensiune nominală şi la frecvenţe statorică şi rotorică nominale (2.67) devine:

$$I_{1N} = I_{oN} \sqrt{\frac{1+\varphi_{2N}^2\tau_{2N}^2}{\left(\frac{1}{\tau_{1N}} - \varphi_{2N}\tau_{2N}\right)^2 + \left(1+\frac{\varphi_{2N}\tau_{2N}}{\tau_{1N}}\right)^2}} \tag{2.67'}$$

Făcînd raportul dintre curentul I_1 prin maşină la alimentarea ei la tensiunea U_1, frecvenţa φ_1 şi curentul nominal

BUPT

I_{1N}, ţinînd seama de (2.9), (2.67) şi (2.67') rezultă:

$$\frac{I_1}{I_{1N}} = \frac{U_1}{U_{1N}} \cdot \frac{I_{oN}}{I_{1N}} \cdot \frac{1}{\varphi_1} \frac{\sqrt{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\varphi_1\tau_{1N}} - \varphi_2\tau_{2N}\sigma\right)^2 + \left(1+\frac{\varphi_2\tau_{2N}}{\varphi_1\tau_{1N}}\right)^2}} \qquad (2.68)$$

Această relaţie permite calculul valorii curentului statoric raportat, funcţie de valoarea tensiunii de alimentare şi variaţia frecvenţei primare.

Valoarea curentului rotoric şi a curentului de magnetizare, rezultă din (2.9), (2.12) şi (2.15):

$$I_2' = I_1 \frac{1}{1+\sigma_2} \frac{\varphi_2\tau_{2N}}{\sqrt{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}} \qquad (2.69)$$

respectiv:

$$I_\mu = I_1 \sqrt{\frac{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2 \frac{\sigma_2^2}{(1+\sigma_2)^2}}{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}} \qquad (2.70)$$

Fluxul statoric al maşinii se poate exprima funcţie de acelaşi curent I_1 sub forma:

$$\Phi_1 = L_1 I_\mu = L_1 I_1 \sqrt{\frac{1+\varphi_2\tau_{2N}\frac{\sigma_2^2}{(1+\sigma_2)^2}}{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}} \qquad (2.71)$$

iar fluxul comun:

$$\Phi = L_\mu I_\mu = L_\mu I_1 \sqrt{\frac{1+\varphi_2\tau_{2N}\frac{\sigma_2^2}{(1+\sigma_2)^2}}{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}} \qquad (2.72)$$

Relaţiile (2.70), (2.62) şi (2.63) prin care se exprimă cuplurile maşinii asincrone arată că la creşterea frecvenţei f_1 şi menţinerea constantă a tensiunii de alimentare U_1, valoarea cuplului dezvoltat de maşină şi a cuplului de răsturnare se micşorează. Pe de altă parte relaţiile (2.69) ÷ (2.72) permit determinarea curenţilor prin maşină şi a fluxurilor maşinii la modificarea frecvenţei primare.

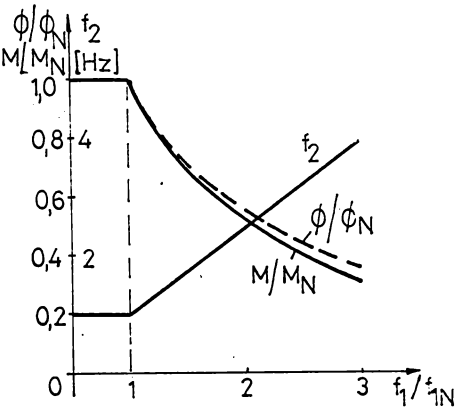
Acţionarea electrică cu maşini asincrone alimentate de la convertizoare a căror tensiune este constantă, iar frecvenţa variabilă ($f_1 > f_{1N}$), se recomandă la acele instalaţii la care cuplul rezistent scade cu creşterea vitezei (curba 4, fig. [illegible]). Este cazul spre exemplu al acţionării strungurilor, al tamburilor de înfăşurat cabluri, bandă şi tablă de oţel, hîrtie etc.

[illegible] POLITEHNIC [illegible] CENTRALĂ

BUPT

Forma de variaţie a fluxului prin maşină, a cuplului şi frecvenţei rotorice funcţie de frecvenţa f_1 este dată în fig.2.9 [86].

Fig.2.9
Curbele de variaţie flux, cuplu şi frecvenţă rotorică la U_1 = ct. şi f_1 variabil ($f_1 > f_{1N}$).



2.3.5. Putere constantă.

Dacă maşina asincronă este alimentată la tensiune constantă se poate considera în primă aproximaţie că, menţinînd curentul statoric constant, maşina funcţionează la putere constantă.

In principiu însă maşina asincronă poate funcţiona la putere constantă şi frecvenţă variabilă, modificînd în mod corespunzător valoarea tensiunii şi a sarcinii maşinii. Stabilirea relaţiei de legătură între puterea maşinii, curentul, tensiunea şi frecvenţa de alimentare se face pornind de la valoarea cuplului din (1.5).

Puterea maşinii funcţie de cuplul dezvoltat M, viteza unghiulară Ω şi frecvenţele raportate φ_1 şi φ_2 este:

$$P = M\Omega = m_1 p \frac{R_2'}{s} I_2'^2 \Omega = m_1 p R_2' . I_2'^2 \Omega_1 \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{\varphi_2} \qquad (2.74)$$

Puterea nominală corespunzătoare funcţionării la frecvenţa f_{1N}, curentul I_{2N}' şi viteza Ω_N rezultă:

$$P_N = M_N \Omega_N = m_1 p . \frac{R_2'}{s} I_{2N}'^2 . \Omega_N = m_1 p R_2' I_{2N}' \Omega_1 \frac{1 - \varphi_{2N}}{\varphi_{2N}} \qquad (2.\ )$$

Dacă se face raportul P/P_N se obţine:

$$\frac{P}{P_N} = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{1 - \varphi_{2N}} . \frac{\varphi_{2N}}{\varphi_2} \left(\frac{I_2'}{I_{2N}'}\right)^2 . \qquad (2.75)$$

Dacă din (2.12) şi (2.14) se exprimă raportul I_2'/I_{2N}' care intervine în (2.75), în funcţie de I_1/I_{1N} rezultă:

BUPT

$$\frac{I_2'}{I_{2N}'} = \frac{I_1}{I_{1N}} \cdot \frac{\varphi_2\sqrt{1+\varphi_{2N}^2\tau_{2N}^2}}{\varphi_{2N}\sqrt{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2}} \qquad (2,76)$$

Introducînd pe (2.76) în (2.75) raportul puterilor se scrie sub forma:

$$\frac{P}{P_N} = \frac{\varphi_1-\varphi_2}{1-\varphi_{2N}} \cdot \frac{\varphi_2}{\varphi_{2N}} \cdot \frac{1+\varphi_{2N}^2\tau_{2N}^2}{1+\varphi_2^2\tau_{2N}^2} \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)^2 \qquad (2.77)$$

În cazul mașinilor mari și la frecvențe de alimentare ridicate rezistența statorului R_1 poate fi neglijată față de reactanța mașinii. Pentru aceste cazuri, introducînd pe (2.68) în (2.77) rezultă legea de variație a tensiunii, funcție de putere, curentul statoric și frecvențele raportate φ_1 și φ_2 sub forma:

$$\frac{U_1}{U_{1N}} = \frac{I_{1N}}{I_{oN}}\sqrt{\frac{P}{P_N}}\ \varphi_1\sqrt{\frac{\varphi_{2N}}{\varphi_2}\cdot\frac{1-\varphi_{2N}}{\varphi_1-\varphi_2}\cdot\frac{\left(\frac{1}{\varphi_1\tau_{1N}}-\delta\varphi_2\tau_{2N}\right)^2+\left(1+\frac{\varphi_2\tau_{2N}}{\varphi_1\tau_{1N}}\right)^2}{1+\varphi_{2N}^2\tau_{2N}^2}} \qquad (2.78)$$

Relația (2.78) permite determinarea valorii tensiunii de alimentare a mașinii asincrone la modificarea frecvenței f_1, astfel încît, la o sarcină dată, puterea mașinii să rămînă constantă și egală cu valoarea impusă.

În anumite cazuri de acționare [19] raportul puterilor poate fi aproximat prin expresia:

$$\frac{P}{P_N} \cong \left(\frac{U_1}{U_{1N}}\right)^2 \cdot \frac{f_1}{f_{1N}} \qquad (2.79)$$

Pentru aceste situații relația de legătură între tensiune, putere și frecvență este:

$$\frac{U_1}{U_{1N}} = \sqrt{\frac{P}{P_N}\cdot\frac{f_{1N}}{f_1}} \qquad (2.80)$$

relație din care se poate calcula valoarea tensiunii corespunzătoare unei anumite puteri a mașinii asincrone și unei anumite frecvențe f_1, respectiv viteze de acționare.

Se recomandă folosirea mașinilor asincrone alimentate cu tensiune care să varieze conform relației (2.78) la acționarea instalațiilor al căror cuplu rezistent scade cu creșterea vitezei (curba 4, fig.1.4), cum este cazul strungurilor, tamburilor de înfășurat etc.

BUPT

2.3.6. Capacitate de suprasarcină constantă

Există situaţii în care se cere maşinii de acţionare să-şi păstreze capacitatea de suprasarcină indiferent de viteza de acţionare. Păstrarea capacităţii de suprasarcină presupune un raport constant între cuplul de răsturnare şi cuplul dezvoltat de maşină la funcţionarea staţionară, corespunzător diferitelor cerinţe ale procesului tehnologic de producţie adică:

$$\frac{M_k}{M_{kN}} = \frac{M}{M_N} = \frac{M_R}{M_{RN}} \qquad (2.81)$$

unde M_R şi M_{RN} reprezintă cuplurile rezistenţe ale instalaţiei acţionate la o viteză oarecare şi la viteza corespunzătoare unei alimentări la frecvenţa nominală Ω_N.

Valoarea cuplului de răsturnare la alimentarea maşinii cu tensiune şi frecvenţă nominală, conform relaţiei (2.21) este:

$$M_{kN} = \frac{m_1}{2} p \left(\frac{U_{1N}}{R_1}\right)^2 \frac{(1-\sigma)\, L_1}{\sqrt{(1+\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\tau_{2N}^2)} \pm (1-\sigma)\tau_{1N}} \qquad (2.82)$$

Pentru alimentarea la alte valori ale tensiunii şi frecvenţei cuplul de răsturnare are expresia:

$$M_k = \frac{m_1}{2} p \left(\frac{U_1}{R_1}\right)^2 \frac{(1-\sigma)\, L_1}{\sqrt{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\varphi_1^2\tau_{1N}^2)} \pm (1-\sigma)\varphi_1\tau_{1N}} \qquad (2.\ \ )$$

Făcînd raportul cuplurilor de răsturnare rezultă:

$$\frac{M_k}{M_{kN}} = \left(\frac{U_1}{U_{1N}}\right)^2 \frac{\sqrt{(1+\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\tau_{1N}^2)} \pm (1-\sigma)\tau_{1N}}{\sqrt{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\varphi_1^2\tau_{1N}^2)} \pm (1-\sigma)\varphi_1\tau_{1N}} \qquad (2.\ \ )$$

Din (2.84) se obţine legea de variaţie a tensiunii de alimentare a maşinii pentru păstrarea constantă a capacităţii de suprasarcină:

$$\frac{U_1}{U_{1N}} = \sqrt{\frac{M_k}{M_{kN}}} \sqrt{\frac{\sqrt{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\varphi_1^2\tau_{1N}^2)} \pm (1-\sigma)\varphi_1\tau_{1N}}{\sqrt{(1+\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\tau_{1N}^2)} \pm (1-\sigma)\tau_{1N}}}$$

$$= \sqrt{\frac{M_R}{M_{RN}}} \sqrt{\frac{\sqrt{(1+\varphi_1^2\tau_{1N}^2)(1+\sigma^2\varphi_1^2\tau_{1N}^2)} \pm (1-\sigma)\varphi_1\tau_{1N}}{\sqrt{(1+\tau_{1N})^2(1+\sigma^2\tau_{1N}^2)} \pm (1-\sigma)\tau_{1N}}}$$

Din analiza relaţiei (2.85) rezultă că valoarea tensiunii de alimentare este dependentă atît de valoarea frecvenţei de alimentare cît şi de modul de variaţie al cuplului rezistent cu viteza.

BUPT

Pentru cazul cînd se poate neglija valoarea rezistenţei statorice R_1, relaţia (2.85) devine [59], [60], [74], [108]:

$$\frac{U_1}{U_{1N}} = \sqrt{\frac{M_R}{M_{RN}}}\,\varphi_1 = \frac{f_1}{f_{1N}}\sqrt{\frac{M_R}{M_{RN}}} \qquad (2.86)$$

Corespunzător acestei legi de variaţie a tensiunii în [15] sînt prezentate relaţiile de legătură între valoarea tensiunii şi frecvenţei sursei de alimentare pentru diferite moduri de variaţie ale cuplului rezistent cu viteza.

Cercetările efectuate privind factorul de putere şi randamentul maşinii [59] au scos în evidenţă faptul că, la modificarea tensiunii de alimentare funcţie de frecvenţă, conform relaţiei (2.86), valoarea lor este constantă, indiferent de viteza de funcţionare.

Păstrarea constantă a capacităţii de suprasarcină este necesară în cazul acţionării instalaţiilor cu şocuri mari de sarcină, a căror valoare este independentă de viteză.

2.4. Concluzii

Din cele prezentate în acest capitol se constată că maşina asincronă se comportă diferit la modificarea parametrilor sursei de alimentare - tensiune şi frecvenţă. Alegerea unei anumite legi de variaţie între tensiunea şi frecvenţa sursei de alimentare permite obţinerea de caracteristici mecanice adecvate cerinţelor impuse de maşinile de lucru, atît în domeniul vitezelor suprasincrone, cît şi în cel al vitezelor subsincrone.

Se remarcă în acest fel că, în domeniul suprasincron, unde în general tensiunea de alimentare este constantă, cuplul maşinii asincrone se micşorează la creşterea frecvenţei, datorită micşorării fluxului; funcţionarea maşinii se poate face la putere constantă, curent statoric impus sau la capacitate de suprasarcină constantă.

In domeniul subsincron, comportarea maşinii asincrone este corespunzătoare, adică caracteristicile mecanice sînt convenabile la o lege de variaţie a tensiunii cu frecvenţa $U_1/f_1 = \text{ct.}$ pentru $f_1 > 1/2\ f_{1N}$, la flux constant prin maşină, curent constant sau capacitate de suprasarcină constantă. Este cel mai interesant de funcţionare al maşinii asincrone şi cel mai des utilizat. Alegerea legii de variaţie tensiune-frecvenţă trebuie să ţină seama de forma de variaţie a sarcinii maşinii de lucru cu viteza şi de încălzirea maşinii asincrone.

BUPT

Fixarea parametrilor la care funcţionează maşina asincronă - putere, cuplu şi curent - trebuie să se facă în corelare cu valorile lor la alimentarea cu tensiune şi frecvenţă nominală.

Analiza comportării maşinii asincrone în diferite situaţii de alimentare demonstrează necesitatea construirii unor convertizoare de tensiune şi frecvenţă care să permită o comandă relativ simplă şi sigură a amplitudinii tensiunii de ieşire şi a frecvenţei funcţie de necesităţile procesului tehnologic de producţie.

Studiul funcţionării maşinilor asincrone la diferite legi de variaţie ale tensiunii cu frecvenţa este utilă în vederea alegerii corecte a soluţiei de acţionare a diferitelor tipuri de instalaţii industriale. Relaţiile de calcul stabilite pot fi folosite pentru fixarea modului de variaţie a mărimilor maşinii asincrone - tensiune şi frecvenţă - astfel încît caracteristicile mecanice să corespundă cerinţelor impuse de procesul tehnologic de producţie. Datorită formei relativ complicate de variaţie a tensiunii funcţie de frecvenţă de alimentare, de multe ori în practică se introduc ipoteze simplificatoare pe baza cărora rezultă legi mai simple.

BUPT

3. SCHEME DE PRINCIPIU TIPICE DE CONVERTIZOARE STATICE DESTINATE ALIMENTARII MASINILOR ASINCRONE

3.1. Noţiuni introductive

Modificarea vitezei maşinilor asincrone folosite la acţionările cu viteză variabilă necesită, aşa cum s-a văzut la pct.1.3, alimentarea acestora prin dispozitive sau instalaţii speciale prin care parametrii energiei electrice - tensiune, curent, frecvenţă - să poată fi modificaţi. Dispozitivele şi instalaţiile prin care se pot modifica parametrii energiei electrice amintiţi sînt cunoscute sub denumirea de mutatoare rotative şi mutatoare statice.

Avantajele mari pe care le oferă mutatoarele statice faţă de cele rotative - lipsa pieselor în mişcare, modificarea în limite largi a parametrilor de ieşire, gabarit redus, funcţionare sigură, cheltuieli de întreţinere mici etc. - au determinat dezvoltarea construcţiei şi utilizarea tot mai frecventă a acestora în sistemele de acţionare cu viteză variabilă.

Mutatoarele statice transformă parametrii energiei electrice prin intermediul unor dispozitive care permit trecerea curentului într-un singur sens astfel, încît tensiunea, respectiv curentul de ieşire să aibă o variaţie prescrisă în raport cu timpul [79].

Din categoria mutatoarelor fac parte redresoarele, invertoarele şi convertizoarele, ale căror scheme de principiu sînt reprezentate în fig.3.1.

Redresoarele sînt dispozitive care transformă energia electrică de curent alternativ în energie de curent continuu [79],[114], fiind folosite pentru alimentarea maşinilor sau altor receptoare de curent continuu (fig.3.1.a).

Invertoarele sînt dispozitive care transformă energia electrică de curent continuu în energie de curent alternativ (fig.3.1.b).

Convertizoarele statice reprezintă dispozitive prin care se transformă energia electrică de curent alternativ

o anumită tensiune, frecvenţă şi număr de faze în energie de curent alternativ de o altă tensiune, frecvenţă sau număr de faze [79](fig.3.1.c). Această transformare a energiei alternative se poate realiza şi prin unirea unui redresor cu un invertor la bornele de curent continuu. Funcţionarea mutatorului rezultant nu trebuie separată în regim de redresor şi invertor, ci trebuie considerată ca o unitate, regim în care şi la intrare şi la ieşire energia electrică este alternativă dar cu alţi parametrii.

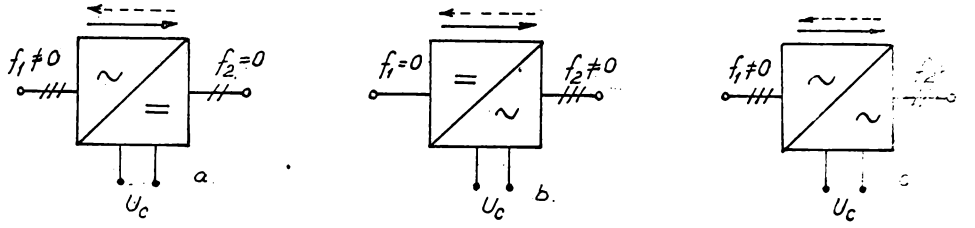


Fig.3.1

Explicativă privind regimul de funcţionare al mutatoarelor: a - regim de redresor; b - regim de invertor; c - regim de convertizor static; —sensul fluxului pentru funcţionare ca motor a maşinii alimentate; ---sensul fluxului pentru funcţionare ca generator a maşinii alimentate.

Valoarea parametrilor energiei electrice a mutatoarelor poate fi modificată prin sisteme de comandă care, în fig. 3.1, sînt reprezentate simbolic prin tensiunea de comandă U_c.

Dat fiind faptul că maşinile electrice pot funcţiona atît în regim de motor cît şi în regim de generator, înseamnă că sensul fluxului de energie prin mutator se schimbă şi acesta funcţionează în regim de redresor sau invertor, funcţie de regimul maşinii.

In tehnica convertizoarelor statice curentul continuu poate fi considerat ca un curent alternativ cu frecvenţa nulă. Această valoare particulară a frecvenţei reprezintă un punct al axei infinite de frecvenţe posibile, fapt pentru care orice mutator poate fi considerat ca un convertizor static.

Tipurile constructive de convertizoare statice sînt foarte numeroase. Ele se pot clasifica după mai multe criterii, principale fiind: felul de comutaţie şi de comandă, parametrii energiei la ieşirea din convertizor, domeniul de utilizare, modul de modificare a tensiunii funcţie de frec.

BUPT

ţă etc.[14],[39],[78],[79],[109].

Convertizoarele statice destinate alimentării mașinilor asincrone din sistemele de acţionare cu viteză variabilă trebuie să aibă anumite proprietăţi,respectiv, să îndeplinească anumite condiţii, determinate de procesul tehnologic de producţie. Principalele condiţii de care trebuie să se ţină seama la construcţia convertizoarelor statice şi alegerea soluţiei de acţionare sînt [15],[54],[100]:

- să permită modificarea frecvenţei în mod continuu şi în limite largi;
- funcţionarea lor să fie sigură şi la frecvenţe joase pentru a permite o pornire lină;
- modificarea tensiunii de ieşire să se facă astfel încît caracteristicile mecanice obţinute cu maşina asincronă să corespundă procesului tehnologic de producţie;
- să fie posibilă modificarea rapidă a frecvenţei şi a tensiunii de ieşire pentru o funcţionare corespunzătoare a maşinii în regim dinamic;
- să permită schimbarea sensului fluxului de energie electrică, funcţie de regimul de funcţionare al maşinii electrice;
- conţinutul în armonici al tensiunii şi curentului de ieşire să fie cît mai redus, pentru ca pierderile suplimentare şi cuplurile parazite datorită acestor armonici să fie mici;
- randamentul convertizorului să fie mare;
- preţul de cost să fie redus;
- fiabilitatea convertizorului să fie mare.

Există multe instalaţii industriale care folosesc sisteme de acţionare cu maşini asincrone cu viteză variabilă alimentate prin convertizoare statice [3],[30],[70],[111],[112],[114], etc.

Performanţele acestor instalaţii pot fi încă mult îmbunătăţite şi de aceea preocupările cercetătorilor şi firmelor constructoare sînt îndreptate în această direcţie.

Aşa cum s-a văzut şi în cap.2 asigurarea unor caracteristici tehnici ai sistemelor de acţionare cu maşini asincrone, impuşi de procesul tehnologic de producţie, necesită modificarea valorii tensiunii funcţie de frecvenţa de alimentare. Aceasta face ca sistemele de comandă ale convertizoarelor

BUPT

tice să fie relativ complicate.

In vederea alegerii corecte a sistemului de acţionare, care să satisfacă cît mai multe din condiţiile enumerate mai înainte, este absolut necesar a se face o clasificare şi sistematizare a materialului referitor la tipurile constructive de convertizoare şi performanţele lor. In acest sens în continuare se vor prezenta schemele de principiu ale cîtorva tipuri reprezentative de convertizoare statice destinate alimentării maşinilor asincrone, avîndu-se în vedere în acelaşi timp forma tensiunii de ieşire, posibilităţile de modificare ale tensiunii funcţie de frecvenţă, domeniul de modificare al vitezei, cerinţele impuse de maşinile de lucru acţionate etc.

3.2. Convertizoare statice pentru modificarea vitezei maşinilor asincrone cu inele

Viteza maşinilor asincrone cu inele poate fi modificată, în afara metodelor care sînt specifice tuturor maşinilor asincrone şi prin modificări în circuitul rotoric, şi anume prin introducerea unei tensiuni suplimentare (§ 1.3.4).

Această metodă de modificare a vitezei maşinilor asincrone se recomandă la sistemele de acţionare de putere mare cu domeniu redus de modificare a vitezei şi cu durate mari de funcţionare pe caracteristicile mecanice artificiale [14]. Montajele maşinilor şi ale elementelor care formează aceste sisteme de acţionare sînt cunoscute sub denumirea de cascade. In principiu legarea în cascadă constă în cuplarea în rotorul maşinii asincrone a unei alte maşini, a unor dispozitive statice şi maşini electrice sau numai a unor dispozitive statice de tip convertizoarelor. Modificarea vitezei maşinii asincrone prin această metodă rezultă ca urmare a modificării puterii de alunecare.

Tensiunea suplimentară de alimentare a înfăşurării rotorice se poate obţine, după cum se ştie şi prin conectarea în cascadă a convertizoarelor statice. Schema bloc a cascadei cu convertizoare statice pentru funcţionarea maşinii asincrone la viteze subsincrone şi suprasincrone este dată în fig.

Forma caracteristicilor mecanice ale maşinii asincrone (fig.1.14) depinde printre alte mărimi de felul de variaţie al tensiunii de ieşire a convertizorului în funcţie de sarcina maşinii.

După cum rezultă şi din relaţia (1.35) maşina asincronă are diferite viteze de funcţionare în gol, determinate de valoarea tensiunii suplimentare U'_{es}.

BUPT

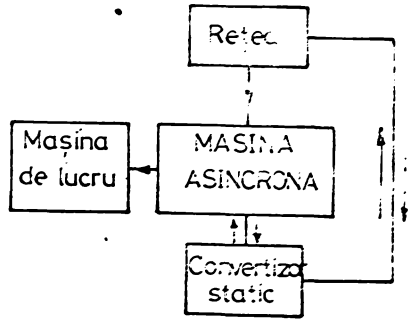


Fig.3.2

Schema bloc a cascadei cu convertizor static: —sensul fluxului de energie pentru regim subsincron; --- sensul fluxului pentru regim suprasincron.

3.2.1. Convertizoare statice în cascadă subsincronă

Sistemele cele mai simple de legare în cascadă subsincronă a maşinii asincrone cu recuperarea energiei de alunecare prin convertizoare statice sînt reprezentate în fig.3.3 şi fig.3.4.

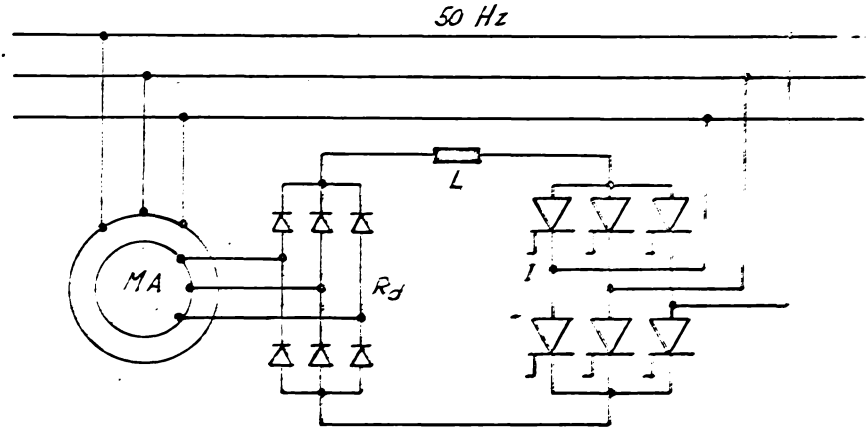


Fig.3.3

Cascada subsincronă fără transformator de adaptare.

Principiul de funcţionare al acestor montaje este identic cu cel al unei cascade Krämer clasice [24], [25]. Convertizorul static cuprinde redresorul necomandat în inelele maşinii asincrone, circuitul de [illegible] bobina de netezire L şi invertorul I cu comutaţie naturală legat direct la reţeaua industrială (fig.3.3), sau prin intermediul transformatorului de adaptare T.A, (fig.3.4 .

BUPT

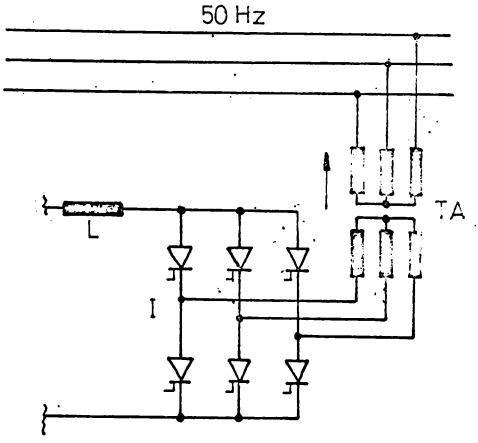


Fig.3.4
Cascadă subsincronă cu transformator de adaptare.

Puterea P_{cl}, pentru care se dimensionează convertizorul este egală cu puterea de alunecare P_s, din care se scad pierderile p_2 în înfăşurarea rotorică a maşinii:

$$P_{cl} = P_s - p_2 \qquad (3.1$$

şi

$$P_s = s\,P_e \qquad (3.$$

unde P_e este puterea electromagnetică a maşinii asincrone.

După cum rezultă din (3.1) şi (3.2) puterea convertizorului depinde direct de gama de modificare a vitezei, lucru foarte important mai ales în cazul instalaţiilor de putere mare.

Inconvenientul acestei scheme constă în faptul că dimensionarea riguroasă a convertizorului din punct de vedere a puterii, pentru domeniu redus de modificare a vitezei nu permite pornirea instalaţiei. Pornirea se face în aceste cazuri prin introducerea de rezistenţe în circuitul rotoric.

Puterea reactivă suplimentară consumată de invertor este şi ea proporţională cu domeniul în care se face modificarea vitezei.

Transformatorul de adaptare din circuitul de recuperare (fig.3.4), permite funcţionarea instalaţiei şi la sarcini şi viteze mici, fără o suplimentare a puterii instalate.

Instalaţii de acţionare cu modificare a vitezei cu scheme de convertizoare în cascadă subsincronă sînt construite în mod curent şi nu prezintă dificultăţi [42],[112],[114].

Convertizoarele de acest tip au avantajul unui număr relativ redus de elemente semiconductoare şi caracteristicile mecanice artificiale sînt corespunzătoare din punct de vedere al formei lor.

BUPT

3.2.2. Convertizoare statice în cascadă suprasincronă

În principiu cascada suprasincronă nu se deosebeşte de cea subsincronă decît prin sensul de circulaţie al puterii. La cascada suprasincronă, convertizorul primeşte energie electrică de la reţea şi o cedează maşinii asincrone prin intermediul inelelor de contact. Convertizorul cuprinde şi în acest caz un redresor necomandat R_d, legat la reţeaua de alimentare, un circuit de curent continuu cu o bobină de netezire L şi un invertor I, prin care se alimentează rotorul maşinii asincrone (fig.3.5).

Puterea electrică absorbită de convertizor de la reţeaua de alimentare P_{c2}, acoperă pierderile în convertizor p_c, iar restul este cedată rotorului. Din puterea cedată rotorului o parte p_2, acoperă pierderile în rotor, iar o altă parte P_s - puterea de alunecare - serveşte la modificarea vitezei.

$$P_{c2} = P_c + p_c = P_s + p_c + p_2 \qquad (3.5)$$

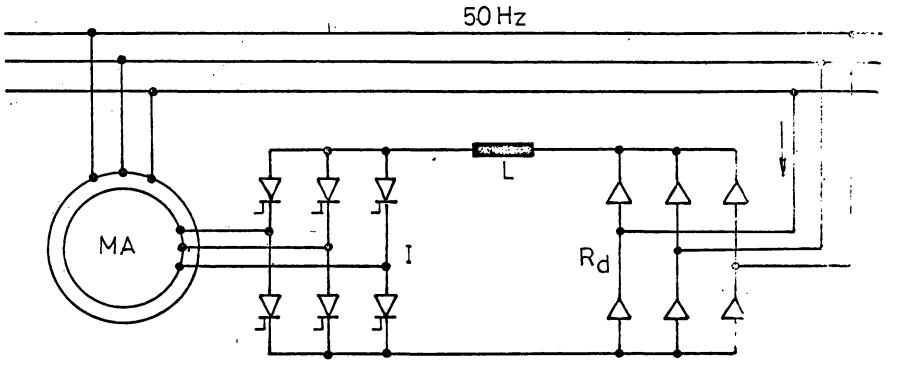


Fig.3.5
Schema cascadei suprasincrone.

Modificarea vitezei instalaţiei de acţionare se face de obicei prin modificarea valorii tensiunii circuitului de curent continuu şi obţinerea în acest fel a unei tensiuni de ieşire variabile, care se introduce în rotor.

Pentru cazul general de acţionare în cascadă cu elemente statice, cînd este necesar modificarea vitezei atît în domeniul subsincron cît şi în cel suprasincron, se utilizează scheme de tipul celei din fig.3.6.

Schema cuprinde un redresor şi un invertor, ambele comandate, al căror regim de funcţionare poate fi inversat, în funcţie de sensul de modificare al vitezei. Se folosesc şi alte scheme convertizoare cu comutaţie forţată sau semiforţată.

BUPT

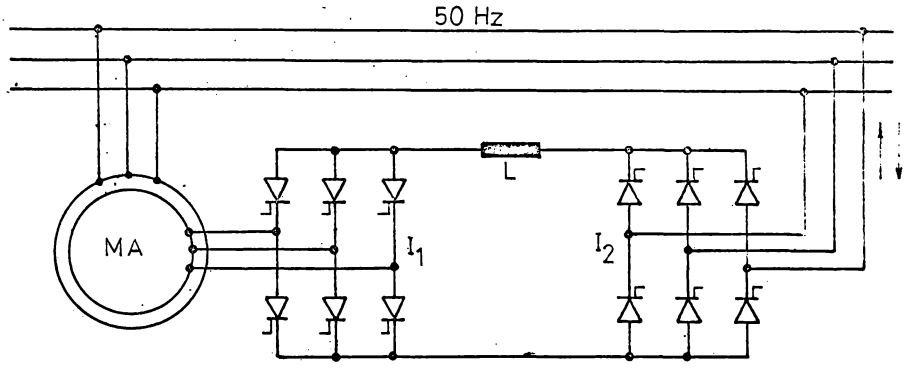


Fig.3.6
Cascadă cu convertizor static cu modificare a vitezei în domeniul subsincron şi suprasincron.

În practică nu se utilizează decît cascada subsincronă cu gamă de modificare de maximum 5o % din viteza sincronă Ω_1, pentru acţionarea pompelor, compresoarelor sau a cuptoarelor rotative din industria cimentului, cu puteri pînă la cîţiva MW [85],[114]. Mărirea domeniului de modificare a vitezei peste 5o % prin convertizoare în cascadă nu este economică, recomandîndu-se în astfel de cazuri convertizoare statice de tensiune şi frecvenţă pentru alimentarea statorului maşinilor asincrone.

3.3. Convertizoare statice pentru modificarea vitezei maşinilor asincrone cu rotorul în colivie

Alimentarea înfăşurării statorice a maşinilor asincrone prin convertizoare statice, prin care se schimbă prin energiei electrice, permite modificarea vitezei în limite latît a maşinilor asincrone cu rotorul în colivie, cît şi a maşinilor asincrone cu inele. Parametrii energiei electrice ce se modifică prin aceste convertizoare statice sînt frecvenţa şi tensiunea de alimentare (v.§ 1.3). Modificarea celor două mărimi, frecvenţă şi tensiune se poate face dependent sau independent una de alta.

Comportarea maşinii asincrone şi caracteristicile mecanice ce se pot obţine în funcţie de legea de variaţie tensiune-frecvenţă a fost prezentată în cap.2.

Convertizoarele statice de tensiune şi frecvenţă folosite la alimentarea maşinilor asincrone se pot clasifica

BUPT

în [15],[83],[114]:

- convertizoare directe;
- convertizoare indirecte;

Convertizoarele statice din prima grupă transformă direct energia electrică de curent alternativ în energie de curent alternativ cu alţi parametrii.

Convertizoarele din a doua grupă fac această transformare indirect, adică prin intermediul curentului continuu, convertizorul cuprinzînd un redresor, un circuit de curent continuu de tensiune constantă sau variabilă şi un invertor. În această grupă se încadrează şi convertizoarele pentru montajele în cascadă prezentate la § 3.2.

3.3.1. Convertizoare statice directe

Convertizoarele directe numite şi convertizoare cu comutaţie ciclică, cu comutaţie naturală sau cu comutaţie prin reţea, sînt destinate alimentării maşinilor asincrone funcţionînd la viteze mici. Principiul de funcţionare al convertizoarelor directe constă în a modula la joasă frecvenţă tensiunea de ieşire a unui montaj de obicei de tip antiparalel.

Montajul cel mai simplu pe baza căruia se poate explica funcţionarea convertizorului direct este redat în fig.3.7,

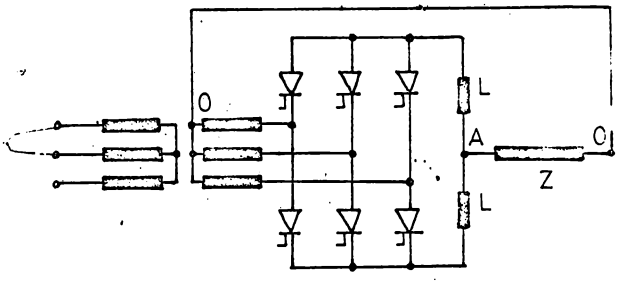


Fig.3.7
Convertizor monofazat cu 3 pulsuri.

Schema din figura 3.7 corespunde unui mutator reversibil [83], frecvenţa de ieşire fiind inferioară frecvenţei reţelei de alimentare a mutatorului. Convertizoarele directe astfel comandate încît să alimenteze sarcina cu un curent mai apropiat de o sinusoidă.

Forma tensiunii şi a curentului prin sarcină conectată la bornele convertizorului depind de numărul de pulsuri, caracterul sarcinii şi unghiul de comandă.

BUPT

Pentru un convertizor monofazat cu trei pulsuri (fig.3.6), în cazul unei sarcini formate dintr-o rezistenţă şi o inductivitate şi pentru un raport al frecvenţelor de 1:5, în fig.3.8 s-a reprezentat forma tensiunii de ieşire şi a curentului.

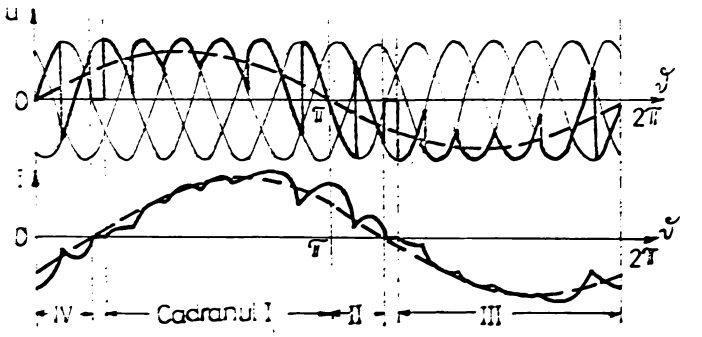


Fig.3.8
Tensiunea şi curentul unui convertizor direct cu trei pulsuri şi raport al frecvenţelor 1:5.

Se constată că un astfel de convertizor reversibil poate funcţiona în toate cele patru cadrane ale sistemului de axe de coordonate tensiune-curent [83].

La trecerea curentului prin valoarea zero, la schimbarea cadranelor în care funcţionează convertizorul, se stabileşte o pauză de curent. Durata de conducţie a ventilelor ce intră în componenţa convertizorului nu este egală. Raportul dintre frecvenţa tensiunii reţelei şi frecvenţa tensiunii de ieşire poate fi un număr întreg sau fracţionar. La rapoarte întregi, la fiecare perioadă a tensiunii de ieşire fenomenul se repetă ceea ce duce la încărcarea inegală a ventilelor în timp.

Conţinutul de armonici în tensiunea de ieşire, precum şi în curent se reduce mult prin mărirea numărului de pulsuri spre exemplu de la trei la şase.

Un astfel de montaj se poate obţine cu ajutorul unui transformator cu şase înfăşurări secundare (fig.3.9), dar acest caz utilizarea tiristoarelor şi a înfăşurărilor secundare ale transformatorului este mai puţin bună faţă de schema trei pulsuri (fig.3.8), deoarece unghiul de conducţie al fiecărei este limitat la valoarea de 60^{o} dintr-o perioadă.

BUPT

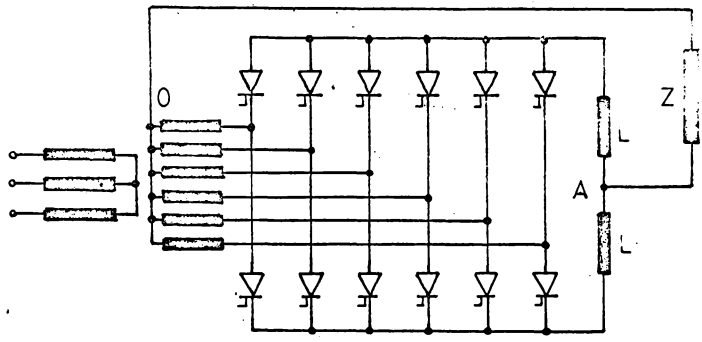


Fig.3.9
Convertizor monofazat direct cu şase pulsuri.

Un alt montaj cu şase pulsuri poate fi obţinut prin punerea în paralel a două grupuri simple cu trei pulsuri alimentate prin tensiuni de intrare decalate. În acest caz dacă cele două grupuri lucrează separat, unghiul de conducţie este de 120^{o}.

Convertizoarele directe preiau puterea reactivă necesară funcţionării lor şi cea necesară consumatorului din reţeaua de frecvenţă mai mare.

Forma sinusoidală a curentului se obţine prin prescrierea, cu ajutorul elementelor logice de comutaţie, a unei tensiuni în formă de trepte apropiată de forma unei sinusoide.

Raportul dintre frecvenţa tensiunii reţelei de alimentare şi cea a tensiunii de ieşire obţinut cu convertizoarele directe cu şase pulsuri este de $f_{1N}/f_1 \geqslant 2,5$ [83], ceea ce înseamnă că frecvenţa de ieşire a convertizorului are valori de o ÷ 2o Hz.

Convertizoarele trifazate pentru alimentarea maşinilor asincrone rezultă din trei convertizoare monofazate. Schema unui convertizor direct pentru alimentarea maşinilor asincrone este prezentată în fig. 3.1o.

Convertizoarele de acest tip au dezavantajul unui număr mare de ventile şi scheme de comandă relativ complicate.

Există şi alte scheme de convertizoare directe [83], care numărul de ventile este mai redus, dar cu sarcina pe ventile mai mare pentru aceeaşi putere de ieşire (montaj în triunghi).

BUPT

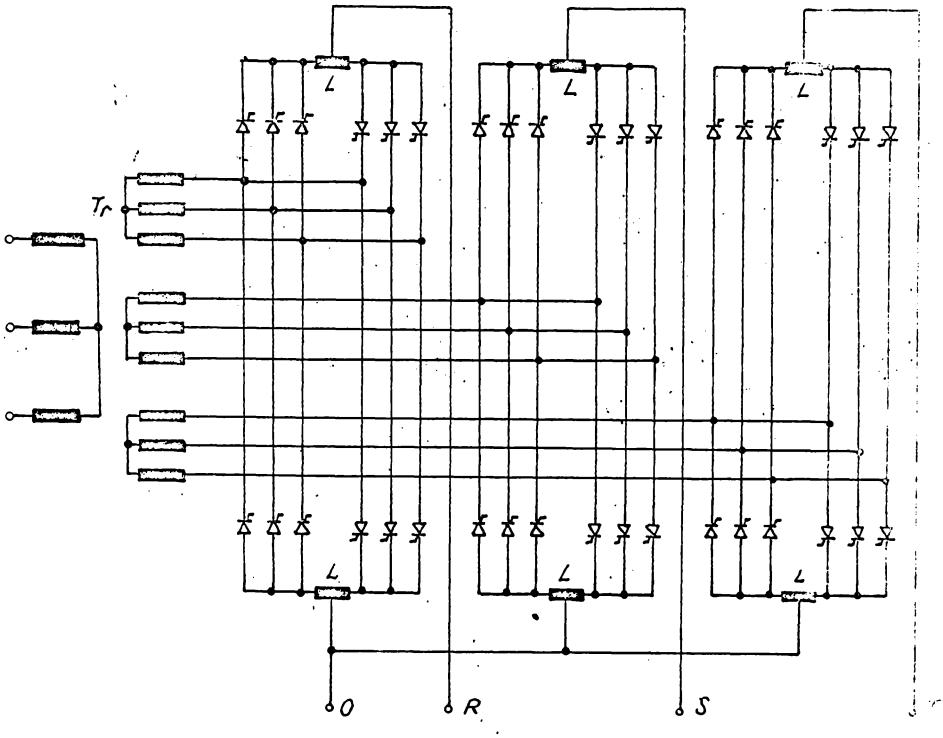


Fig.3.1o
Convertizor direct trifazat cu şase pulsuri.

Se folosesc convertizoare directe pentru acţionarea instalaţiilor la care caracteristicile artificiale de funcţionare corespund unor viteze reduse faţă de cea sincronă ($\Omega \leq 0{,}4\,\Omega_1$).

Schemele de convertizoare directe sînt relativ simple şi deşi au un număr mare de ventile preţul de cost este comparabil cu al altor tipuri de convertizoare. Totuşi, dat fiind faptul că gama de modificare a vitezei este redusă şi corespunde numai vitezelor mici, că au un factor de putere mic că necesită scheme de comandă complicate pentru asigurarea legilor de variaţie ale tensiunii cu frecvenţa prezentate în § 2.3, răspîndirea lor în instalaţiile de acţionare este mică [14].

3.3.2. Convertizoare indirecte

Convertizoarele indirecte sînt convertizoare [illegible] cuit intermediar de curent continuu. Datorită faptului că cele două circuite de curent alternativ între care are loc

BUPT

schimbul de energie sînt separate între ele prin circuitul intermediar de curent continuu, frecvenţa tensiunii de ieşire este independentă de frecvenţa reţelei de alimentare. Comutaţia elementelor convertizorului este de obicei o comutaţie forţată (proprie), utilizîndu-se circuite speciale în acest scop,[79].

Tensiunea continuă a circuitului intermediar poate să fie constantă sau variabilă. Schema bloc a unui convertizor indirect pentru alimentarea maşinilor asincrone este prezentată în fig.3.11 [37],[66],[78],[82],[92].

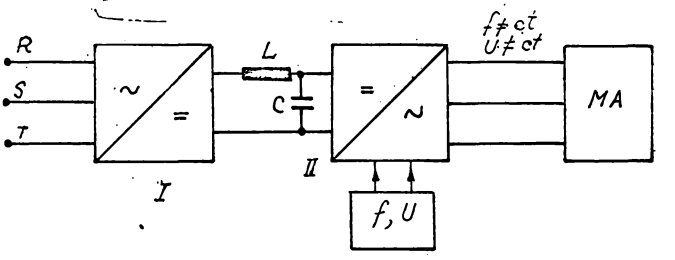


Fig.3.11

Schema bloc a convertizorului indirect, alimentînd o maşină asincronă.

Circuitul intermediar de curent continuu împarte convertizorul în două părţi I şi II. Partea I-a a convertizorului constă dintr-un redresor sau un montaj redresor-invertor cuplat cu reţeaua de 5o Hz, de obicei printr-un transformator. Maşina asincronă absoarbe sau furnizează energie activă şi consumă energie reactivă. Cum circuitul intermediar de curent continuu nu poate transmite energie reactivă înseamnă că aceasta va trebui să fie generată de partea II-a a convertizorului. Capacitatea C din circuitul intermediar, corect dimensionată, asigură acumularea unei energii suficiente pentru furnizarea puterii reactive. Tensiunea de ieşire a circuitului intermediar şi curentul în circuit sînt menţinute suficient de netede datorită filtrului de netezire L-C.

Schema de principiu a unui invertor monofazat cu punct median, care face parte dintr-un convertizor static indirect, este reprezentată în fig.3.12.

Schema cuprinde tiristoarele principale T_1 şi T_2 prin care se asigură conectarea bornei A a sarcinii la polul pozitiv sau negativ al sursei continue, cealaltă bornă fiind permanent conectată la punctul median al sursei. In schemă sînt prezentate şi diodele D_1 şi D_2 prin care circulă curentul reactiv la blocarea tiristoarelor [79]. Din schemă lipseşte circuitul de co

BUPT

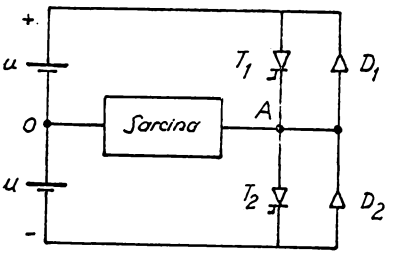


Fig.3.12
Schema de principiu a unui invertor monofazat.

mutare al tiristoarelor prin care se comandă frecvenţa şi tensiunea de ieşire.

Obţinerea unei tensiuni alternative la bornele sarcinii de o frecvenţă şi tensiune dată necesită ca fiecare tiristor principal să conducă în fiecare perioadă a tensiunii alternative un anumit timp care corespunde unghiului de conducţie.

Astfel pentru o valoare a tensiunii circuitului intermediar de curent continuu u şi un unghi de conducţie al tiristoarelor $\alpha = 120^o$ el, tensiunea la bornele sarcinii este reprezentată în fig.3.13.

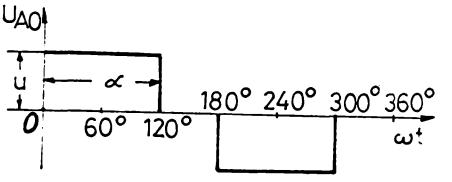


Fig.3.13
Forma tensiunii la bornele sarcinii pentru un unghi de conducţie de 120° el.

Modificarea valorii tensiunii de ieşire a convertizorului se poate face prin:

- modificarea valorii tensiunii continue u;
- modificarea unghiului de conducţie al tiristoarelor α;
- prin impulsuri de tensiune cu modulare în durată sau amplitudine.

3.3.2.1. Convertizoare cu tensiune continuă variabilă

La acest tip de convertizoare, tensiunea continuă a circuitului intermediar se modifică în aşa fel încît la o anumită formă a curbei tensiunii de ieşire, valoarea ei să fie corelată cu frecvenţa, conform uneia din legile de variaţie prezentate la § 2.3. Modificarea valorii tensiunii continue se face fie cu ajutorul unui transformator de alimentare urmat de un redresor necomandat, fie cu un redresor comandat.

Convertizoarele cu circuit intermediar de curent continuu cu tensiune variabilă prezintă două mari inconveniente

BUPT

Astfel, datorită faptului că redresorul I_1 şi invertorul I_2 (fig. 3.14) sînt legate prin circuitul L-C, nu este posibilă o variaţie rapidă a tensiunii continue şi deci şi variaţia vitezei maşinii alimentate va fi mai lentă. Al doilea inconvenient se referă la domeniul de modificare al vitezei maşinii asincrone care este limitat spre vitezele mici. Aceasta, deoarece la micşorarea tensiunii circuitului intermediar se micşorează sarcina condensatoarelor de comutaţie şi stingerea tiristoarelor se face din ce în ce mai dificil. Capacitatea sistemului de comutaţie trebuie să asigure o anumită valoare a timpului de blocare a tiristoarelor şi este proporţional, la dimensiuni date ale condensatoarelor de comutaţie, cu tensiunea continuă şi invers proporţional cu curentul din timpul comutaţiei. Dimensionarea condensatoarelor de comutaţie este în acest caz dificil de făcut. O soluţie posibilă ar fi folosirea unei surse separate de tensiune continuă pentru alimentarea condensatoarelor de comutaţie care să le asigure o sarcină optimă.

Schema unui convertizor trifazat pentru alimentarea maşinilor asincrone se poate obţine din trei invertoare monofazate de tipul celui din fig.3.12, alimentate de la acelaşi circuit de curent continuu a cărui tensiune este variabilă (fig.3.14).

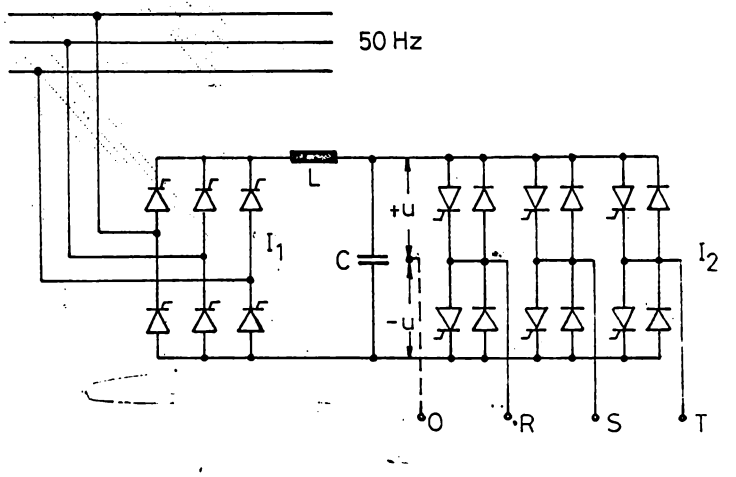


Fig.3.14

Convertizor trifazat cu circuit intermediar de curent continuu cu tensiune variabilă.

BUPT

Forma tensiunii alternative la ieşirea din convertizor pentru un unghi de conducţie al tiristoarelor de 180° este redată în fig.3.15.

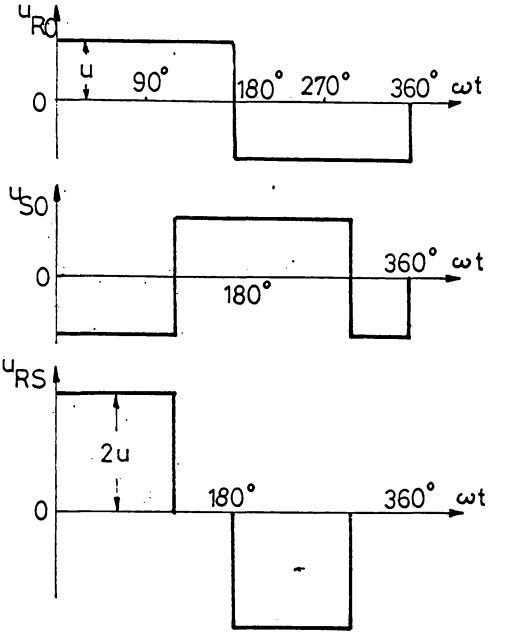


Fig.3.15
Forma tensiunii de fază şi de linie a convertizorului trifazat.

Datorită formei rectangulare a undei tensiunii de ieşire a convertizorului, aceasta va conţine un mare număr de armonici inferioare. Reducerea conţinutului de armonici se poate face prin comanda convertizorului astfel încît forma tensiunii de ieşire să se apropie mai mult de o sinusoidă sau prin utilizarea a două sau mai multe unităţi de convertizoare de acelaşi tip şi defazate între ele [14],[79].

Valoarea efectivă a tensiunii de ieşire a convertizorului se modifică odată cu modificarea valorii tensiunii continue u a circuitului intermediar.

Convertizoarele indirecte cu tensiune continuă variabilă se clasifică [14],[79] în convertizoare de tensiune şi convertizoare de curent, după cum mărimea a cărei formă se prescrie la ieşirea din convertizor este tensiunea sau curentul. Cele două tipuri de convertizoare se clasifică la rîndul lor în funcţie de modul de comandă al stingerii: convertizoare

BIBLIOTECA CENTRALĂ

BUPT

stingere autonomă şi convertizoare cu stingere independentă.

In fig.3.16 se prezintă schema unui convertizor indirect de curent, cu stingere independentă şi forma de variaţie a curentului de fază [14].

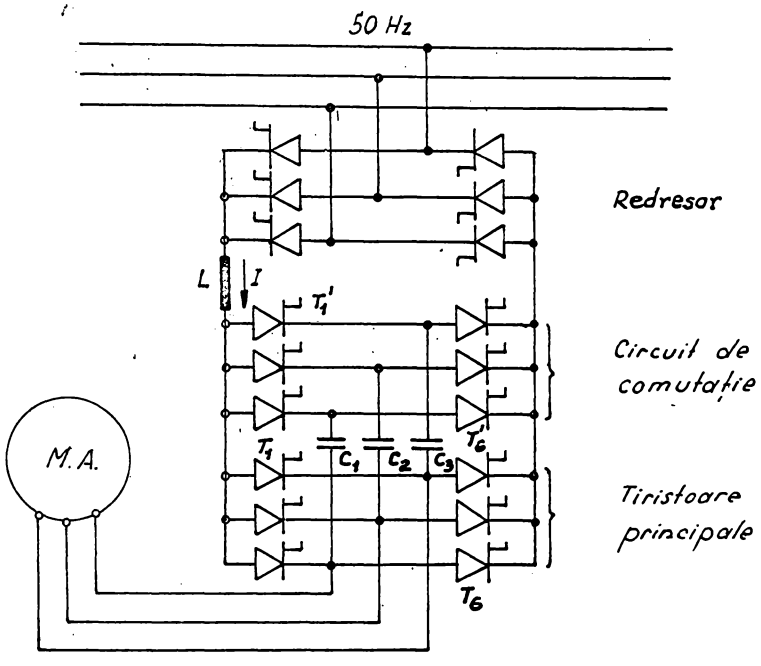
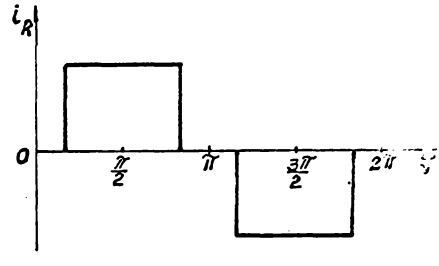


Fig.3.16
Convertizor indirect de curent cu stingere independentă: a - schema de principiu; b - variaţia curentului de fază:
$T_1 \div T_6$ - tiristoare principale;
$T_1' \div T_6'$ - tiristoare de stingere;
$C_1 \div C_3$ - condensatoare de stingere.



Principalele particularităţi ale acestui tip de convertizoare constau în următoarele:

- încărcarea condensatoarelor de stingere se face prin trecerea curentului de sarcină prin condensatoare, ceea ce asigură încărcarea acestora chiar şi în cazul unor tensiuni mici ale circuitului intermediar şi sarcini mici, deci funcţionarea convertizorului este sigură;

- frînarea cu recuperare se face prin inversarea tensiunii şi nu a curentului din circuitul intermediar; în acest fel pentru frînarea cu recuperare nu este nevoie de un inv...

BUPT

suplimentar, schema fiind mai simplă şi mai economică;

- faţă de convertizorul de curent cu stingere autonomă, prezintă dezavantajul unui număr mai mare de tiristoare (tiristoarele de stingere).

Convertizoarele indirecte cu tensiune variabilă a circuitului intermediar sînt mai puţin răspîndite în acţionările electrice cu viteză variabilă datorită dificultăţilor de dimensionare precisă a circuitelor de comutaţie (convertizoarele de tensiune), datorită inerţiei lor mai mari, a necesităţii unui redresor comandat, deci a numărului de tiristoare sporit şi datorită conţinutului mare de armonici de ordin inferior.

3.3.2.2. Convertizoare cu tensiune continuă constantă

Convertizoarele indirecte cu tensiune constantă a circuitului intermediar au aceeaşi schemă de principiu (fig.3.14) ca şi cele cu tensiune variabilă. Singura deosebire dintre cele două tipuri constă în faptul că în cazul convertizoarelor cu tensiune constantă a circuitului intermediar, obţinerea acesteia se face printr-un redresor simplu necomandat, alimentat fie direct de la reţea, fie printr-un transformator.

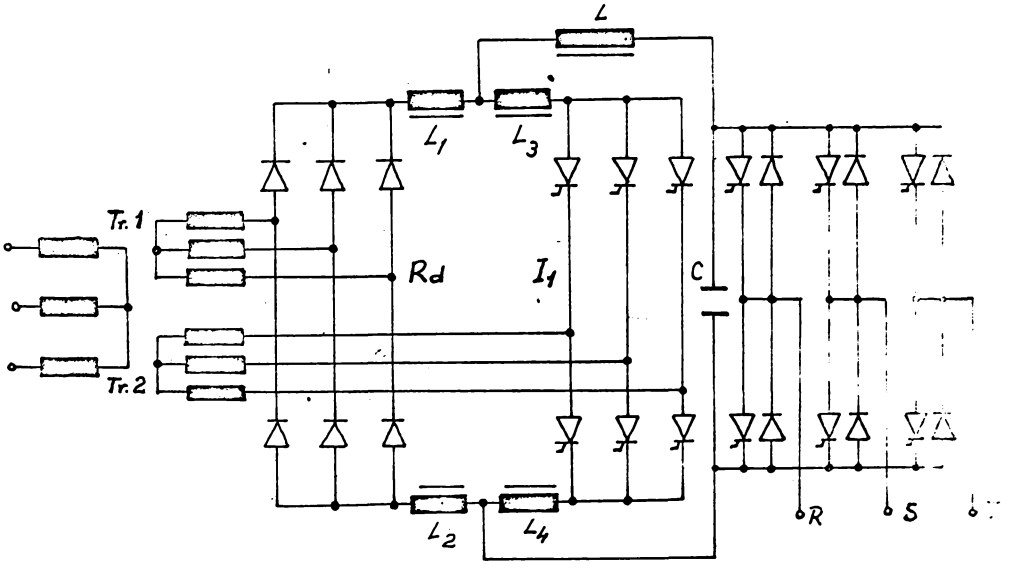


Fig.3.17

Schema unui convertizor indirect de tensiune continuă constantă pentru acţionări reversibile.

BUPT

In cazul acţionărilor reversibile, pentru recuperarea unei părţi din energia de frînare, se foloseşte un invertor I_1 ce poate fi montat în cruce cu redresorul necomandat R_d aşa cum se arată în fig.3.17.

Cuplajul redresorului necomandat şi al invertorului comandat se realizează prin intermediul inductivităţilor L_1-L_4. Invertorul I_1 cu comutaţie naturală este conectat la secundarul transformatorului Tr2 care furnizează o tensiune mai ridicată decît cea necesară punţii redresoare cu diode. In acest fel se asigură blocarea unghiului de comandă al invertorului la o valoare mai mică de 180^o şi se realizează condiţia ca tensiunea redresorului să fie întotdeauna inferioară sau cel mult egală cu cea a invertorului.

Energia activă poate circula în două sensuri. Energia reactivă a sarcinii (maşinii asincrone) este dată de capacitatea C, puterea reactivă cerută de la reţea fiind totdeauna minimă (redresor necomandat, invertor I_1 cu unghi de aprindere maxim).

Pe lîngă puterea reactivă minimă cerută de la reţea, convertizoarele cu tensiune intermediară constantă permit cuplarea mai multor unităţi distincte, comandate separat şi alimentate de la acelaşi redresor (acelaşi circuit intermediar). In plus, acest tip de convertizoare sînt insensibile la o asimetriţie a tensiunii reţelei dacă au prevăzute în circuit:

- baterii de acumulatoare tampon; aceste baterii tampon pot reprimi o parte din energia de frînare;
- condensatoare electrolitice potrivit dimensionate ele asigură filtrajul tensiunii.

Problema importantă care se pune în cazul acestor convertizoare este obţinerea unei tensiuni alternative de amplitudine variabilă, pornind de la o tensiune continuă constantă. Se folosesc în principiu două metode pentru realizarea acestei tensiuni variabile:

- prin defazaj variabil între mai multe unităţi;
- prin impulsuri de tensiune, cu modulare în durată sau în amplitudine.

a. Convertizoare cu tensiune intermediară constantă şi variaţie a tensiunii de ieşire prin defazaj.

Conectarea unei faze a sarcinii între ieşirile A şi B a două invertoare de tipul celui din fig.3.12 şi defazarea unghiului de comandă al celei de a doua unităţi faţă de prima

BUPT

la 180° la 0° el. permite modificarea tensiunii aplicate sarcinii între o valoare maximă şi o valoare egală cu zero [54]. Schema de principiu a unui astfel de invertor monofazat este reprezentată în fig.3.18. Forma undei de tensiune rezultante pentru diferite defazaje între a doua şi prima unitate este prezentată în fig.3.19, unghiul de conducţie al tiristoarelor fiind de 1/2 T.

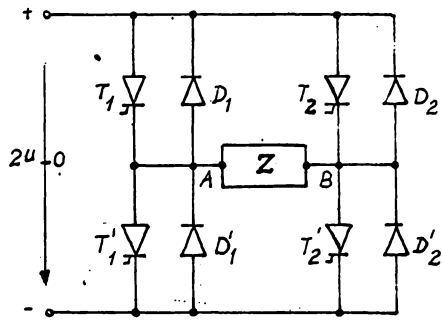


Fig.3.18

Invertor monofazat cu variaţie a tensiunii prin defazaj.

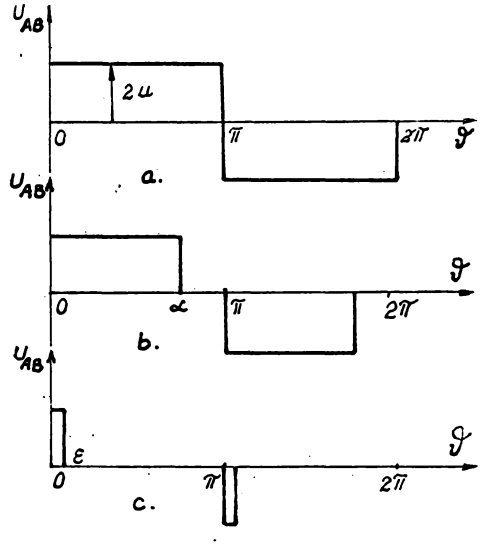


Fig.3.19

Forma tensiunii invertorului monofazat cu variaţie a tensiunii prin defazaj: a - defazaj π; b - defazaj α; c - defazaj ε.

Valoarea relativă a armonicilor în raport cu tensiu[illegible] fundamentalei creşte pe măsură ce se micşorează tensiun[illegible] damentalei prin defazaj, ajungînd să aibă valori excesiv de la joase frecvenţe. Eliminarea acestui inconvenient se poate face prin folosirea mai multor unităţi defazate şi cuplate [illegible] tre ele prin conectarea secundarelor transformatoarelor p[illegible] zute la ieşirea fiecărei unităţi. Soluţia a fost adop[illegible]

BUPT

firma Westinghouse, utilizînd şase unităţi de invertoare monofazate, defazate cu 30° sau două unităţi trifazate defazate cu 30°. Soluţia este relativ scumpă şi complicată din punct de vedere tehnic, fapt pentru care nu s-a extins.

Schema de montaj a unui astfel de convertizor este dată în fig.3.2o [79].

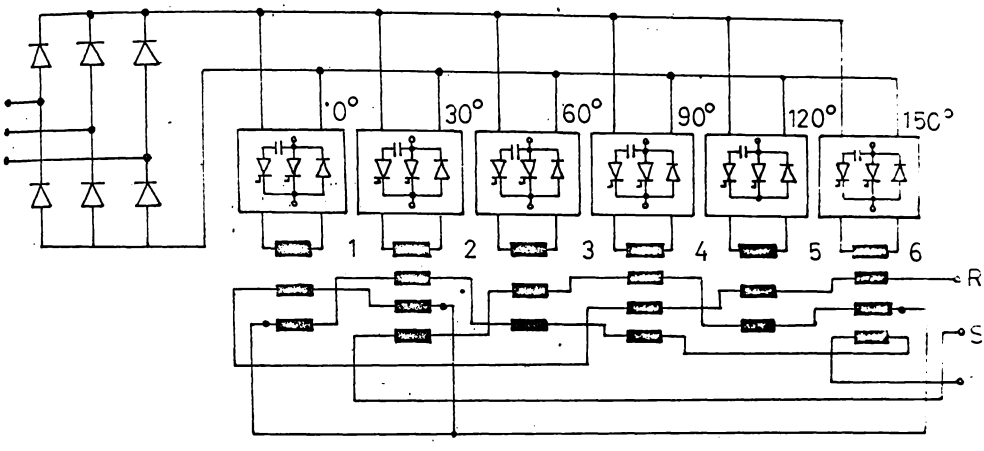


Fig.3.2o

Schema de principiu a unui convertizor cu comutaţie proprie format din şase invertoare monofazate.

Variaţia în timp a tensiunii convertizorului depinde mai de unghiul de comandă al tiristoarelor.

Invertoarele monofazate din care este constituit convertizorul au ca circuit de sarcină un transformator cu două sau trei înfăşurări secundare care sînt legate la bornele maşinii asincrone. Tensiunile de ieşire a celor şase invertoare sînt defazate între ele cu $\pi/6$. Deoarece învertoarele monofazate cu două impulsuri (pulsuri) pe perioadă (fig.3.12) permit comanda unghiului de conducţie al tiristoarelor - lăţimea impulsurilor - de la zero la 180°, domeniul de variaţie al tensiunii de ieşire este mare. Astfel pentru un unghi de comandă al tiristoarelor $\beta = o$, adică o comandă completă, forma tensiunii de fază obţinută cu un convertizor format din şase invertoare monofazate cu două pulsuri este dată în fig.3.21 [79].

BUPT

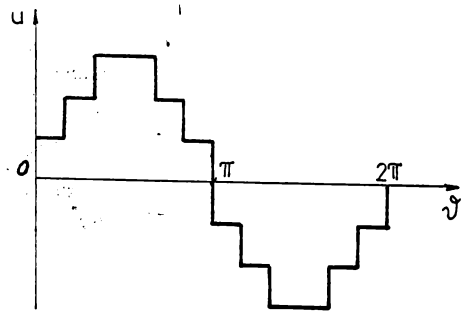


Fig.3.21

Variaţia tensiunii de fază a convertizorului din fig.3.2a la o comandă completă a tiristoarelor.

b. Convertizoare cu tensiune intermediară constantă şi modificare a tensiunii de ieşire prin impulsuri, cu modulare în durată a acestora, procedeu cunoscut sub denumirea de "suboscilaţii".

Modificarea tensiunii alternative prin impulsuri sau suboscilaţii constă în realizarea de comutaţii la o frecvenţă mai mare decît frecvenţa cerută la ieşirea convertizorului şi modularea în durată a acestor impulsuri de tensiune. Există în principiu două moduri diferite de a realiza acest lucru:

- Prima soluţie constă în a alege un anumit număr de comutaţii (n) în raport cu cele produse la 0^o şi la 180^o într-un sistem cu două comutaţii pe perioadă şi fază (fig.3.15) şi în fixarea momentelor în care aceste comutaţii au loc. Acest lucru va defini pentru montaj o perioadă intermediară; $T_i = 360^o/n$ în care se poate modula, potrivit nevoilor, durata (lăţimea) impulsurilor de tensiune. Se obţine în acest fel o formă a tensiunii de ieşire din convertizor pentru un unghi de comandă nul, ca cea din fig.3.22.

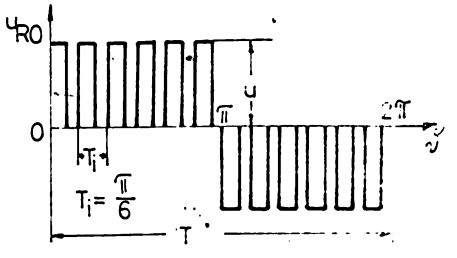


Fig.3.22

Forma tensiunii de ieşire la modularea în durată a impulsurilor, unghi de comandă nul şi n = 12.

BUPT

Alegerea numărului de impulsuri se face pe baza conţinutului de armonici din tensiunea de ieşire [88]. Această soluţie este avantajoasă deoarece este realizabilă cu ajutorul unui convertizor simplu cum este cel din fig.3.14 şi care nu introduce neapărat un mare număr de comutaţii intermediare. In consecinţă pierderile de energie datorită comutaţiei nu se măresc exagerat.

- A doua soluţie [78] constă în a presupune variabile momentele în care se produc comutaţiile intermediare precum şi durata impulsurilor de tensiune. Acest procedeu este avantajos din mai multe considerente. Fluxul într-o fază a maşinii este determinat de tensiunea aplicată şi de căderile de tensiune pe rezistenţa şi inductivitatea de dispersie a circuitului. Dacă tensiunea aplicată şi căderile de tensiune sînt constante şi fără oscilaţii, fluxul rezultant va fi constant. Dacă tensiunea prezintă oscilaţii, fluxul va avea o valoare variabilă între valoarea maximă şi minimă determinată de suprafaţa cuprinsă între părţile pozitive şi negative ale curbei componentelor tensiunii şi axa timpului. In cazul unei frecvenţe de variaţie a tensiunii aplicate maşinii suficient de mari şi dacă suprafeţele pozitive şi negative ale tensiunii de ieşire sînt suficient de mici şi evoluează astfel încît determină o valoare medie a tensiunii ce variază sinusoidal în timp cu o frecvenţă joasă, se va obţine un flux cu o varîaţie sinusoidală de aceeaşi frecvenţă cu a tensiunii şi cu un conţinut de armonici mic. Pentru situaţia în care suprafeţele pozitive şi negative ale undei de tensiune sînt egale, fluxul este nul. Acest mod de modificare a tensiunii de ieşire şi a fluxului este folosit de firmele Brown-Boveri şi AEG [3], [2o].

Forma impulsurilor de tensiune şi armonica fundamentală a acesteia sînt prezentate în fig.3.23 şi fig.3.24.

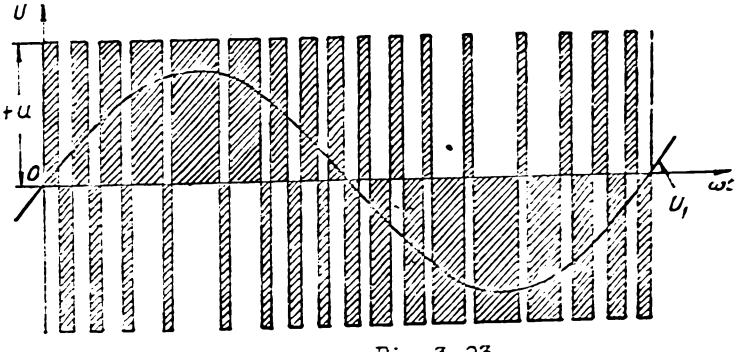


Fig.3.23

Forma tensiunii de ieşire la modularea bipozi... cu impulsuri de durată inegale (sinusoidale).

BUPT

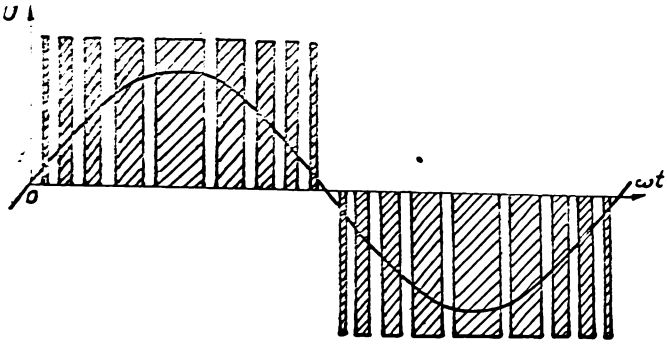


Fig.3.24

Variaţia tensiunii de ieşire la un convertizor cu comportare tripoziţională şi modulare în durată a impulsurilor după o lege sinusoidală.

În cazul convertizoarelor funcţionînd după principiul subsocilaţiilor, invertorul basculează între cele două potenţiale cu o frecvenţă ridicată. Impulsurile de tensiune cu formă rectangulară au amplitudinea egală cu u şi frecvenţa determinată de invertor. Valoarea medie a acestei tensiuni poate să fie modificată variind intervalele de timp ale tensiunii de ieşire pozitive şi negative. Armonica fundamentală a tensiunii de ieşire poate fi considerată ca o rezultantă a variaţiei sinusoidale a valorii medii a tensiunii rectangulare a invertorului sau altfel spus, ca o rezultantă a suboscilaţiilor unei tensiuni rectangulare de înaltă frecvenţă. Pentru poziţionarea momentelor de comutaţie ale invertorului se utilizează o tensiune auxiliară de formă triunghiulară simetrică sau în dinţi de ferăstrău care se suprapune peste tensiunea sinusoidală prescrisă prin sistemul de comandă. Această tensiune auxiliară are o frecvenţă superioară celei prescrise aşa cum se face în tehnica telecomunicaţiilor pentru modularea impulsurilor. Sistemul acesta de comandă permite calculul şi deci cunoaşterea armonicilor de tensiune şi curent şi în consecinţă pot fi găsite mijloacele pentru reducerea lor.

Sistemul de comandă permite modificarea independentă a valorii medii a tensiunii de ieşire (a undei sinusoidale fundamentale) şi frecvenţa acesteia. Amplitudinea armonicii fundamentale a tensiunii de ieşire este inferioară valorii tensiunii sursei u.

BUPT

Tipurile de convertizoare de tensiune şi frecvenţă funcţionînd după principiul modulării în durată a impulsurilor sînt numeroase şi se comportă corespunzător în exploatare [49], [72], [1o6]. Conţinutul în armonici a tensiunii şi curentului convertizorului este dependent de numărul de impulsuri pe perioadă, durata şi forma impulsurilor, sistemul de comandă al invertorului etc. Frecvenţa impulsurilor de tensiune are valori pînă la 14oo Hz [49].La creşterea frecvenţei impulsurilor din care se formează tensiunea de ieşire cresc pierderile prin comutaţie şi scade conţinutul în armonicile inferioare ale tensiunii. La alegerea soluţiei de modulare se va ţine seamă de cele două aspecte contradictorii.

Se folosesc convertizoare de tensiune şi frecvenţă pentru alimentarea maşinilor asincrone de puteri de la o,1 ÷ 1ooo în funcţie de domeniul de modificare a vitezei, de puterea maşinii şi de legea de variaţie ce se impune pentru tensiune funcţie de frecvenţă, se pot utiliza şi alte scheme de convertizoare, modificarea tensiunii făcîndu-se însă după acelaşi principiu.

Forma şi valoarea tensiunii de ieşire a convertizoarelor poate fi modificată prin alegerea schemei de comandă a tiristoarelor, existînd o serie de metode diferite, atît din punct de vedere al complexităţii lor, cît şi al scopului urmărit.

3.4. Concluzii

Sistemele de acţionare cu maşini asincrone alimentate prin convertizoare statice de tensiune şi frecvenţă sînt folosite din ce în ce mai mult, datorită competitivităţii lor din punct de vedere tehnic şi economic cu alte sisteme de acţionare.

Din punct de vedere tehnic convertizoarele statice prezintă marele avantaj că nu au piese în mişcare, au o funcţionare sigură şi un gabarit redus.

Din punct de vedere economic ele au devenit competitive datorită reducerii rapide a preţului de cost al elementelor semiconductoare şi a progreselor realizate în domeniul sistemelor de comandă prin apariţia circuitelor integrate.

Pentru alimentarea maşinilor asincrone din sistemele de acţionare cu viteză variabilă se utilizează atît convertizoarele cu comutaţie naturală - cascade subsincrone, convertizoare directe cu frecvenţe $f_1 = o \div 2o$ Hz - cît şi convertizoarele cu comutaţie forţată - cascade suprasincrone, convertizoare indirecte cu frecvenţe $f_1 \geq 5o$ Hz.

BUPT

Principiile constructive ale convertizoarelor statice sînt multiple şi urmăresc realizarea unor parametrii de ieşire, tensiune-frecvenţă, astfel încît caracteristicile mecanice ale maşinilor electrice alimentate să corespundă proceselor tehnologice de producţie. Se urmăreşte în acelaşi timp şi obţinerea unor parametrii energetici ridicaţi în vederea reducerii consumului de energie electrică.

Pe baza celor prezentate în acest capitol este posibilă alegerea schemei de principiu a convertizorului static cel mai potrivit pentru alimentarea maşinii asincrone ţinînd seama de tipul acesteia, sensul şi domeniul de modificare a vitezei, cerinţele maşinii de lucru acţionate, utilizarea eficientă a elementelor semiconductoare etc.

BUPT

4. ANALIZA ARMONICA A TENSIUNII MASINILOR ASINCRONE ALIMENTATE PRIN CONVERTIZOARE STATICE

4.1. Generalităţi

Forma tensiunii obţinută de la convertizoarele statice nu este sinusoidală şi conţine un mare număr de armonici. Armonicile ce apar în curba tensiunii de alimentare a maşinilor asindrone determină armonici de curent prin maşină şi cupluri parazite.

Dezavantajul principal al acestor armonici constă în următoarele:

- armonicile din curba tensiunii duc la reducerea amplitudinii armoniciii fundamentale la o aceeaşi valoare efectivă a tensiunii şi apariţia de armonici în curba curentului;
- armonicile din curba curentului măresc pierderile prin maşină, micşorează randamentul ei şi produc cupluri parazite;
- armonicile din curba cuplului deşi sînt în general reduse în domeniul funcţionării normale a maşinii asincrone (între viteza zero şi $\pm \Omega_1$) duc la deformarea curbei cuplului la micşorarea cuplului de pornire şi la oscilaţii ale cuplului rezultant.

Conţinutul de armonici din curba tensiunii, curentului şi cuplului este dependent de forma tensiunii de alimentare şi de metodele de modificare a amplitudinii acesteia funcţie de modificarea frecvenţei.

S-a văzut în cap.3 că există o mare diversitate de scheme constructive de convertizoare, obţinîndu-se tensiuni ieşire de forme diferite. Faptul că pentru o funcţionare corectă a maşinilor asincrone este necesară şi o modificare a valorii tensiunii odată cu frecvenţa, face de multe ori să se modifice şi conţinutul armonicilor şi ponderea acestora faţă de fundamentală în tensiunea de ieşire.

BUPT

In acest capitol se va face analiza armonică a tensiunilor furnizate de principalele tipuri de convertizoare prezentate în cap.3 - convertizoarele directe şi cele indirecte. Nu se va analiza separat tensiunea convertizoarelor montajelor în cascadă, deoarece acestea se reduc ca principiu de funcţionare şi formă a tensiunii de ieşire la convertizoarele indirecte.

Scopul acestei analize este acela de a cunoaşte care sînt armonicile în tensiunea de ieşire a diferitelor tipuri de convertizoare, ponderea lor faţă de fundamentală şi influenţa unor parametrii asupra armonicilor de tensiune, pentru a ţine seama de ele la studiul funcţionării maşinilor asincrone alimentate prin convertizoare statice. Cunoaşterea armonicilor din curba tensiunii va permite alegerea corectă a tipului de convertizor şi a sistemului de comandă, funcţie de cerinţele maşinilor şi instalaţiilor alimentate. In acelaşi timp este posibil a se lua măsuri suplimentare pentru reducerea sau eliminarea acelora dintre armonici care deranjează buna funcţionare a maşinilor alimentate. Se va sublinia totodată importanţa pe care o prezintă cercetările care urmăresc găsirea unor forme mai concise prin care să se exprime tensiunile de ieşire ale convertizoarelor statice şi prin ecuaţiile maşinii alimentate să se ţină seama de ele.

4.2. Analiza armonică a tensiunii furnizate de convertizoarele directe

Convertizoarele directe folosite la alimentarea maşinilor asincrone au o tensiune de ieşire de forma celei din fig.3.8. Modificarea valorii tensiunii de ieşire se face prin schimbarea corespunzătoare a unghiului de comandă al tiristoarelor.

4.2.1. Tensiunea medie şi armonicile mutatoarelor cu trei şi şase pulsuri

In vederea efectuării analizei armonice a tensiunii de ieşire a convertizoarelor directe este necesar a se prezenta mai întîi analiza tensiunii unui mutator monofazat cu trei pulsuri, avînd schema de principiu dată în fig.4.1.

Pornind de la acest montaj simplu se pot forma unităţi de mutatoare mai complexe care să permită obţinerea unei tensiuni conform necesităţilor maşinilor electrice de acţionare. Metoda de analiză se bazează pe considerentul că tensiunea de ieşire a diferitelor montaje se compune din porţiuni de sin-

BUPT

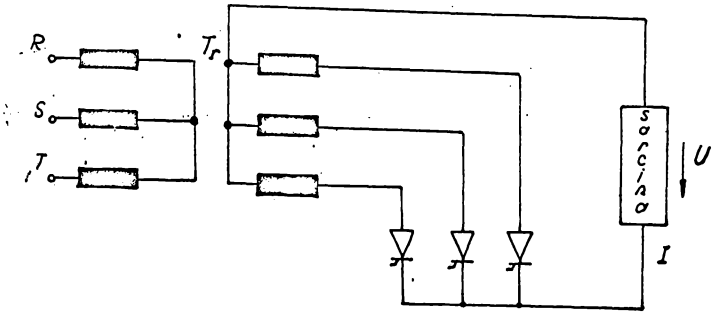


Fig.4.1
Schema de principiu a mutatorului monofazat cu trei pulsuri.

soide, astfel alese încît componenta principală a undei rezultante să fie de formă sinusoidală, la orice frecvenţe de ieşire. Înseamnă că forma tensiunii de ieşire va depinde de [78]:

- numărul de pulsuri din care se compune tensiunea,
- raportul între frecvenţa de intrare şi cea a undei fundamentale la ieşire;
- modul de determinare a unghiului de comandă al tiristoarelor şi valoarea acestui unghi;
- valoarea relativă a tensiunii de ieşire;
- sarcina maşinii alimentate.

Tensiunea medie de ieşire a mutatorului din fig.4.1, pinde de unghiul de comandă α al tiristoarelor. Astfel, valoarea medie a tensiunii de ieşire este maximă pentru funcţionarea mutatorului în regim de redresor, unghiul de comandă fiind nul. Dacă se face raportul între valoarea medie a tensiunii de ieşire şi cea maximă care se poate obţine cu un astfel de montaj rezultă:

$$\frac{U_{med}}{U_{med.max}} = \cos\alpha \qquad (4\ )$$

Unghiul α este unghiul după care se dă comanda de aprindere a unui ventil (tiristor) faţă de poziţia în care se realizează comutaţia lui naturală (fig.4.2).

Pentru unghiuri de comandă între zero şi 90^{o}, mutatorul funcţionează în regim de redresor, iar pentru valori ale lui α între 90^{o} şi 180^{o} în regim de invertor [83].

Domeniul de invertor nu poate fi folosit complet d. cauza timpului de blocare necesar care limitează unghiul de co-

BUPT

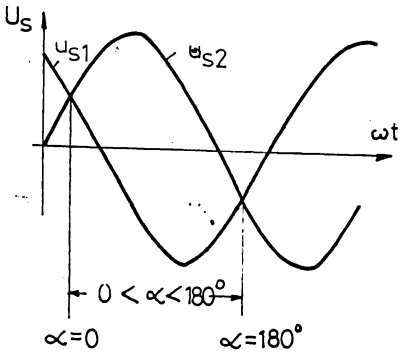


Fig.4.2
Domeniul de variaţie al unghiului de comandă la comutaţia naturală.

mandă la cca $15o^o$.

Tensiunea continuă nefiltrată şi cea filtrată pentru un unghi de comandă variabil este dată în fig.4.3.

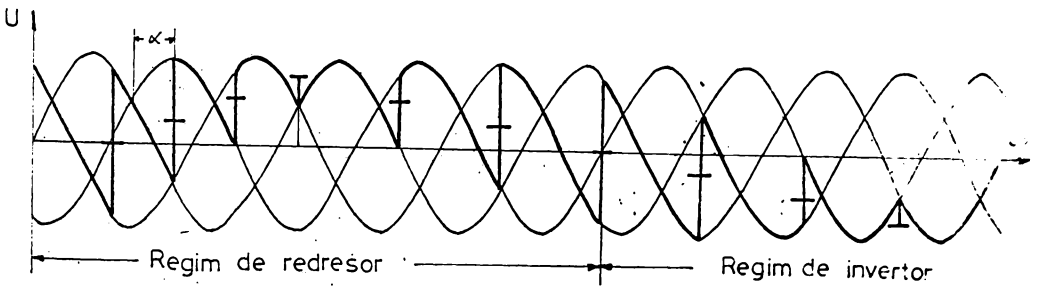


Fig.4.3
Tensiunea continuă a unui mutator cu trei pulsuri la α variabil.

Valoarea raportului $U_{med}/U_{med.max}$ conform relaţiei (4.1) este reprezentată grafic în fig.4.4.

Orice modificare a unghiului de comandă α se reflectă în modificarea valorii medii a tensiunii corespunzător relaţiei (4.1).

Calculul conţinutului armonicilor de ondulaţie suprapuse tensiunii de ieşire se face cu ajutorul seriilor Fourier. Metoda de determinare se bazează pe principiul suprapunerii unor porţiuni de sinusoide, care matematic se poate exprima sub forma unui produs dintre o tensiune sinusoidală de intrare şi o funcţie discontinuă sau de tip logic, având valoarea 1 sau zero după cum tiristorul respectiv conduce sau este blocat [78].

BUPT

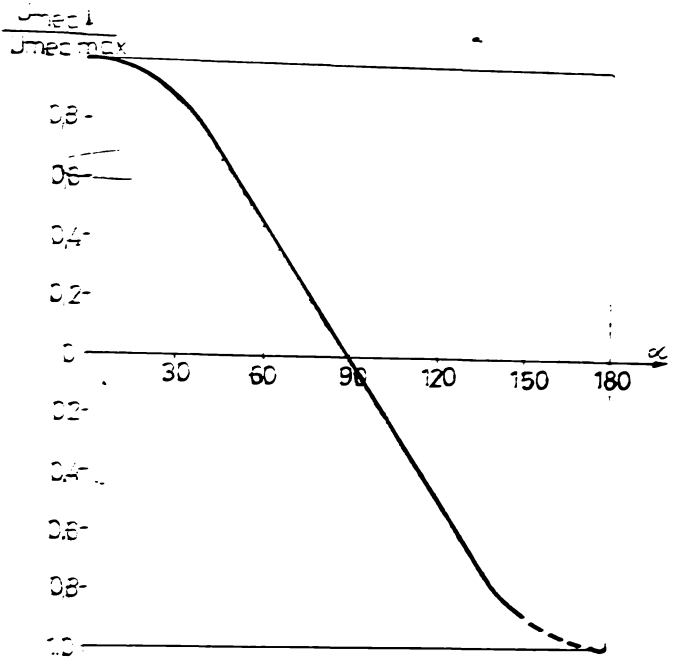


Fig.4.4

Variația valorii medii relative a tensiunii în funcție de unghiul de comandă α.

Fiecare funcție discontinuă (rectangulară) se poate exprima printr-o serie Fourier, obținînd seria corespondentă a tensiunii de ieșire care va conține un termen constant și componente alternative.

În același mod se procedează și pentru analiza curenților și în particular a curentului de linie.

Forma tensiunii de ieșire, pornind de la montajul dată în fig.4.1 este prezentată în fig.4.5.

Tensiunea de ieșire a mutatorului se exprimă prin relația:

$$U = U_m F(\vartheta-\alpha) \sin\vartheta + U_m F(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3}) \sin(\vartheta-\frac{2\pi}{3}) + U_m F(\vartheta-\alpha-\frac{4\pi}{3}) \sin(\vartheta-\frac{4\pi}{3})$$

unde s-a notat prin ϑ valoarea produsului ωt ($\vartheta = \omega t$), prin U_m amplitudinea tensiunii de alimentare, iar prin $F(\vartheta-\alpha)$, $F(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3})$ și $F(\vartheta-\alpha-\frac{4\pi}{3})$ factorii funcției logice având valoarea 1 sau zero, potrivit comenzii tiristoarelor (fig.4.

BUPT

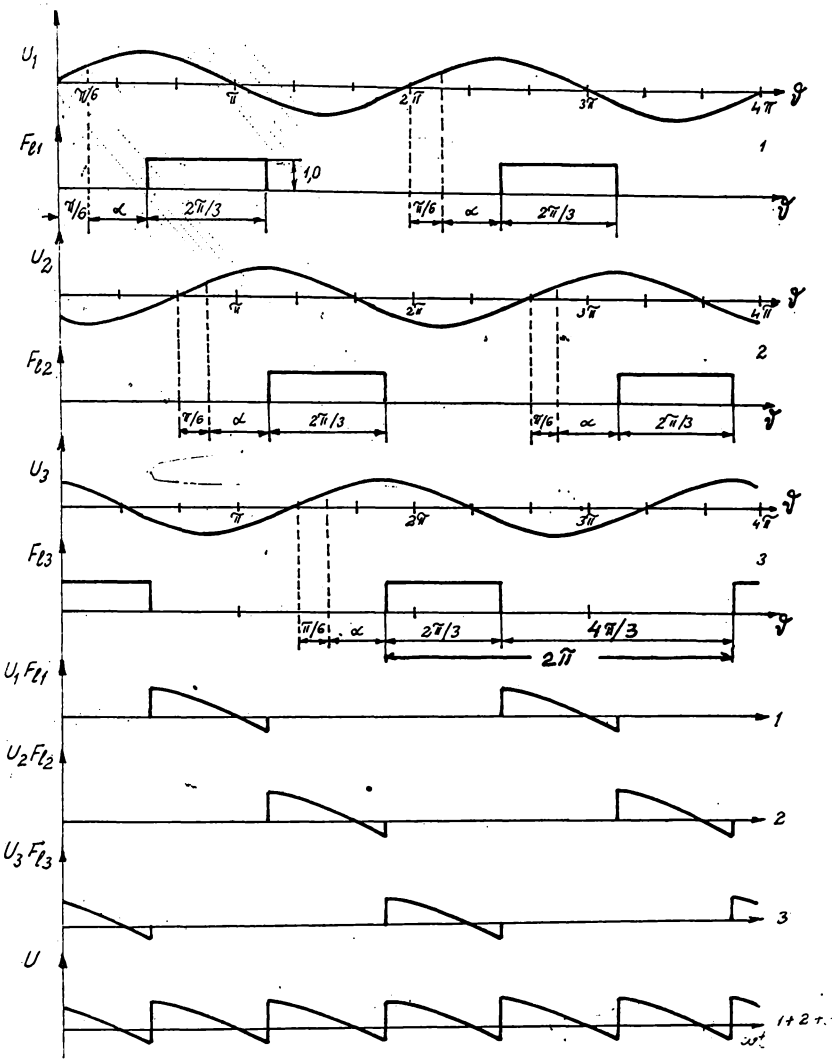


Fig.4.5

Forma tensiunii de ieşire a mutatorului cu trei pulsuri pentru un unghi de comandă α şi durata a funcţiei de comandă egală cu $2\pi/3$.

Unda rectangulară periodică a funcţiei $F(\vartheta,\alpha)$ se descompune în armonici avînd forma [7], [78]:

$$F(\vartheta-\alpha) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi}\left[\sin(\vartheta-\alpha) - \frac{1}{2}\cos 2(\vartheta-\alpha) - \frac{1}{4}\cos 4(\vartheta-\alpha)\right.$$

$$- \frac{1}{5}\sin 5(\vartheta-\alpha) - \frac{1}{7}\sin 7(\vartheta-\alpha) + \frac{1}{8}\cos 8(\vartheta-\alpha)$$

$$\left. + \frac{1}{10}\cos 10(\vartheta-\alpha) + \ldots\ldots\ldots\ldots\right]$$

BUPT

$$F(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3}) = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi}\left[\sin(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2}\cos 2(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3}) - \right.$$
$$\left. - \frac{1}{4}\cos 4\,(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{5}\sin 5(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3}) \ldots\ldots\right] \quad (4.4)$$

$$F(\vartheta-\alpha-\frac{4\pi}{3}) = F(\vartheta-\alpha+\frac{2\pi}{3}) =$$
$$= \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi}\left[\sin(\vartheta-\alpha+\frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2}\cos 2(\vartheta-\alpha+\frac{2\pi}{3}) - \right.$$
$$\left. - \frac{1}{4}\cos 4(\vartheta-\alpha+\frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{5}\sin 5(\vartheta-\alpha+\frac{2\pi}{3}) \ldots\ldots\right] \quad (4.5)$$

Se observă imediat că o durată a fiecărei unde rectangulare egală cu 120° el. ($2\pi/3$), duce la dispariţia armonicilor de ordinul trei şi a multiplilor săi în expresia funcţiei $F(\vartheta,\alpha)$.

Valoarea armonicilor din tensiunea mutatorului rezultă uşor pe baza relaţiilor (4.2) ÷ (4.5):

$$U = U_m \sin\vartheta\left\{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi}\left[\sin(\vartheta-\alpha) - \frac{1}{2}\cos 2(\vartheta-\alpha) - \frac{1}{4}\cos 4(\vartheta-\alpha)\ldots\right]\right.$$
$$+ U_m \sin(\vartheta-\frac{2\pi}{3})\left\{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi}\left[\sin(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2}\cos(\vartheta-\alpha-\frac{2\pi}{3}) - \ldots\right]\right. +$$
$$+ U_m \sin(\vartheta+\frac{2\pi}{3})\left\{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi}\left[\sin(\vartheta-\alpha+\frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2}\cos(\vartheta-\alpha+\frac{2\pi}{3}) - \ldots\right]\right. \quad (4.6)$$

Bazîndu-ne pe proprietăţile funcţiilor trigonometrice, relaţia (4.6) se poate scrie sub forma:

$$U = \frac{3}{2}\frac{\sqrt{3}}{\pi} U_m\left\{\cos\alpha + \sum_{\nu=1}\left[\frac{1}{(3\nu-1)^2} + \frac{1}{(3\nu+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{(3\nu-1)(3\nu+1)}\right]^{\frac{1}{2}}\right.$$
$$\left.\cdot\sin(3\nu\vartheta + \varphi_{3\nu})\right\} \quad (4.7)$$

unde

$$\varphi_{3\nu} = -\frac{\nu\pi}{2} + \operatorname{tg}^{-1}\frac{\frac{\cos(3\nu+1)\alpha}{(3\nu+1)} - \frac{\cos(3\nu-1)\alpha}{(3\nu-1)}}{\frac{\sin(3\nu+1)\alpha}{(3\nu+1)} - \frac{\sin(3\nu-1)\alpha}{(3\nu-1)}} \quad (4.8)$$

cu $\nu = 1, 2, 3, \ldots\infty$.

Relaţia (4.7) arată că tensiunea de ieşire se compune dintr-un termen constant şi o serie infinită de componente armonice de ordin multiplu de trei, pari şi impari, adică de multiplii ai numărului de pulsuri.

Termenul constant ia valoarea maximă pentru $\alpha = 0$, ceea ce corespunde unui unghi de aprindere (de comandă) egal cu zero (mutatorul lucrează ca un redresor pur).

BUPT

Dacă se reprezintă grafic raportul dintre valoarea efectivă a armonicilor tensiunii nefiltrate şi valoarea medie maximă a tensiunii continue la comandă completă ($U_{med.max} = 3\sqrt{3}/2\pi U_m$), în funcţie de valoarea unghiului α, se obţin curbele din fig.4.6. Acest raport are valori maxime pentru un unghi de comandă $\alpha = 90^o$ (nu există componentă continuă) şi are valori minime pentru $\alpha = o$ şi $\alpha = 180^o$, depinzînd de numărul de pulsuri.

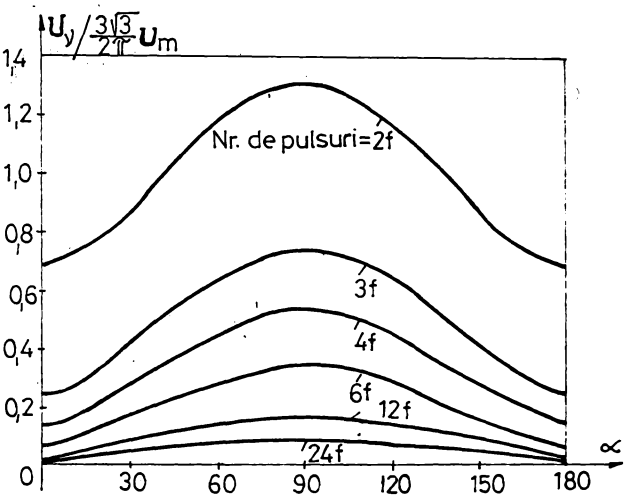


Fig.4.6

Variaţia valorilor efective ale armonicilor tensiunii de ieşire, funcţie de unghiul de comandă α.

Armonicile de ondulaţie ale tensiunii de ieşire a mutatoarelor se suprapun peste tensiunile continue constante obţinute prin combinarea montajelor de bază. Conţinutul de armonici din tensiunea de ieşire a diferitelor mutatoare depinde de defazajul relativ al tensiunilor de alimentare ale fiecărei unităţi de bază ce intră în componenţa mutatorului.

Astfel, spre exemplu, pentru mutatorul a cărui schemă de montaj este reprezentată în fig.4.7 cu şase pulsuri rezultate prin punerea în paralel a două grupuri, I şi II, cu trei pulsuri fiecare, alimentate prin tensiuni defazate cu 180^o, tensiunea de ieşire va fi:

$$U_6 = \frac{1}{2}(U_3^I + U_3^{II}) =$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot U_m \left[\cos\alpha + \left(\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{5 \cdot 7}\right)^{1/2} \sin(6\vartheta + \varphi_6\right.$$

BUPT

$$+\left(\frac{1}{11^2}+\frac{1}{13^2}-\frac{2\cos 2\alpha}{11\cdot 13}\right)^{1/2}\sin(12\vartheta+\varphi_{12})+\ldots\ldots] \quad (4.10)$$

Pentru un mutator cu o schemă ca cea din fig.4.8 care se obţine prin legarea în serie a ieşirilor a două grupuri de forma celor din fig.4.1, tensiunea rezultantă este:

$$U_6' = U_3^I + U_3^{II} =$$

$$= 2\,\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\,U_m\left[\cos\alpha+\left(\frac{1}{5^2}+\frac{1}{7^2}-\frac{2\cos 2\alpha}{5\cdot 7}\right)^{1/2}\sin(6\vartheta+\varphi_6)+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{1}{11^2}+\frac{1}{13^2}-\frac{2\cos 2\alpha}{11\cdot 13}\right)^{1/2}\sin(12\vartheta+\varphi_{12})+\ldots\right] \quad (4.11)$$

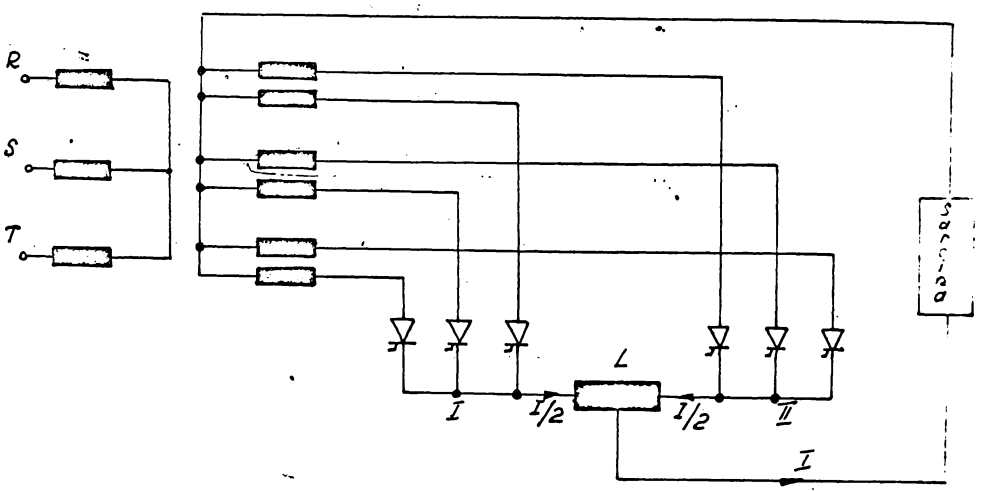


Fig.4.7

Mutator cu şase pulsuri cu unităţi în paralel şi defazaj de 180°.

Se observă că relaţiile (4.10) şi (4.11) sînt identice, doar că pentru al 2-lea montaj tensiunea U_6' este egală cu dublul celei obţinute prin relaţia (4.10). Conţinutul în armonici pentru cele două scheme este acelaşi şi aceasta se datoreşte faptului că în relaţia (4.7) a tensiunii de ieşire armonicile de ordinul $3(2\vartheta-1)$, adică multiplii impari de trei, îşi schimbă semnul pentru un defazaj de 180° al tensiunii de alimentare. Valoarea relativă a armonicilor componente fiind aceeaşi, ele dispar în combinaţiile exprimate prin relaţia (4.11), montajele

BUPT

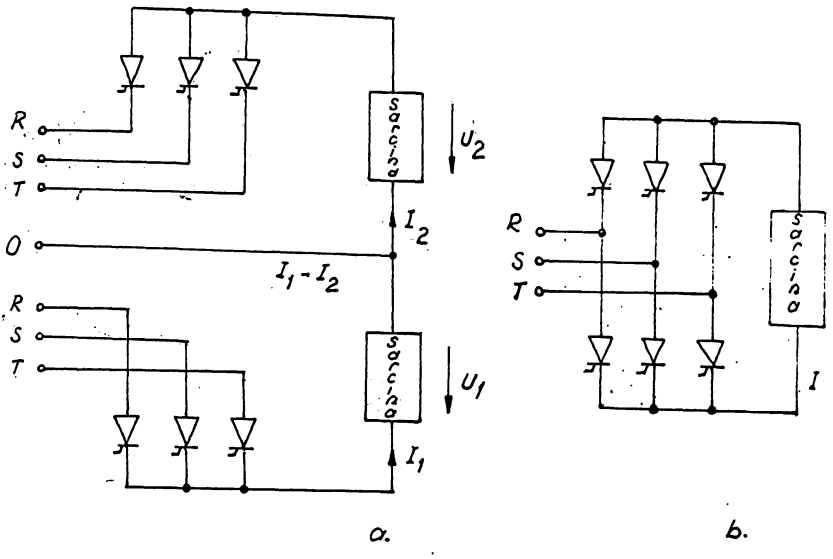


Fig.4.8

Mutator cu şase pulsuri cu unităţi în serie:
a - cu punct median; b - fără punct median.

respective avînd raport de pulsaţie egal cu şase.

Tensiunea continuă raportată la valoarea maximă ce poate fi obţinută la mutatoarele rezultate din combinarea montajelor de bază şi funcţionînd în cadranele I şi II, se exprimă prin relaţia simplă:

$$\frac{U_{med}}{U_{med.max}} = \frac{U_o}{U_{om}} = \cos \alpha \ . \qquad (4.12)$$

unde U_o reprezintă termenul de pulsaţie nulă în expresia tensiunii mutatorului, iar U_{om} - valoarea maximă a tensiunii medii.

Armonicile prezente în tensiunea de ieşire a mutatorului sînt multipli întregi ai raportului de pulsaţie. Amplitudinea acestor armonici, raportată la valoarea maximă a tensiunii medii este:

$$\frac{U_\nu}{U_{om}} = \left[\frac{1}{(\nu-1)^2} + \frac{1}{(\nu+1)^2} - \frac{2 \cos 2\alpha}{(\nu-1)(\nu+1)} \right]^{1/2} \qquad (4.13)$$

ν fiind ordinul armonicii.

4.2.2. Tensiunea mutatoarelor reversibile în regim de convertizor direct

La alimentarea unor receptori de energie electrică care necesită inversarea curentului şi a tensiunii, respectiv obţinerea unei tensiuni alternative se utilizează mutatoare reversibile care se obţin prin conectarea în antiparale. a u-

BUPT

montaje de forma celor din fig.4.1 şi fig.4.8. Rezultă în acest fel montaje reversibile cu trei sau şase pulsuri, schemele de principiu fiind prezentate în fig.4.9.

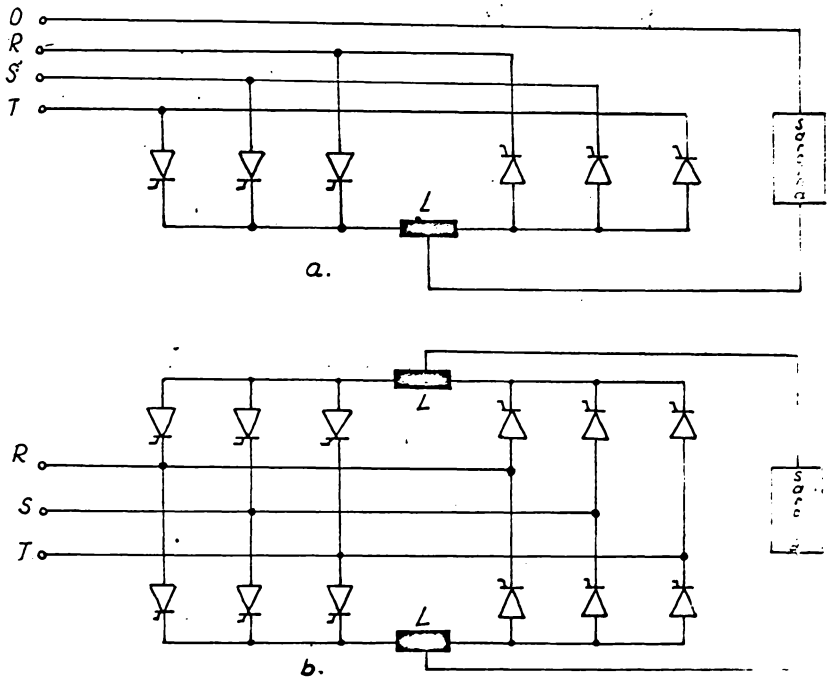


Fig.4.9

Schema de principiu a mutatoarelor reversibile: a - cu trei pulsuri; b - cu şase pulsuri.

In timpul funcţionării, grupurile din care se compune mutatorul reversibil vor lucra succesiv unul ca redresor, celălalt ca invertor. Reprezentînd valoarea medie a tensiunii de ieşire a fiecărui grup, în mărimi raportate, se obţin curbele din fig.4.1o.

Relaţia între unghiurile de comandă ale celor două grupuri I şi II este [78], [83]:

$$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^o.$$

Funcţionarea în regim de convertizor direct a montajelor din fig.4.9 se obţine modulînd continuu unghiul α al celor două grupuri astfel ca tensiunea pe care o furnizează în fiecare moment să fie aceeaşi ca valoare şi sinusoidală ca formă [83]

BUPT

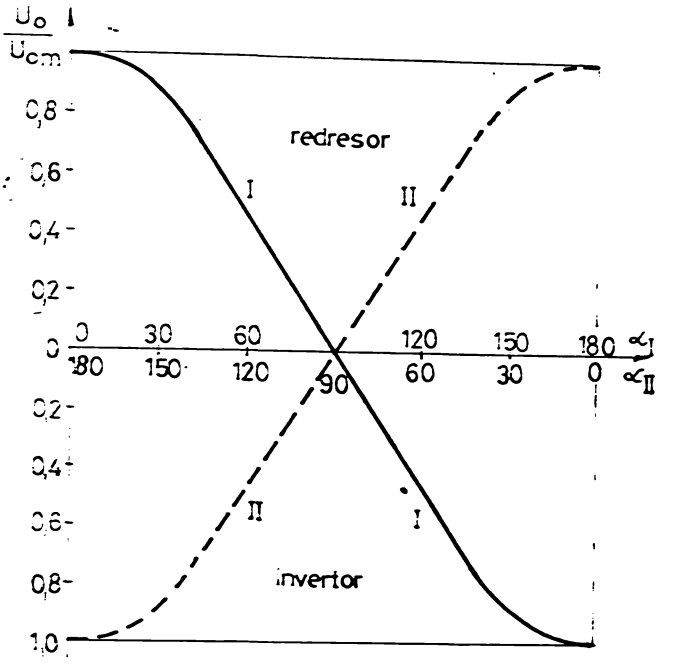


Fig.4.1o

Valoarea tensiunii continue medii a grupurilor în montaj antiparalel raportată la valoarea maximă a acesteia.

Dat fiind caracterul unidirecţional al circulaţiei de curent în fiecare grup, rezultă că fiecare semiperioadă a curentului va trebui să fie furnizată prin unul din cele două grupuri, situaţie ce poate fi reprezentată simbolic [78] ca în fig.4.11.

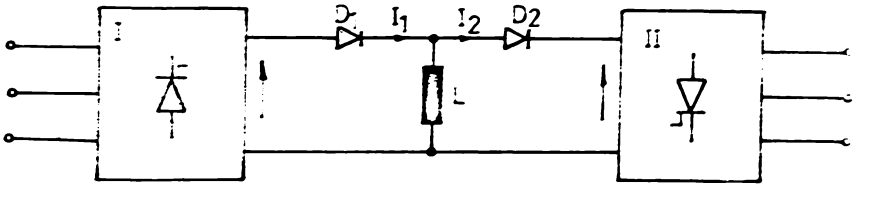


Fig.4.11

Schemă explicativă privind convertizorul direct.

În această schemă diodele D_1 şi D_2 simbolizează caracterul unidirecţional al curentului fiecărui grup.

BUPT

In cazul practic al unui convertizor direct de tensiune şi frecvenţă, inegalităţile existente între tensiunile celor două grupuri duc la apariţia unui curent de circulaţie care depinde de valoarea inductivităţii de amortizare din circuit.

Valoarea acestui curent de circulaţie poate fi limitat sau chiar anulat prin alegerea potrivită a bobinei de selfinducţie şi prin comanda unghiurilor de aprindere ale grupurilor componente conform relaţiei (4.14).

In principiu pot fi deci analizate cele două situaţii de funcţionare, adică cu sau fără curent de circulaţie.

In cazul ideal cînd $\alpha_I + \alpha_{II} = 180^o$, se poate scrie pentru fiecare din cele două grupuri valoarea tensiunii de ieşire, obţinînd relaţii asemănătoare cu (4.6) şi (4.7).

Unghiul de comandă α va trebui să oscileze în jurul poziţiei de echilibru definit pentru fiecare grup de convertizor astfel încît acesta să furnizeze o tensiune a cărei valoare medie este tensiunea sinusoidală dorită. Matematic aceasta se exprimă prin relaţia:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \alpha(\vartheta_i) \qquad (4.15)$$

unde $\alpha(\vartheta_i)$ este o funcţie prin care se fixează valoarea instantanee a unghiului, determinînd tensiunea sinusoidală de ieşire dorită care are valoarea:

$$u_i = U_{c\ max} \sin \vartheta_i \qquad (4.16)$$

Unghiul α corespunzător poziţiei de echilibru pentru care tensiunea de ieşire are valoarea nulă este egal cu $\pi/2$. Frecvenţa cu care oscilează unghiul $\alpha(\vartheta_i)$ în jurul lui zero este egală cu frecvenţa tensiunii de ieşire. Amplitudinea tensiunii de ieşire este dependentă de amplitudinea de oscilaţie, putînd să fie modificată între valoarea zero şi cea corespunzătoare lui $\alpha(\vartheta_i) = \pm \pi/2$. Datorită acestui fapt rezultă că perioada dreptunghiurilor reprezentînd funcţia $F(\vartheta, \alpha)$ din fig.4.5 mai avea valoarea $2\pi/3$ din perioada tensiunii de alimentare cît în cazuri particulare, cum este cel reprezentat în fig.4. cu linie întreruptă corespunzătoare unei tensiuni de ieşire nule.

La o comandă cu o tensiune de referinţă de tip sinusoidal, sincronă cu tensiunea de alimentare, se obţine variaţia funcţiei $F(\vartheta, \alpha)$ de forma celei reprezentate cu linie plină în fig.4.12 [78].

BUPT

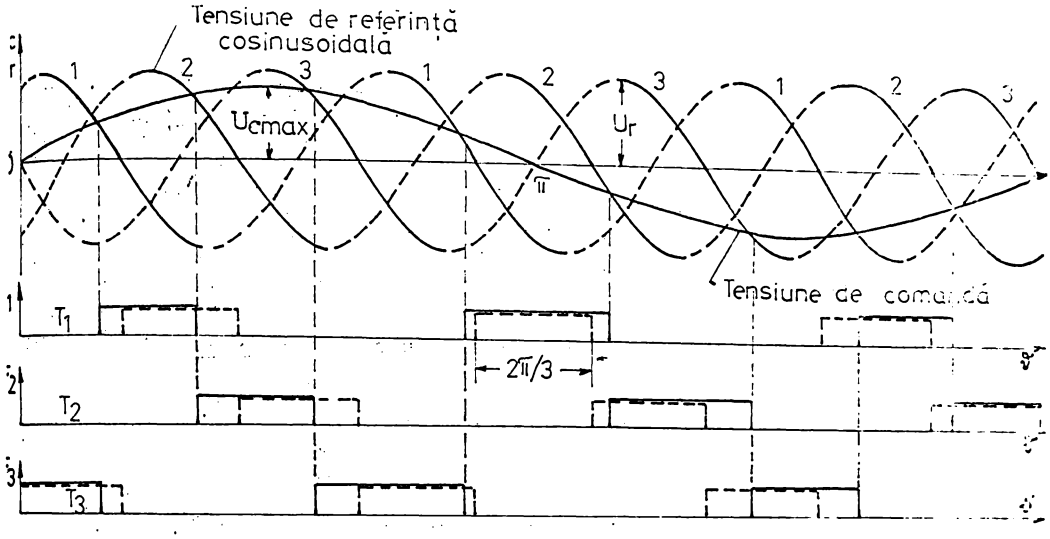


Fig.4.12

Variaţia funcţiei $F(\vartheta, \alpha)$: ——funcţia F pentru tensiune de comandă sinusoidală; ---funcţia F pentru tensiune de ieşire nulă.

Aceste consideraţii duc la concluzia că tensiunea de ieşire a fiecărui grup poate fi exprimată sub forma (4.2) la care se adaugă o serie de termeni de corecţie care ţin cont de faptul că funcţia $F(\vartheta, \alpha)$ nu are o durată egală cu $2\pi/3$ şi apare defazajul suplimentar $\Delta\alpha(\vartheta_i, U_{c\,max})$

Se poate scrie în acest caz pentru tensiunea celor două grupuri:

$$U_I = U_m \sin\vartheta\, F[\vartheta - \frac{\pi}{2} + \alpha(\vartheta_i)]\Big\{1 - F[\vartheta + \frac{\pi}{2} + \alpha(\vartheta_i) + \Delta\alpha(\vartheta_i, U_{c\,max})$$
$$+ U_m \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3})\, F[\vartheta - \frac{\pi}{2} + \alpha(\vartheta_i) - \frac{2\pi}{3}]\Big\{1 - F[\vartheta - \frac{\pi}{2} + \alpha(\vartheta_i) + \Delta\alpha(\vartheta_i, U_{c\,max})$$
$$+ U_m \sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3})\, F[\vartheta - \frac{\pi}{2} + \alpha(\vartheta_i) - \frac{4\pi}{3}]\Big\{1 - F[\vartheta - \frac{\pi}{2} + \alpha(\vartheta_i) + \Delta\alpha(\vartheta_i, U_{c\,max})$$

respectiv:

$$U_{II} = U_m \sin\vartheta\, F[\vartheta + \frac{\pi}{2} - \alpha(\vartheta_i)]\Big\{1 - F[\vartheta + \frac{\pi}{2} - \alpha(\vartheta_i) - \Delta\alpha(\vartheta_i, U_{c\,max})$$
$$+ U_m \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3})\, F[\vartheta + \frac{\pi}{2} - \alpha(\vartheta_i) - \frac{2\pi}{3}]\Big\{1 - F[\vartheta + \frac{\pi}{2} - \alpha(\vartheta_i) - \Delta\alpha(\vartheta_i, U_{c\,max})$$
$$+ U_m \sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3})\, F[\vartheta + \frac{\pi}{2} - \alpha(\vartheta_i) - \frac{4\pi}{3}]\Big\{1 - F[\vartheta + \frac{\pi}{2} - \alpha(\vartheta_i) - \Delta\alpha(\vartheta_i, U_{c\,max})$$

Prin transformări matematice aceste relaţii pot fi aduse şi sub alte forme din care să rezulte momentele comutaţiilor pentru un unghi egal cu $2\pi/3$ şi [illegible]

BUPT

defazajului suplimentar $\Delta\alpha(\vartheta_i, U_{c\ max})$ [78].

După acelaşi procedeu se poate obţine un sistem trifazat de tensiuni de la trei convertizoare directe monofazate (mutatoare reversibile), ţinînd cont că între unghiurile de comandă ale celor trei convertizoare componente trebuie să existe relaţia.

$$\alpha_2(\vartheta_i) = \alpha_1(\vartheta_i) - \frac{2\pi}{3} \tag{4.19}$$

$$\alpha_3(\vartheta_i) = \alpha_1(\vartheta_i) + \frac{2\pi}{3} \tag{4.20}$$

în care α_1, α_2 şi α_3 sînt unghiurile de comandă corespunzătoare celor trei faze.

In cazul convertizoarelor cu circulaţie de curent, valoarea tensiunii de ieşire este:

$$U = \frac{U_I + U_{II}}{2} \tag{4.21}$$

La convertizoarele fără circulaţie de curent, dat fiind că sarcina influenţează direct perioada de conducţie a fiecărui grup de convertizor prin unghiul φ şi $\cos\varphi$, vor trebui introduse noi funcţii de tip logic, avînd o valoare unitară sau nulă, funcţie de durata de conducţie şi de blocaj a fiecărui grup în parte. Tensiunea de ieşire va fi:

$$U' = U_I F_1' + U_{II} F_2' \tag{4.22}$$

unde F_1' şi F_2' sînt funcţii de tip logic exprimate tot prin serii Fourier.

Prin combinaţii adecvate ale montajelor de bază se pot obţine şi scheme cu rapoarte de pulsaţie superioare, reducîndu-se în acest fel conţinutul de armonici, dar complicînd schema convertizorului.

Funcţiile $\alpha(\vartheta_i)$ şi $\Delta\alpha(\vartheta_i, r)$ pentru cazul convertizoarelor directe depind de modul de comandă al acestora. Pentru comandă cu o tensiune de referinţă cosinusoidală (fig.4.12) care conduce la distorsiune minimă se obţine :

$$\alpha(\vartheta_i) = \arcsin(r \cdot \sin\vartheta_i) \tag{4.23}$$

unde r este raportul sintre amplitudinea tensiunii de comandă şi a celei de referinţă.

Relaţia (4.23) se poate scrie şi sub forma:

$$\sin\alpha(\vartheta_i) = r \sin\vartheta_i. \tag{4.24}$$

De asemenea pentru cazul cînd unghiul de defazaj este $(\alpha + \Delta\alpha)$ rezultă:

BUPT

$$\sin(\alpha+\Delta\alpha) = r\,\sin(\vartheta_i + \frac{f_i}{f}\,\frac{2\pi}{3} - \frac{f_i}{f}\Delta\alpha) \qquad (4.25)$$

unde f_i este frecvenţa fundamentalei tensiunii de ieşire;

f - frecvenţa tensiunii de alimentare a convertizorului.

Desigur că pot fi alese şi alte tipuri de comandă, funcţie de conţinutul de armonici şi valoarea unora dintre ele.

Analiza armonică a tensiunii de ieşire a convertizoarelor directe relevă faptul că atît valoarea tensiunii continue, deci a armonicii fundamentale cît şi a celorlalte armonici este dependentă de unghiul de comandă α şi numărul de pulsuri. Alegerea acestor mărimi se va face ţinînd seama de cerinţele maşinilor electrice alimentate. Un număr mic de elemente semiconductoare determină armonici de ordin inferior cu pondere mare, utilizarea lor este însă bună şi schemele de comandă mai simple. Convertizoarele directe cu un număr mare de elemente semiconductoare permit obţinerea unor armonici mai reduse. Trebuie remarcat faptul că asupra conţinutului de armonici din tensiunea de ieşire influenţează şi inductivităţile din circuitul de utilizare.

4.3. Analiza armonică a tensiunii furnizate de convertizoarele indirecte

Convertizoarele indirecte, mult mai răspîndite în sistemele de acţionare cu maşini asincrone şi mult diferite din punct de vedere constructiv pot fi reduse, aşa cum s-a văzut în cap.3, la combinaţii de montaje avînd schemele de principiu prezentate în fig.3.12 şi 3.18 pentru alimentare monofazată şi schema din fig.3.14, la alimentare trifazată.

In principiu convertizoarele indirecte destinate alimentării maşinilor asincrone prezintă trei posibilităţi de modificare a tensiunii de ieşire funcţie de frecvenţă pentru se asigura funcţionarea maşinii în una din ipotezele de variaţie tensiune-frecvenţă prezentate în cap.2. Astfel, modificarea tensiunii de ieşire se poate face [2o],[88],[1o9],[111]

1 - în circuitul intermediar de curent continuu, adică înainte de invertor;

2 - după invertor, adică în circuitul de alimentare maşinii;

3 - în invertor.

BUPT

1. Modificarea tensiunii aplicate invertorului, adică a tensiunii continue din circuitul intermediar prezintă următoarele particularităţi:

a. Necesitatea unui redresor comandat care să permită obţinerea tensiunii continue variabile după o lege impusă, funcţie de frecvenţa de ieşire din convertizor.

b. Forma undei de tensiune dată de invertor se va păstra fiind independentă de valoarea tensiunii continue deoarece perioadele de conducţie ale tiristoarelor principale din componenta invertorului este constantă, ceea ce înseamnă că se va modifica doar amplitudinea tensiunii continue.

c. Conţinutul de armonici din tensiunea de ieşire este practic constant păstrîndu-se forma undei de tensiune şi la valori mici ale acesteia.

d. Sistemele de comandă ale acestor convertizoare sînt relativ simple, dar, pe lîngă cel al invertorului este necesar şi un sistem de comandă pentru redresor fapt care face ca această soluţie să fie la fel de complicată cu alte sisteme de modificare a tensiunii.

e. Constanta de timp a circuitului de modificare a unui funcţie de frecvenţă este mare, ceea ce determină un regim lent al sistemului.

f. Din cauza tensiunii continue variabile a circuitului intermediar energia înmagazinată în condensatoarele de comutaţie nu este constantă, ci dependentă de patratul tensiunii:

$$W_c = \frac{1}{2} C u^2$$

In cazul frecvenţelor mici pentru care tensiunea de ieşire şi tensiunea continuă u este redusă, în condensatoarele dimensionate pentru funcţionarea la tensiunea nominală nu se va înmagazina o energie suficientă pentru asigurarea comutaţiei căci condensatoarele de comutaţie sînt dimensionate pentru asigurarea energiei necesare la tensiuni joase, la tensiuni şi frecvenţe mari pierderile prin comutaţie şi curenţii de descărcare vor fi exagerat de mari, ceea ce ar atrage după sine necesitatea supradimensionării întregului circuit [88].

Aceste particularităţi au făcut ca această soluţie, simplă în aparenţă, să fie utilizată relativ restrîns şi anume acolo unde viteza de răspuns la modificarea regimului de funcţionare al maşinii de lucru nu trebuie să fie prea mare.

BUPT

2. Metoda de modificare a tensiunii alternative după ieşirea din convertizor prezintă marele avantaj al unei tensiuni continue a circuitului intermediar constante şi al perioadei de conducţie a tiristoarelor principale constante, deci forma tensiunii invertorului este aceeaşi, iar conţinutul de armonici constant.

Modificarea amplitudinii tensiunii alternative funcţie de frecvenţă se poate face prin metodele clasice [79]- autotransformatoare, amplificatoare magnetice, bobine saturate, regulatoare de inducţie, înserierea mai multor convertizoare şi modificarea tensiunii prin modificarea defazajului dintre tensiunile de ieşire ale lor etc.

Această soluţie permite modificarea tensiunii în limite restrînse, factorul de putere al instalaţiilor prin conectarea de noi elemente de circuit inductive se micşorează, schemele de comandă sînt complicate şi destul de costisitoare [111], fapt pentru care se foloseşte rar.

3. Modificarea tensiunii în invertorul convertizorului, modificare care se realizează prin modificarea duratei de conducţie a tiristoarelor principale, prezintă marele avantaj al unei tensiuni continue constante - redresorul din componenţa convertizorului fiind un redresor necomandat - şi a posibilităţii de dimensionare cu precizie a condensatoarelor de comutaţie în vederea înmagazinării unei energii suficiente pentru asigurarea comutaţiei corecte în orice regim de funcţionare a maşinii asincrone [20],[56].

Valoarea tensiunii de ieşire a convertizorului se poate modifica prin defazajul relativ al unităţilor ce alimentează sarcina şi prin modularea în durată sau amplitudine a impulsurilor de tensiune (§ 3.3.2).

Intrucît majoritatea convertizoarelor de tensiune şi frecvenţă folosesc aceste procedee de modificare a tensiunii de ieşire s-a considerat necesar a le prezenta mai pe larg în cele ce urmează.

4.3.1. Convertizoare cu modificare a tensiunii prin defazaj

Convertizoarele indirecte cu modificare a tensiunii de ieşire prin defazaj sînt constituite din invertoare de forma celui din fig.3.18, alimentarea sarcinii făcîndu-se prin conectarea succesivă la polul pozitiv sau negativ al sursei de tensiune continuă, unghiul de conducţie al tiristoarelor fiind de

BUPT

Forma tensiunii ce se obţine la bornele A şi B cu schema din fig.3.18 pentru diferite defazaje între unghiul de comandă al celei de a doua unităţi faţă de prima unitate este reprezentată în fig.4.13.

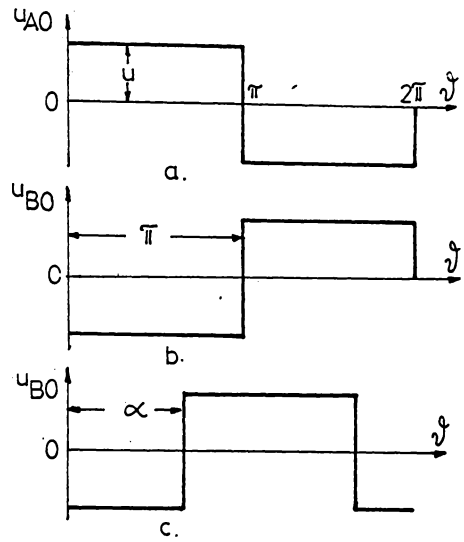


Fig.4.13

Tensiunea de ieşire în punctele A şi B faţă de punctul median: a - tensiunea u_{Ao}; b - tensiunea u_{Bo} pentru defazaj egal cu π al unităţii II faţă de prima; c - tensiunea u_{Bo} pentru defazaj α.

Tensiunile u_{Ao} şi u_{Bo} se pot descompune în serie Fourier de forma:

$$u_{Ao} = \frac{4u}{\pi}\left[\sin \vartheta_i + \frac{1}{3}\sin 3\vartheta_i + \frac{1}{5}\sin 5\vartheta_i + \ldots\right] \quad (4.26)$$

şi

$$u_{Bo} = \frac{4u}{\pi}\left[\sin(\vartheta_i-\alpha) + \frac{1}{3}\sin 3(\vartheta_i-\alpha) + \frac{1}{5}\sin 5(\vartheta_i-\alpha) + \ldots\right] \quad (4.27)$$

Tensiunea u_{AB} este dată de relaţia:

$$u_{AB} = u_{Ao} - u_{Bo} = \frac{4u}{\pi}\left[\left[\sin\vartheta_i - \sin(\vartheta_i-\alpha)\right] + \frac{1}{3}\left[\sin 3\vartheta_i - \sin 3(\vartheta_i-\alpha)\right] + \ldots\right.$$

$$= \frac{8u}{\pi}\left[\sin\frac{\alpha}{2}\cos(\vartheta_i-\frac{\alpha}{2}) + \frac{1}{3}\sin\frac{3\alpha}{2}\cos 3(\vartheta_i-\frac{\alpha}{2}) + \ldots\right] =$$

$$= \sum_{\nu=1} \frac{8u}{(2\nu-1)\pi}\sin(2\nu-1)\frac{\alpha}{2}\cos(2\nu-1)(\vartheta_i-\frac{\alpha}{2}). \quad (4.28)$$

Corespunzător relaţiei (4.28) se obţin armonicile tensiunea de ieşire pentru orice valoare a unghiului de α între cele două unităţi. Conţinutul de armonici al

BUPT

de ieşire este dependent de unghiul α.

4.3.2. Convertizoare cu tensiune a circuitului intermediar variabilă

Convertizoarele trifazate de acest tip (fig.3.14) se compun dintr-un redresor de tensiune variabilă şi trei invertoare monofazate cu schema de principiu dată în fig.3.12. De aceea obţinerea expresiei tensiunii de linie se face simplu, exprimînd defazajul relativ al celor trei unităţi una în raport cu celelalte care este de $\pm 2\pi/3$. Rezultă deci, pentru tensiunea de linie, o expresie de forma relaţiei (4.28), adică:

$$u_{RS} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{8u}{(2\nu-1)\pi} \sin(2\nu-1)\frac{\pi}{3} \cos(2\nu-1)(\vartheta_i - \frac{\pi}{3}) \qquad (4.28)$$

cu reprezentarea grafică din fig.3.16 unde însă tensiunea continuă u este variabilă.

Pentru acest caz de variaţie a tensiunii, armonicile de ordinul 3 şi multiplii lor se anulează. Forma tensiunii de ieşire păstrîndu-se aceeaşi, înseamnă că la aceste convertizoare ponderea armonicilor este constantă, independent de tensiunea u

4.3.3. Convertizoare cu modificare a tensiunii prin modulare în durată a impulsurilor

Aceste convertizoare, cu tensiune a circuitului intermediar constantă, permit obţinerea unor impulsuri (suboscilaţii) a căror durată sau valoare medie variază liniar sau sinusoidal în timp, după forma de variaţie a tensiunii de comandă.

4.3.3.1. Modulare liniară a impulsurilor

Modularea de tip liniar a impulsurilor presupune înlocuirea tensiunilor de formă rectangulară (fig.3.13) prin mai multe impulsuri de durată egală. Modificarea duratei impulsurilor - deci a valorii medii a tensiunii se realizează prin variaţia liniară a tensiunii de comandă care, pentru fixarea acestei durate, se compară cu o tensiune de referinţă în dinţi de fierăstrău.

Considerînd un convertizor indirect avînd un invertor cu schema de principiu dată în fig.3.12, care alimentează o sarcină rezistivă şi divizînd semiperioada de conducţie de 180° a tiristoarelor în mai multe subintervale egale, de perioadă T_p, se obţine o tensiune de ieşire de forma celei din fig.4.1.

Corespunzător acestei forme a tensiunii de ieşire convertizorului, fiecare tiristor trebuie să conducă cîte

BUPT

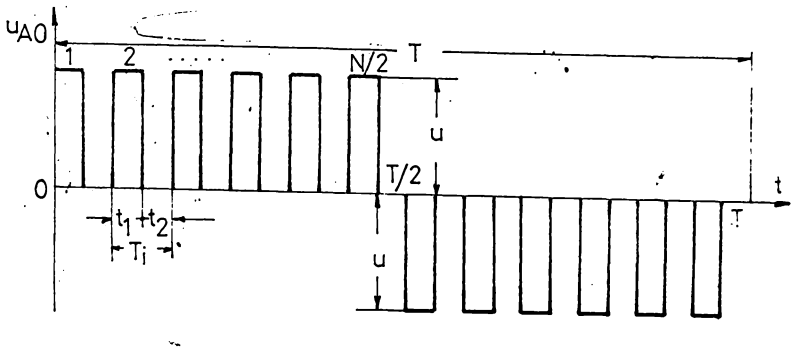


Fig.4.14
Tensiunea de ieşire a unui invertor monofazat cu punct median.

blocheze repetat pe durata unei semiperioade a tensiunii de ieşire.

Suboscilaţiile ce se obţin au o durată egală şi constantă la un anumit nivel al tensiunii de comandă, prin modificarea căreia se schimbă valoarea tensiunii de ieşire. Numărul de impulsuri pe o perioadă a tensiunii de ieşire depinde de mai mulţi factori, cei mai importanţi fiind:conţinutul de armonici în tensiunea de ieşire, domeniul de modificare al tensiunii şi frecvenţei convertizorului, pierderile prin comutaţie, timpul de comutaţie, etc.

Conţinutul de armonici din tensiunea de ieşire este independent de durata impulsurilor. Pe măsură ce durata impulsurilor scade conţinutul în armonici creşte.

Totuşi rezultatele ce se obţin prin acest procedeu sînt mai bune, din punct de vedere al conţinutului de armonici inferioare, decît în cazul convertizoarelor cu modificare a tensiunii prin defazaj.

Perioada impulsurilor T_i este legată de perioada fundamentalei tensiunii de ieşire T, prin relaţia:

$$T_i = \frac{T}{N} = \frac{T}{3n} \qquad (4.2)$$

unde prin N s-a notat numărul de impulsuri pe o perioadă, iar prin n numărul de impulsuri pe 1/3 din perioadă (120^o el).

Cu notaţiile din fig.4.14 se poate defini mărimea ε, numită durată relativă a impulsurilor, prin relaţia:

$$\varepsilon = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T_i}$$

BUPT

In (4.30) t_1 reprezintă durata impulsului, iar t_2 - pauza dintre două impulsuri succesive.

Ținînd seama de mărimile T_i și ε introduse prin expresiile (4.29) și (4.30), relația (4.28) care exprimă tensiunea de linie a convertizorului trifazat se scrie sub forma:

$$u_{RS}=\sum_{k=1}^{k=n}\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{8u}{(2\nu-1)\pi}\sin(2\nu-1)\varepsilon\frac{\pi}{3n}\cos(2\nu-1)\left[\vartheta_i-(k-1)\frac{2\pi}{3n}-\frac{\varepsilon\pi}{3n}\right]=$$

$$=\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{8u}{(2\nu-1)\pi}\frac{\sin(2\nu-1)\frac{\varepsilon\pi}{3n}}{\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{3n}}\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{3n}\cos(2\nu-1)\left[\vartheta_i+(1-\varepsilon)\frac{\pi}{3n}-\frac{\pi}{3}\right] \tag{4.31}$$

Din forma relației (4.31) rezultă imediat că armonicile de ordinul trei și multiplii săi sînt nuli.

În cazul unui convertizor trifazat, avînd schema de principiu din fig.3.14 și funcționînd după principiul suboscilațiilor cu perioadă de conducție pentru fiecare tiristor de 1/2 T, se obține un sistem de tensiuni trifazat, tensiunile de linie avînd forma dată în fig.4.15.

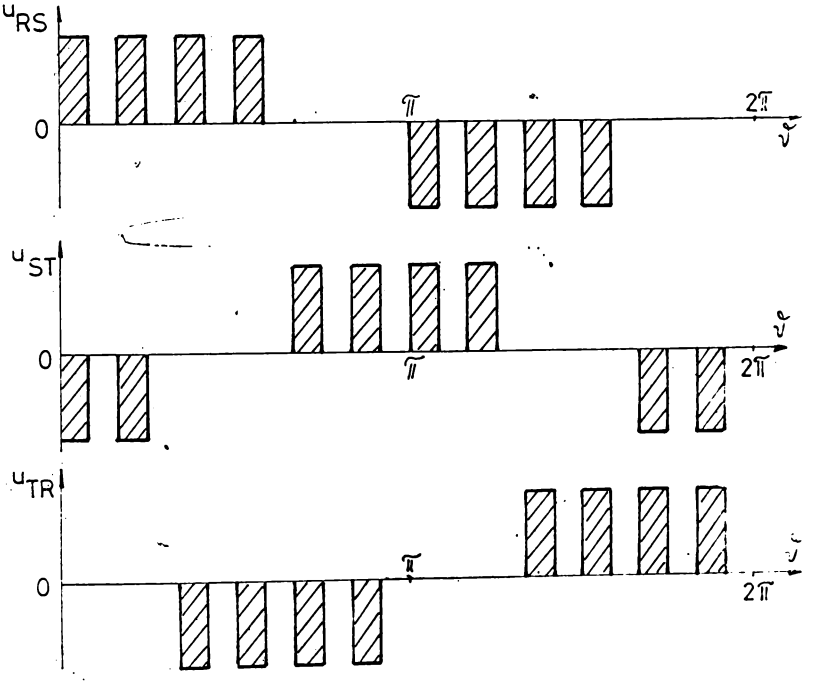


Fig.4.15

Forma tensiunilor de linie în cazul modulării [illegible]

BUPT

Dacă sarcina convertizorului are caracter inductiv apar procese tranzitorii mai complicate, curenţi de circulaţie determinaţi de energia înmagazinată în inductivitatea circuitului şi ca urmare un conţinut mai mare de armonici.

In partea experimentală a lucrării sînt calculate armonicile tensiunii convertizorului cu această formă pentru trei valori ale lui N.

Se prezintă de asemenea comparaţia între rezultatele teoretice şi experimentale pentru valoarea lui N = 12.

4.3.3.2. Modulare de tip sinusoidal al impulsurilor.

Reducerea conţinutului de armonici de frecvenţă joasă din tensiunea de ieşire se poate face prin modularea în durată a impulsurilor astfel încît valoarea medie a acestora să varieze sinusoidal pe o perioadă [81].

Conţinutul armonicilor din tensiunea convertizoarelor formată din impulsuri a căror valoare medie variază sinusoidal, depinde direct de modul de fixare al momentelor în care se face comutaţia tiristoarelor. Aceste momente rezultă prin compararea valorii unei tensiuni de comandă sinusoidale cu o tensiune de referinţă triunghiulară.

Pentru exemplificare se va considera cazul unui convertizor trifazat cu schema de principiu a invertorului dată în fig 4.16.

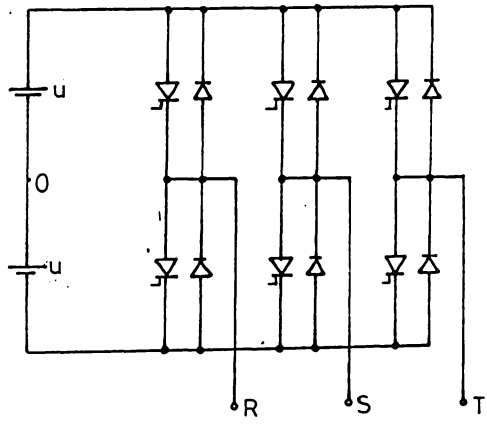


Fig.4.16

Schema de principiu a unui invertor trifazat cu modulare în durată a impulsurilor.

In principiu pot fi analizate mai multe situaţii de modulare după forma tensiunii de referinţă triunghiulare.

BUPT

Tensiunea de referinţă folosită pentru realizarea comenzii convertizoarelor de tensiune cu modulare în durată a impulsurilor poate avea următoarele forme de variaţie (fig.4.17):

- tensiune de referinţă unilaterală nesimetrică cu front crescător liniar variabil (cu deplasarea frontului posterior), fig.4.17.a, care va fi denumită în continuare tensiune unilaterală nesimetrică cu front crescător;

- tensiune de referinţă unilaterală nesimetrică cu front descrescător liniar variabil (cu deplasarea frontului anterior), fig.4.17.b, care va fi denumită tensiune unilaterală nesimetrică cu front descrescător;

- tensiune de referinţă unilaterală simetrică, fig. 4.17.c;

- tensiune de referinţă bilaterală nesimetrică cu front crescător, fig.4.17.d;

- tensiune de referinţă bilaterală nesimetrică cu front descrescător, fig.4.17.e;

- tensiune de referinţă bilaterală simetrică, fig.4.17.f.

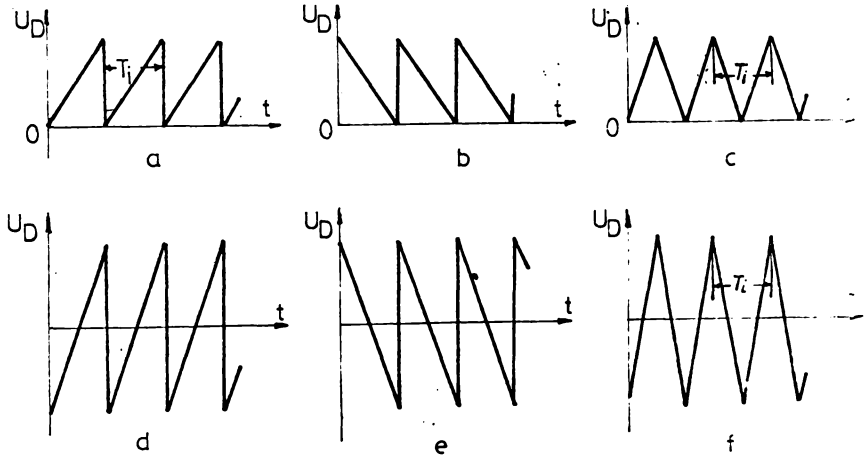


Fig.4.17.

Forma tensiunilor de referinţă folosite la modularea în durată a impulsurilor.

a. Modulare cu tensiune de referinţă unilaterală

a_1. Tensiune de referinţă nesimetrică cu front crescător (fig.4.18).

In cazul acestei modulări, în funcţie de amplitudinea tensiunii de comandă sinusoidale se modifică durata şi valoarea medie a impulsurilor care constituie tensiunea de ieşire,

BUPT

în vedere că momentele comutaţiilor tiristoarelor principale variază.

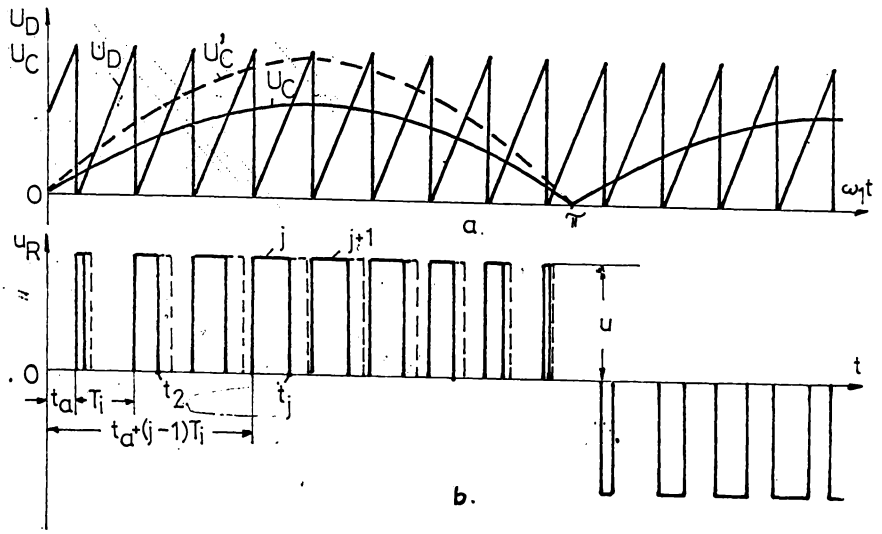


Fig.4.18

Forma tensiunilor la modularea cu tensiune de referinţă nesimetrică cu front crescător:
a - tensiunea de referinţă şi de comandă;
b - tensiunea de ieşire a convertizorului.

Tiristoarele principale ale convertizorului încep să conducă în momentele t_a, t_a+T_i,... şi se blochează în momentele t_j, determinate de intersecţia tensiunii de comandă cu trenul de impulsuri al tensiunii de referinţă (fig.4.18.a).

Tensiunea de ieşire se compune dintr-o serie de impulsuri a căror durată (lărgime) evoluează după o lege sinusoidală pe o perioadă în aşa fel încît şi valoarea medie variază sinusoidal (fig.4.18.b). Valoarea maximă a duratei impulsurilor determină direct amplitudinea maximă a fundamentalei tensiunii de ieşire pe care vrem s-o obţinem.

Perioada tensiunii de referinţă (triunghiulară simetrică sau nesimetrică) T_i este dependentă de perioada tensiunii de ieşire şi a tensiunii sinusoidale de comandă T, între ele existînd relaţia:

$$T_i = \frac{T}{N} \qquad (4.\ )$$

unde N - numărul de impulsuri pe o perioadă - este un număr întreg şi multiplu de trei.

BUPT

Tensiunea de comandă sinusoidală are expresia:

$$U_c = r\, U_D \sin \vartheta_i \qquad (4.33)$$

unde U_D este amplitudinea tensiunii de referinţă de formă triunghiulară nesimetrică cu deplasarea frontului crescător;

r - raportul dintre amplitudinea tensiunii de comandă şi amplitudinea tensiunii de referinţă, numit şi coeficient (factor) de modulare;

$\vartheta_i = \omega_1 t$ - argumentul funcţiei sinusoidale.

Pentru o comandă corespunzătoare trebuie îndeplinită condiţia:

$$r \leq 1 \qquad (4.34)$$

Impulsurile din care este formată tensiunea de ieşire - de formă rectangulară - apar în momentele fixe t_a, $t_a + T_i$ ..., stabilite prin argumentele (v.fig.4.18.a):

$$\vartheta_{ij} = \vartheta_a + (j-1)\frac{2\pi}{N} = \vartheta_a + (j-1)T_i; \quad j = 1, 2, \ldots N, \qquad (4.35)$$

iar durata lor este determinată prin relaţia implicită:

$$r\, U_D \sin(\vartheta_{ij} + \Delta\vartheta_{ij}) = \frac{U_D}{\frac{2\pi}{N}}\, \Delta\vartheta_{ij} \qquad (4.36)$$

care poate fi scrisă şi sub forma:

$$r\, U_D \sin\vartheta_{ij} \cos\Delta\vartheta_{ij} + r\, U_D \cos\vartheta_{ij} \sin\Delta\vartheta_{ij} = \frac{U_D}{\frac{2\pi}{N}}\, \Delta\vartheta_{ij} \qquad (4.37)$$

Timpii la care tiristoarele se blochează, ţinînd seama de notaţiile din fig.4.18.b sînt:

$$t_j = t_a + (j-1)T_i + r\, T_i \sin\omega_1 t_j \qquad (4.38)$$

$$t_{j+1} = t_a + j\, T_i + r\, T_i \sin\omega_1 t_{j+1} \qquad (4.39)$$

iar unghiurile:

$$\vartheta_{ij} + \Delta\vartheta_{ij} = \omega_1 t_j \qquad (4.40)$$

$$\vartheta_{i(j+1)} + \Delta\vartheta_{i(j+1)} = \omega_1 t_{j+1} \qquad (4.41)$$

Tensiunea medie pe intervalele $t_a + (j-1)T_i$ şi $t_a + jT_i$ respectiv $t_a + jT_i$ şi $t_a + (j+1)T_i$ este:

$$U_{med\ j} = r.u \sin\omega_1 t_j \qquad (4.42)$$

$$U_{med\ j+1} = r\, u \sin\omega_1 t_{j+1} \qquad (4.43)$$

Tensiunea de fază a convertizorului are valoarea:

BUPT

$$u_{R(t)} \begin{cases} u\dfrac{\sin\vartheta_i}{|\sin\vartheta_i|} = u\dfrac{\sin\omega_1 t}{|\sin\omega_1 t|} & \text{- pentru } t \in [t_a+(j-1)T_i,\ t_j] \\ 0 & \text{- pentru } t \in (t_j,\ t_a + jT_i) \end{cases} \quad (4.44)$$

a_2. La modularea duratei impulsurilor cu o tensiune de referinţă triunghiulară nesimetrică cu front descrescător, situaţia fixării momentelor de comutaţie se arată în fig.4.19.

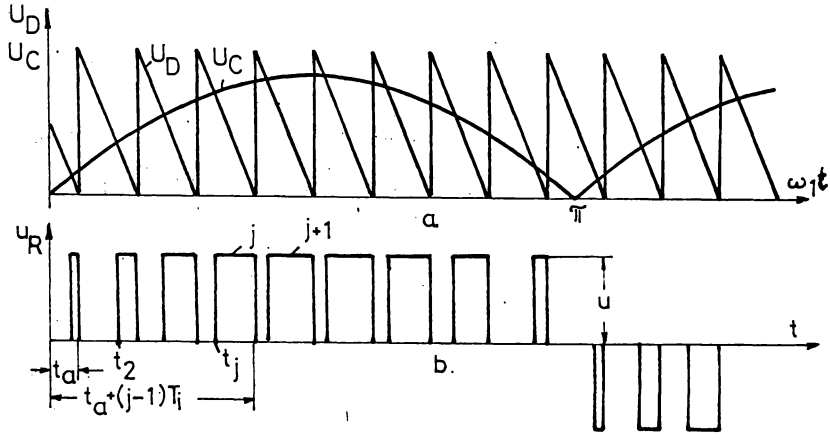


Fig.4.19

Forma tensiunilor la modularea cu tensiune de referinţă unilaterală nesimetrică, cu front descrescător a - tensiunea de referinţă şi de comandă; b - tensiunea de ieşire a convertizorului.

Tiristoarele aflate în conducţie se blochează în momentele fixe definite prin timpii t_a, t_a+T_i,...t_a+jT_i, respectiv unghiurile ϑ_{ij} şi încep să conducă în momentele variabile t_j, determinate de valoarea relativă a amplitudinii tensiunii de comandă r, care pot fi calculate din relaţiile:

$$t_j = t_a + (j-1)T_i - r\,T_i \sin\omega_1 t_j \quad (4.45)$$

$$t_{j+1} = t_a + jT_i - r\,T_i \sin\omega_1 t_{j+1} \quad (4.46)$$

Unghiurile la care se produce aprinderea tiristoarelor sînt:

$$\vartheta_{ij} - \Delta\vartheta_{ij} = \omega_1 t_j \quad (4.47)$$

$$\vartheta_{i(j+1)} - \Delta\vartheta_{i(j+1)} = \omega_1 t_{j+1} \quad (4.48)$$

BUPT

Duratele impulsurilor rezultă simplu:

$$\Delta t_j = t_a+(j-1)T_i - [t_a+(j-1)T_i - rT_i \sin\omega_1 t_j] = rT_i \sin\omega_1 t_j \qquad (4.\ldots)$$

$$\Delta t_{j+1} = t_a+jT_i-(t_a+jT_i-rT_i \sin\omega_1 t_{j+1}) = rT_i \sin\omega_1 t_{j+1} \qquad (4.\ldots)$$

Valoarea medie a tensiunilor impulsurilor în perioadele $t_a+(j-2)T_i$ şi $t_a+(j-1)T_i$, respectiv $t_a+(j-1)T_i$ şi t_a+jT_i este:

$$U_{med\ j} = r\,u \sin\omega_1 t_j \qquad (4.\ldots)$$

şi

$$U_{med\ j+1} = r\,u \sin\omega_1 t_{j+1}$$

La bornele unei faze a convertizorului se obţine tensiunea:

$$u_R(t) = \begin{cases} u\,\dfrac{\sin\omega_1 t}{|\sin\omega_1 t|} & \text{- pentru } t \in [t_j,\ t_a+(j-1)T_i] \\ 0 & \text{- pentru } t \in (t_a+(j-2)T_i;t_j) \end{cases} \qquad (4.\ldots)$$

a$_3$. Modificarea valorii tensiunii de ieşire la modularea unilaterală a impulsurilor cu o tensiune de referinţă de formă triunghiulară simetrică este prezentată în fig.4.2o.

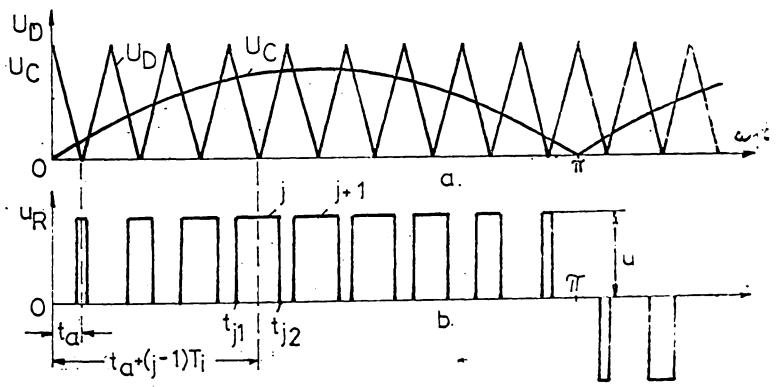


Fig.4.2o

Forma tensiunilor la modularea unilaterală cu tensiune de referinţă simetrică: a - tensiunea de referinţă şi de comandă; b - tensiunea de ieşire a convertizorului.

In acest caz perioada tensiunii de referinţă e[illegible] prin vîrfurile ei, modificarea intervalului de conducţ[illegible] nîndu-se prin modificarea amplitudinii tensiunii de c[illegible]

BUPT

Momentele de conducţie şi de blocare ale tiristoarelor îşi schimbă poziţia în fiecare perioadă a tensiunii de referinţă.

Aceste momente se pot determina din intersecţia frontului tensiunii de referinţă cu tensiunea de comandă rezultînd relaţiile implicite:

$$t_{j1} = t_a + (j-1)T_i - r\frac{T_i}{2}\sin\omega_1 t_{j1} \qquad (4.54)$$

$$t_{j2} = t_a + (j-1)T_i + r\frac{T_i}{2}\sin\omega_1 t_{j2} \qquad (4.55)$$

Durata impulsului modulat este:

$$\Delta t_j = t_{j2} - t_{j1} = r\frac{T_i}{2}(\sin\omega_1 t_{j1} + \sin\omega_1 t_{j2}) \qquad (4.56)$$

Valoarea tensiunii medii pe o perioadă în intervalul $t_j - \frac{T_i}{2}$ şi $t_j + \frac{T_i}{2}$ este:

$$U_{med\ j} = u\frac{\Delta t_j}{T_i} = \frac{1}{T_i} r\, u\frac{T_i}{2}(\sin\omega_1 t_{j1} + \sin\omega_1 t_{j2}) = \frac{r\,u}{2}(\sin\omega_1 t_{j1} + \sin\omega_1 t_{j2}) \qquad (4.57)$$

iar valoarea tensiunii de fază:

$$u_R(t) = \begin{cases} u\dfrac{\sin\omega_1 t}{|\sin\omega_1 t|} & \text{-pentru } t \in [t_{j1},\ t_{j2}] \\ 0 & \begin{cases} \text{-pentru } t \in \left[t_a + (j-1)T_i - \dfrac{T_i}{2},\ t_{j1}\right) \\ \text{şi pentru } t \in \left(t_{j2},\ t_a + (j-1)T_i + \dfrac{T_i}{2}\right] \end{cases} \end{cases}$$

b. Modularea cu tensiune de referinţă bilaterală

Comanda convertizoarelor cu modulare prin durată a impulsurilor se poate face şi cu o tensiune de referinţă bilaterală, caz în care tiristoarele unei faze conduc alternativ în fiecare semiperioadă a tensiunii de ieşire.

b_1. Momentele în care tiristoarele se aprind şi se blochează, respectiv duratele impulsurilor de tensiune la o modulare cu tensiune de referinţă bilaterală nesimetrică cu front crescător (fig. 4.21) sînt:

$$t_{j1} = t_a + (j-1)T_i \qquad (4.58)$$

$$t_{j2} = t_a + (j-1)T_i + \frac{T_i}{2} + \frac{T_i}{2} r \sin\omega_1 t_{j2} \qquad (4.59)$$

$$t_{(j+1)_1} = t_a + jT_i \qquad (4.60)$$

$$\Delta t_{j1} = t_{j2} - t_{j1} = \frac{T_i}{2} + \frac{T_i}{2} r \sin\omega_1 t_{j2} \qquad (4.61)$$

$$\Delta t_{j2} = t_{(j+1)_1} - t_{j2} = T_i - \frac{T_i}{2} - \frac{T_i}{2} r \sin\omega_1 t_{j2} = \frac{T_i}{2} - \frac{T_i}{2} r \sin\omega_1 t_{j2} \qquad (4.62)$$

BUPT

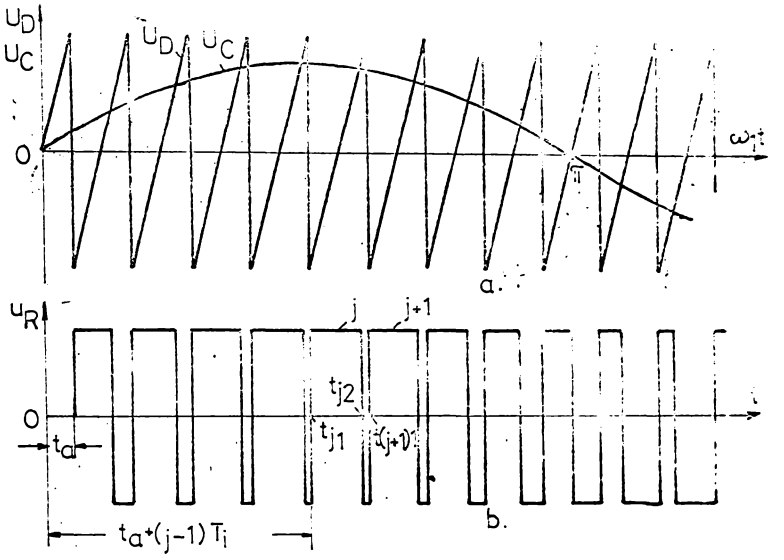


Fig.4.21

Modulare bileterală cu tensiune de referinţă nesimetrică cu front crescător: a - tensiunea de referinţă şi de comandă; b - tensiunea de ieşire a convertizorului.

Tensiunea medie pe perioada T_i a intervalului j este:

$$U_{med} = \frac{u}{T}(\Delta t_{j1} - \Delta t_{j2}) = u.r \sin \omega_1 t_{j2} \qquad (4.$$

iar valoarea tensiunii de fază:

$$u_R(t) = \begin{cases} u\text{-pentru } t \in [t_{j1}, t_{j2}] \\ -u\text{-pentru } t \in (t_{j2}, t_{(j+1)_1}) \end{cases} \qquad (4.$$

b_2. Modulare cu tensiune de referinţă cu front descrescător (fig.4.22).

$$t_{j1} = t_a + (j-1)T_i$$

$$t_{j2} = t_a + jT_i - \frac{T_i}{2} - \frac{T_i}{2} r \sin \omega_1 t_{j2} \qquad (4.$$

$$t_{(j+1)_1} = t_a + jT_1$$

$$\Delta t_{j1} = t_{(j+1)_1} - t_{j2} = \frac{T_i}{2} + \frac{T_i}{2} r \sin \omega_1 t_{j2} \qquad (4.$$

$$\Delta t_{j2} = t_{j2} - t_{j1} = \frac{T_i}{2} - \frac{T_i}{2} r \sin \omega t_{j2}$$

BUPT

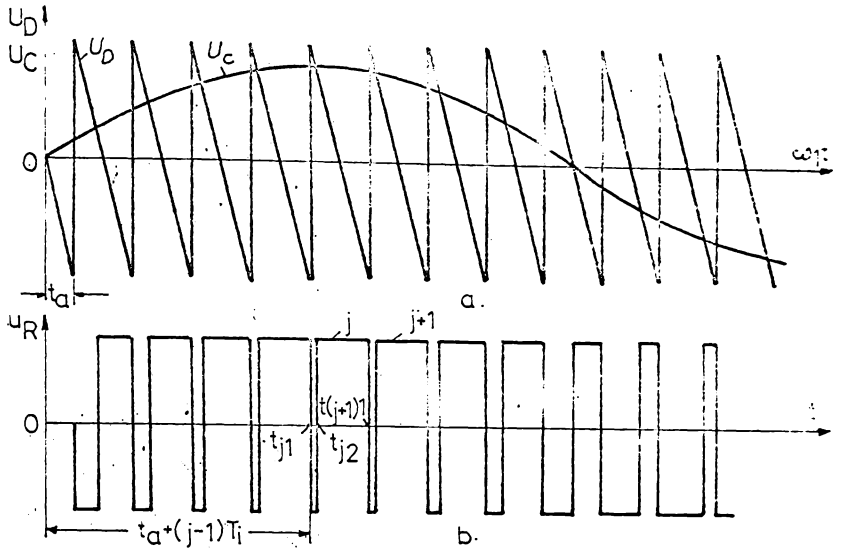


Fig.4.22

Forma de variaţie a tensiunilor la modularea bilaterală cu tensiune de referinţă nesimetrică cu front descrescător: a - tensiunea de referinţă şi de comandă; b - tensiunea de ieşire a convertizorului.

Tensiunea medie:

$$U_{med} = u\, r \sin \omega_1 t_{j2}$$

Tensiunea de fază a convertizorului este:

$$u_R(t) = \begin{cases} -u & \text{pentru } t \in (t_{j1}, t_{j2}) \\ +u & \text{pentru } t \in [t_{j2}, t_{(j+1)_1}] \end{cases} \qquad (4.72)$$

b_3. Modulare bilaterală cu tensiune de referinţă [illegible] trică (fig.4.23).

Momentele în care încep să conducă şi să se blocheze [illegible] toarele sînt:

$$t_{j1} = t_a + (j-1)T_i - \frac{T_i}{4} - \frac{T_i}{4} r \sin \omega_1 t_{j1}$$

$$t_{j2} = t_a + (j-1)T_i + \frac{T_i}{4} + \frac{T_i}{4} r \sin \omega_1 t_{j2}$$

$$t_{(j+1)_1} = t_a + j\,T_i - \frac{T_i}{4} - \frac{T_i}{4} r \sin \omega_1 t_{(j+1)_1}$$

BUPT

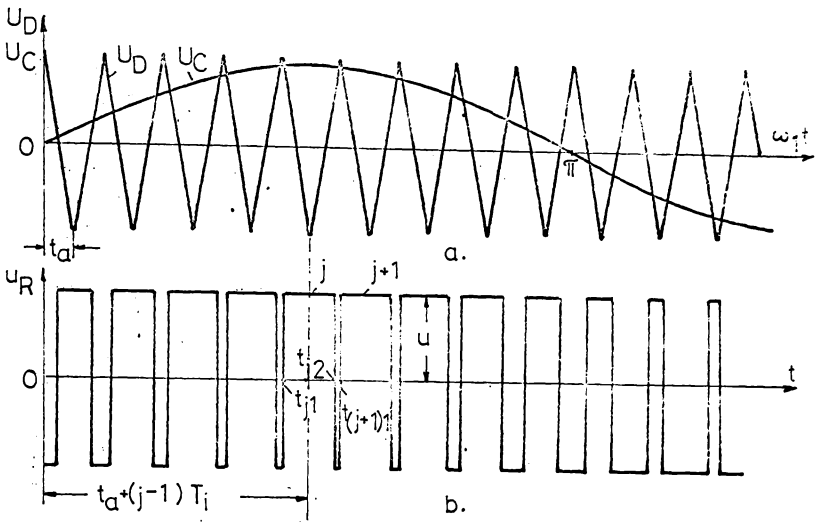


Fig.4.23

Modulare bilaterală cu tensiune de referinţă simetrică: a - tensiunea de referinţă şi comandă; b - tensiunea convertizorului.

de unde rezultă uşor duratele impulsurilor:

$$\Delta t_{j1} = t_{j2} - t_{j1} = \frac{T_i}{2} + r\frac{T_i}{4}(\sin\omega_1 t_{j1} + \sin\omega_1 t_{j2}) \qquad (4.76)$$

$$\Delta t_{j2} = t_{(j+1)_1} - t_{j2} = \frac{T_i}{2} - \frac{T_i}{4} r[\sin\omega_1 t_{j2} + \sin\omega_1 t_{(j+1)_1}] \qquad (4.77)$$

Valoarea medie a tensiunii pe o perioadă corespunzătoare intervalului $t_a+(j-1)T_i - \frac{T_i}{2}$ şi $t_a+(j-1)T_i + \frac{T_i}{2}$ este:

$$U_{med\ j} = \frac{ur}{2}(\sin\omega_1 t_{j1} + \sin\omega_1 t_{j2}) \qquad (4.78)$$

iar valoarea tensiunii de fază pe diferitele intervale:

$$u_R(t) = \begin{cases} u \text{ pentru } t \in [t_{j1}, t_{j2}] \\ -u \text{ pentru } t \in (t_{(j-1)_2}, t_{j1}) \\ \text{şi pentru } t \in (t_{j2}, t_{(j+1)_1}) \end{cases} \qquad (4.79)$$

Pentru analiza armonică a tensiunii convertizorului se consideră dezvoltarea în serie Fourier a tensiunilor ce se obţin la modularea unilaterală şi bilaterală (fig.4.24).

Relaţia prin care se pot exprima tensiunile este [7]:

BUPT

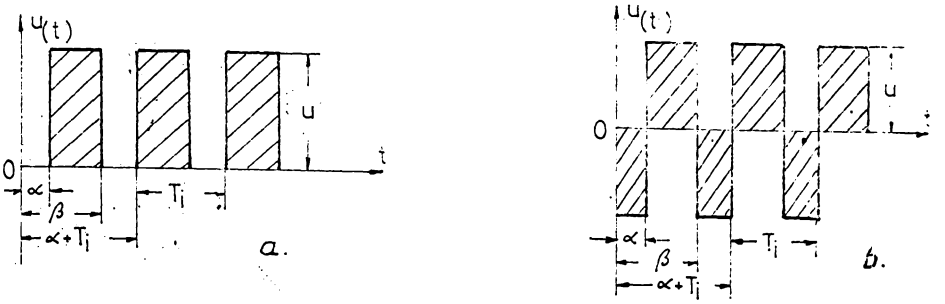


Fig.4.24

Forma tensiunii de ieşire a convertizoarelor cu modulare în durată a impulsurilor: a - modulare unilaterală; b - modulare bilaterală.

$$u_{(t)} = a_o + \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \cos\nu\omega_i t + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \sin\nu\omega_i t \qquad (1.$$

relaţie în care coeficienţii dezvoltării în serie sînt:

a. La modulare unilaterală:

$$a_o = \frac{1}{T_i}\int_{\alpha}^{\alpha+T_i} u_{(t)}dt = \frac{1}{T_i}\int_{\alpha}^{\beta} u\,dt = \frac{u}{T_i}(\beta-\alpha)$$

$$a_\nu = \frac{2}{T_i}\int_{\alpha}^{\alpha+T_i} u_{(t)}\cos\nu\omega_i t\,dt = \frac{2}{T_i}\int_{\alpha}^{\beta} u\cdot\cos\nu\omega_i t\,dt =$$

$$= \frac{2}{2\pi}\,u\,\frac{1}{\nu}(\sin\nu\omega_i\beta - \sin\nu\omega_i\alpha) = \frac{2u}{\pi}\,\frac{1}{\nu}\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\cos\nu\omega_i\frac{\beta+\alpha}{2} \qquad (1.3$$

$$b_\nu = \frac{2}{T_i}\int_{\alpha}^{\alpha+T_i} u_{(t)}\sin\nu\omega_i t\,dt = \frac{2}{T_i}\int_{\alpha}^{\beta} u\sin\nu\omega_i t\,dt =$$

$$= -\frac{2u}{2\pi}\,\frac{1}{\nu}(\cos\nu\omega_i\beta - \cos\nu\omega_i\alpha) = \frac{2u}{\pi}\,\frac{1}{\nu}\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\sin\nu\omega_i\frac{\beta+\alpha}{2} \qquad (1.$$

şi

$$u_{(t)} = \frac{u}{T_i}(\beta-\alpha) - \frac{2u}{\pi}\sum_{\nu=1}^{\infty}\left[\frac{1}{\nu}\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\cos\nu\omega_i\frac{\beta+\alpha}{2}\cos\nu\omega_i t + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\nu}\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\sin\nu\omega_i\frac{\beta+\alpha}{2}\sin\nu\omega_i t\right] =$$

$$= \frac{u}{T_i}(\beta-\alpha) + \frac{2u}{\pi}\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{1}{\nu}\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\cos\nu\omega_i\left(t - \frac{\beta+\alpha}{2}\right).$$

BUPT

b. La modularea bilaterală:

$$a_0 = \frac{1}{T_i}\int_{\alpha}^{\alpha+T_i} u_{(t)}dt = \frac{1}{T_i}\int_{\alpha}^{\beta} u\,dt - \frac{1}{T_i}\int_{\beta}^{\alpha+T_i} u\,dt = \frac{u}{T_i}\left[2(\beta-\alpha)-T_i\right] \quad (4.\ldots)$$

$$a_\nu = \frac{2}{T_i}\int_{\alpha}^{\alpha+T_i} u_{(t)}\cos\nu\omega_i t\,dt = \frac{2u}{T_i}\int_{\alpha}^{\beta}\cos\nu\omega_i t\,dt - \frac{2u}{T_i}\int_{\beta}^{\alpha+T_i}\cos\nu\omega_i t\,dt =$$

$$= \frac{4u}{\pi}\frac{1}{\nu}\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\cos\nu\omega_i\frac{\beta+\alpha}{2} \quad (4.\ldots)$$

$$b_\nu = \frac{2}{T_i}\int_{\alpha}^{\alpha+T_i} u_{(t)}\sin\nu\omega_i t\,dt = \frac{2u}{T_i}\int_{\alpha}^{\beta}\sin\nu\omega_i t\,dt - \frac{2u}{T_i}\int_{\beta}^{\alpha+T_i}\sin\nu\omega_i t\,dt =$$

$$= \frac{4u}{\pi}\frac{1}{\nu}\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\sin\nu\omega_i\frac{\beta+\alpha}{2} \quad (4.87)$$

Tensiunea la borne este:

$$u_{(t)} = \frac{u}{T_i}\left[2(\beta-\alpha) - T_i\right] +$$

$$+ \frac{4u}{\pi}\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{1}{\nu}\left[\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\cos\nu\omega_i\frac{\beta+\alpha}{2}\cos\nu\omega_i t + \right.$$

$$\left. + \sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\sin\nu\omega_i\frac{\beta+\alpha}{2}\sin\nu\omega_i t\right] =$$

$$= \frac{u}{T_i}\left[2(\beta-\alpha) - T_i\right] + \frac{4u}{\pi}\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{1}{\nu}\sin\nu\omega_i\frac{\beta-\alpha}{2}\cos\nu\omega_i\left(t-\frac{\beta+\alpha}{2}\right) \quad (4.\ldots)$$

In funcţie de tipul de modulare folosit, se pune condiţia ca funcţiile α şi β, conform notaţiilor din fig.4.[illegible], să coincidă cu funcţiile care definesc momentele de aprindere şi stingere ale tiristoarelor adică:

a. Modulare unilaterală:

a_1. Cu front crescător şi tensiune nesimetrică:

$$\alpha_j(t) = t_a + (j-1)T_i \quad (4.\ldots)$$

$$\beta_j(t) = t_a + (j-1)T_i + T_i\, r \sin\omega_1 t \quad (4.\ldots)$$

a_2. Cu front descrescător:

$$\alpha_j(t) = t_a + (j-1)T_i - T_i\, r \sin\omega_1 t \quad (4.\ldots)$$

$$\beta_j(t) = t_a + (j-1)T_i \quad (4.\ldots)$$

a_3. Cu tensiune triunghiulară simetrică:

$$\alpha_j(t) = t_a + (j-1)T_i - r\frac{T_i}{2}\sin\omega_1 t \quad (4.\ldots)$$

$$\beta_j(t) = t_a + (j-1)T_i + r\frac{T_i}{2}\sin\omega_1 t$$

BUPT

b. Modularea bilaterală:

b_1. Tensiune de referinţă nesimetrică şi front [illegible]

$$\alpha_{j(t)} = t_a+(j-1)T_1 \qquad (4.\ldots)$$

$$\beta_{j(t)} = t_a+(j-1)T_1 + \frac{\tau_i}{2} + \frac{\tau_i}{2} r \sin\omega_1 t = t_{j2} \qquad (4.\ldots)$$

b_2. Tensiune de referinţă nesimetrică şi front [illegible] cător:

$$\alpha_{j(t)} = t_{j1} = t_a+(j-1)T_1 - \frac{\tau_i}{2} - \frac{\tau_i}{2} r \sin\omega_1 t \qquad (4.\ldots)$$

$$\beta_{j(t)} = t_a + (j-1)T_1 \qquad (4.\ldots)$$

b_3. Tensiune simetrică:

$$\alpha_{j(t)} = t_a+(j-1)T_1 - \frac{\tau_i}{4} - \frac{\tau_i}{4} r \sin\omega_1 t = t_{j1} \qquad (4.\ldots)$$

$$\beta_{j(t)} = t_a+(j-1)T_1 + \frac{\tau_i}{4} + \frac{\tau_i}{4} r \sin\omega_1 t = t_{j2} \qquad (4.\ldots)$$

Introducând valorile lui $\alpha_{j(t)}$ şi $\beta_{j(t)}$ în rel. [illegible] şi (4.88) se obţine dezvoltarea în serie a tensiunii de [illegible]

a. Modularea unilaterală:

a_1. Tensiune de referinţă nesimetrică cu front [illegible]

$$u_R(t) = ur \sin\omega_1 t + \frac{2u}{\pi} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \sin(\nu\omega_1 \frac{\tau_i}{2} r \sin\omega_1 t).$$

$$.\cos\nu\omega_1 (t-t_a- \frac{\tau_i}{2} r \sin\omega_1 t) =$$

$$= ur \sin\omega_1 t+u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} \sin(\nu\pi r \sin\omega_1 t)\cos[\nu\omega_1(t-t_a)-\nu\pi r \sin\omega_1 t]$$

$$= ur \sin\omega_1 t+u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi}\Big\{\sin\nu\omega_1(t-t_a)-\sin[\nu\omega_1(t-t_a)-2\nu\pi r \sin\omega_1 t]\Big\}$$

a_2. Tensiune nesimetrică cu front descrescător:

$$u_R(t) = ur \sin\omega_1 t+u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} \sin(\nu\omega_1 \frac{\tau_i}{2} r \sin\omega_1 t)\cos[\nu\omega_1(t-t_a)+\nu\pi r \sin\omega_1 t]$$

$$= ur \sin\omega_1 t+u \sum_{\nu=1}^{\infty}\Big\{\sin[\nu\omega_1(t-t_a)+2\nu\pi r \sin\omega_1 t]- \sin\nu\omega_1 (t-t_a)\Big\}\frac{1}{\nu\pi}$$

a_3. Tensiune simetrică [illegible]

$$u_R(t) = ur \sin\omega_1 t+u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} \sin(\nu\omega_1 \frac{\tau_i}{2} r \sin\omega_1 t)\cos\nu\omega_1(t-t_a)$$

$$= ur \sin\omega_1 t+u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} \sin(\nu\pi r \sin\omega_1 t)\cos\nu\omega_1(t-t_a)$$

BUPT

b. Modulare bilaterală:

b_1. Tensiune nesimetrică cu front crescător:

$$u_R(t)=ur\ \sin\omega_1 t+u\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{4}{\nu\pi}\sin[\nu\omega_i(\frac{T_i}{4}+\frac{T_i}{4}\,r\,\sin\omega_1 t)]\cdot$$

$$\cdot\cos[\nu\omega_i(t-t_a-\frac{T_i}{4}-\frac{T_i}{4}\,r\,\sin\omega_1 t)]=$$

$$=ur\,\sin\omega_1 t+u\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{2}{\nu\pi}\left\{\sin\nu\omega_i(t-t_a)-\sin[\nu\omega_i(t-t_a)-\nu\pi-\nu\pi r\,\sin\omega_1 t]\right\}$$

(4.

b_2. Tensiune nesimetrică cu front descrescător:

$$u_R(t)=ur\,\sin\omega_1 t+u\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{4}{\nu\pi}\sin[\nu\omega_i(\frac{T_i}{4}+\frac{T_i}{4}\,r\,\sin\omega_1 t)]\cdot$$

$$\cdot\cos[\nu\omega_i(t-t_a+\frac{T_i}{4}+\frac{T_i}{4}\,r\,\sin\omega_1 t)]=$$

$$=ur\,\sin\omega_1 t+u\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{2}{\nu\pi}\left\{\sin[\nu\omega_i(t-t_a)+\nu\pi+\nu\pi r\,\sin\omega_1 t]-\sin\nu\omega_i(t-\right.$$

b_3. Tensiune simetrică

$$u_R(t)=ur\,\sin\omega_1 t+u\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{4}{\nu\pi}\sin[\nu\omega_i(\frac{T_i}{4}+\frac{T_i}{4}\,r\,\sin\omega_1 t)]\cos\nu\omega$$

$$=ur\,\sin\omega_1 t+u\sum_{\nu=1}^{\infty}\frac{4}{\nu\pi}\sin[\frac{\nu\pi}{2}+\frac{\nu\pi}{2}\,r\,\sin\omega_1 t]\cos\nu\omega_i(t-$$

(4.

Funcţiile Bessel de speţa I-a, pot fi folosite pentru a exprima dezvoltările în serie Fourier a relaţiilor care dau tensiunea de ieşire a convertizorului.

Se vor introduce funcţiile Bessel sub forma: [7], [9]

$$\sin(z\sin\theta)=\sum_{p=-\infty}^{\infty}(-1)^p\,I_p(z)\,\sin p\theta \qquad (4.$$

$$\cos(z\sin\theta)=\sum_{p=-\infty}^{\infty}(-1)^p\,I_p(z)\,\sin p\theta \qquad (4.$$

$$\sin(\delta+z\sin\theta)=\sum_{p=-\infty}^{\infty}(-1)^p\,I_p(t)\,\sin(\delta+p\theta) \qquad (4.$$

$$\sin[\delta+z\sin(-\theta)]=\sin(\delta-z\sin\theta)=\sum_{p=-\infty}^{\infty}(-1)^p I_p(z)\,\sin(\delta-p\theta)$$

Relaţiile prin care se exprimă tensiunea de fază a convertizorului sînt:

BUPT

a. Modularea unilaterală.

a_1. Tensiune de referinţă triunghiulară cu front crescător.

$$u_R(t) = ur \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} \sin\nu\omega_i(t-t_a) - u \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi}(-1)^p I_p(2\nu\pi r) \sin[\nu\omega_i(t-t_a)-p\omega_1 t] \quad (4.111)$$

a_2. Tensiune de referinţă cu front descrescător:

$$u_R(t) = ur \sin\omega_1 t - u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} \sin\nu\omega_i(t-t_a) + u \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi}(-1)^p I_p(2\nu\pi r) \sin[\nu\omega_i(t-t_a)+ p\omega_1 t] \quad (4.112)$$

a_3. Tensiune de referinţă simetrică:

$$u_R(t) = ur \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi}(-1)^p I_p(\nu\pi r)\cos\nu\omega_i(t-t_a)\sin p\omega_1 t =$$

$$= ur \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi}(-1)^p I_p(\nu\pi r)\left\{\sin[\nu\omega_i(t-t_a)+p\omega_1 t] - \sin[\nu\omega_i(t-t_a)-p\omega_1 t]\right\} \quad (4.113)$$

b. La modularea bilaterală:

b_1. Tensiune nesimetrică cu front crescător:

$$u_R(t) = u\,r \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} \sin\nu\omega_i(t-t_a) - u \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi}(-1)^p I_p(\nu\pi r) \sin[\nu\omega_i(t-t_a) - \nu\pi - p\omega_1 t] =$$

$$= u\,r \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} \sin\nu\omega_i(t-t_a) - u \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi}(-1)^{\nu+p} I_p(\nu\pi r) \sin[\nu\omega_i(t-t_a) - p\omega_1 t] \quad (4.114)$$

b_2. Tensiune de referinţă nesimetrică cu front descrescător:

$$u_R(t) = u\,r \sin\omega_1 t - u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} \sin\nu\omega_i(t-t_a) +$$

$$+ u \sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty} (-1)^p \frac{2}{\nu\pi} I_p(\nu\pi r) \sin[\nu\omega_i(t-t_a) + \nu\pi + p\omega$$

BUPT

$$= u\,r \sin\omega_1 t - u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} \sin \nu\omega_i (t-t_a) +$$

$$+ u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} (-1)^{\nu+p} I_p(\nu\pi r) \sin[\nu\omega_i(t-t_a) + p\omega_1 t] \qquad (4.115)$$

b) Tensiune simetrică:

$$u_R(t) = ur \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{4}{\nu\pi}(-1)^p I_p\left(\frac{\nu\pi r}{2}\right) \sin\left(\frac{\nu\pi}{2} + p\omega_1 t\right) \cdot$$

$$\cdot \cos\nu\omega_i(t-t_a) = ur \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} (-1)^p I_p\left(\frac{\nu\pi r}{2}\right) \left\{ \sin\left[\frac{\nu\pi}{2} + \right.\right.$$

$$\left. + \nu\omega_i(t-t_a) + p\omega_1 t\right] + \left. \sin\left[\frac{\nu\pi}{2} - \nu\omega_i(t-t_a) + p\omega_1 t\right]\right\} =$$

$$= u\,r \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{2}{\nu\pi} (-1)^p I_p\left(\frac{\nu\pi r}{2}\right) \sin\nu\frac{\pi}{2} \cdot$$

$$\cdot \left\{ \cos[\nu\omega_i(t-t_a) + p\omega_1 t] + \cos[\nu\omega_i(t-t_a) - p\omega_1 t] \right\} \qquad (4.\ldots)$$

Relaţiile tensiunii de ieşire (4.101) ÷ (4.116) sînt valabile, fie pentru un convertizor monofazat, fie pentru faza unui convertizor trifazat, această tensiune considerîndu-se faţă de punctul median al sursei de curent continuu (fig.4.24).

Pentru fazele S şi T ale convertizorului trifazat trebuie să se ia în considerare atît defazajul dintre tensiunile de comandă, care este de $\pm 2\pi/3$, cît şi eventualele defazaje ale tensiunilor de referinţă ale fazelor S şi T faţă de cea a fazei R.

Dacă se notează defazajele dintre tensiunile de referinţă triunghiulare ale fazelor S şi T faţă de tensiunea de referinţă a fazei R cu δ_S şi δ_T (fig.4.25), se obţin expresiile cu relaţiile (4.111)÷(4.116) în care apare pe lîngă defazajul de $\pm 2\pi/3$ şi defazajul δ_S, respectiv δ_T.

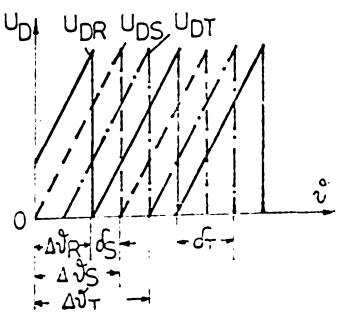


Fig.4.25
Defazajul suplimentar al tensiunilor de referinţă ale fazelor S şi T faţă de faza R.

BUPT

Se obţin spre exemplu pentru modularea unilaterală cu tensiune de referinţă nesimetrică cu front crescător:

$$u_R(t) = u.r \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} \sin\nu\omega_i(t-t_a) -$$

$$- u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi}(-1)^p I_p(2\nu\pi r)\sin[\nu\omega_i(t-t_a)-p\omega_1 t]$$

$$u_S(t)=u.r \sin(\omega_1 t- \frac{2\pi}{3})+u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi}\sin[\nu\omega_i(t-t_a)- \nu\delta_S] -$$

$$-u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} (-1)^p I_p(2\nu\pi r) \sin[\nu\omega_i(t-t_a)-\nu\delta_S-p\omega_1 t-p\frac{2\pi}{3}]$$

şi

$$u_T(t)= u.r \sin(\omega_1 t+ \frac{2\pi}{3})+u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} \sin[\nu\omega_i(t-t_a)- \nu\delta_T] -$$

$$-u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} (-1)^p I_p(2\nu\pi r) \sin[\nu\omega_i(t-t_a)- \nu\delta_T- p\omega_1 t+p$$

iar pentru modulare unilaterală cu tensiune simetrică:

$$u_R(t)= u.r \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi}(-1)^p I_p(\nu\pi r).$$

$$\cdot\left\{\sin[\nu\omega_i(t-t_a)+p\,\omega_1 t] - \sin[\nu\omega_i(t-t_a)-p\,\omega_1 t]\right\}$$

$$u_S(t) = u.r \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3})+ u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} (-1)^p I_p(\nu\pi$$

$$\cdot\left\{\sin[\nu\omega_i(t-t_a)-\nu\delta_S+p\,\omega_1 t - p\,\frac{2\pi}{3}] - \sin[\nu\omega_i(t-t_a)-\nu\delta_S - p\omega_1 t\right.$$

$$u_T =ur.\sin(\omega_1 t+ \frac{2\pi}{3})+u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi}(-1)^p I_p(\nu\pi r) \cdot$$

$$\cdot\left\{\sin[\nu\omega_i(t-t_a)-\nu\delta_T+p\omega_1 t+p\,\frac{2\pi}{3}] - \sin[\nu\omega_i(t-t_a)-\nu\delta_T - p\omega_1 t+\right.$$

BUPT

Analizînd relaţiile (4.117)÷(4.122) se constată următoarele:

a) componentele ur $\sin\omega_1 t$, ur $\sin(\omega_1 t - 2\pi/3)$ şi ur $\sin(\omega_1 t + 2\pi/3)$ formează sistemul de tensiuni al fundamentalei - sistem direct - care crează cîmpul magnetic învîrtitor principal;

b) componentele cu frecvenţă multiplă tensiunii de referinţă formează:

- pentru $p = \pm 3k$ sistemul de tensiuni omopolar (nu dau cîmp învîrtitor),
- pentru $p = \pm(3k + 1)$ sistem direct care dau cîmpuri învîrtitoare directe,
- pentru $p = \pm(3k - 1)$ sistem invers care dau cîmpuri inverse.

In absenţa conductorului de nul, armonicile omopolare ale tensiunii de fază nu mai apar la sarcină, deoarece curenţii omopolari nu se pot închide.

Se observă de asemenea că în cazul lipsei conductorului de nul şi al defazajului dintre fazele tensiunii de referinţă ($\delta_S = \delta_T = 0$), amplitudinea armonicilor din tensiunea aplicată maşinii asincrone se reduce.

Faptul acesta simplifică oarecum şi schema de comandă şi de aceea schemele uzuale nu folosesc conductor de nul şi utilizează un singur semnal triunghiular de referinţă [111].

Tensiunile de linie ale convertizorului, deduse din tensiunile de fază pentru cazul $\delta_S = \delta_T = 0$, comandă cu tensiune de referinţă unilaterală nesimetrică cu front crescător, sînt:

$$u_{RS(t)} = u_{R(t)} - u_{S(t)} = ur\left[\sin\omega_1 t - \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3})\right] -$$

$$-u\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty}\frac{1}{\nu\pi}(-1)^p I_p(2\nu\pi r)\left\{\sin[\nu\omega_i(t-t_a)-p\omega_1 t] - \right.$$

$$\left. - \sin[\nu\omega_i(t-t_a)-p\omega_1 t - p\frac{2\pi}{3}]\right\} \qquad (1$$

$$u_{ST(t)} = u_{S(t)} - u_{T(t)} = ur\left[\sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3})\right] -$$

$$- u\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty}\frac{1}{\nu\pi}(-1)^p I_p(2\nu\pi r)\left\{\sin[\nu\omega_i(t-t_a)-p\omega_1 t-p\frac{2\pi}{3}] - \right.$$

$$\left. - \sin[\nu\omega_i(t-t_a)- p\omega_1 t + p\frac{2\pi}{3}]\right\}$$

BUPT

$$u_{TR(t)} = u_{T(t)} - u_{R(t)} = u\,r\,[\sin(\omega_1 t + \tfrac{2\pi}{3}) - \sin\omega_1 t] -$$

$$- u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} (-1)^p I_p(2\nu\pi r)\Big\{\sin[\nu\omega_i(t-t_a) - p\omega_1 t + p\tfrac{2\pi}{3}] -$$

$$- \sin[\nu\omega_i(t-t_a) - p\omega_1 t]\Big\} \qquad (4.124)$$

La modularea unilaterală cu tensiune de referinţă cu front descrescător şi cu tensiune simetrică, precum şi la modularea bilaterală în cele trei situaţii expresia tensiunii de linie se obţine în acelaşi fel.

Din (4.123)÷(4.125) rezultă că unele armonici din tensiunea de fază dispar în tensiunea de linie (în lipsa conductorului de nul).

Cunoaşterea armonicilor tensiunii de fază permite calculul armonicilor tensiunii de linie. Datorită acestui fapt se vor calcula, în funcţie de modul de alimentare al maşinilor, de scopul urmărit şi de complexitatea relaţiilor, fie armonicile tensiunii de fază fie cele ale tensiunii de linie.

Din analiza relaţiilor care exprimă tensiunile convertorului pentru diferite cazuri de modulare se constată că valoarea amplitudinii armonicilor şi ponderea lor în tensiunea de ieşire este dependentă de tipul de modulare; cel mai mic conţinut de armonici se obţine la modularea bilaterală simetrică, iar cel mai mare la modularea unilaterală cu tensiuni de referinţă nesimetr

Dacă în relaţiile tensiunii se consideră defazajul iniţial nul ($t_a = o$), expresia lor devine mai simplă. Astfel, la modularea unilaterală cu tensiune de referinţă cu front crescător, relaţia (4.117) ia forma:

$$u_R(t) = u\,r \sin\omega_1 t + u \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} \sin\nu\omega_i t -$$

$$- u \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{\nu\pi} (-1)^p I_p(2\nu\pi r) \sin(\nu\omega_i t - p\omega_1 t)$$

Amplitudinea armonicilor la modularea unilaterală cu tensiune de referinţă nesimetrică cu front crescător, în funcţie de factorul de modulare r şi pentru diferite valori ale raportului ω_i/ω_1, sînt reprezentate grafic în fig.4.26 [111]. Pe baza acestui grafic se pot face aprecieri din punct de vedere [illegible]

BUPT

tiv asupra conținutului de armonici a tensiunii de ieșire.

In fig.4.26 prin U_y/u s-a notat amplitudinea relativă a armonicilor tensiunii de ieșire.

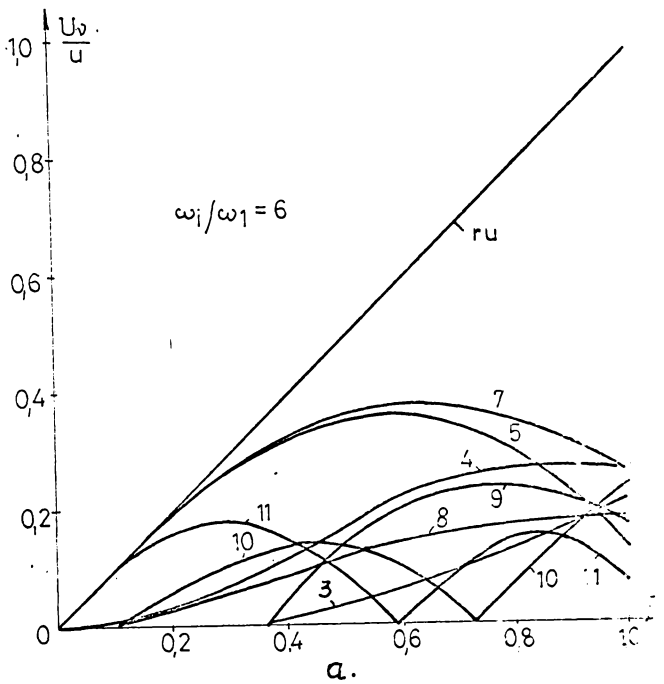
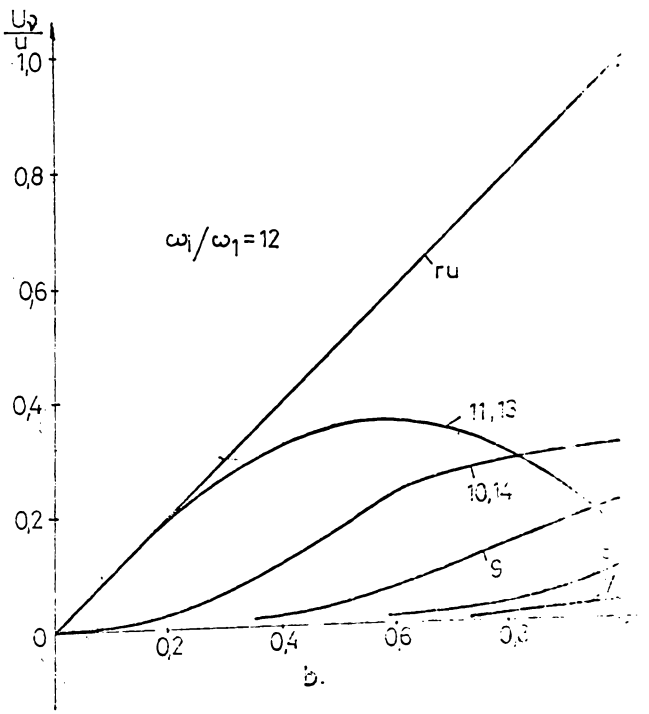


Fig.4.26
Amplitudinea relativă a armonicilor tensiunii de ieșire pentru:
a - $\omega_i/\omega_1 = 6$;
b - $\omega_i/\omega_1 = 12$.



BUPT

Concluziile ce se desprind în urma analizei relaţiilor tensiunii de fază şi de linie şi a rezultatelor din fig.4.26 sînt următoarele:

Amplitudinea armonicilor din tensiunea de ieşire este dependentă de valorile factorului de modulare r şi de raportul pulsaţiilor ω_i/ω_1. La reducerea factorului de modulare r, tensiunea convertizorului se micşorează şi conţinutul de armonici creşte. Conţinutul de armonici mai ales a celor de ordin inferior se reduce odată cu creşterea lui ω_i/ω_1, dar acest raport este limitat de creşterea pierderilor prin comutaţie.

Armonicile de ordin superior au valori mai mari la creşterea lui ω_i/ω_1, dar ele deranjează mai puţin funcţionarea maşinii asincrone.

In absenţa conductorului de nul armonicile omopolare prin sarcină se anulează, ceea ce este favorabil din punct de vedere al funcţionării maşinilor electrice.

Se constată totodată că defazajul iniţial t_a influenţează conţinutul de armonici, mărind amplitudinea lor mai ales la valori mici ale raportului ω_i/ω_1.

La stabilirea ecuaţiilor tensiunii de ieşire la modularea în durată a impulsurilor s-a admis că numărul de impulsuri pe perioadă este constant, respectiv raportul ω_i/ω_1 este constant. Prin aceasta s-a evitat introducerea unor noi armonici în tensiunea de ieşire care pot să apară la diferite valori ale raportului ω_i/ω_1 şi s-au limitat pierderile prin comutaţie.

Expresiile tensiunii de ieşire pot fi stabilite şi în cazul general, admiţînd un raport variabil ω_i/ω_1, respectiv un raport variabil între frecvenţa tensiunii de referinţă şi cea a tensiunii de comandă (ieşire). In acest caz se va produce o modulare şi a fazei tensiunii de ieşire şi deci a fundamentalei acesteia, mai ales la valori mici ale raportului ω_i/ω_1.

Pentru stabilirea expresiilor tensiunilor de ieşire se va considera că:

- la tensiuni de referinţă triunghiulare nesimetrice, începutul fiecărei rampe constituie un punct de referinţă şi se repetă periodic (fig.4.27);
- la tensiuni de referinţă triunghiulare simetrice vîrfurile de acelaşi semn constituie puncte de referinţă şi se repetă cu perioada T_i (fig.4.28).

Punctele de referinţă sînt indicate în cele două figuri de unde rezultă şi felul în care durata impulsurilor se poate modifica.

BUPT

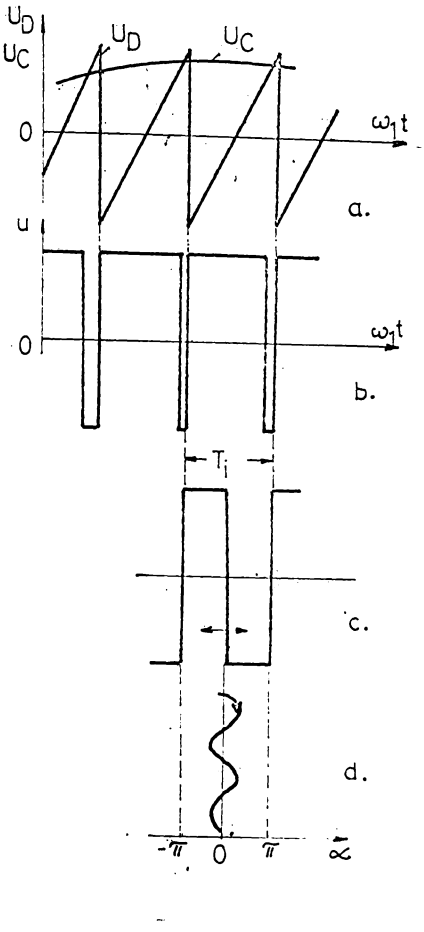


Fig.4.27

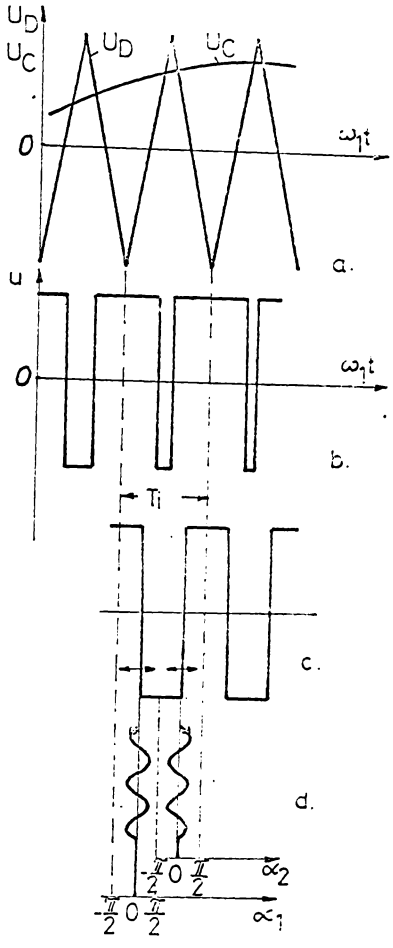


Fig.4.28

Variaţia unor mărimi la modularea bilaterală cu tensiune de referinţă nesimetrică (fig.4.27) şi simetrică (fig.4.28): a - tensiunea de comandă şi de referinţă; b - impulsurile tensiunii de ieşire; c - impulsurile tensiunii de ieşire pentru tensiune de comandă nulă; d - variaţia unghiului de comandă α.

In raport cu perioada tensiunii de referinţă T_i, [illegible] te defini un unghi de comandă α, asemănător cu comanda convertizoarelor directe, care variază între limitele:

- $(+\pi)$ - $(-\pi)$ potrivit valorilor tensiunii de c[illegible] presupusă constantă între două comutaţii succesive, în [illegible] tensiunii de referinţă triunghiulare nesimetrice (fig.4.

BUPT

$-(+\pi/2) \div (-\pi/2)$ pentru un flanc (crescător) al tensiunii de referinţă simetrice şi $(-\pi/2) \div (+\pi/2)$ pentru celălalt flanc, valorile fiind egale (fig.4.28.d).

Valoarea unghiului de comandă α va depinde de amplitudinea relativă a tensiunii de comandă şi faza acesteia avînd expresia:

$$\alpha = r \cdot \pi \cdot \sin \omega_1 t \,, \qquad (4.127)$$

la modularea sinusoidală cu tensiune de referinţă bilaterală nesimetrică şi :

$$\alpha = \pm r \frac{\pi}{2} \sin \omega_1 t \qquad (4.128)$$

la modularea sinusoidală cu tensiune de referinţă simetrică.

Unghiul de comandă α va avea valori diferite corespunzătoare fiecărui impuls al tensiunii de ieşire. La modularea liniară unghiul de comandă α va avea o valoare dependentă numai de amplitudinea relativă a tensiunii de comandă r.

4.4. Concluzii

Din cele prezentate în acest capitol se constată că tensiunea de ieşire a convertizoarelor statice conţine un mare număr de armonici. Amplitudinea acestor armonici se poate calcula pentru fiecare tip de convertizor static, ţinînd seama de forma tensiunii de ieşire.

Analiza în detaliu a formei tensiunii de ieşire şi a conţinutului de armonici are mare importanţă pentru studiul regimului de funcţionare al maşinilor şi instalaţiilor electrice. Există maşini care nu permit anumite armonici în componenţa tensiunilor de alimentare, altele care limitează valoarea acestora. Cunoaşterea conţinutului de armonici din tensiunea de alimentare a maşinilor asincrone permite luarea unor măsuri suplimentare de reducere a efectelor lor prin soluţii constructive.

Conţinutul de armonici al convertizoarelor directe depinde de modul de comandă al unghiului de aprindere şi de numărul de pulsuri din care se compune tensiunea de ieşire. Reducerea conţinutului de armonici se poate face printre alte metode prin alegerea corespunzătoare a bobinelor conectate în circuitul convertizorului.

Conţinutul de armonici al convertizoarelor indirecte depinde de felul de modificare a tensiunii funcţie de frecvenţă. Astfel, la convertizoarele indirecte cu modificare

nii circuitului intermediar, conţinutul de armonici este constant deoarece forma tensiunii nu se schimbă. La convertizoarele cu modificare a tensiunii prin defazaj, conţinutul de armonici este dependent de unghiul de defazaj. In cazul convertizoarelor cu modulare în durată a impulsurilor, conţinutul de armonici depinde de tipul de modulare, valoarea factorului de modulare şi numărul impulsurilor din care este formată tensiunea de ieşire.

Conţinutul cel mai redus de armonici se obţine la modularea bilaterală cu o tensiune de comandă sinusoidală şi tensiune de referinţă simetrică, schema de comandă este însă relativ complicată.

Comanda modulării în durată a impulsurilor de tip liniar este mai simplă şi dă rezultate comparabile din punct de vedere al conţinutului de armonici cu modularea sinusoidală cu tensiune de referinţă unilaterală nesimetrică.

Se constată că îmbunătăţirea formei tensiunii de ieşire a convertizorului necesită un număr mare de comutaţii, ceea ce determină pierderi de putere suplimentare.

Dispozitivele de comandă ale tiristoarelor principale din convertizoarele trifazate trebuie să permită obţinerea unor defazaje de $\pm \frac{2\pi}{3}$ între tensiunile de comandă, tensiunile de referinţă în fază şi un număr întreg de perioade ale impulsurilor în intervalul unei pericade a tensiunii de ieşire.

BUPT

5. INCERCARI SI REZULTATE EXPERIMENTALE

5.1. Probleme generale

In vederea studierii concrete a armonicilor de tensiune la alimentarea unor maşini asincrone prin convertizoare statice, a armonicilor de curent pe care le determină armonicile de tensiune şi influenţa acestor armonici asupra cuplului dezvoltat maşină, autorul a conceput şi realizat, în colaborare, o instalaţie experimentală în cadrul Laboratorului de maşini electrice electronică industrială a Universităţii Libere din Bruxelles, ocazia efectuării unui stagiu de specializare.

Dintre marea diversitate de tipuri constructive de vertizoare statice s-a ales tipul de convertizor indirect tensiune a circuitului intermediar constantă şi cu modificarea valorii tensiunii de ieşire prin modulare în durată a impulsurilor după o lege de variaţie liniară.

Considerentele care au stat la baza alegerii acestui de convertizor sînt:

- convertizorul poate fi folosit pentru alimentarea rui tip de maşină asincronă;
- construcţia lui nu prezintă dificultăţi, schema relativ simplă şi funcţionarea sigură;
- comanda convertizorului se face cu elemente de tipizate;
- schema convertizorului conţine un număr redus toare (şase), deci preţul de cost este relativ mic faţă tipuri de convertizoare;
- convertizorul asigură posibilitatea modificării trilor de ieşire - tensiune-frecvenţă - în limite la ... ubil studiul comportării maşinilor alimentate în ... funcţionare foarte variate;
- conţinutul de armonici, în special armonici este re/comparabil cu al altor tipuri de convertizoare ... dă este mult mai complicată;

BIBLIOTECA CENTRALA

BUPT

- instalaţiile industriale acţionate cu maşini asincrone necesită funcţionare sigură şi convertizoarele de acest tip satisfac condiţiile de fiabilitate;

- pierderile convertizoarelor de acest tip nu sînt mari, ceea ce înseamnă că vor avea un randament ridicat;

- au o inerţie mică şi în acest fel vor permite funcţionarea corectă în regim dinamic.

Corespunzător schemei de principiu a convertizorului trifazat din fig.3.14, s-a ales schema circuitului de forţă a convertizorului indirect care este prezentată în fig.5.1.

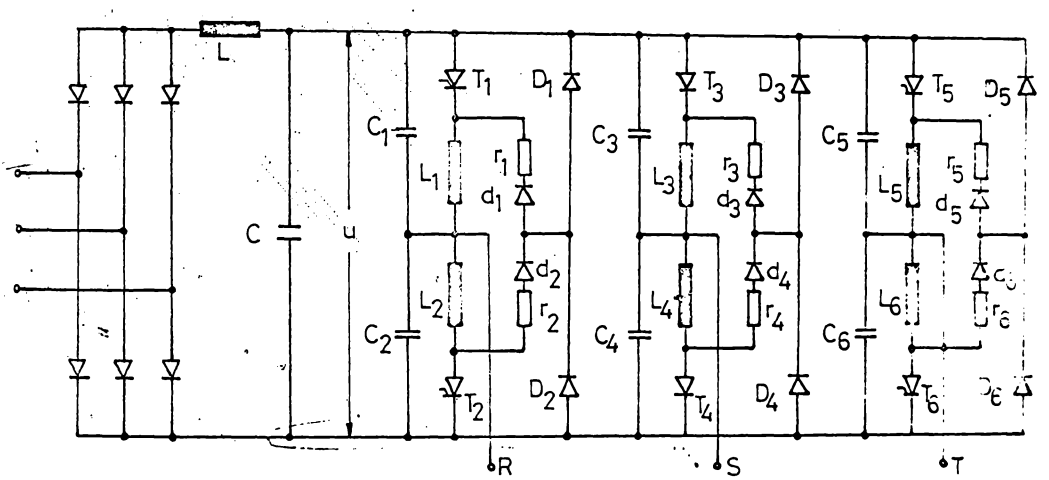


Fig.5.1

Schema circuitului de forţă a convertizorului indirect cu modulare în durată a impulsurilor.

Această schemă cuprinde în principal următoarele elemente:

- redresor de tensiune static necomandat format dintr-o punte trifazată dublă cu diode;

- filtru L-C pentru filtrarea tensiunii continue;

- invertor, format din circuitul principal reprezentat prin tiristoarele $T_1 \div T_6$, diodele de recuperare şi protecţie $D_1 \div D_6$, diodele de descărcare $d_1 \div d_6$, rezistenţele de descărcare $r_1 \div r_6$, bobinele $L_1 \div L_6$ şi condensatoarele de stingere $C_1 \div C_6$.

Alegerea elementelor circuitului de forţă s-a făcut în baza puterii necesare la ieşirea convertizorului.

Ceea ce trebuie remarcat este faptul că, dat fiind modul de funcţionare al convertizorului cu comutaţii multiple într-o perioadă, tiristoarele din circuitul principal trebuie să aibă un timp de revenire mic.

BUPT

Acest tip de convertizoare necesită o simultaneitate absolută între două aprinderi ale tiristoarelor coloanelor vecine. Din acest motiv comanda convertizorului s-a conceput în aşa fel încît toate semnalele logice de aprindere ale tiristoarelor să provină de la un acelaşi semnal logic treaptă.

Schema bloc a ansamblului experimental convertizor-maşină asincronă este redată în fig.5.2.

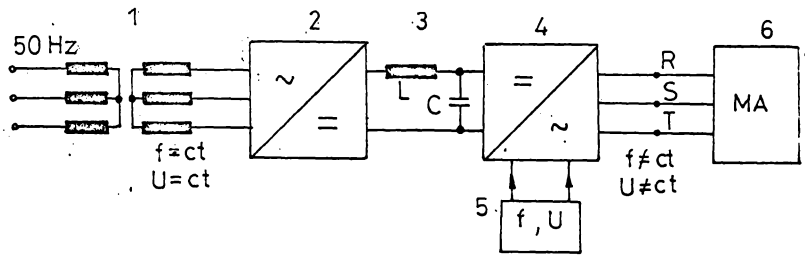


Fig.5.2

Schema bloc a instalaţiei experimentale realizate:
1 - transformator de alimentare; 2 - redresor;
3 - circuit intermediar de curent continuu; 4 - invertor; 5 - bloc de comandă a tensiunii şi frecvenţei; 6 - maşină asincronă alimentată.

Alimentarea redresorului se face de la reţeaua de 380/220 V, 50 Hz, prin intermediul unui transformator cu prize care realizează o separare faţă de reţea şi permite la nevoie modificarea tensiunii continue din circuitul intermediar. Blocul de comandă al convertizorului asigură modificarea parametrilor de ieşire tensiune-frecvenţă, conform cerinţelor impuse de motorul de acţionare alimentat.

Elementele circuitului de forţă a convertizorului s-au dimensionat pentru o putere de 15 kVA, folosind tiristoare tip Westinghouse 2191 S, 800 V, 55 A, cu timp maxim de revenire de 15 μs.

5.2. Conceperea şi realizarea comenzii pentru convertizorul cu modulare în durată a impulsurilor

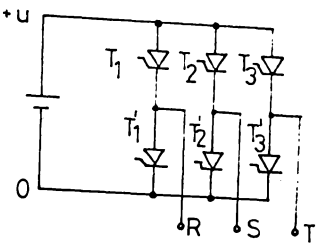
5.2.1. Semnalele de comandă

Pentru asigurarea alimentării maşinilor asincrone la tensiuni corelate cu valoarea frecvenţei, s-a adoptat o schemă de convertizor cu modulare în durată a impulsurilor şi cu comandă succesivă a tiristoarelor unei coloane a invertorului (fig.5.3). Tensiunea de ieşire a unui astfel de invertor pentru cazul unui număr de N = 12 impulsuri pe o perioadă a tensiunii de ieşire este reprezentată în fig.5.4.

BUPT

Fig.5.3

Schema simplificată a unui invertor cu modulare în durată a impulsurilor şi conducţie pe 1/2 T a tiristoarelor superioare.



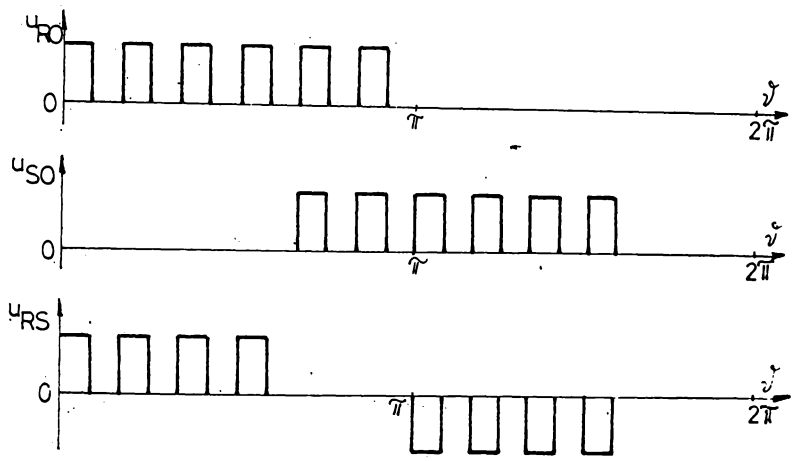


Fig.5.4

Forma tensiunii de fază şi de linie dată de invertorul din fig.5.3.

Comanda de aprindere a tiristoarelor din schemă se face printr-o creştere a semnalului pe electrod de la o la 1. Aceasta comandă se dă prin semnalul logic treaptă.

Dacă două tiristoare primesc comanda de aprindere în momente puţin diferite, aprinderea lor efectivă nu se va produce decît la creşterea semnalului treaptă la valoarea 1, folosindu-se acelaşi semnal pentru toate tiristoarele superioare.

In acelaşi fel se asigură şi aprinderea tiristoarelor inferioare, semnalele logice de comandă obţinîndu-se prin negarea funcţiilor logice ce comandă tiristoarele superioare.

Corespunzător comenzii ce se dă, în funcţie de starea de conducţie a tiristoarelor, punctul median al coloanelor T, şi T se va găsi la potenţial + u sau zero.

BUPT

Impulsurile de comandă ce se aplică la electrodul tiristorului T_1 (fig.5.3) sînt obţinute din semnalul logic treaptă S_t, dintr-un semnal logic suplimentar X şi semnalul de tact H, avînd expresia logică:

$$E = S_t \cdot X \cdot H \qquad (5.1)$$

Semnalul logic de comandă al tiristoarelor are practic aceeaşi formă ca şi tensiunea punctului median al coloanei.

Comanda tiristorului inferior se face în aşa fel încît atunci cînd nu conduce tiristorul superior, care asigură un potenţial diferit de zero punctului median, să conducă tiristorul inferior. Prin acesta se realizează punerea la potenţial zero a punctului median. Aceasta înseamnă că semnalul de comandă al tiristorului inferior al fiecărei coloane are o formă asemănătoare cu inversul tensiunii de ieşire al acelei coloane.

In fig.5.5 se prezintă două unde de impulsuri care pot servi la comanda celor două tiristoare T_1 şi T_1' ale aceleaşi coloane.

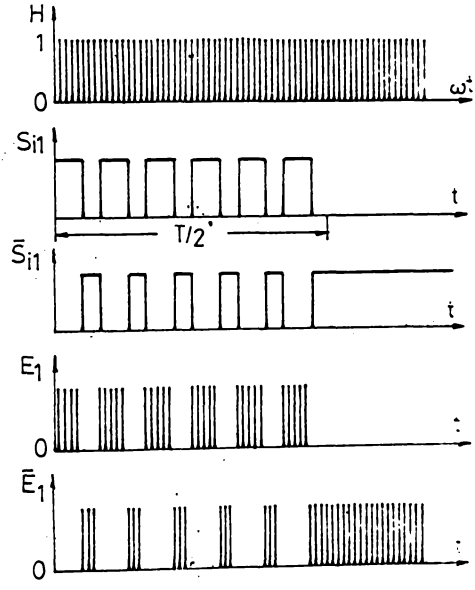


Fig.5.5

Forma semnalelor de comandă ale tiristoarelor din schema invertorului din fig.5.3:a - semnal de tact; b,c - semnal logic intermediar; d - impulsuri de comandă pentru tiristorul T_1; e - impulsuri de comandă pentru tiristorul T_1'.

Pentru coloanele vecine, impulsurile de comandă de aceeaşi formă globală sînt decalate cu 120^o, respectiv 240^o electrice.

Prin $\bar{S}_{i1}$ şi $\bar{E}_1$ s-a notat negarea funcţiilor S_{i1} şi E_1.

Semnalul intermediar S_i este semnalul ce rezultă din produsul logic al semnalului treaptă S_t şi semnalul logic suplimentar X, care are valoarea "1" în timpul primei semiperioade şi în timpul următoarei semiperioade.

BUPT

Semnalul intermediar S_i are aceeaşi formă cu tensiunea de ieşire a invertorului.

5.2.2. Sinteza circuitului de comandă

Dispozitivul de comandă este conceput în aşa fel încît el să schimbe semnalele la electrozii de comandă ai celor trei coloane după un număr bine precizat de impulsuri, funcţie de durata impulsurilor tensiunii de ieşire. Acest dispozitiv realizează în acelaşi timp şi numărarea semnalelor-impulsuri pentru comanda tiristoarelor.

Corespunzător celor trei coloane şi deci celor trei faze ale tensiunii de ieşire, semnalele logice suplimentare de comandă sînt X, Y, Z, decalate între ele cu 120^{o} el.

Pe 360^{o} el. este nevoie în cazul unei tensiuni de ieşire cu N = 12 impulsuri de un contor binar cu 4 ieşiri, cu care se formează cele trei semnale X, Y şi Z printr-un sistem combinatoriu. După cele 12 impulsuri este nevoie de un alt semnal de repunere la zero R_z, format de asemenea prin sistemul combinatoriu al celor 4 ieşiri.

Dacă se notează cele patru ieşiri ale contorului α_1, α_2, α_3 şi α_4, fazele contorului sincron pot fi prezentate în binar prin valorile informaţionale din tabelul 5.1.

Tabelul 5.1.

Nr. crt.	Ieşirile contorului				Semnalele logice				Obs.
	$\alpha_1(8)$	$\alpha_2(4)$	$\alpha_3(2)$	$\alpha_4(1)$	X	Y	Z	R_z	
1	o	o	o	o	1	o	1	o	
2	o	o	o	1	1	o	1	o	
3	o	o	1	o	1	o	o	o	
4	o	o	1	1	1	o	o	o	
5	o	1	o	o	1	1	o	o	
6	o	1	o	1	1	1	o	o	
7	o	1	1	o	o	1	o	o	
8	o	1	1	1	o	1	o	o	
9	1	o	o	o	o	1	1	o	
10	1	o	o	1	o	1	1	o	
11	1	o	1	o	o	o	1	o	
12	1	o	1	1	o	o	1	1	
13	1	1	o	o	1	o	1	o	

BUPT

Ecuaţiile logice ale semnalelor suplimentare X, Y, Z şi R_z sînt:

$$\begin{aligned} X &= \bar{\alpha}_2 \bar{\alpha}_1 + \alpha_2 \bar{\alpha}_3 \\ Y &= \alpha_2 \bar{\alpha}_1 + \alpha_1 \bar{\alpha}_2 \bar{\alpha}_3 \\ Z &= \alpha_1 + \bar{\alpha}_2 \bar{\alpha}_3 \\ R_z &= \alpha_1 \bar{\alpha}_2 \alpha_3 \alpha_4 \end{aligned} \qquad (5.3)$$

Tabelul de valori informaţionale şi ecuaţiile logice ale semnalelor suplimentare stau la baza realizării schemei logice a circuitului de comandă.

Semnalul de repunere la zero R_z, trebuie să fie asociat situaţiei $\alpha_1\alpha_2\alpha_3\alpha_4$ = (1011), situaţie ce reprezintă echivalentul decimal al lui 11, deoarece repunerea la zero a contorului are loc pentru o cădere de la unu la zero a semnalului.

5.2.3. Obţinerea semnalelor logice

Perioada corespunzătoare fundamentalei tensiunii convertizorului cuprinde 12 intervale ale semnalului logic treaptă - S_t, Lăţimea (durata) intervalelor semnalului logic treaptă este proporţională cu frecvenţa şi aceasta va servi la generarea lui.

Nivelul de tensiune reprezentînd frecvenţa este introdus într-un dispozitiv generator de tensiuni de referinţă triunghiulare nesimetrice (fig.5.6), panta (frontul) tensiunii triunghiulare fiind proporţională cu frecvenţa (fig.5.7).

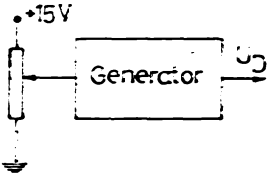


Fig.5.6

Schema bloc a generatorului de tensiuni triunghiulare.

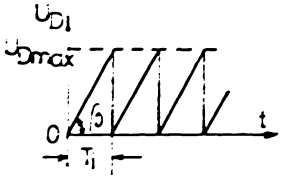


Fig.5.7

Tensiunea triunghiulară nesimetrică (în dinţi de ferăstrău), cu front crescător liniar variabil.

Semnalul de ieşire din generator U_D, este însumat cu o tensiune continuă reglabilă U' care fixează poziţia tensiunii triunghiulare faţă de poziţia de zero (fig.5.8).

Semnalul astfel obţinut U'_D, se va compara cu tensiunea reprezentînd frecvenţa U_F şi în funcţie de semnul diferenţei $U_F - U'_D$ semnalul logic rezultat va avea valoarea 1 sau 0, fiind de fapt semnalul logic treaptă S_t.

În fig.5.9 se prezintă simplificat schema obţinerii semnalului logic treaptă şi a semnalului de intrare în contorul sincron.

BUPT

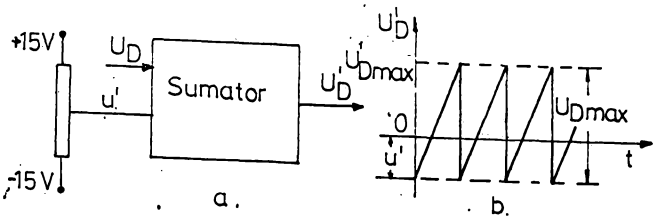
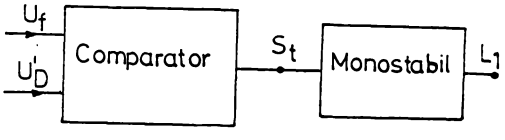


Fig.5.8
Insumarea tensiunii de referinţă cu o tensiune continuă reglabilă: a - schema bloc; b - forma tensiunii de referinţă rezultante.

Fig.5.9
Schema pentru obţinerea semnalului logic treaptă şi a semnalului de intrare în contorul sincron.



Semnalul de intrare în contorul sincron L_1, se obţine prin trecerea semnalului logic treaptă S_t printr-un monostabil. Semnalul logic L_1 serveşte şi pentru mărirea siguranţei de aprindere a tiristorului superior prin decalarea impulsului de comandă.

Eliminarea oricărui risc în comanda aprinderii tiristorului T_1 se realizează prin aplicarea pe electrodul de comandă al tiristorului şi a semnalului obţinut din semnalul suplimentar X şi $\overline{L}_1$, adică a semnalului $X\overline{L}_1$. In acelaşi fel se procedează pentru celelalte coloane 2 şi 3, adăugîndu-se $Y\overline{L}_1$ şi $Z\overline{L}_1$ la semnalele logice de comandă.

La fiecare început de perioadă a tensiunii triunghiulare semnalul S_t trece de la valoarea o la 1, iar semnalul L_1 trece de la valoarea 1 la o. Această cădere a lui L_1 determină trecerea contorului binar în starea următoare. Contorul binar numărăr intervalele corespunzătoare semnalului treaptă S_t.

Semnalul $\overline{S}_t$ este introdus şi el într-un monostabil a cărui ieşire va servi pentru asigurarea aprinderii tiristorului inferior T_1'.

Variaţia semnalelor care asigură comanda tiristoarelor poate fi reprezentată aşa cum se arată în fig.5.lo.

BUPT

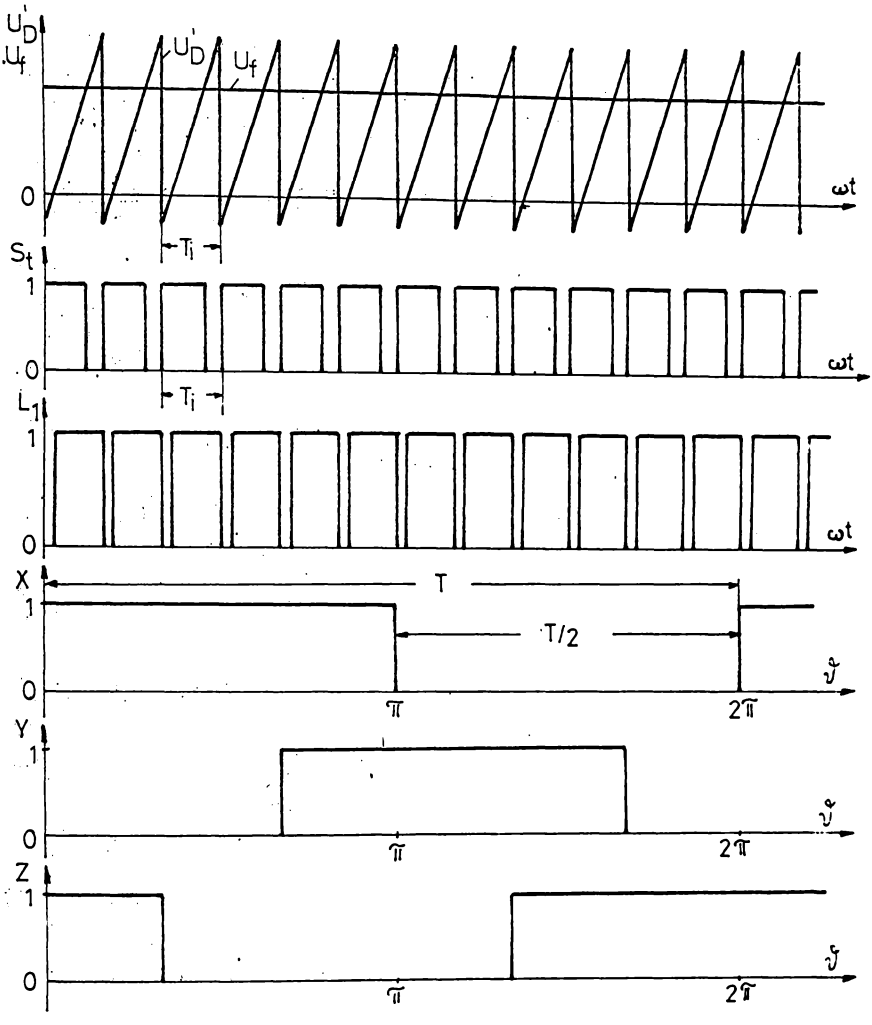


Fig.5.1o

Tensiunea de referinţă şi semnalele logice St, L1, X, şi Z pentru comanda unui invertor cu N = 12.

5.2.4. Valoarea tensiunii de ieşire funcţie de tensiunea continuă reglabilă u'

5.2.4.1. Cazul u' = o (fig.5.11)

Considerînd o perioadă a tensiunii triunghiulare de referinţă T_i, se pot scrie următoarele relaţii între mărimi:

$$U_D = k_1 f\, t \qquad (\ldots)$$

Punctul de intersecţie al tensiunii U_D cu tensiunea prezentînd frecvenţa U_f este determinat de egalitatea:

$$U_D = U_f \qquad (\ldots)$$

BUPT

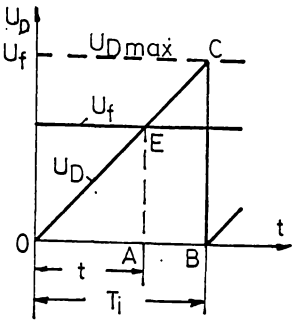


Fig.5.11
Forma de variaţie a tensiunii de referinţă pentru u' = o.

unde:

$$U_f = k_2 \cdot f \tag{5.5}$$

şi reprezintă o tensiune proporţională cu frecvenţa.

Rezultă deci:

$$k_1 f \cdot t = k_2 f \tag{5.6}$$

$$t = \frac{k_2}{k_1} = k = ct \tag{5.7}$$

Aceasta înseamnă că la un nivel de frecvenţă f şi o anumită perioadă T_i, timpul la care are loc intersecţia celor două tensiuni este constant, adică durata impulsurilor tensiunii de ieşire este constantă.

Dacă se consideră deci deplasarea tensiunii triunghiulare faţă de origine nulă (u' = o), durata relativă a impulsului de ieşire este:

$$\frac{t}{T_i} = \frac{k}{\frac{U_{D\,max}}{k_1 f}} = K \cdot f \tag{5.8}$$

iar valoarea efectivă (v. § 5.3.1):

$$U = K\sqrt{f} \cdot u \tag{5.9}$$

Această lege de variaţie a tensiunii efective cu frecvenţa este foarte uşor de realizat din punct de vedere al comenzii. Legea după care trebuie să varieze valoarea tensiunii cu frecvenţa pentru obţinerea unor performanţe ridicate la acţionarea cu maşini asincrone a diferitelor instalaţii industriale este în general mult diferită de aceasta.

In cazul instalaţiei experimentale, prin modificarea parametrului u', este posibilă obţinerea şi a altor legi de variaţie între tensiune şi frecvenţă.

BUPT

5.2.4.2. Cazul u' > o (fig.5.12)

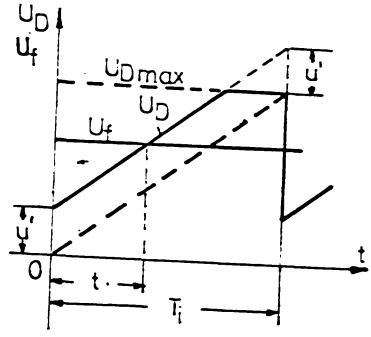


Fig.5.12
Forma de variaţie a tensiunii de referinţă pentru u' > o.

Ecuaţia tensiunii U_D este:

$$U_D = u' + k_1 f.t \qquad (5.10)$$

iar a tensiunii U_f:

$$U_f = k_2.f \qquad (5.11)$$

Din egalitatea lor rezultă:

$$t = \frac{k_2 f - u'}{k_1 f} = \frac{k_2}{k_1} - \frac{u'}{k_1 f} = k - \frac{u'}{k_1 f} \qquad (5.12)$$

şi durata relativă a impulsului:

$$\frac{t}{T_i} = \frac{k - \frac{u'}{k_1 f}}{T_i} = \frac{k - \frac{u'}{k_1 f}}{\frac{U_{Dmax}}{k_1 f}} = k'f - \frac{u'}{U_{Dmax}} \qquad (5.13)$$

Valoarea efectivă a tensiunii de ieşire, notînd raportul u'/U_{Dmax} cu f_1, este:

$$U = K\sqrt{f - f_1}.\ u \qquad (5.14)$$

care reprezintă o parabolă decalată pe orizontală cu f_1 spre dreapta, faţă de curba dată de (5.9).

5.2.4.3. Cazul u' < o (fig.5.13)

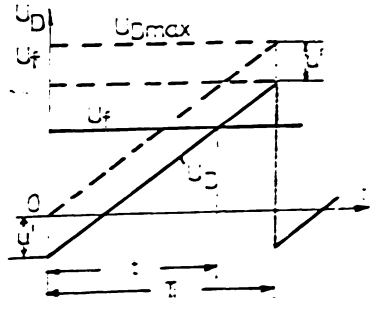


Fig.5.13
Forma tensiunii de referinţă pentru u' < o.

BUPT

Pe baza aceloraşi considerente se obţine:

$$U_D = k_1 f.t - u' \qquad (5.15)$$

$$U_f = k_2 f \qquad (5.16)$$

$$t = \frac{k_2 f + u'}{k_1 f} = k + \frac{u'}{k_1 f} \qquad (5.17)$$

$$\frac{t}{T_i} = \frac{k + \frac{u'}{k_1 f}}{\frac{U_{Dmax}}{k_1 f}} = k'f + \frac{u'}{U_{Dmax}} \qquad (5.18)$$

Cu notaţia

$$\frac{u'}{U_{Dmax}} = f_2 \qquad (5.19)$$

se obţine pentru valoarea efectivă a tensiunii de ieşire cu modulare în durată a impulsurilor relaţia:

$$U = K\sqrt{f + f_2}u \qquad (5.20)$$

Tensiunea variază parabolic cu frecvenţa, parabola fiind decalată pe orizontală spre stînga cu f_2 faţă de parabola cu u'=0.

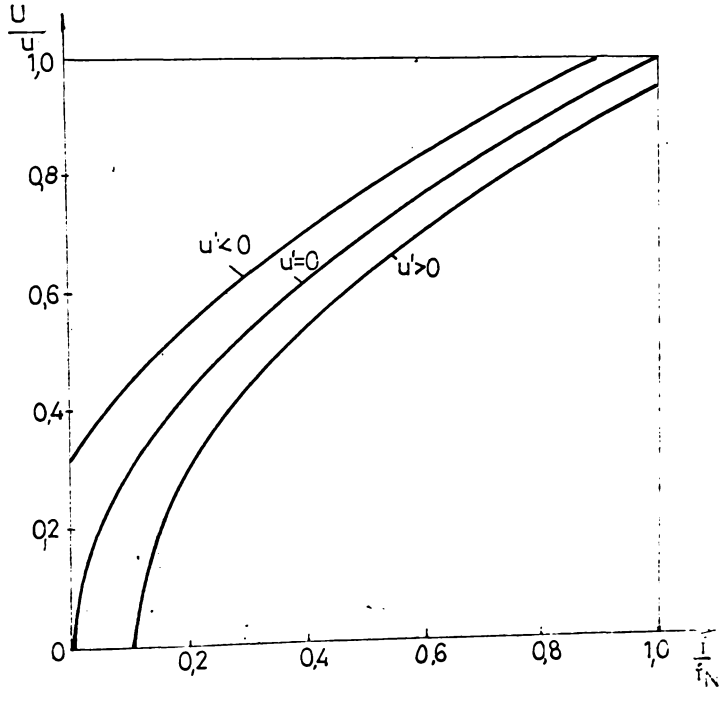


Fig.5.14

Curbele de variaţie a valorii efective a tensiunii cu frecvenţa pentru u' ca parametru.

BUPT

Parametrul suplimentar u' serveşte deci pentru deplasarea pe orizontală a curbei U = φ(f). In acest fel, pentru orice frecvenţă, prin parametrul u' poate fi schimbată valoarea efectivă a tensiunii, ceea ce este foarte important din punct de vedere al legii de variaţie U-f ce poate fi realizată.

Curbele de variaţie ale valorii efective ale tensiunii pentru trei valori ale parametrului u', sînt reprezentate în fig. 5.14.

Obţinerea unei legi dorite de variaţie tensiune-frecvenţă la ieşirea convertizorului se realizează prin alegerea corespunzătoare a parametrului u', respectiv a dependenţei mărimilor f_1 şi f_2 faţă de frecvenţa convertizorului f. Dat fiind faptul că există posibilitatea de modificare a valorii tensiunii continue u' este posibil obţinerea unei legi dorite de variaţie tensiune-frecvenţă.

5.2.5. Schemele bloc ale elementelor de comandă

Pentru obţinerea semnalului logic treaptă S_t şi a semnalului L_1, se foloseşte schema bloc din fig.5.15.

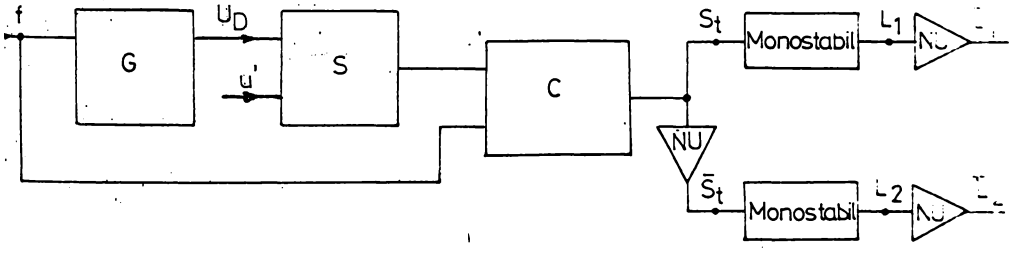


Fig.5.15

Schema bloc pentru obţinerea semnalelor S_t şi L_1.

Aşa cum s-a prezentat la § 5.2.3. semnalul logic treaptă se obţine pe baza tensiunii de referinţă generate de generatorul de tensiune triunghiulară G, tensiune care după ce se însumează în sumatorul S cu tensiunea continuă u', se compară în comparatorul C cu tensiunea ce reprezintă frecvenţa şi are valoarea 1 sau o, după cum diferenţa $U_D' - U_f \gtrless o$ (fig.5.1o). Perioada semnalului este determinată de perioada impulsurilor tensiunii de ieşire: $T_i = T/N$.

Semnalul logic treaptă constituie unul din semnalele principale pentru comanda aprinderii tiristoarelor şi pentru obţinerea semnalului L_1 care măreşte siguranţa de aprindere a tiristoarelor si constituie semnalul de intrare în contorul sincron. Di

BUPT

semnalul S_t se obţine şi semnalul $\bar{S}_t$, L_2 şi $\bar{L}_2$ care vor servi la comanda tiristorului inferior al coloanei.

Contorul sincron serveşte pentru obţinerea semnalelor logice suplimentare X, Y, Z. Astfel pe baza tabelului 5.1 de valori informaţionale şi a ecuaţiilor logice (5.2) semnalele logice suplimentare rezultă prin combinarea logică a celor 4 intrări $\alpha_1 \div \alpha_4$ ale contorului sincron, schema bloc fiind prezentată în fig.5.16.

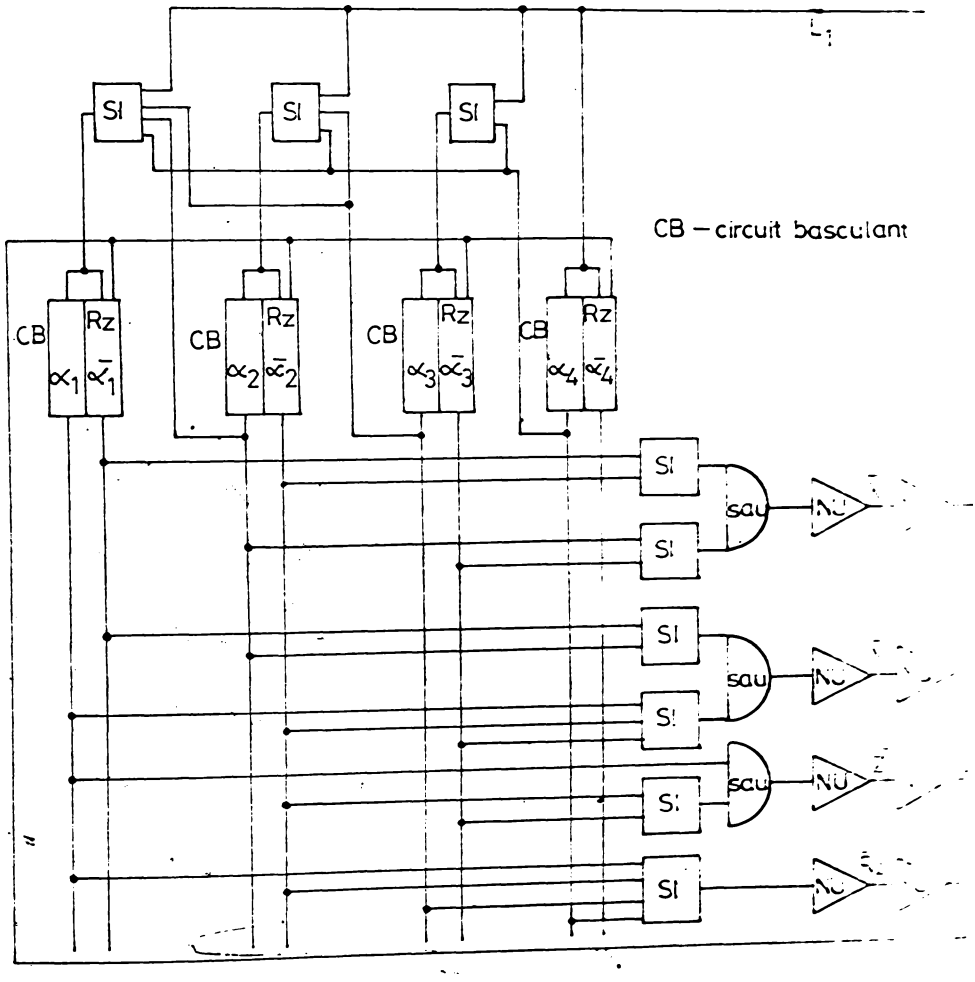


Fig.5.16

Schema bloc a contorului sincron.

Semnalele logice suplimentare au forma din fig.5.1c şi apariţia lor este determinată de prezenţa semnalului L_1.

BUPT

Semnalul de tact H care se obţine cu schema bloc prezentată în fig.5.17, are forma unui tren de impulsuri care se repetă periodic cu durata ciclului de aproximativ 75 μs.

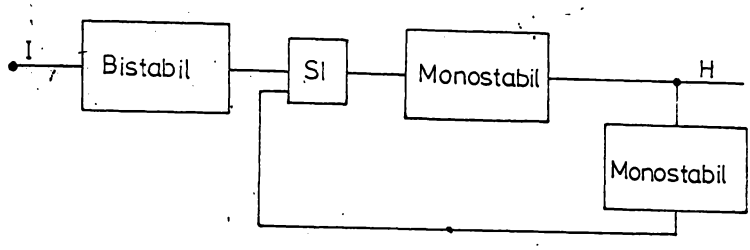
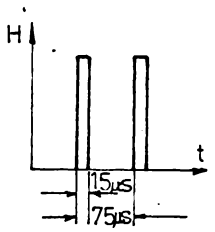


Fig.5.17
Schema bloc pentru obţinerea semnalului de tact.

Forma impulsurilor semnalului de tact sînt reprezentate în fig.5.18.

Fig.5.18
Forma semnalului de tact.



Semnalele logice obţinute de la diferite dispozitive de comandă sînt aplicate electrozilor de comandă ai tiristoarelor, asigurîndu-se starea de conducţie a acestora. Schema bloc de obţinere a acestor impulsuri este prezentată în fig.5.19. Din schemă se observă că, pentru comanda tiristorului superior al coloanei 1 spre exemplu, este nevoie de un semnal obţinut din expresia logică:

$$E_1 = S_t.X.H + \overline{L}_1.X \qquad (5.21)$$

iar pentru comanda tiristorului inferior:

$$\overline{E}_1 = \overline{S}_t H + \overline{X}.H + \overline{L}_2 \qquad (5.22)$$

Printr-un astfel de sistem de comandă se poate asigura o funcţionare corectă şi sigură a convertizorului.

Pe baza schemelor bloc din fig.5.15 ÷ 5.19 s-a realizat sistemul de comandă al convertizorului cu posibilitate de modificare independentă a valorii frecvenţei şi amplitudinii tensiunii de ieşire. Alegerea elementelor componente şi ale parametrilor acestora s-a făcut ţinînd seama de condiţiile concrete de fa-

BUPT

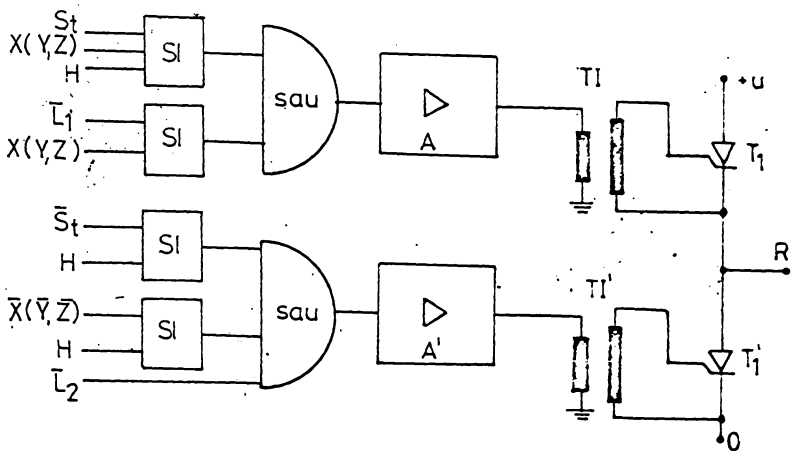


Fig.5.19

Schema bloc pentru obţinerea impulsurilor de comandă ale tiristoarelor: A,A' - amplificatoare de putere; TI, TI' - transformatoare de impuls.

ţionare ale convertizorului. S-a urmărit pe de -o parte o funcţionare sigură într-un domeniu de variaţie a tensiunii şi frecvenţei cît mai larg, iar pe de altă parte, obţinerea unor mărimi de ieşire conform cu cerinţele impuse de maşina electrică alimentată.

Astfel, frecvenţa convertizorului poate fi modificată în intervalul 1o÷75 Hz, iar a valorii tensiunii între 25÷22o V, mărimi care asigură posibilitatea de modificare a vitezei în limitele $(o,2 \div 1,5)\ \Omega_1$.

5.3. Armonicile tensiunii convertizorului cu modulare în durată a impulsurilor de tip liniar

5.3.1. Valoarea efectivă a tensiunii de ieşire

In scopul determinării armonicilor de curent şi a cuplurilor parazite ale maşinilor asincrone alimentate de la convertizorul cu modulare liniară a impulsurilor este necesar stabilirea armonicilor de tensiune- ordinul, amplitudinea, faza şi ponderea lor.

Forma tensiunii de linie a convertizoarelor indirecte cu modulare în durată a impulsurilor după o lege de comandă liniară este reprezentată în fig.5.2o.

Din fig.5.2o se observă că în cazul convertizoarelor cu unghi de conducţie al tiristoarelor superioare de 18o° şi cu impulsurile din care este formată tensiunea de linie există două

BUPT

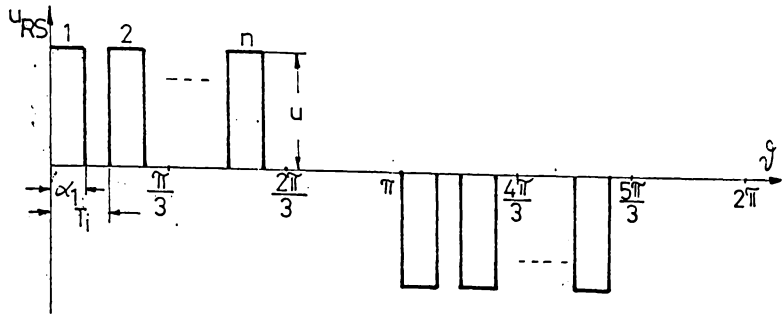


Fig.5.2o

Tensiunea de linie a convertizorului cu modulare liniară a impulsurilor.

pe $2\pi/3$ dintr-o semiperioadă. Mărimile care definesc forma impulsurilor de tensiune sînt valoarea tensiunii continue u (fixează înălţimea impulsurilor), durata unui impuls α_1 şi perioada unui impuls T_i, determinată de numărul de impulsuri N ce pot exista pe o perioadă a fundamentalei tensiunii de ieşire.

Cu notaţiile din fig.5.2c, durata relativă a unui impuls este:

$$\varepsilon = \frac{\alpha_1}{T_i} \tag{5.23}$$

Intre perioada impulsurilor şi perioada tensiunii de ieşire există relaţia de legătură:

$$T_i = \frac{T}{N} = \frac{2\pi}{3n} \tag{5.24}$$

unde prin n s-a notat numărul de impulsuri pe 1/3 din perioada fundamentalei tensiunii de ieşire (fig.5.2o).

Introducînd pe (5.24) în (5.23) rezultă:

$$\varepsilon = \frac{\alpha_1}{T} 3n = \alpha_1 \frac{3n}{2\pi} \tag{5.25}$$

şi aria unui impuls:

$$A_1 = \alpha_1 u = \frac{2\pi}{3n} \varepsilon u \tag{5.26}$$

Ţinînd seama că o perioadă a tensiunii de ieşire este formată din 2n impulsuri, rezultă pentru valoarea efectivă a tensiunii de linie expresia:

$$U = \sqrt{\frac{2}{3}\varepsilon}\, u \tag{5.27}$$

Expresia (5.27) ne arată că valoarea efectivă a tensiunii convertizorului depinde parabolic de durata relativă a impulsurilor ε şi liniar de valoarea tensiunii continue u. Obţinerea unei

BUPT

tensiuni adecvate frecvenţei de funcţionare a convertizorului se poate deci realiza prin modificarea corespunzătoare a lui ε şi u.

Pe de altă parte, din forma tensiunii de linie rezultă că pentru a avea un număr întreg de impulsuri pe restul de 1/3 dintr-o semiperioadă este necesar ca n să fie un număr par.

Făcînd raportul dintre valoarea efectivă a tensiunii de ieşire şi valoarea tensiunii continue u, se obţine:

$$\frac{U}{u} = \sqrt{\frac{2}{3}\varepsilon} \qquad (5.28)$$

a cărei reprezentare grafică este dată în fig.5.21 şi care arată dependenţa valorii efective a tensiunii de ieşire funcţie de durata relativă a impulsurilor.

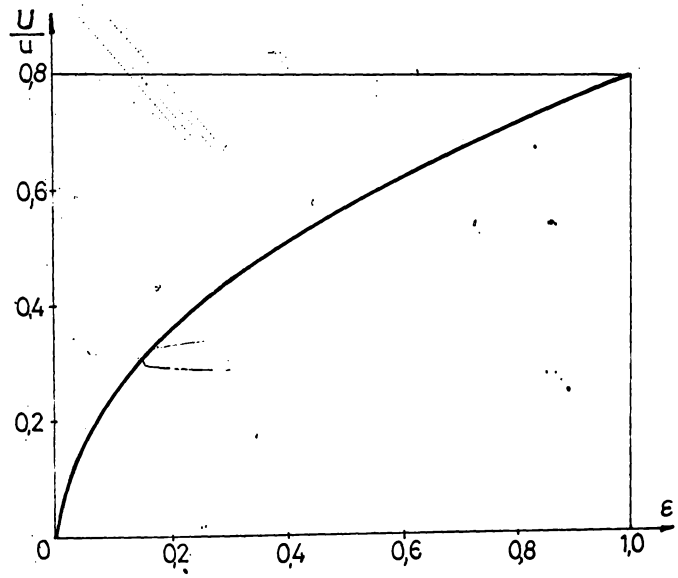


Fig.5.21

Forma de variaţie a valorii efective a tensiunii convertizorului funcţie de durata relativă a impulsurilor.

Alimentarea convertizorului de la un transformator cu prize s-a făcut cu scopul de a permite la nevoie obţinerea de tensiuni de ieşire diferite la o anumită durată relativă a impulsurilor. Prin aceasta se evită funcţionarea convertizorului la valori ale duratei relative ε apropiate de 0 sau 1, caz în care timpul de conducţie al tiristoarelor superioare, respectiv inferioare ar fi prea mic.

Dacă valoarea numărului de impulsuri N nu are importanţă asupra valorii efective a tensiunii convertizorului acesta

mare importanţă asupra conţinutului de armonici din tensiunea de ieşire şi al pierderilor prin comutaţie.

5.3.2. Amplitudinea armonicilor de tensiune

Tensiunea de linie a convertizorului, avînd o formă simetrică faţă de axa absciselor, poate fi descompusă în serie Fourier şi va conţine numai termeni impari de forma [7]:

$$u_{RS} = \sum_{\nu=1}^{\infty} (a_\nu \cos\nu\omega t + b_\nu \sin\nu\omega t) \qquad (5.29)$$

unde indicele ν reprezintă ordinul armonicii de tensiune din seria Fourier.

Dacă se introduc notaţiile:

$$A_\nu = \sqrt{a_\nu^2 + b_\nu^2} \qquad (5.30)$$

$$\varphi_\nu = \text{arc tg} \frac{b_\nu}{a_\nu} \qquad (5.31)$$

relaţia care exprimă tensiunea de linie devine:

$$u_{RS} = \sum_{\nu=1}^{\infty} A_\nu \cos(\nu\omega t - \varphi_\nu) \qquad (5.32)$$

Pentru a da calculelor un caracter general, valoarea tensiunii continue se consideră egală cu unitatea, iar amplitudinea armonicilor se exprimă în valori raportate (în procente) faţă de tensiunea continuă u.

Valorile coeficienţilor seriei Fourier se determină cu relaţiile:

$$a_\nu = \frac{2}{\nu\pi} \sum_{p=o}^{p=n-1} [\sin\nu(\varepsilon + p)T_i - \sin\nu\, p\, T_i] \qquad (5.33)$$

$$b_\nu = \frac{2}{\nu\pi} \sum_{p=o}^{p=n-1} [\cos\nu\, p\, T_i - \cos\nu(\varepsilon + p)T_i] \qquad (5.34)$$

Calculul teoretic al armonicilor în care se descompune tensiunea convertizorului s-a efectuat pe un calculator numeric pentru trei valori ale parametrului N şi pentru durata relativă ale impulsurilor variind între o şi 1. Rezultatele calculelor sînt centralizate în tabelele 5.2 ÷ 5.4. La alegerea valorilor parametrului N s-a ţinut seama de faptul că în cazul unor valori mici ale lui N, conţinutul de armonici de ordin inferior este mare, iar la alegerea unor valori mari ale lui N, pierderile prin comutaţie cresc mult.

Pe baza rezultatelor din tabelele 5.2 ÷ 5.4 s-au reprezentat curbele de variaţie ale amplitudinilor armonicilor în fig.5.22

BUPT

Tabelul 5.2

ν \ ε	Amplitudinea armonicilor A_ν/u [%] N = 6									
	o,1	o,2	o,3	o,4	o,5	o,6	o,7	o,8	o,9	1,o
1	11,54	23,o5	34,49	45,85	57,o7	68,14	79,o3	89,69	1o,o1	11o,2
3*	29,8o	38,32	3o,39	42,14	41,72	34,75	97,o2	29,8o	59,6o	31,78
5	11,41	22,o5	31,18	38,19	42,6o	44,1o	42,6o	38,19	31,18	22,o5
7	11,29	21,o8	28,o7	31,33	3o,43	25,48	17,15	6,55	4,92	15,75
9*	27,64	38,16	21,23	6,83	29,8o	27,41	71,57	72,14	4o,6o	63,87
11	1o,91	18,31	19,8o	14,89	5,18	6,19	15,58	19,93	17,86	1o,o2
13	1o,67	16,59	15,11	6,89	4,39	13,72	16,94	12,6o	2,65	8,48
15*	37,82	57,22	59,49	19,o7	33,23	44,5o	1o2,5	82,65	21,o8	1o1,7
17	1o,o8	12,68	5,88	5,27	12,53	1o,49	o,67	9,64	12,81	6,45
19	9,73	1o,6o	1,81	8,62	11,21	3,58	7,3o	11,54	5,2o	5,8o
21*	54,48	147,5	36,6o	82,64	79,97	26,7o	171,3	27,56	57,29	72,o6
23	8,95	6,41	4,35	9,53	2,48	7,75	8,o4	1,99	9,47	4,79
25	8,52	4,41	6,23	7,63	2,28	8,82	2,28	7,63	6,23	4,42
27*	147,9	24,o4	119,o	36,82	77,21	1o5,1	89,o4	116,o	56,62	56,51
29	7,59	o,79	7,51	1,58	7,34	2,34	7,o9	3,o9	6,77	3,8o
31	7,1o	o,73	7,o2	1,47	6,87	2,19	6,64	2,89	6,33	3,55
33*	96,83	37,28	92,15	48,76	54,77	55,52	38,78	87,99	46,19	46,23
35	6,o8	3,15	4,45	5,45	1,63	6,3o	1,63	5,45	4,45	3,15
37	5,56	3,98	2,7o	5,92	1,54	4,82	4,99	1,23	5,88	2,98

Tabelul 5.3

ν \ ε	Amplitudinea armonicilor A_ν/u [%] N = 12									
	o,1	o,2	o,3	o,4	o,5	o,6	o,7	o,8	o,9	1,o
1	11,15	22,29	33,42	44,53	55,6o	66,64	77,63	88,57	99,45	11o,2
3*	37,93	3o,39	7,o7	42,52	24,o2	5,96	o,o	29,8o	29,8o	o,o
5	2,98	5,9o	8,73	11,41	13,89	16,14	18,11	19,77	21,o9	22,o5
7	2,97	5,84	8,52	1o,91	12,93	14,53	15,63	16,21	16,25	15,75
9*	61,25	35,36	18,5o	43,39	32,o3	131,2	19,37	39,93	64,47	53,84
11	11,oo	21,o9	29,45	35,38	38,39	38,25	34,93	28,78	2o,23	1o,o2
13	1o,93	2o,62	27,94	32,o5	32,49	29,19	22,55	13,32	2,57	8,48
15*	31,17	33,o2	61,73	46,55	51,27	1o,35	18,43	14,21	71,58	1o3,1
17	2,89	5,21	6,52	6,56	5,32	3,o4	o,17	2,73	5,1o	6,45
19	2,86	5,o3	5,98	5,48	3,65	o,93	2,oo	4,46	5,84	5,8o
21*	44,36	22,o2	6o,83	6,o6	11,56	45,76	37,94	27,46	27,55	o,o
23	1o,49	17,29	18,o1	12,39	2,41	8,4o	16,27	18,42	14,o3	4,7
25	1o,37	16,46	15,74	8,52	2,22	12,o5	16,89	14,75	6,52	4,
27*	25,33	58,46	22,o1	13,22	5,37	49,49	57,85	34,34	47,3o	1,
29	22,7o	3,93	2,99	o,41	2,39	3,88	3,24	o,81	2,o5	2,
31	2,67	3,67	2,39	o,38	2,92	3,63	2,o8	o,76	3,12	3,55
33*	24,26	3o,83	35,6o	21,12	36,o1	29,58	34,38	6o,45	45,57	o,37
35	9,65	11,75	4,65	6,o8	12,o6	8,6o	1,58	1o,54	11,24	3,15
37	9,48	1o,74	2,68	7,7o	11,41	5,22	5,49	11,45	7,49	2,9

BUPT

Tabelul 5.4

ν \ ε	Amplitudinea armonicilor A_ν/u [%] N = 18									
	o,1	o,2	o,3	o,4	o,5	o,6	o,7	o,8	o,9	1,o
1	11,o8	22,16	33,23	44,29	55,34	66,37	77,38	88,37	99,33	11o,2
3*	37,18	7,11	32,oo	42,25	43,39	18,84	71,52	54,95	35,75	o,o
5	2,5o	4,99	7,45	9,84	12,16	14,39	16,51	18,5o	2o,35	22,05
7	2,o4	4,o5	6,oo	7,86	9,61	11,21	12,65	13,89	14,93	15,75
9*	14,68	32,44	28,51	26,91	43,39	79,52	7o,28	35,91	3o,71	53,98
11	2,o3	3,99	5,8o	7,41	8,73	9,74	1o,39	1o,66	1o,53	1o,o4
13	2,49	4,85	6,96	8,72	1o,o3	1o,83	11,o7	1o,74	9,86	8,48
15*	69,88	98,25	154,8	162,2	59,61	54,52	65,46	29,8o	133,4	1o2,8
17	1o,92	2o,88	29,o2	34,63	37,21	36,53	32,66	25,94	16,95	6,43
19	1o,88	2o,57	28,o2	32,42	33,29	3o,53	24,44	15,69	5,22	5,8o
21*	98,25	82,15	11o,9	1oo,9	115,7	68,36	132,6	96,65	68,31	1,49
23	2,44	4,5o	5,84	6,25	5,67	4,18	2,o3	o,43	2,84	4,79
25	1,98	3,59	4,53	4,62	3,84	2,34	o,4o	1,6o	3,31	4,41
27*	58,56	32,13	116,4	48,48	18,25	59,16	18,39	32,95	47,64	o,o
29	1,96	3,43	4,o4	3,63	2,32	o,42	1,58	3,18	3,99	3,8o
31	2,39	4,o9	4,63	3,84	1,96	o,48	2,79	4,3o	4,58	3,59
33*	57,o8	14,91	1o6,9	42,57	69,99	24,68	18,26	78,1o	66,25	o,33
35	1o,4o	17,o4	17,52	11,66	1,58	9,o7	16,44	17,86	12,82	3,15
37	1o,32	16,49	16,o2	9,o4	1,49	11,48	16,84	15,42	7,79	2,98

* Amplitudinea armonicilor multipli de trei din tabelele 5.2÷5.4 sînt amplificate de 10^6 ori.

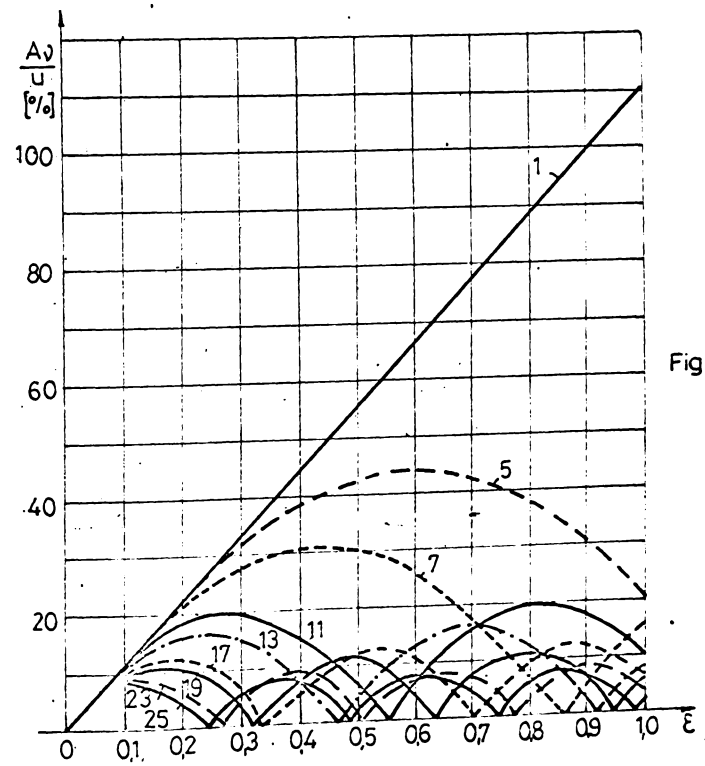


Fig.5.22a

BUPT

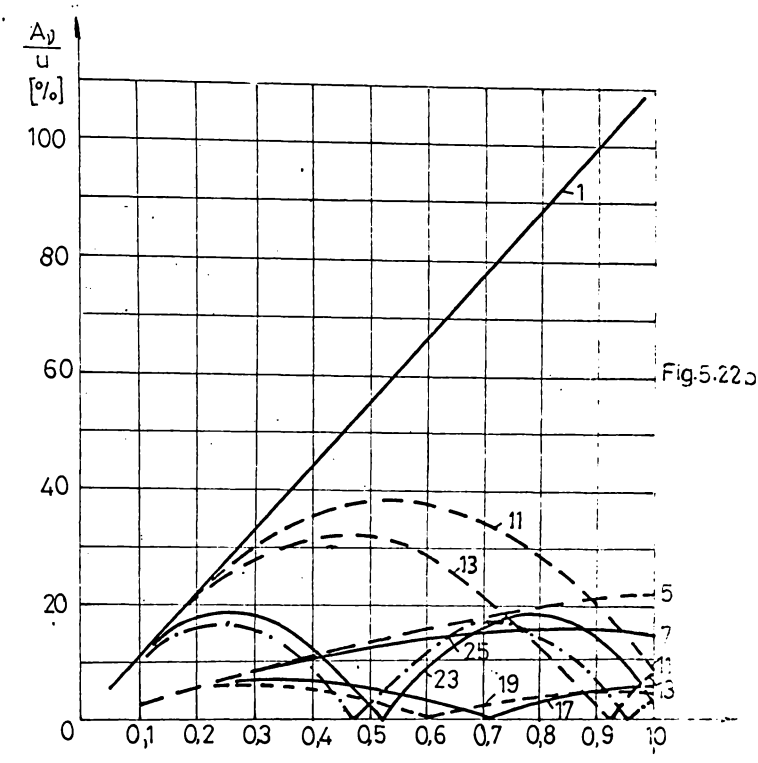


Fig.5.22b

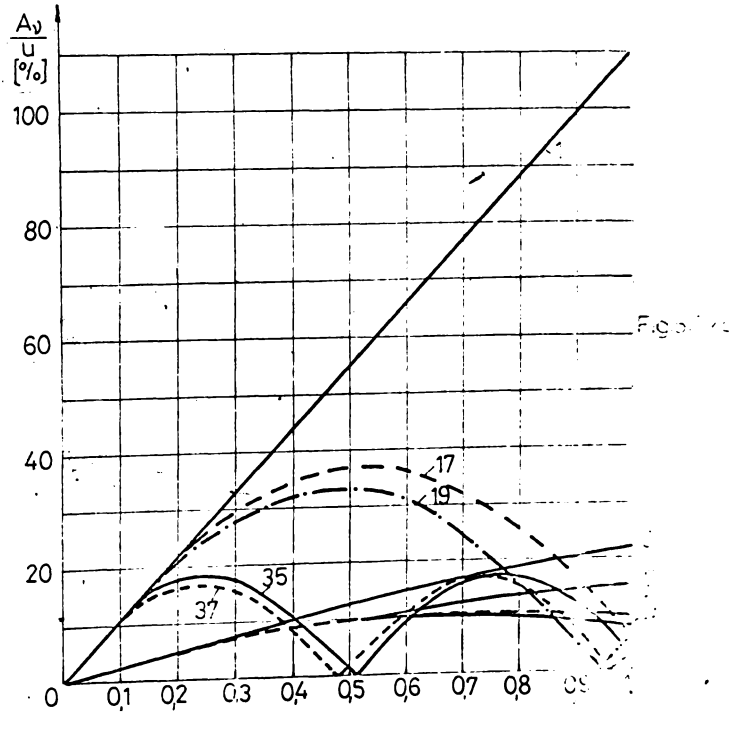


Fig.5.22

Variaţia amplitudinii armonicilor tensiunii de linie a convertizorului funcţie de durata relativă a impulsurilor:
a - pentru N=6;
b - pentru N=12;
c - pentru N=18.

BUPT

Rezultatele calculelor efectuate scot în evidenţă faptul că în tensiunea de linie ponderea armonicilor de ordinul trei şi multiplii săi, este mică în comparaţie cu celelalte armonici. În absenţa conductorului de nul, tensiunea de linie nu va conţine aceste armonici.

Compararea rezultatelor privind conţinutul de armonici pentru cele trei valori ale parametrului N arată că:

- pentru cazul N = 6, durata absolută a impulsurilor de tensiune este mare, pierderile prin comutaţie relativ reduse, dar armonicile de ordinul 5 şi 7 au o pondere mare, mai ales la valori mici ale tensiunii de ieşire, ceea ce va influenţa negativ funcţionarea maşinii asincrone alimentate;

- pentru N = 12, durata impulsurilor este mai mică, pierderile prin comutaţie cresc, în schimb se reduc foarte mult armonicile 5 şi 7, mărindu-se ponderea armonicilor 11 şi 13, care însă nu sînt aşa de defavorabile din punct de vedere al funcţionării maşinii asincrone;

- pentru N = 18, durata impulsurilor se reduce mult (mai ales la frecvenţe mici), pierderile prin comutaţie se măresc, armonicile 5, 7, 11 şi 13 sînt relativ reduse dar cresc mult armonicile 17 şi 19.

Din calcule reiese că de fiecare dată armonicile de ordinul $N \pm 1$ au ponderea cea mai mare după fundamentală în tensiunea de ieşire, la valori normale ale lui ε (0,15 ÷ 0,85).

Luînd în considerare toate aceste aspecte s-a ales pentru instalaţia experimentală N = 12, respectiv n = 4.

5.3.3. Verificări experimentale

Pentru verificarea calculelor analitice, pe instalaţia experimentală s-au măsurat valorile efective ale armonicilor cerute în tensiunea de ieşire a convertizorului cu ajutorul unui analizor de armonici. Rezultatele acestor măsurători, pentru diferite valori ale parametrului ε, adică ale valorii tensiunii de ieşire şi diferite frecvenţe, sînt prezentate în tabelul 5.5.

Măsurătorile experimentale privind conţinutul de armonici din tensiunea de ieşire s-au executat în următoarele condiţii:

- pentru diferite frecvenţe de lucru s-a modificat valoarea duratei relative a impulsurilor de tensiune, astfel încît valoarea efectivă a fundamentalei din tensiunea de ieşire să varieze în limitele de 40-120 % faţă de tensiunea nominală, corespunzătoare fiecărei frecvenţe de lucru determinată pentru caracteristica legi de variaţie U - f liniară;

BUPT

- ansamblul convertizor-motor asincron cu rotorul în scurtcircuit a funcţionat în gol şi în sarcină, încărcarea realizîndu-se pînă la sarcina nominală;

- pentru tensiunea circuitului intermediar de curent continuu s-a admis tensiunea u = 33o V, care asigură o valoare a parametrului ε acceptabilă, atît la frecvenţa de 5o Hz, cît şi la frecvenţa de 15÷2o Hz;

- s-au determinat armonicile de ordinul 1÷25, neglijîndu-se cele de ordin superior, a căror valoare efectivă şi amplitudine deşi relativ mare faţă de fundamentală deranjează puţin funcţionarea maşinilor asincrone.

Tabelul 5.5.

f_1 [Hz]	ε	U [V]	Valorile efective ale armonicilor de tensiune U_ν [V]							
			1	5	7	11	13	17	23	25
5o	o,386	168	96	26,5	22,4	9o	71	19	44,4	26,4
	o,463	183	117	31,8	26,4	1oo	75,6	17,7	25,6	11
	o,54o	198	14o	37,o	3o,o	1o3	74,4	14,4	1,6	7,1
	o,617	212	161	41,5	32,6	1o2	67,6	9,2	24	23,6
	o,695	225	183	46,o	34,6	95	56	2,4	42,6	33,6
	o,773	237	2o4	49,o	36,o	82	4o	4,4	51,6	34
	o,85o	249	22o	51,5	37,o	6o	2o	8,2	48,5	3o
4o	o,3o8	15o	75	2o,6	18,4	74,2	62	17,6	52,7	36
	o,386	168	96	26,5	22,8	89	71	18,6	44	26,4
	o,463	183	118	31,9	26,6	98	75,5	17,2	25,6	11
	o,54o	198	14o	36,8	29,8	1o1	73,7	14	1,4	7,5
	o,617	212	162	41,5	32,4	99	66,6	8,5	22,4	23,6
	o,695	226	183	46	34	91	54	2,5	41	3o
3o	o,231	13o	54	15,4	13,4	57,6	51,7	14,4	48,7	37,
	o,3o8	15o	75	2o,8	17,8	75	65	17,6	5o,2	3o,
	o,386	168	96	26,8	22,6	87,2	74	18,8	41	23,
	o,463	183	117	32	26,2	95,6	77,4	18	22,7	2,5
	o,54o	198	139	36,6	29	98,4	75,4	14,9	1,7	18,
2o	o,154	1o6	34	9,2	8,7	38,2	34	9,4	36,6	3o
	o,231	13o	55,4	14,6	13,3	58	5o,8	13,4	47,8	38
	o,3o8	15o	77,4	2o,2	17,8	74	64,3	15,8	49	36
	o,386	168	99	25	22,4	87	72,5	16,4	58,6	34
1o	o,o97	84	21	6,1	5,8	23,2	22,4	7,1	24,6	2o,
	o,116	92	26,2	7,2	7,o	29,4	28	7,5	28,4	2o,
	o,154	1o6	36,4	9,8	9,4	38,8	36,4	9,6	36,8	32,
	o,174	112	41,8	1o,8	1o,4	44,4	4o,6	1o,4	39,2	35,
	o,193	118	46,4	11,9	11,6	48,4	45,4	11	42,2	33,
	o,212	124	51,6	13,3	13,o	52	48,6	11,6	42,2	3o,

In tabelul 5.5 s-a introdus şi valoarea efectivă a tensiunii convertizorului, calculată cu relaţia (5.27).

Pe baza rezultatelor experimentale din tabelul 5.5 s-au construit diagramele din fig.5.23.

BUPT

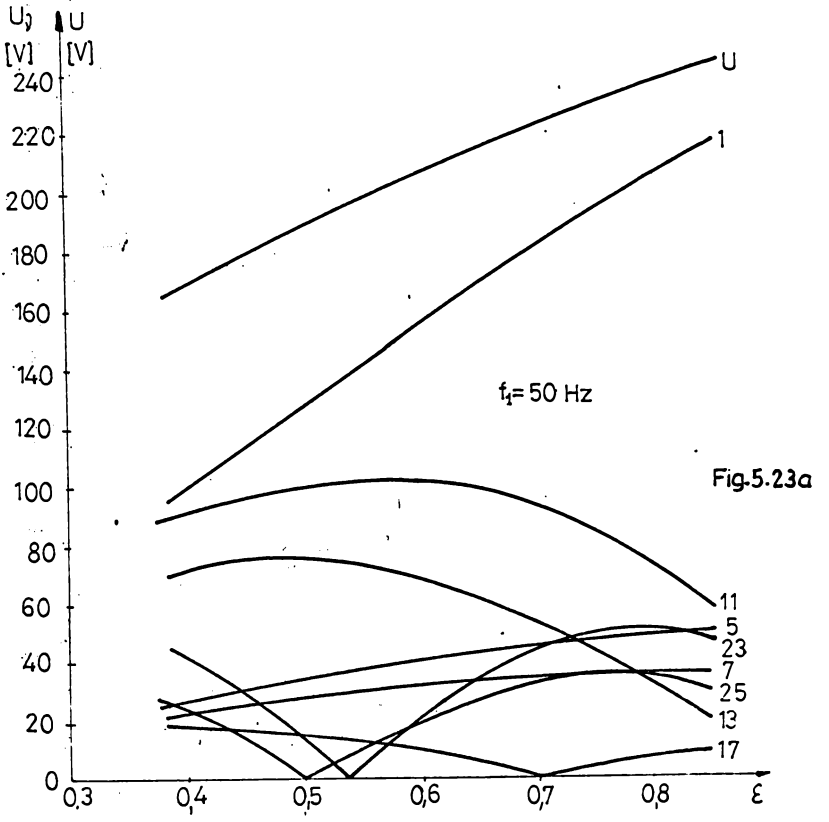


Fig.5.23a

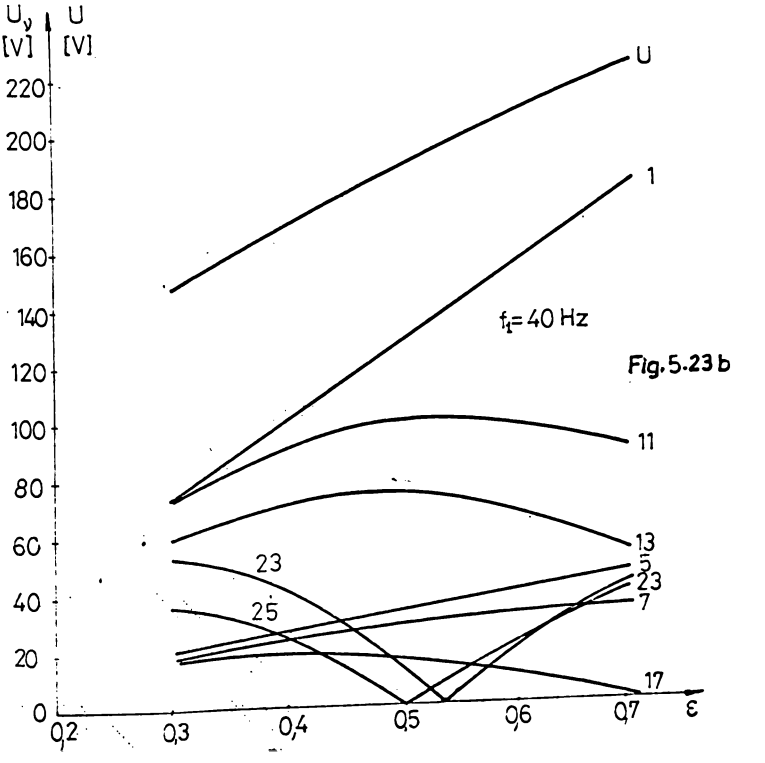
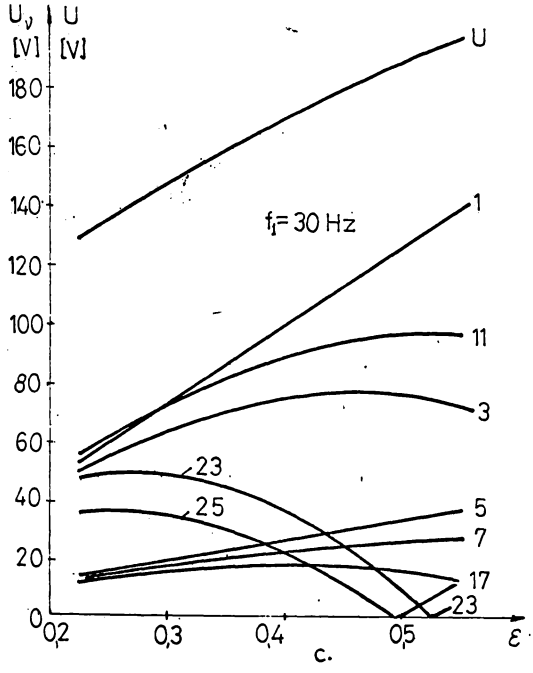
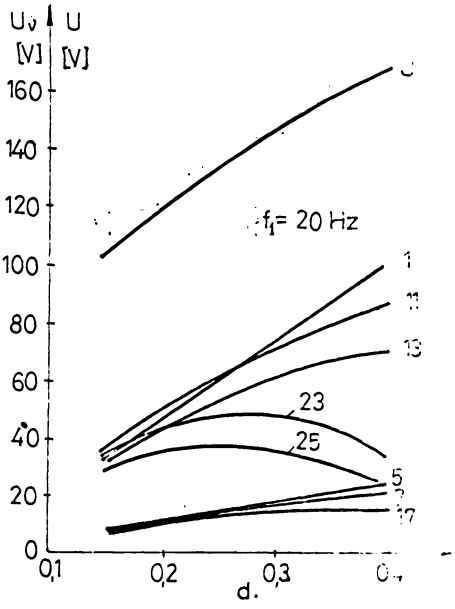


Fig. 5.23 b

BUPT





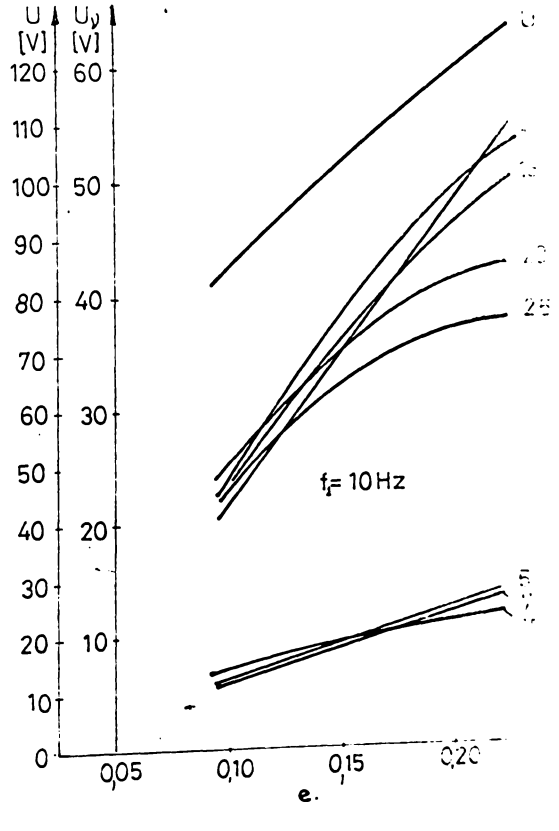


Fig.5.23
Valoarea efectivă a tensiunii de ieşire şi a armonicilor pentru convertizorul cu N=12 la diferite frecvenţe: a - 5o Hz; b - 4o Hz; c - 3o Hz; d - 2o Hz; e - 1o Hz.

BUPT

Rezultatele experimentale confirmă faptul că valoarea frecvenţei tensiunii de ieşire nu influenţează conţinutul de armonici. Acest conţinut de armonici este dependent de valoarea duratei relative a impulsurilor de tensiune.

Rezultatele măsurătorilor experimentale din tabelul 5.5 permit calculul valorii raportate a amplitudinii armonicilor tensiunii de ieşire a convertizorului pentru diferite durate relative ale impulsurilor. Calculele sînt centralizate în tabelul 5.6 şi pe baza lor s-au construit curbele din fig.5.24.

Tabelul 5.6

ε / U_y	Armonicile de tensiune U_y [V], A_y/u [%]									
	o,1	o,15	o,2	o,25	o,3	o,4	o,5	o,6	o,7	o,85
U_1	22	34,5	48	61	74	1o1	128	157	185	2o6
A_1/u	9,42	14,7	2o,5	26,1	31,6	43,2	54,9	67,2	79,2	
U_5	6,3	9,4	12,5	16,5	2o	27	34	4o	45,5	[illegible]
A_5/u	2,69	4,o2	5,35	7,o6	8,56	11,55	14,5	17,1	19,-	[illegible]
U_7	5,9	9,o	11,8	14,5	17,5	24	28	32	35	[illegible]
A_7/u	2,52	3,84	5,o5	6,21	7,5o	1o,25	11,96	13,7	14,95	[illegible]
U_{11}	24	38	5o	62	72,5	92	99,6	1o1	93	[illegible]
A_{11}/u	1o,25	16,25	21,35	26,5o	31	39,3	42,7	43,3	39,8	[illegible]
U_{13}	23	31,5	42,5	54,6	62	73	76	69,6	54	[illegible]
A_{13}/u	9,85	13,46	18,16	23,33	26,5	31,2	32,41	29,8o	23,1	
U_{17}	7,3	9,6	11,5	14,3	15,7	18,3	16,o	1o,2	8,o	
A_{17}/u	3,12	4,11	4,92	6,12	6,72	7,84	6,85	4,36	3,4	
U_{33}	25	35	42,5	48,3	5o	39	14	19	42,5	
A_{23}/u	1o,7	14,95	18,16	2o,65	21,35	16,65	6,oo	8,13	18,1	[illegible]
U_{25}	23	31,7	36,5	37,8	36	24	o,o	2o,5	32	[illegible]
A_{25}/u	9,85	13,55	15,6o	16,15	15,4	1o,25	o,o	8,78	13,68	[illegible]

Ca prime concluzii ce rezultă în urma măsurătorilor [illegible] perimentale efectuate şi a comparării valorilor obţinute [illegible] determinate analitic se pot menţiona următoarele:

- lipsa armonicilor de ordinul trei şi multiplii [illegible] din tensiunea de linie în absenţa conductorului de nul;

- concordanţa bună între valorile experimentale şi calculate analitic, erorile ce apar nedepăşind 7÷8 %; [illegible] rori se datoresc fenomenului de comutaţie a tiristoarelor [illegible] urma căruia forma impulsurilor de tensiune se modifică [illegible] faţă de forma teoretică, aşa cum se observă şi în fig.5.[illegible].

BUPT

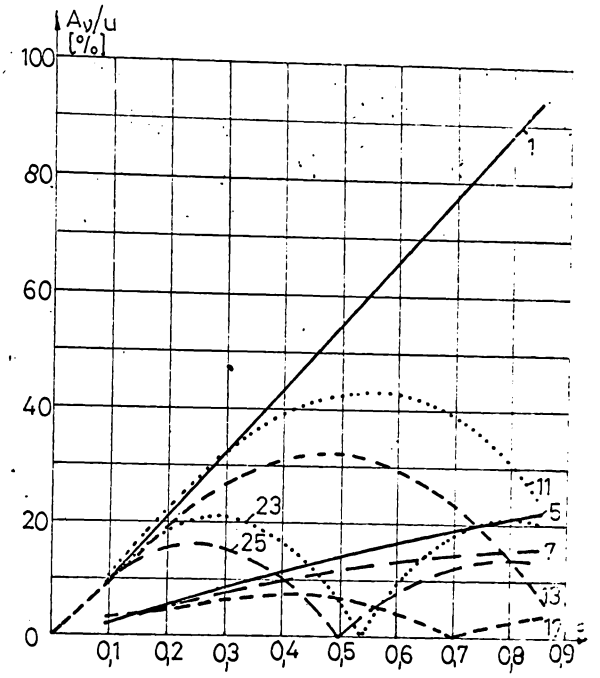


Fig.5.24
Amplitudinea relativă a armonicilor tensiunii convertizorului.

- conţinutul de armonici creşte mult odată cu scăderea duratei relative a impulsurilor, respectiv odată cu micşorarea tensiunii de ieşire;

- ponderea cea mai mare în tensiunea de ieşire, după fundamentală, o au armonicile de ordinul $\nu = N \mp 1$, mai ales la valori mici ale duratei relative;

- valorile experimentale ale armonicilor de tensiune pentru funcţionarea maşinii asincrone în gol şi în sarcină practic nu variază, ceea ce înseamnă că forma tensiunii de ieşire se menţine aceeaşi independent de sarcină maşinii alimentate prin convertizor.

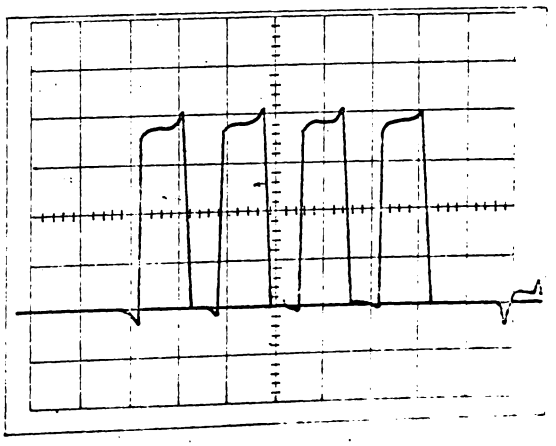


Fig.5.25a

BUPT

Fig.5.25b

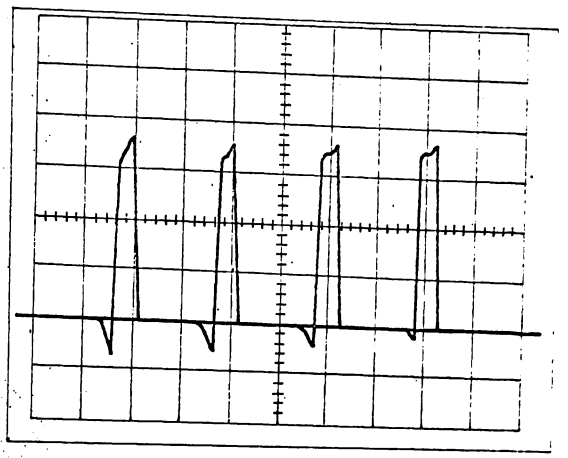


Fig.5.25

Forma reală a impulsurilor de tensiune: a - f_1=5o Hz, X = 1.1o^{-3} s/cm; Y = 9o V/cm, ε= o,6; b - f_1 = 2o Hz, X = 2.1o^{-3} s/cm; Y = 9o V/cm, ε= o,21.

Forma reală a impulsurilor din care este formată t[ensiu]n convertizorului pentru două valori ale frecvenţei şi duratei lative a impulsurilor este prezentată în fig.5.25.

5.4. Armonicile curentului maşinii asincrone alimentate prin convertizoare statice. Influenţa armonicilor de tensiune şi curent asupra cuplului

La alimentarea maşinii asincrone de la convertizoare tice de tensiune şi frecvenţă, tensiunea cărora conţine [a]oarecare de armonici, prin maşină vor circula curenţi [ca]zători armonicilor din curba tensiunii. Curenţii armonici [ce] circulă prin înfăşurările maşinii vor determina la rînd[ul] cupluri armonice care se vor suprapune peste cuplul de [ba]damentala curentului. Studiul teoretic al armonicilor [de] şi cuplu poate fi făcut considerînd că asupra maşinii [este] acţionează o singură armonică [93]. Aceasta înseamnă că [din] de vedere teoretic se poate studia şi calcula atît valoa[rea] rentului prin maşină determinat de fiecare armonică a [ten]acţionînd separat, cît şi cuplurile ce se produc, urmînd apoi se face însumarea efectelor tuturor armonicilor.

BUPT

5.4.1. Armonicile de curent

5.4.1.1. Calculul analitic al armonicilor de curent

Pentru calculul analitic al armonicilor de curent prin mașină asincronă este necesar să se cunoască armonicile din sursa tensiunii și impedanța echivalentă a circuitului mașinii corespunzătoare fiecărei armonici. Determinarea valorii impedanței circuitului se face considerînd schema echivalentă simplificată a mașinii asincrone [15],[86] reprezentată în fig.5.26, pentru armonica ν.

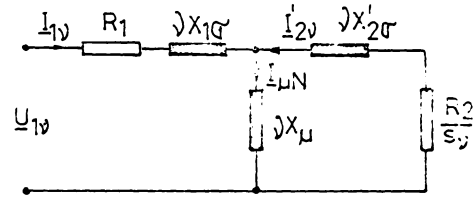


Fig.5.26
Schema echivalentă simplificată a mașinii asincrone corespunzătoare armonicii ν.

Conform schemei echivalente din fig.5.26 și a ipotezelor simplificatoare prezentate în § 1.2.1, ecuațiile mașinii sincrone, scrise în mărimi complexe corespunzătoare unei armonici oarecare ν, sînt:

$$\underline{U}_{1\nu} = R_1\underline{I}_{1\nu} + j\nu X_{1\sigma}\underline{I}_{1\nu} + j\nu X_\mu \underline{I}_{\mu\nu}$$

$$0 = R'_2\underline{I}'_{2\nu} + j\nu s_\nu X'_{2\sigma}\underline{I}'_{2\nu} + j\nu s_\nu X_\mu \underline{I}_{\mu\nu}$$

$$\underline{I}_{\mu\nu} = \underline{I}_{1\nu} + \underline{I}'_{2\nu}$$

unde s-au notat cu indicele 1 mărimile statorice, cu indicele 2 mărimile rotorice reduse la stator, cu ν ordinul armonicii, cu s_ν alunecarea corespunzătoare armonicii luată în considerare (față de cea a cîmpului învîrtitor dat de fundamentală).

Rezolvînd acest sistem de ecuații, rezultă rezistența și reactanța circuitului echivalent:

$$R_{e\nu} = R_1 + \frac{R'_2}{s_\nu}\cdot\frac{\nu^2 X_\mu^2}{\left(\frac{R'_2}{s_\nu}\right)^2 + \nu^2(X'_{2\sigma} + X_\mu)^2} \qquad (5.\ )$$

$$X_{e\nu} = X_{1\sigma} + X_\mu\,\frac{\left(\frac{R'_2}{s_\nu}\right)^2 + \nu^2 X'_{2\sigma}(X'_{2\sigma} + X_\mu)}{\left(\frac{R'_2}{s_\nu}\right)^2 + \nu^2(X'_{2\sigma} + X_\mu)^2}$$

Impedanța echivalentă a mașinii poate fi scrisă

$$\underline{Z}_{e\nu} = R_{e\nu} + j\nu X_{e\nu} \qquad (\ )$$

al cărei modul și argument sînt:

BUPT

$$Z_{e\nu} = \sqrt{R_{e\nu}^2 + \nu^2 X_{e\nu}^2} \qquad (5.41)$$

$$tg\,\varphi_\nu = \frac{X_{e\nu}}{R_{e\nu}} \qquad (5.42)$$

Cunoscînd valoarea armonicilor tensiunii de ieşire a convertizorului şi valoarea impedanţei echivalente, rezultă curenţii statorici corespunzători fiecărei armonici:

$$\underline{I}_{1\nu} = \frac{\underline{U}_{1\nu}}{\underline{Z}_{e\nu}} \qquad (5.43)$$

Valoarea efectivă a armonicii ν a curentului se determină cu relaţia:

$$I_{1\nu} = \frac{U_{1\nu}}{Z_{e\nu}} \qquad (5.44)$$

Calculul analitic şi verificările experimentale s-au făcut pentru cazul alimentării unei maşini asincrone cu rotorul colivie avînd datele din tabelul 5.7:

Tabelul 5.7

P_N [kW]	U_{1N} [V]	I_{1N} [A]	n_N [rot/min]	$\cos\varphi$	R_1 [Ω]	R_2' [Ω]	X_σ [Ω]	X_μ [Ω]
7,5	220/380	27,6/15,9	1430	0,85	0,500	0,750	1,33	1,4[illegible]

Pe baza relaţiilor (5.38) ÷ (5.41), pentru diferite tensiuni de alimentare şi diferite armonici s-au calculat valorile impedanţelor echivalente ale maşinii asincrone la funcţionarea la sarcină nominală, rezultatele calculului fiind centralizate în tabelul 5.8.

Tabelul 5.8

f_1	Impedanţele echivalente [Ω]					
	1	5	7	11	13	[illegible]
50	15,1	13,4	18,8	29,5	34,9	61,7
40	12,1	10,75	15,05	23,6	27,9	49,4
30	9,2	8,06	11,3	17,7	20,93	37
20	6,25	5,36	7,53	11,8	13,95	24,7
10	3,35	2,68	3,76	5,93	7,01	12,3

Valorile efective ale armonicilor de curent pentru o alimentare a maşinii păstrînd raportul dintre valoarea tensiunii efective a fundamentalei şi frecvenţa constant, calculate cu relaţia (5.44), sînt date în tabelul 5.9.

BUPT

Tabelul 5.9

f_1 [Hz]	U_1 [V]	Armonicile curentului la U_1/f_1 = ct [A]						
		1	5	7	11	13	23	?
5o	22o	14,6	3,85	1,97	2,o3	o,575	o,785	o,4
4o	176	14,6	4,1o	2,28	4,2o	2,15	o,77	o,?
3o	132	14,4	4,22	2,61	5,66	3,64	o,284	o,?
2o	88	14,o	4,3o	2,79	6,95	5,13	1,75	1,1?
1o	44	13,2	4,31	2,93	7,71	6,15	3,3o	2,7?

Observaţie: În tabelul 5.8 şi 5.9 prin U_1 s-a notat valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii de alimentare, iar prin f_1 frecvenţa acesteia.

5.4.1.2. Verificări experimentale

Experimental, cu ajutorul unui analizor de armonici s-au măsurat valorile efective ale armonicilor de curent pentru diferite tensiuni şi frecvenţe de alimentare, respectiv pentru diferite sarcini ale maşinii asincrone. Rezultatele măsurătorilor sînt sistematizate în tabelul 5.1o.

Prelucrarea datelor experimentale permite trasarea curbelor de variaţie ale armonicilor curentului funcţie de durata relativă a impulsurilor de tensiune ε, la diferite sarcini ale maşinii şi la diferite frecvenţe ale fundamentalei. Forma acestor curbe, avînd în vedere faptul că impedanţa maşinii este constantă la o anumită sarcină, este asemănătoare cu cea a curbelor de variaţie ale armonicilor de tensiune ponderea lor fiind datorită influenţei frecvenţei asupra impedanţei. Pentru frecvenţa de 5o Hz şi sarcină nominală, curbele $I_\nu = f(\varepsilon)$ sînt reprezentate în fig.5.27.

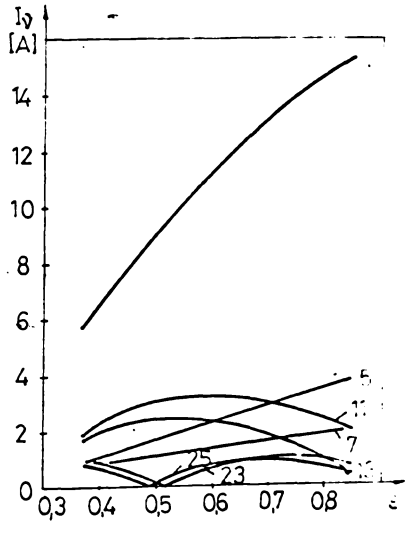


Fig.5.27
Variaţia valorii efective a armonicilor de curent la f_1 = 5o Hz şi sarcină nominală.

BUPT

Tabelul 5.1o

f_1 [Hz]	U_1 [V]	ε	M [Nm]	I [A]	Armonicile de curent[A] - valori experimentale 1	5	7	11	13	23	
5o	2o4	o,773	5,1	6,61	5,35	2,14	1,25	1,82	o,745	o,6[illegible]	[illegible]
			19,8	9,55	7,8o	2,66	1,425	2,42	1,13	1,[illegible]	[illegible]
			35,8	13,7	12,1	3,26	1,72	2,74	1,25	o,[illegible]	[illegible]
	161	o,617	5,1	5,o5	3,79	1,535	1	2,oo	1,35	o,[illegible]	[illegible]
			13,7	7,85	6,o6	1,87	1,o1	2,77	1,89	o,[illegible]	[illegible]
			23,75	11,9	1o,1	2,315	1,37	3,28	2,245	o,[illegible]	[illegible]
	117	o,463	5,1	4,33	3,26	1,oo5	o,7[illegible]	1,95	1,36	o,[illegible]	[illegible]
			7,35	5,81	4,5	1,26	o,8o8	2,38	1,o9	1,[illegible]	[illegible]
			15,66	9,68	8,22	1,56	o,988	2,88	2,38	o,[illegible]	[illegible]
4o	183	o,695	4,52	8,82	6,55	2,94	1,71	2,94	1,56	o,[illegible]	[illegible]
			2o,22	1o,9	8,5o	3,16	1,81	3,52	2,12	o,[illegible]	[illegible]
			36,o	13,7	11,65	3,51	19,2	3,95	2,34	3,[illegible]	[illegible]
	14o	o,54o	4,52	5,81	3,86	1,75	1,o1	2,81	1,92	o,[illegible]	[illegible]
			13,15	8,o8	5,91	1,94	1,26	3,21	2,37	o,[illegible]	[illegible]
			23,6	11,75	9,12	2,33	1,4o5	3,84	2,855	3,[illegible]	[illegible]
	96	o,386	4,52	4,44	3,o1	1,o55	o,66	1,98	1,o55	o,[illegible]	[illegible]
			8,25	6,46	4,75	1,26	o,835	2,62	2,14	o,[illegible]	[illegible]
			12,75	9,24	7,27	1,48	o,96	3,o4	2,48	3,[illegible]	[illegible]
3o	14o	o,54	5,5	1o,4	6,66	3,26	1,78	4,55	3,29	o,[illegible]	[illegible]
			22,6	11,9	8,5o	3,34	1,94	5,o	3,62	o,5[illegible]	[illegible]
			35,3	13,7	11,35	3,28	1,97	5,26	3,81	o,27	[illegible]
	11o	o,435	4,91	6,66	4,o1	1,9	1,o55	3,24	2,63	o,[illegible]	[illegible]
			12,15	8,o5	5,51	2,o	1,18	3,6	2,94	[illegible]	[illegible]
			21,8	11,2	8,78	2,285	1,44	4,47	3,62	[illegible]	[illegible]
	75	o,3o8	4,91	4,72	3,1	1,12	o,835	2,22	1,83	[illegible]	[illegible]
			7,85	6,12	4,2	1,265	o,837	2,68	2,28	1,[illegible]	[illegible]
			11,77	8,28	6,22	1,44	o,96	3,21	2,69	1,[illegible]	[illegible]
2o	96	o,386	4,32	12,8	7,75	3,46	2,14	6,o9	5,[illegible]	[illegible]	[illegible]
			17,7	12,95	7,9	3,21	2,o4	5,85	4,72	[illegible]	[illegible]
			34,6	13,7	1o,85	3,29	2,37	6,46	5,[illegible]	[illegible]	[illegible]
	75	o,3o8	4,32	8,36	4,15	2,o2	1,15	3,95	3,[illegible]	[illegible]	[illegible]
			13,75	9,46	5,54	2,o4	1,245	4,16	3,65	[illegible]	[illegible]
			2o,25	11,2	7,57	2,14	1,465	4,7	3,97	[illegible]	[illegible]
	55	o,231	4,72	5,6	3,o	1,22	o,714	2,64	2,[illegible]	[illegible]	[illegible]
			8,45	6,8	4,2	1,26	o,836	2,82	2,47	[illegible]	[illegible]
			12,37	8,95	6,[illegible]	1,44	1,oo	3,43	2,[illegible]	[illegible]	[illegible]
1o	46	o,193	3,54	11,5	6,66	3,o7	1,92	5,76	5,[illegible]	[illegible]	[illegible]
			14,7	11,8	6,61	2,72	1,74	5,5	4,[illegible]	[illegible]	[illegible]
			26,9	12,75	8,55	2,36	1,75	5,44	4,8o	[illegible]	[illegible]
	35	o,154	3,54	6,7	3,82	1,73	1,[illegible]	3,62	2,[illegible]	[illegible]	[illegible]
			1o,3	8,41	4,7o	1,67	1,1o6	3,78	3,4[illegible]	[illegible]	[illegible]
			16,7	1o,15	6,72	1,73	1,[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]
	25,2	o,116	3,93	5,o2	2,7o	1,oo	o,6o4	2,19	1,[illegible]	[illegible]	[illegible]
			6,9	5,92	3,7o	1,o4	o,77	2,44	2,[illegible]	[illegible]	[illegible]
			8,84	7,o8	4,S	1,165	o,88	2,8o	2,52	[illegible]	[illegible]

Corespunzător rezultatelor măsurătorilor experimentale din tab.5.1o pentru cazul unei alimentări a mașinii la un [illegible] constant și o încărcare la sarcină nominală, valorile armonicilor de curent sînt redate în tabelul 5.11.

BUPT

Tabelul 5.11

f_1 [Hz]	U_1 [V]	ε	Armonicile curentului [A]						
			1	5	7	11	13	23	25
5o	22o	o,85	15,3	3,8o	2,1o	1,98	o,56	o,9o	o,7
4o	176	o,668	15,5	3,83	2,1	4,2o	2,32	o,3	1,7
3o	132	o,512	15,7	3,91	2,43	5,56	3,85	o,25	2,6
2o	88	o,355	15,9	4,1	2,5o	6,55	5,12	1,45	3,2
1o	44	o,182	16,2	4,o	2,55	6,98	5,65	2,61	2,7

Aceleaşi calcule şi determinări experimentale privind conţinutul de armonici pot fi făcute pentru funcţionarea maşinii asincrone la oricare altă sarcină.

Raportînd valorile armonicilor de curent calculate analitic (tab.5.9) şi determinate experimental (tab.5.11), la valoarea nominală a curentului statoric I_{1N}, la funcţionarea maşinii asincrone la U_1/f_1 = constant şi sarcină nominală se obţin curbele din fig.5.28.

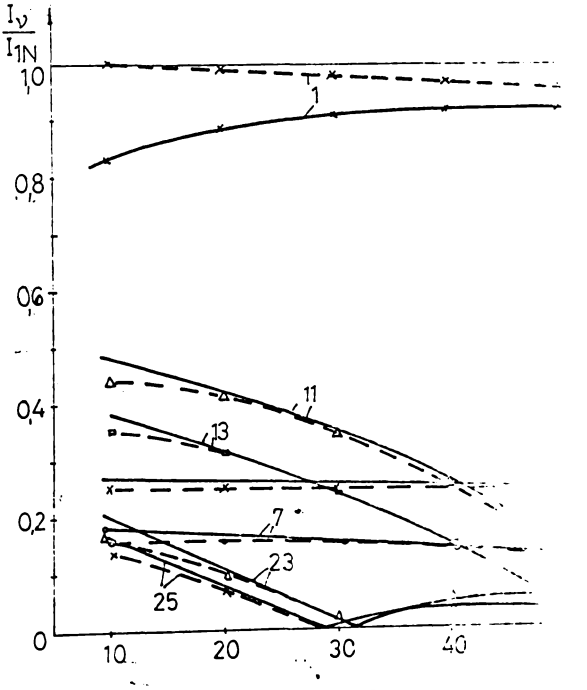


Fig.5.28
Armonicile de curent în valori relative la funcţionarea maşinii asincrone la U_1/f_1=ct: ---valori experimentale; —— valori calculate analitic.

Din tabelele 5.9 şi 5.11 şi din fig.5.28 se constată o concordanţă relativ bună dintre valorile armonicilor calculate analitic şi cele obţinute experimental. Diferenţele mari, care nu depăşesc însă 7-8 %, se observă la funcţionarea maşinii la frecvenţe şi tensiuni mici, unde conţinutul de armonici în tensiune şi curent este mai pronunţat. Tot în

BUPT

zonă diferenţele între valorile armonicii fundamentale c[illegible] şi măsurate experimental sînt mai mari, fapt datorat în [illegible] ipotezelor simplificatoare ce se fac la determinarea [illegible] maşinii.

O altă concluzie importantă care rezultă din analiz[illegible] monică a curentului este faptul că pentru toate armonicile cu excepţia fundamentalei, valorile determinate experimental [illegible] inferioare celor calculate analitic. Acelaşi lucru s-a constat[illegible] şi pentru cazul alimentării prin convertizor a altor maşini, [illegible] culul analitic efectuat conform celor prezentate fiind deza[illegible] peritor.

Calculul şi măsurarea armonicilor de curent de ordin [illegible] perior lui 25 precum şi armonicile 17 şi 19 a scos în e[illegible] faptul că valoarea lor este redusă (sub 5 %) şi de aceea au neglijate.

Rezultatele calculului analitic şi ale măsurătorilo[illegible] rimentale sînt valabile şi pentru alte maşini asincrone [illegible] serie de fabricaţie şi cu aceleaşi date ale parametrilor ale

5.4.2. Influenţa armonicilor de tensiune şi curent [illegible] cuplului maşinii asincrone

Tensiunea nesinusoidală generată de convertizoar[illegible] ce şi utilizată la alimentarea maşinilor asincrone determin[illegible] riţia de curenţi armonici şi cupluri parazite de tip as[illegible] sincron. Cuplurile parazite se suprapun peste cuplul produs armonica fundamentală, avînd efecte defavorabile asupra curbei cuplului maşinii şi asupra valorii cuplului de [illegible] [93]. În cele ce urmează se va prezenta pe scurt influen[illegible] cilor de tensiune şi curent asupra cuplului maşinii [illegible] scopul cunoaşterii performanţelor acesteia din punct de [illegible] tehnic - valoarea cuplului la arbore.

5.4.2.1. Cupluri de tip asincron

Cunoaşterea armonicilor din curba tensiunii [illegible] şi a curentului prin maşină permite determinarea cuplur[illegible] zite de tip asincron. Pentru aceasta se presupune că fiecar[illegible] monică acţionează separat asupra maşinii, al cărei rotor [illegible] toate cu viteza Ω, determinată de armonica fundamen[illegible] diului de alimentare.

În cazul unei alimentări sinusoidale, cuplul [illegible] tic dezvoltat de maşina asincronă trifazată corespunză[illegible] cii Ω este dat de relaţia:

BUPT

$$M_\nu = \frac{3\,U_\nu^2}{\Omega_{1\nu}} \cdot \frac{R_2'/s_\nu}{(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s_\nu})^2 + (X_{1\sigma\nu} + C_1 X_{2\sigma\nu}')^2} = \frac{2}{\Omega_{1\nu}} \cdot \frac{\frac{R_2'}{s_\nu}}{\cdots} \cdot \cdots \qquad (5.48)$$

iar cuplul de răsturnare:

$$M_{k\nu} = \frac{3\,U_\nu^2}{\Omega_{1\nu}} \frac{1}{2C_1} \frac{1}{R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma\nu} + C_1 X_{2\sigma\nu}')^2}} \qquad (5.49)$$

unde U_ν este tensiunea armonică de ordinul ν .

Schema echivalentă a maşinii asincrone la alimentare sinusoidală este aceeaşi pentru oricare armonică a tensiunii de alimentare [41].

Maşina asincronă poate fi considerată ca un sistem format dintr-o serie de maşini corespunzătoare armonicilor de tensiune cuplate pe acelaşi arbore care se roteşte cu viteza Ω dar alimentate la diferite tensiuni şi frecvenţe.

Armonicile de curent produse de armonicile de tensiune din stator, determină armonici de bază şi superioare ale solenaţiei maşinii.

Luînd în considerare numai armonicile fundamentale ale solenaţiei, viteza de sincronism a acestora este:

$$n_{1\nu} = \nu\, n_1 \qquad (5.\cdots)$$

iar alunecarea corespunzătoare armonicii ν :

$$s_\nu = \frac{\nu n_1 \mp n}{\nu n_1} = 1 \mp \frac{n}{\nu n_1} = 1 \mp \frac{1-s}{\nu} \qquad (5.\cdots)$$

Semnul (-) în (5.48) corespunde armonicilor de rotaţie în sens direct, iar semnul (+) celor care rotesc în sens invers faţă de fundamentală.

Datorită faptului că reactanţele maşinii asincrone cu creşterea ordinului armonicilor tensiunii de alimentare sunt mult că armonicile superioare ale curentului au caracter reactiv. Drept consecinţă rezultă un factor de putere mic, precum şi randamentului şi a cuplului maxim.

Pentru calculul caracteristicilor mecanice ale maşinii asincrone corespunzătoare diferitelor armonici ale tensiunii şi curentului se folosesc relaţiile (5.45) ÷ (5.48).

La o alimentare cu tensiune nesinusoidală, influenţa armonicilor de tensiune asupra valorii rezultante a cuplului se poate fi apreciată pe baza raportului dintre cuplurile de [32]:

$$\frac{M_{k\nu}}{M_{k1}} \cong \left(\frac{U_\nu}{U_1}\right)^2 \frac{1}{\nu} \qquad (\cdots)$$

BUPT

relaţie care ţine cont de dependenţa patratică a cuplului de turnare $M_{k\nu}$ de valoarea efectivă a tensiunii (armonica de ordinul ν) şi de creşterea reactanţei maşinii la creşterea frecvenţei.

Pentru cazul alimentării unei maşini asincrone de la convertizorul de tensiune şi frecvenţă cu modulare liniară a impulsurilor, la o lege de variaţie $U_1/f_1 = ct$, se obţin rezultatele din tabelul 5.12.

Tabelul 5.12

f_1 [Hz]	U_1 [V]	Raportul $M_{k\nu}/M_{k1}$ în %					
		5	7	11	13	23	25
5o	22o	1,o9	o,4o2	o,64	o,o64	o,211	o,...
4o	176	1,25	o,54o	2,86	o,892	o,2o2	o,1...
3o	132	1,33	o,715	5,25	1,92	o,o27	o,o...
2o	88	1,36	o,815	7,9o	5,1c	1,o6	o,4...
1o	44	1,37	o,895	9,95	7,35	3,61	2,...

Reprezentarea grafică a acestor rezultate este dată în fig.5.29.

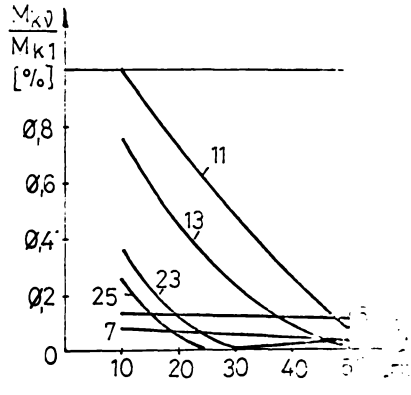


Fig.5.29
Variaţia valorii cuplului de răsturnare al armonicilor funcţie de f_1.

Dintre armonicile care apar, $\nu = 6k+1$, unde k ... cele cu semnul (+) produc cupluri care rotesc în acelaşi ... armonica fundamentală, cele cu semnul (-) produc cupluri ... tesc în sens invers. Alunecarea rotorului faţă de armonica ... torică de ordinul ν, dată de relaţia (5.48) arată că, ... narea maşinii ca motor, pentru alunecarea fundamentală ... şi o, alunecarea s_ν este apropiată ca valoare de 1 şi ... ţa acestor armonici se va face simţită numai la porniri ... dat fiind valoarea relativ mică a cuplurilor parazite ... sincron şi influenţa lor va fi redusă, constatare verificată experimental (v.fig.5.31).

... TEHNIC ... BIBLIOTECA CENTRALĂ

BUPT

Analizînd valoarea raportului M_{k0}/M_{k1} se constată următoarele:

- armonicile de cuplu reprezintă un procentaj relativ redus din cuplul dat de fundamentală, ajungînd ca numai la durate relative ale impulsurilor mici ($\varepsilon < 0,2$) să reprezinte cca 1÷5%; aceasta înseamnă că armonicile de cuplu nu vor modifica mult curba cuplului rezultant;

- funcţionarea maşinii ~~xxxx~~ la tensiuni ale fundamentalei proporţionale cu frecvenţa, va determina o saturaţie şi o încălzire pronunţată a acesteia;

- dacă se urmăreşte însă ca maşina asincronă să funcţioneze fără saturaţie exagerată, înseamnă că la reducerea frecvenţei va trebui ca valoarea efectivă a tensiunii convertizorului să fie egală cu tensiunea la alimentare sinusoidală; în acest caz valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii convertizorului va fi mult mai mică şi va afecta serios valoarea cuplului ce poate fi dezvoltat; diminuarea acestui efect se face prin reducerea valorii tensiunii continue şi creşterea valorii duratei relative a impulsurilor, prin aceasta reducîndu-se conţinutul de armonici.

Pentru a urmări influenţa micşorării frecvenţei asupra cuplului de răsturnare al maşinii (§ 2.3.1) s-au calculat şi prezentat în fig.5.3o caracteristicile mecanice $M = f(\varphi_2)$, pentru maşina asincronă de 7,5 kW cu datele din tabelul 5.7. Caracteristicile corespund unei legi de variaţie liniare a fundamentalei tensiunii de alimentare funcţie de frecvenţă ($U_1/f_1 = ct$).

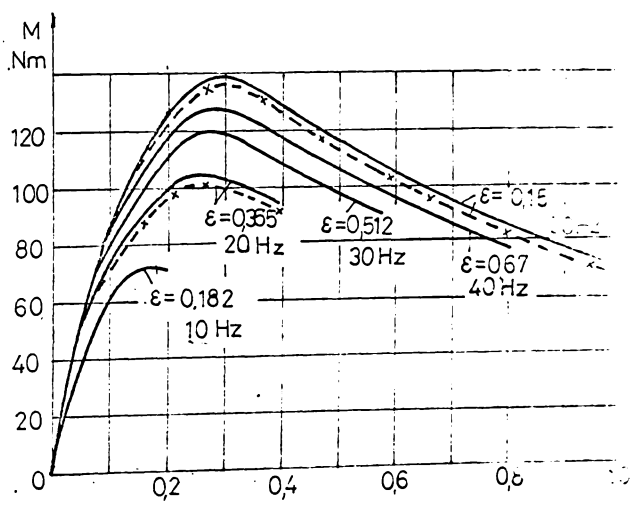


Fig.5.3o
Caracteristicile mecanice ale unui motor asincron de 7,5 kW: ——valori calculate; – – –valori experimentale.

BUPT

Pentru comparaţie în fig.5.3o la frecvenţele de [illegible] ε = o,85 şi 2o Hz, ε = o,355 sînt indicate şi caracteristicile înregistrate experimental.

Se constată o concordanţă bună între caracteristicile mecanice calculate şi cele determinate experimental.

Pentru frecvenţele de 4o, 3o şi 2o Hz s-au făcut înregistrări experimentale şi la alimentarea sinusoidală a maşinii crone de la un grup convertizor rotativ. În fig.5.31 se prezintă pentru comparaţie caracteristica mecanică M = f(φ_2) pentru frecvenţa de 3o Hz înregistrată la alimentare sinusoidală şi nesinusoidală pentru U_1/f_1 = ct.

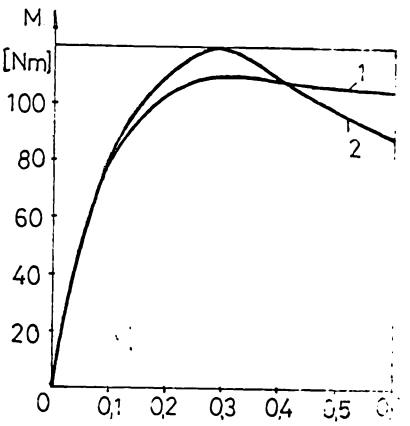


Fig.5.31

Caracteristica mecanică a maşinii asincrone la f_1 = 3o Hz U_1 = 132 V: 1 - alimentare sinusoidală; 2 - alimentare prin convertizor static.

Analiza caracteristicilor mecanice din fig.5.3o şi determinărilor experimentale efectuate şi pe alte maşini, confirmă faptul că la scăderea frecvenţei tensiunii de alimentare, cazul unei legi de variaţie U_1/f_1 = ct, cuplul de răsturnare micşorează, întrucît rezistenţa are o influenţă tot mai mare asupra impedanţei echivalente a maşinii.

Se constată totodată o diferenţă de 5÷6 % între valorile cuplurilor măsurate experimental şi cele calculate analitic, explicabil datorită ipotezelor simplificatoare admise în calcul.

În ceea ce priveşte caracteristicile din fig. 5.31, se observă influenţa nefavorabilă a armonicilor de tensiune asupra cuplului de pornire a maşinii.

5.4.2.2. Cupluri pendulare

Cuplurile pendulare apar ca urmare a interacţiunii între armonici de ordinul λ ale cîmpului şi armonici de ordinul ν ale curentului rotoric [41], [93].

BUPT

Cuplul la funcţionarea în gol şi în sarcină al mașinii asincrone alimentate prin convertizor static prezintă oscilații importante, care în amplitudine ajung la cca 30 % din cuplul mediu corespunzător unei sarcini nominale. Experimental s-a constatat că aceste cupluri pendulare nu influenţează viteza sistemului de acţionare. Acest fapt se explică prin aceea că momentul de inerţie al instalaţiilor de acţionare fiind mare constanta electromecanică de timp va fi mult mai mare decît perioada cuplurilor pendulare.

Frecvenţa principală a cuplurilor pendulare care intervine în curba cuplului rezultant este determinată de forma undei de tensiune. Pentru o undă de tensiune cu N = 12 impulsuri pe perioadă, frecvenţa principală a cuplului pendular este:

$$f_c = N \cdot f_1 = 12\, f_1 \qquad (5.4)$$

unde f_1 este frecvenţa fundamentalei tensiunii de alimentare. În fig.5.32 se prezintă cuplul pendular pentru cazul unei mașini de 7,5 kW, la funcţionare în gol şi la pornire. Se prezintă de asemenea variaţia tensiunii, curentului şi turaţia mașinii.

Cuplurile pendulare care apar la alimentarea nesinusoidală a mașinilor asincrone deşi nu influenţează viteza medie a sistemului de acţionare, pot produce în cazul unor frecvenţe mici de alimentare fenomene de rezonanţă mecanică. De aceea dimensionarea din punct de vedere mecanic a instalaţiilor de acţionare va trebui să se ţină seama de cuplurile pendulare de frecvenţă joasă şi cu amplitudine relativ mare faţă de cuplul mediu al mașinii.

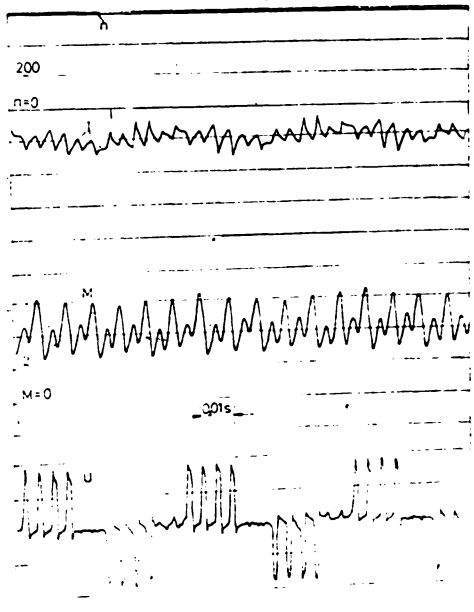


Fig.5.32a

BUPT

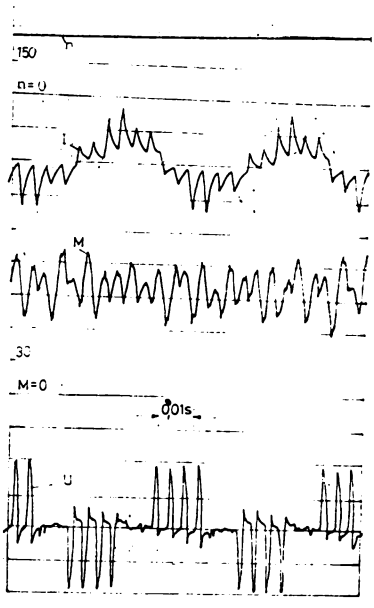


Fig.5.32b

Fig.5.32
Cuplul pendular principal, tensiunea, curentul şi tu... la alimentarea maşinii asincrone prin convertizor stat... la f_1= 2o Hz, 88 V: a - funcţionare în gol; b - la ...

5.5. Pierderile şi randamentul maşinilor asincrone ... tate prin convertizoare statice

Alimentarea maşinilor asincrone prin convertizoa... ce cu tensiune de formă nesinusoidală, presupune şi o creş... pierderilor şi o reducere a randamentului maşinii faţă de ... mentarea cu tensiune sinusoidală [78],[11o],[116]. Determ... creşterii pierderilor la diferite sarcini ale maşinii as... se poate face pe baza comparării pierderilor de la funcţion... în gol, alimentînd maşina cu tensiune sinusoidală şi mod... dală [116]. Pentru verificarea acestei posibilităţi, în ... măsurării maşinilor asincrone de la un convertizor cu ten... frecvenţă cu modulare liniară a impulsurilor, s-au făcu... teri experimentale, determinîndu-se pierderile totale l... mers în gol şi în sarcină.

Armonicile tensiunii de alimentare a maşinii as... convertizorului static cu modulare în durată a im... (v. 5.3) sînt: $\nu = 6k+1$, cu $k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$, a că... venţă statorică este:

$$f_{1\nu} = \nu . f_1,$$

... fiind frecvenţa fundamentală a tensiunii furnizate de ... tizor.

BUPT

În rotor, considerînd numai unda fundamentală a inducţiei dată de fiecare armonică în parte, se obţin frecvenţele

$$f_{2\nu} = s_\nu f_{1\nu} = \nu s_\nu f_1 \qquad (5.5$$

unde s_ν este alunecarea dintre rotor şi unda statorică de ordinul ν, avînd valoarea dată de relaţia (5.48).

Pentru alunecări ale rotorului faţă de fundamentală cuprinse între 0 şi 1 se poate considera cu suficientă aproximaţie că $s_\nu \cong 1$.

Faptul că pentru alunecarea s_ν se poate admite valoarea 1, înseamnă că faţă de armonicile de ordinul ν ($\nu \neq 1$), maşina asincronă se află în scurtcircuit atît la funcţionarea în gol cît şi la funcţionarea în sarcină. Corespunzător acestei situaţii schema echivalentă a maşinii este indicată în fig.5.33, fiind circuit de magnetizare, prin stator şi rotor circulînd acelaşi curent [116].

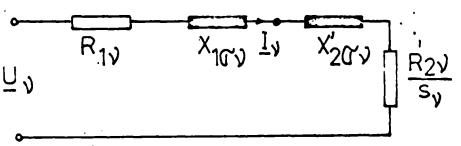


Fig.5.33

Curentul din circuit este dat de (5.44), impedanţa având valoarea:

$$Z_\nu = \sqrt{(R_{1\nu} + \frac{R'_{2\nu}}{s_\nu})^2 + (\nu X_{1\sigma} + \nu X'_{2\sigma})^2} \cong \nu(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})$$

Cunoscînd valorile efective ale curenţilor prin rezistenţa statorului şi rotorului se pot calcula pierderile de căldură în înfăşurările maşinii şi cuplurile determinate de aceste armonici.

La funcţionarea în gol a maşinii asincrone la frec. de 50 Hz şi tensiune variabilă se pot măsura pierderile în relativ simplu. Astfel, se pot determina:

- la alimentare sinusoidală:

$$P_{os} = 3 R_1 I_{os}^2 + \Delta P_m + \Delta P_{Fel}$$

unde P_{os} este puterea la funcţionarea în gol;

I_{os} - curentul de fază prin stator;

ΔP_{Fel} - pierderile magnetice;

ΔP_m - pierderile mecanice prin frecare şi ventil.

- la alimentare nesinusoidală de la convertizor:

$$P_{ONS} = 3R_1 I_{ONS}^2 + \Delta P_m + \Delta P_{Fe1(1)} + \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{Fe1\nu} + \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{Fe2\nu} + \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{R2} + \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{S\nu} \quad (5.$$

unde P_{ONS} reprezintă puterea absorbită de mașină la funcționarea în gol și alimentare nesinusoidală;

I_{ONS} - curentul statoric;

$\sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{Fe1\nu}$ - pierderile magnetice în stator datorită armonicilor;

$\sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{Fe2\nu}$ - pierderile magnetice în rotor;

$\sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{R2\nu}$ - pierderile de căldură în rotor datorita armonicilor de curent;

$\sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{S\nu}$ - pierderile suplimentare la funcționare în gol datorită armonicilor de curent.

Pentru cazul a două mașini asincrone, având datele din tabelul 5.7 și 5.13 s-au măsurat pierderile totale la funcționarea în gol, alimentare sinusoidală și nesinusoidală și au fost reprezentat grafic în fig.5.34.

Din curbele de variație ale pierderilor la funcționarea în gol se observă o creștere mult mai mare a pierderilor în mașina 1 în cazul alimentării nesinusoidale. Această c[illegible]

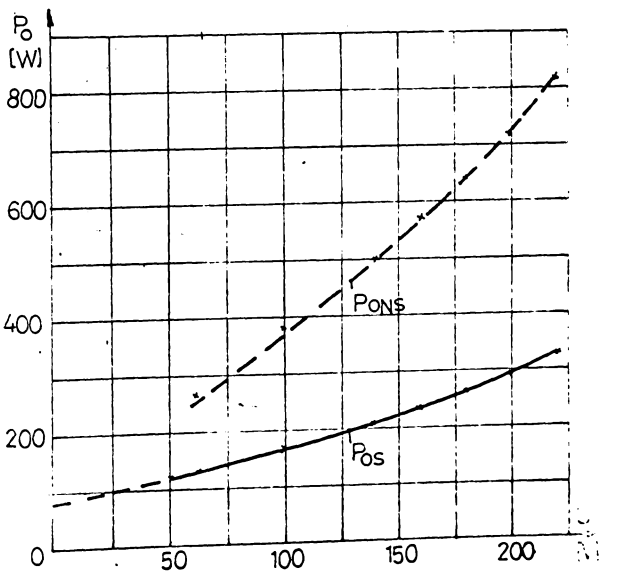


Fig.5.34 a

BUPT

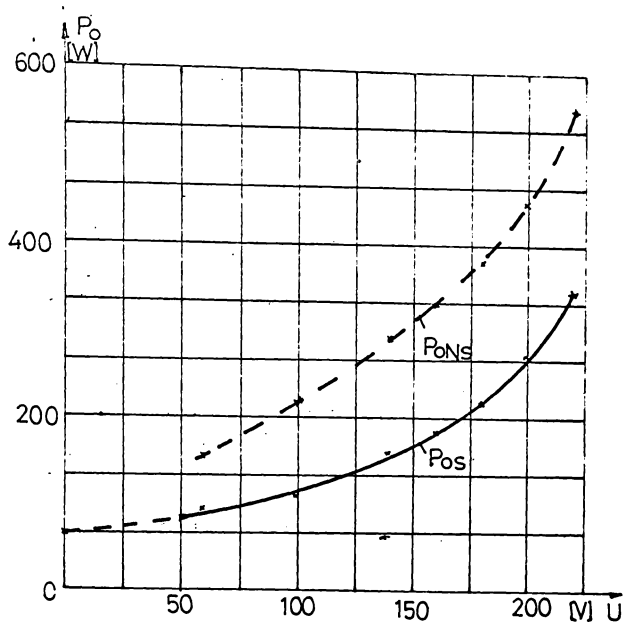


Fig.5.34 b

Fig.5.34

Variaţia pierderilor la funcţionarea în gol:
a - maşina 1 de 7,5 kW; b - maşina 2 de 5,5 kW.

Tabelul 5.13

P [kW]	U_{1N} [V]	I_{1N} [A]	n_N [rot/min]	cosφ	R_1 [Ω]	R'_2 [Ω]	X_1 [Ω]	X'_2 [Ω]	[Ω]
5,5	220/380	19,7/11,4	1436	0,85	0,750	1,23	1,60	1,65	3

diferită a maşinilor se datoreşte pierderilor suplimentare ... rice.

La funcţionarea în sarcină a maşinilor asincrone pier... derile de putere sînt:

- în regim sinusoidal:

$$\Delta P_S = \Delta P_m + \Delta P_{Fe1} + \Delta P_{R1} + \Delta P_{R2} + \Delta P_{S1} \quad (5...$$

- în regim nesinusoidal:

$$\Delta P_{NS} = \Delta P_m + \Delta P_{Fe1(1)} + \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{Fe1\nu} + \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{Fe2\nu} + \Delta P_{R1(1)} +$$

$$+ \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{R1\nu} + \Delta P_{R2(1)} + \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P_{R2\nu} + \Delta P_{S1} + \sum_{\nu(\nu\neq 1)} \Delta P'_{S\nu} \quad (...$$

In aceste relaţii prin $\Delta P_{R1(1)}$ şi $\Delta P_{R2(1)}$ s-au notat pierderile de căldură în stator şi în rotor determinate de monica fundamentală, iar prin ΔP_{S1} - pierderile suplim... de aceeaşi armonică la funcţionarea în sarcină.

BUPT

Tinîndu-se seama de faptul că alunecarea maşinii nu variază mult la alimentarea nesinusoidală faţă de alimentarea sinusoidală, dacă se analizează fiecare termen al relaţiei (5.56) pentru funcţionarea în sarcină se pot face următoarele constatări faţă de funcţionarea în gol:

- pierderile mecanice sînt practic constante;
- pierderile magnetice $\sum_{\nu(\nu\neq1)}\Delta P_{Fe1\nu} + \sum_{\nu(\nu\neq1)}\Delta P_{Fe2\nu}$ variază şi la funcţionarea în sarcină şi în gol în acelaşi fel şi creşterea lor se determină din măsurătoarea în gol;
- creşterea pierderilor de căldură din stator $\sum_{\nu(\nu\neq1)}\Delta P_{R1\nu}$ nu se schimbă de la funcţionarea în gol la funcţionarea în sarcină, deoarece tensiunea de alimentare nu depinde de sarcină;
- creşterea pierderilor rotorice la funcţionarea în sarcină a maşinii $\sum_{\nu(\nu\neq1)}\Delta P_{R2\nu}$, nu se modifică la fel ca şi pierderile statorice, armonicile tensiunii şi valoarea impedanţei fiind constante, independente de sarcina maşinii;
- creşterea pierderilor suplimentare se modifică la funcţionarea în sarcină faţă de funcţionarea în gol; faţă de totalul pierderilor prin maşină această creştere se va neglija.

Conform acestor constatări înseamnă că, admiţînd drept creştere a pierderilor măsurate la funcţionarea maşinii în gol pentru o tensiune de alimentare nesinusoidală cu valoarea efectivă a fundamentalei 22o V, se pot determina pierderile şi randamentul maşinii corespunzător funcţionării în sarcină [116].

Astfel, pentru cele două maşini din fig.5.34 rezultă drept creştere a pierderilor:

$$\Delta P_1 = 49o \text{ W}$$

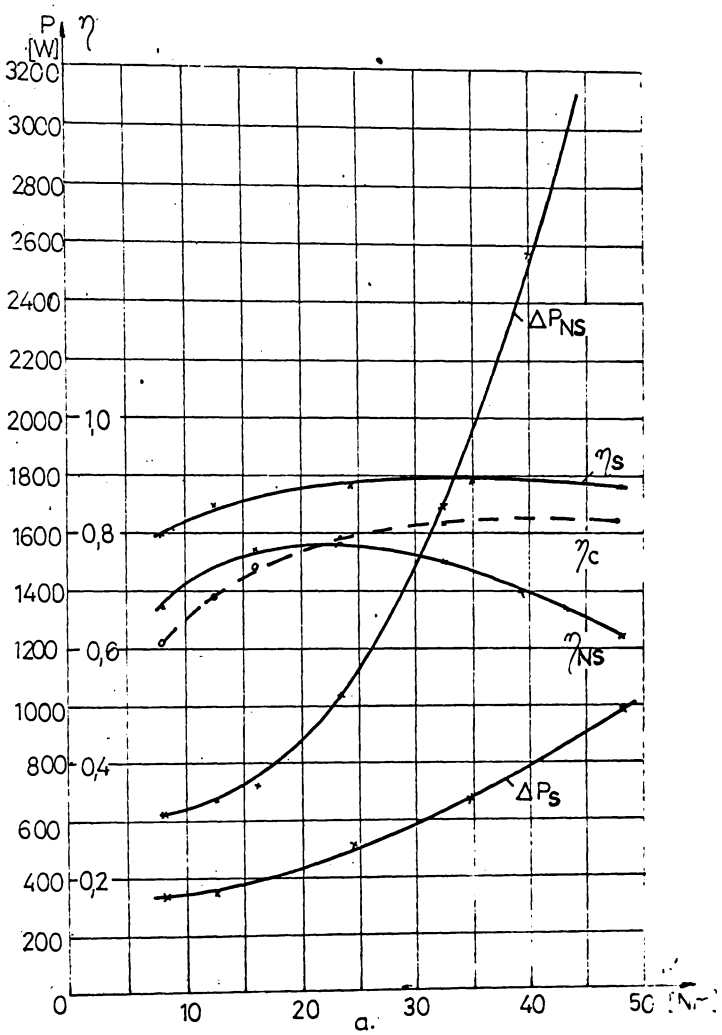
$$\Delta P_2 = 21o \text{ W}.$$

Cu aceste valori ale creşterii pierderilor în maşină se calculează randamentul η_c, la alimentarea nesinusoidală, cu cînd pierderile lor la alimentarea sinusoidală.

Măsurătorile efectuate pentru cele două maşini, funcţionînd la diferite sarcini, frecvenţă 5o Hz şi tensiune 22o V, centralizate în tabelele 5.14 ÷ 5.15 şi reprezentate grafic în fig.5.35.

Concordanţa bună între valorile pierderilor şi randamentului, în special la maşina 2, duc la concluzia importantă că măsurarea pierderilor prin maşină la funcţionarea în gol, alimentare sinusoidală şi nesinusoidală, şi a creşterii acestora la alimentarea nesinusoidală, permite să se tragă

BUPT



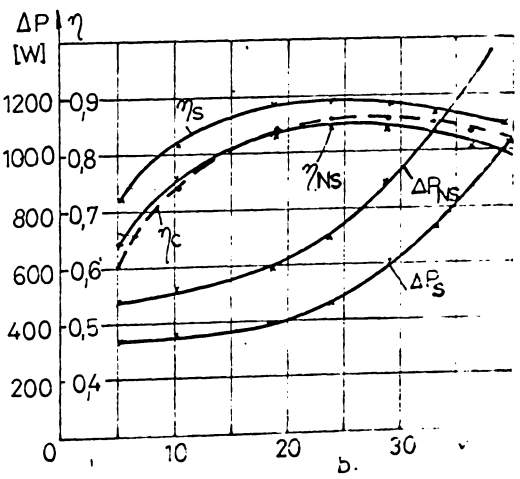


Fig.5.35
Pierderile şi randamentul la funcţionarea în sarcină a maşinilor asincrone: a - maşina 1; b - maşina 2.

BUPT

Tabelul 5.14

Nr. crt.	P [W]	P_u [W]	ΔP [W]	n [rot/min]	s	M [Nm]	η	η_{calc}
				Alimentare sinusoidală de la rețea - M[illegible]				
1	16o2	1272	33o	1487	o,oo9	8,2	o,[illegible]	-
2	2269	1924	345	1486	o,oo9	12,4	o,[illegible]	-
3	32o7	279o	417	148o	o,o13	18,o	o,87	-
4	4318	38o8	51o	147o	o,o2o	24,7	o,88	
5	5996	5330	666	1456	o,o29	35,o	o,[illegible]	
6	8185	7212	973	1433	o,o45	48,o	o,8[illegible]	
				Alimentare nesinusoidală de la conver[illegible]				
1	189o	126o	63o	1486	o,oo9	8,1	o,67	o,[illegible]
2	26o5	1934	671	1486	o,oo9	12,5	o,74	o,[illegible]
3	32o3	2483	72o	1482	o,o12	16,1	o,77	o,[illegible]
4	4626	3596	1o3o	1473	o,o18	23,3	o,78	[illegible]
5	6646	4947	1699	1457	o,o29	32,4	o,75	o,[illegible]
6	8579	6oo4	2575	144o	o,o4o	39,9	o,7o	[illegible]
7	11448	7o98	435o	1414	o,o57	48,o	o,62	[illegible]

Tabelul 5.15

Nr. crt.	P [W]	P_u [W]	ΔP [W]	n [rot/min]	s	M [Nm]	η	η_{calc}
				Alimentare sinusoidală de la rețea - Mag[illegible]				
1	1134	812	322	1488	o,oo8	5,22	o,715	-
2	1926	1574	352	1487	o,oo9	1o,1	o,816	-
3	3192	28o9	383	1476	o,o16	18,2	o,88	-
4	41oo	365o	45o	1465	o,o23	23,8	o,89	
5	5o41	4436	6o5	1451	o,o33	29,o	o,88	-
6	572o	4993	727	1447	o,o35	33,o	o,87	-
7	6968	5937	1o31	1434	o,o44	39,5	o,85	-
				Alimentare nesinusoidală de la conver[illegible]				
1	1257	793	464	1485	o,olo	5,1	o,63	
2	21o3	1571	532	1482	o,o12	1o,2	o,74[illegible]	-
3	3465	2894	571	147o	o,o2o	18,7	o,83[illegible]	
4	43o6	3617	689	1462	o,o25	23,6	o,8[illegible]	-
5	5228	4345	883	1453	o,o31	28,5	o,8[illegible]	
6	6o34	496o	1o74	1444	o,o37	32,8	o,82[illegible]	
7	674o	542o	132o	1428	o,o48	36,o	o,8o4	

cluzii privind pierderile la funcţionarea în sarcină, alim[illegible] nesinusoidală. Pe baza acestei constatări înseamnă că şi frecvenţe, fără a face încercarea în sarcină poate fi apr[illegible] creşterea pierderilor la alimentarea maşinilor de la conv[illegible] zoare statice.

Diferenţele mai mari care apar la maşina 1 se dat[illegible] creşterii mai rapide a pierderilor cu sarcina din cauza pi[illegible] lor suplimentare în rotor de care nu s-a ţinut cont la în[illegible]

BUPT

în gol a maşinii. Analiza creşterii acestor pierderi este foarte dificil de făcut şi din această cauză la maşinile [illegible] creşterea pierderilor la alimentarea nesinusoidală în gol nu este mai mare de 5o ÷ 65 % faţă de pierderile în regim sinusoidal, ele pot fi apreciate cu suficientă precizie numai pe baza încercării în gol. Concluziile sînt valabile în ipoteza menţinerii aceleiaşi forme a tensiunii de alimentare a maşinii la funcţionare în şi sarcină, conţinutul de armonici fiind deci constant.

Cunoaşterea creşterii pierderilor la alimentarea nesinusoidală este de mare utilitate în scopul aprecierii performanţelor energetice ale maşinii asincrone.

5.6. Comportarea maşinii asincrone alimentate prin convertizoare statice la şocuri de sarcină

Alegerea corectă a maşinilor electrice pentru acţionarea diferitlor maşini de lucru şi mecanisme are o mare importanţă din punct de vedere tehnic şi economic [16],[17],[1o3].

Din punct de vedere tehnic este necesar ca maşina de acţionare să asigure funcţionarea instalaţiei la parametrii [illegible] impuşi de procesul tehnologic de producţie.

Din punct de vedere economic se impune funcţionarea instalaţiei la parametrii energetici optimi, valoarea investiţiei minimă. Acest lucru este de foarte mare actualitate, avînd în vedere eforturile ce se fac pe plan mondial pentru utilizarea raţională a rezervelor de energie.

Alegerea şi verificarea puterii maşinilor electrice de acţionare se face pe baza încălzirii lor. Pentru aceasta este nevoie de cunoaşterea diagramei de sarcină, diagramă ce reprezintă variaţia în timp a curentului prin maşină, a cuplului dezvoltat sau a puterii.

Diagrama de sarcină a maşinii de acţionare se determină pe baza diagramei de încărcare a maşinii de lucru.

La funcţionarea instalaţiilor de acţionare într-un regim staţionar, ecuaţia mişcării are forma:

$$M - M_R = 0$$

Acest lucru înseamnă că diagrama de sarcină a maşinii de acţionare este identică cu diagrama de încărcare a maşinii de lucru. Ea diferă numai prin pierderile ce au loc în transmisia sistemului de acţionare.

BUPT

In funcţionarea instalaţiilor de acţionare [illegible] frecvent perioade nestaţionare - accelerări, frînări [illegible] - perioade în care ecuaţia mişcării este:

$$M - M_R = M_J = J \frac{d\Omega}{dt} \qquad (5.56)$$

Corespunzător acestor perioade, dacă momentul de inerţie al instalaţiei este nul, ecuaţia mişcării se reduce la [illegible] (5.57) şi cele două diagrame sînt identice. La toate instalaţiile reale însă, momentul de inerţie este diferit de zero, ceea ce înseamnă că datorită cuplului inerţial M_J cele două diagrame - de sarcină şi de încărcare - diferă între ele.

Inerţia maselor în mişcare din care este compus [illegible] de acţionare poate contribui în mod favorabil sau defavorabil [illegible] supra desfăşurării procesului de producţie, în funcţie de c[illegible]ţele acestuia. Astfel, în cazul unor instalaţii de acţion[illegible] care se cere o urmărire riguroasă şi rapidă a diagramei de în[illegible] a maşinii de lucru de către maşina de acţionare se vor c[illegible] instalaţii cu moment de inerţie mic. Acestea vor produce [illegible] curi în reţeaua de alimentare determinate de şocurile de s[illegible] fenomen nedorit pentru ceilalţi consumatori de energie e[illegible] In cazul unor instalaţii cu sarcini sub formă de şocuri l[illegible] nu este necesară urmărirea riguroasă a diagramei de în[illegible] recomandă cuplarea unui volan pe arborele maşinii de acţio[illegible] care va acoperi o parte din energia necesară realiz[illegible] de încărcare a maşinii de lucru, va mări inerţia sist[illegible] produce o aplatizare a diagramei de sarcină a maşinii [illegible] astfel se vor reduce pierderile de energie [16].

Variaţia în timp a mărimilor electrice şi mecanice [illegible] şinii asincrone depinde de inerţia sistemului şi anume [illegible] electromagnetică şi cea electromecanică. Inerţia sistemu[illegible] ţionare se caracterizează prin constantele de timp, care [illegible] termină din relaţiile:

- constanta electromagnetică de timp:

$$T_e = \frac{L}{R} \qquad [s]$$

- constanta electromecanică:

$$T_m = \frac{J_e \, s_N \, \Omega_1}{M_N} \qquad [s]$$

unde L reprezintă inductivitatea circuitului;

R - rezistenţa circuitului maşinii;

J_e - momentul de inerţie echivalent al instal[illegible] ţionare.

BUPT

Dacă se neglijează inerţia electromagnetică a circuitului maşinii care este în general mică [13],[15], variaţia mărimilor va fi determinată numai de inerţia electromecanică.

Pornind de la aceste considerente, experimental s-a urmărit modul de comportare al maşinii asincrone cu rotorul în colivie alimentată prin convertizor static la acţionarea unei maşini de lucru care are o diagramă de sarcină sub formă de şocuri cu vîrfuri egale (fig.5.36).

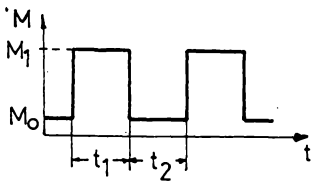


Fig.5.36

Diagrama de sarcină sub formă de şocuri cu valori maxime egale ale cuplului.

Problema este de mare importanţă, avîndu-se în vedere faptul că se folosesc sau se pune problema folosirii unor astfel de instalaţii de acţionare în industrie (laminoare, raboteze, etc, unde încărcarea este întotdeauna sub formă de şocuri.

Dată fiind complexitatea construcţiei convertizorului, sistemului de comandă şi protecţie este foarte necesar verificarea funcţionării instalaţiei în diferite condiţii de încărcare.

Schema de montaj a instalaţiei experimentale este reprezentată în fig.5.37.

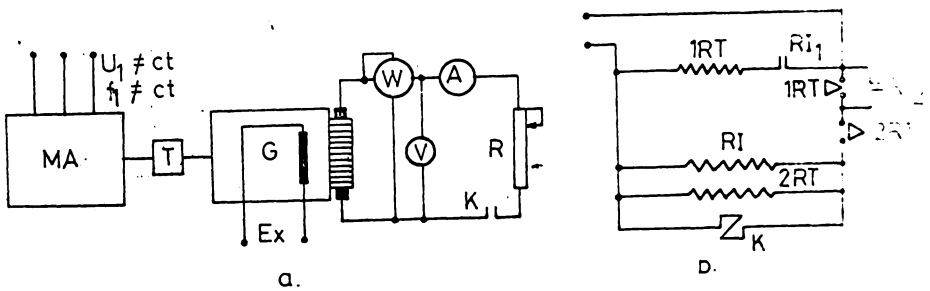


Fig.5.37

Schema de montaj a instalaţiei de încercare:
a - schema circuitului de forţă; b - schema de comandă; MA - maşina asincronă; G - generator de sarcină; T - torsiometru; R - rezistenţă de sarcină; K - contactor de comandă; 1RT, 2RT - relee de timp; RI - releu intermediar.

Alimentarea maşinilor asincrone s-a asigurat astfel:

- la frecvenţa de 5o Hz de la reţea printr-un transformator;

- la frecvenţele de 4o, 3o şi 2o Hz, tensiune sinusoidală de la un convertizor rotativ de 6o kVA;

BUPT

- la frecvenţele de 5o, 4o, 3o, 2o şi lo Hz, tensiune nesinusoidală de la convertizorul static cu modulare liniară a impulsurilor de tensiune.

Sarcina sub formă de şocuri s-a realizat prin schema de comandă cu contactoare şi relee (fig.5.57.b), generatorul debitînd peste rezistenţa variabilă R.

Pentru acest sistem experimental s-au înregistrat la osciligraf variaţia tensiunii de linie, curentul, cuplul şi turaţia maşinii.

S-au efectuat încercări pentru cazul acţionării cu două maşini asincrone avînd datele din tabelul 5.16, alimentarea făcîndu-se la diferite valori ale tensiunii şi frecvenţei, respectiv la diferite sarcini. Astfel, cuplul maxim de încărcare a avut valori cuprinse între (o,3 ÷ 3) M_N, iar sarcina medie determinată din cuplul echivalent între (o,3÷2) M_N.

Cuplul nominal al maşinii s-a determinat pentru fiecare valoare a tensiunii de alimentare din relaţia:

$$M_{N(U)} = M_N \left(\frac{U}{U_N}\right)^2 \qquad (5.61)$$

unde M_N este cuplul nominal corespunzător tensiunii nominale U_N la diferite frecvenţe de alimentare admiţînd legea de variaţie liniară între tensiune şi frecvenţă, respectiv păstrînd raportul U_1/f_1 ...

Tabelul 5.16

Nr. crt.	P_N [kW]	n_N [rot/min]	M_N [Nm]	J [kgm^2]	J_e [kgm^2]	T_m [s]
1	7,5	143o	5o	o,o384	o,491	o,o38
2	7,5	1434	5o	o,o34	o,487	o,o[illegible]

Rezultatele determinărilor experimentale sînt centralizate în tabelele 5.17 pentru maşina 1 şi în tabelul 5.18 pentru ... S-au efectuat măsurători pentru diferite durate relative de ... ε.

Forma de variaţie a tensiunii, curentului, cuplului şi turaţiei maşinii 1 pentru diferite situaţii de alimentare şi încărcare este prezentată în fig.5.38.

Analiza rezultatelor experimentale şi forma de variaţie a mărimilor electrice şi mecanice funcţie de timp, scot în evidenţă următoarele:

BUPT

Tabelul 5.17

f_1 [Hz]	U_1 [V]	Sursa	M_1 [Nm]	$M_{a(U)}$ [Nm]	M_e [Nm]	$\frac{M_e}{M_{N(2)}}$
5o	94	Rețea	24	9,1	13,7	1,51
	13o		47	17,5	25,3	1,45
	17o		51	19,9	27,4	o,[illegible]
4o	9[illegible]7	Convertizor rotativ	38	13,[illegible]	2o,7	1,[illegible]
	11o		42	12,5	22,8	1,16
3o	7o		3o	14,1	1[illegible],6	1,18
	9o		32,5	2[illegible],2	17,9	o,77[illegible]
2o	65		27	[illegible],3	14,9	o,[illegible]
	75		3o	36,4	16,6	o,[illegible]
5o	13o	Convertizor static	26	17,5	14,6	o,[illegible]
	15o		28	23,2	15,6	o,[illegible]
4o	11o		26	19,5	14,6	o,[illegible]
	13o		29	27,4	16,1	o,[illegible]
3o	9o		25	23,2	14,1	o,61
	11o		28	34,7	15,6	o,4[illegible]6
2o	6o		2o	23,2	11,75	o,[illegible]
	8o		3o	41,4	16,6	o,4o2
1o	4o		2o	41,2	17,3	o,42
	5o		21	64,5	18,1	o,28
5o	1o3	Rețea	31,6	11	23,6	[illegible],14
	17o		46	25,9	34,1	1,14
4o	1o7	Convertizor rotativ	4o	18,5	29,7	[illegible],5
	125		54	25,2	39,7	1,[illegible]
3o	87		36	2[illegible],8	26,6	1,22
	1o5		42	3[illegible],5	3o,9	o,98
2o	7[illegible]		3o	32,6	22,2	o,71
	81		45	42,5	33,2	o,7[illegible]
5o	13o	Convertizor static	24,4	1[illegible],5	18,4	[illegible],[illegible]
	16o		34,4	25,4	25,6	o,[illegible]
4o	11o		25	19,5	19,5	[illegible],[illegible]
	13o		33	27,2	24,5	[illegible],[illegible]
3o	9o		26	29,2	19,4	o,8[illegible]
	11o		37	34,8	27,4	o,[illegible]
2o	6o		21	29,2	15,8	[illegible],[illegible]
	8o		32	41,3	24,2	[illegible],[illegible]
1o	4o		24,2	41,2	18,5	[illegible],[illegible]
	5o		31	6[illegible],5	22,9	[illegible],[illegible]

- marginile asincrone [illegible] determinate prin [illegible] comportă bine la diagrama de [illegible] sub forma [illegible] impul efectiv al unui număr mare de [illegible] alimentare marginilor la [illegible] și [illegible] diferite marcini nu au apărut defa[illegible] stăzirea marginii nu a depășit limitele [illegible]

- [illegible] regimurilor de funcție[illegible] ...ilor asincrone prin convertizoare [illegible] ...rabil cu cel alimentat [illegible] ...tiv;

Tabelul 5.18

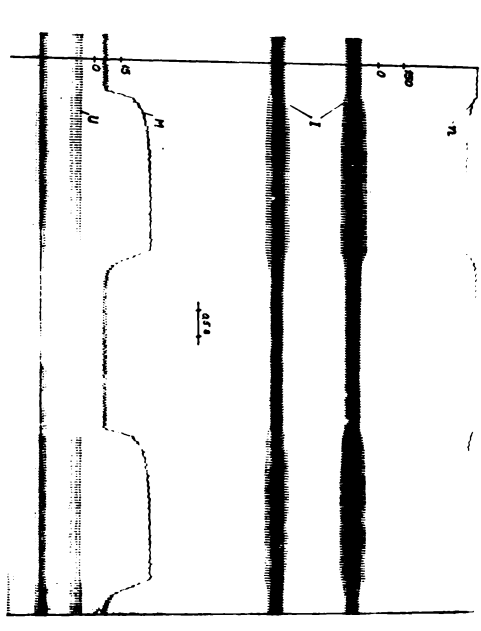
f_1 [Hz]	U_1 [V]	Sursa	M_1 [Nm]	$M_{N(U)}$ [Nm]	M_e [Nm]	$\frac{M_e}{M_{N(U)}}$
5o	93 1o4 131	Reţea	22,4 31 5o	9,o5 11,3 17,7	14,1 17,6 2[illegible]	1,[illegible] 1,5[illegible] 1,5[illegible]
4o	1o7 125	Conver- tizor rotativ	4o 54	12,5 25,2	[illegible],4 3[illegible],o	1,2[illegible] 1,2[illegible]
3o	9o 1o7		34 42,4	23,2 32,8	19,2 23,7	o,[illegible] o,73
2o	71 82		3o 38	32,6 43,2	17,1 21,4	o,526 o,[illegible]
5o	125 155	Conver- tizor static	25,6 4o,4	16,2 24,8	2[illegible],8 22,6	o,[illegible] o,9
4o	11o 125		2[illegible],8 4o	19,5 25,2	24,4 32,4	o,7[illegible] o,8[illegible]
3o	85 1o5		25 4o	2o,7 31,9	24,5 22,4	o,7[illegible] o,72
2o	6o 75		2o,2 32	23,2 36,4	12,o 18,2	o,[illegible] o,5[illegible]
1o	35 45		2[illegible] 3o	31,5 52,5	[illegible],[illegible] [illegible],[illegible]	[illegible] o,[illegible]

- instalaţie de acţi[illegible]are cu mag[illegible]ă asinc[illegible]r prin convertizor static nu i[illegible]e din f[illegible]ţiune la [illegible] a sarcinilor mari şi sistemul de comandă şi protecţi[illegible] zĂ corespunzător în condiţiile grele în care se[illegible]

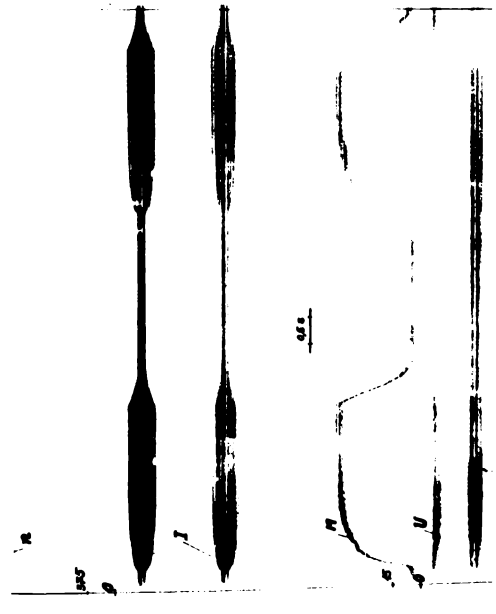
- măsurătorile experimentale ateste[illegible] inerţiei electromagnetice a convertizorului[illegible] sarcină ale maşinii asincrone se resimt mai [illegible] la alimentarea directă, la un acelaşi moment de [illegible] laţiei.

BUPT

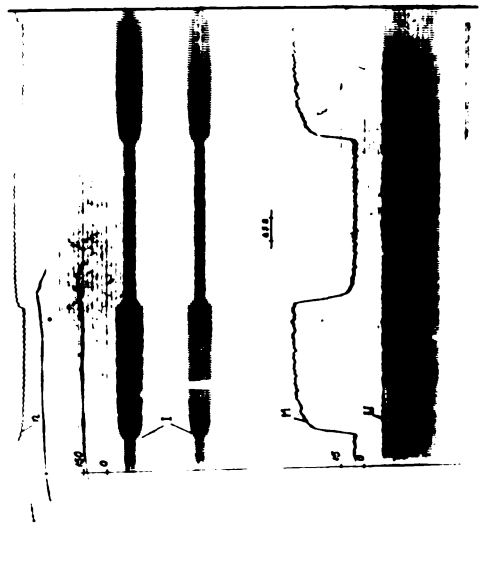
b.



d.



a.



c.

BUPT

Fig.5.38

Variaţia în timp a tensiunii, curentului, cu şi turaţiei la şocuri de sarcină pentru dur relativă ε = o,46: a - f_1 = 5o Hz - reţea, U_1 $M_1/M_{N(U)}$ = 1,54, $M_e/M_{N(U)}$ = 1,14; b - f_1 = 5o vertizor static, U_1 = 16o V, $M_1/M_{N(U)}$ = 1,2 = o,97; c - f_1 = 2o Hz - convertizor rotat $M_1/M_{N(U)}$ = 1,o6, $M_e/M_{N(U)}$ = o,78; d - f_1 vertizor static, U_1 = 8o V, $M_1/M_{N(U)}$ = o,78 = o,585; e - f_1 = 1o Hz - convertizor rotat $M_1/M_{N(U)}$ = o,48, $M_e/M_{N(U)}$ = o,36.

5.7. Concluzii

Instalaţia experimentală concepută verificarea unor calcule teoretice privind ... din tensiunea şi curentul de alimentare ... ridicarea caracteristicilor mecanice ale maş... terminarea pierderilor maşinii sincrone în vertizoare statice şi urmărirea comport... şocuri de sarcină.

Cu instalaţia experimentală se pot ... siunii de alimentare funcţie de frecvenţă ... cât posibil ... stabilită forma în care ... alimentează corespunzător ... ţor legi.

BUPT

Măsurătorile experimentale privind armonicile
ne şi curent au scos în evidenţă faptul că:

- conţinutul de armonici din tensiune
maginii asincrone nu depinde decît foarte puţin de
şinii, deoarece forma impulsurilor de tensiune este
ceeaşi la funcţionare în gol şi în sarcină;

- numărul de impulsuri N din care este formată
de alimentare a maginii influenţează direct conţinutul
cele de ordinul N ∓ 1 fiind preponderente;

- conţinutul de armonici variază cu durata relativ
pulsurilor, crescînd odată cu scăderea acesteia;

- conţinutul de armonici la modularea în durată a
rilor după o lege liniară este comparabil cu cel rezul
dularea după o lege sinusoidală şi tensiune de referinţă dre
trică;

- armonicile de curent depind de valoarea ampli
monicilor de tensiune, de frecvenţa acestor armonici şi
mentalei tensiunii de alimentare precum şi de parametrii
ai circuitului maginii;

- curenţii armonici au un pronunţat caracter i
lul reactanţei mărindu-se odată cu creşterea ordinului

- dat fiind caracterul inductiv al curenţilor
înseamnă că factorul de putere al acesteia se va mic

Influenţa armonicilor de tensiune şi cur
lui dezvoltat de magina asincronă se manifestă prin:

- micşorarea cuplului la alimentarea ma
tizor static cu tensiune nesinusoidală, păstrînd ace
efectivă a tensiunii ca şi în cazul alimentării cu
nă sinusoidală;

- creşterea saturaţiei maginii, a pierd
maginii, odată cu micşorarea frecvenţei, dacă
fundamentala tensiunii şi frecvenţa de
tant;

- apariţia de cupluri parazite la
asincrone de la actfel de convertizoare
influenţează relativ puţin funcţionarea maginilor

La alimentarea maginilor asincron
cu tensiuni nesinusoidale, este posibil
supra pierderilor şi randamentului maginii, la
sinusoidală şi diferite frecvenţe de alimentare, pe
terminate la funcţionarea în gol şi a pi
alimentarea sinusoidală.

BUPT

Ansamblul convertizor static - maşină asincronă se comportă bine la sarcină constantă şi la sarcini sub formă de şocuri la acţionarea unor instalaţii cu moment de inerţie relativ mic şi cu atît mai mult la cele cu moment de inerţie mare.

BUPT

6. CONCLUZII GENERALE

In contextul dezvoltării şi perfecţionării tot mai accentuate a sistemelor electrice de acţionare, creşte în importanţă şi problema modificării vitezei maşinilor electrice, maşina asincronă ocupînd în această direcţie primul loc. Astăzi se folosesc frecvent sisteme de acţionare cu maşini asincrone alimentate prin convertizoare statice de tensiune şi frecvenţă variabilă în industria prelucrătoare de metale, în industria siderurgică, în industria minieră, în industria textilă etc., în scopul adaptării caracteristicilor mecanice de funcţionare la cerinţele maşinilor de lucru.

Introducerea sistemelor de acţionare cu maşini asincrone cu viteză variabilă este direct legată de construcţia convertizoarelor statice cu parametrii tehnici şi economici ridicaţi. Factorii de care se ţine seama la construcţia acestor sisteme se referă la valoarea tensiunii şi frecvenţei, gama lor de modificare, forma tensiunii şi conţinutul de armonici, complexitatea instalaţiei, preţul de cost şi fiabilitatea ei.

In lucrarea de faţă s-a urmărit modul de comportare a maşinilor asincrone alimentate prin convertizoare statice de tensiune şi frecvenţă. In acest scop au fost prezentate în primul rînd probleme privind modul de comportare al maşinilor asincrone la alimentare sinusoidală cu tensiune şi frecvenţă variabilă şi s-a făcut o clasificare a convertizoarelor statice ţinînd seama de tipul maşinilor alimentate, gama de modificare a vitezei şi cerinţele impuse de instalaţiile acţionate. Pentru principalele tipuri de convertizoare statice, a căror tensiune este nesinusoidală, s-a efectuat analiza armonică a tensiunii de ieşire, care se aplică maşinii asincrone, pentru a determina, în cazuri concrete, aşa cum s-a prezentat în partea experimentală, valoarea curenţilor armonici, cuplurile şi modul de comportare al acesteia la alimentare nesinusoidală.

Studiul prezentat, calculele şi verificările experimentale permit a se trage concluzii utile pentru constructorii de convertizoare statice şi maşini electrice folosite în sistemele de acţionare cu viteză variabilă. Concluziile rezultate au fost prezentate în detaliu la sfîrşitul fiecărui capitol în parte, aici subliniindu-se doar ideile generale ce se desprind din lucrare.

Astfel, pe baza celor prezentate în lucrare se poate lege în mod corespunzător legea de variaţie între tensiune şi frecvenţa de alimentare a maşinii asincrone pentru a se obţine caracteristici mecanice de funcţionare adecvate procesului de producţie pe care-l execută maşina de lucru.

Se poate stabili de asemenea schema de principiu a convertizorului static ce urmează a fi construit ţinînd-se de puterea şi tipul maşinii electrice de acţionare, domeniul şi sensul de modificare a vitezei, complexitatea schemei, siguranţa în funcţionare şi utilizarea raţională a elementelor semiconductoare. Se fac aprecieri şi comparaţii din punct de vedere şi economic între diferitele instalaţii de acţionare cu maşini asincrone alimentate prin convertizoare statice.

In partea experimentală a lucrării sînt tratate în concret problemele privind alegerea tipului de convertizor, schemei de comandă a tensiunii şi frecvenţei, armonicile tensiunii de alimentare a maşinilor asincrone şi parametrii de care depind aceste armonici, armonicile de curent prin maşină şi influenţa armonicilor de tensiune şi curent asupra cuplului. Se subliniază modul în care se poate face calculul acestor armonici şi importanţa cunoaşterii lor asupra funcţionării maşinii asincrone, pentru cazul unei anumite legi de variaţie tensiune-frecvenţă.

Se evidenţiază totodată posibilitatea de reducere a pierderilor prin maşina asincronă funcţionînd în sarcini fundamentale nesinusoidală, precum şi faptul că astfel de sisteme de acţionare pot fi folosite cu rezultate bune şi în cazul unor diagrame de sarcină pronunţat variabile.

Studiul efectuat în cadrul acestei lucrări se înscrie în preocupările generale din ţara noastră de modernizare a procesele de producţie şi ridicare a productivităţii muncii.

BUPT

B I B L I O G R A F I E

1 ABRAHAM,L. ş.a. Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung [illegible] Käfigläufermotoren. In AEG-Mitt., 54(1964) 1/2,p.3[illegible]

2 ABRAHAM,L. şi PATZSCHKE,U. Pulstechnik für die Dreh[illegible]steuerung von Asynchronmotoren. In AEG-Mitt., 54 (1964), 1/2, p.133-14o.

3 ABRAHAM,L. ş.a. Zwangskommutierte Wechselrichter verä[illegible]licher Frequenz und Spannung. In ETZ-A, Bd.86 (1965), Nr.[illegible] p.269-274.

4 ABRAHAM,L. ş.a. AC motor supply with thyristor converter. In IEEE Trans.Ind.Gen.Appl. vol IGA-2 (1966), Nr.5,p.334-[illegible]

5 AGAFANOV, I.P. Vlianie electromagnitnîh perehodnih p[illegible] na dinamichi impulsnogo regulirovania asinhronîh corotca[illegible]cnutîh dvigatelei. In Sb.statei Uralskii polit.institut 1958, fasc.64, p.196-2o6.

6 ANNIES,B. Steuerumrichter für Käfigläufermotoren. In AEG-Mitt., 54 (1964), 1/2, p.123-125.

7 ANGOT,A. Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică şi din telecomunicaţii. Ediţia 4-a rev. Trad. l.franceză, Bucureşti, Ed.tehnică, 1965.

8 BARNES, E.C. Performance and characteristics of induct[illegible] motors for solid-state variable frequency drive. In [illegible] Trans.Ind.Gen.Appl., vol IGA-7 (1971), Nr.2, p.212-217.

9 BEDFORD, B.D. şi HOFT,R.G. Principles of inverter c[illegible] New York, J.Willey, 1964.

1o BELLINI,A. şi CIOFFI, G. Induction machine frequenc[illegible] Three-phase bridge inverter behavior and performanc[illegible] Trans.Ind.Gen.Appl., vol IGA-7 (1971), Nr.4, p.488-[illegible]

11 BERNHARD,I. şi KNUPPERTZ Iniţiere în tiristoare. [illegible] germană, Bucureşti, Ed.tehnică, 1974.

12 BLASCHKE,F.ş.a. Regelung umrichtergespeister Asynch[illegible]nen mit eingeprägtem Ständerstrom. In Siemens Zeitschri[illegible] 42 (1968), Nr.9, p.773-77.

13 BOTAN,N.V., BEJAN,I. şi BALABAN,E. Curs de acţionări [illegible] mecanice şi automatizări. Bucureşti, E.D.P., 1962.

14 BOTAN,N.V. Reglarea vitezei sistemelor de acţionare [illegible] Bucureşti, Ed.tehnică, 1974.

15 PRASOVAN,M. Acţionări electromecanice. Bucureşti, [illegible]

16 PRASOVAN,M. Contribuţii cu privire la dimensiona[illegible] de acţionare şi a volanului la instalaţii cu [illegible] cări sub formă de şocuri. Dizertaţie, Timişoara, [illegible]

BUPT

17 BRASOVAN,M. şi SERACIN,E. Metode noi de proiectare a acţionărilor electrice. Bucureşti. Ed.Academiei, 1968.

18 BRASOVAN,M., VAZDAUTEANU,V., SERACIN,E., PRODAN,M. Cercetări experimentale asupra acţionărilor cu volan cu o instalaţie de laborator. In Bul.ştiinţific şi tehnic I.P.Timişoara, Tom 7(21), 1962, p.197-2o5.

19 BRASOVAN,M., SERACIN,E., BOGOEVICI,N. Acţionări electrice. Probleme şi aplicaţii industriale. Ediţia a 2-a rev., Bucureşti, Ed.tehnică, 1963.

2o BRECHBUEHLER,M. Convertisseur de fréquence pour l'alimentation à frequence variable de moteurs asynchrones à cage. In Bull.Scient de l'AIM, vol.81 (1968), Nr.4, p.93-99.

21 BRICHANT,F. La vitesse variable par moteurs à courant alternatif avec alimentations statiques. In Rev.Gen.Elect. (1972), Nr.12, p.8o4-814.

22 BRUDERLINK,M.ş.a. Umrichterspeisung von Asynchronmaschinen. In ETZ-A, Bd.91 (197o), Nr.1, p.22-28.

23 BULGAKOV,A.A. Dispozitive electronice de comandă automată. Trad.l.rusă, Bucureşti, Ed.tehnică, 1962.

24. BULGAKOV,A.A. Ceastotnoe upravlenie asinhronîmi electrodvigateliami. Moscova, Izd.Acad.Nauk, 1955.

25 BYSTRON,K. şi MEYER,M. Kontaktlose drehzahlregelbare Drehstrommaschinen für hohe Drehzahlen. In Siemens Zeitschrift 37 (1963), Nr.9, p.66o-666.

26 BYSTRON,K. şi MEISSEN,W. Drehzahlsteuerung von Drehstrommotoren über Zwischenkreisumrichter. In Siemens Zeitschrift 39 (1965), Nr.4, p.254-57.

27 DE CARLI,A. ş.a. Speed control of induction motors by frequency variation. Lucr.Congr.al 3-lea IFAC, Londra, 1966, sec.4 C.

28 DE CARLI,A. ş.a. Cupluri alternative în motoarele asincrone reglate în frecvenţă. In Electrotehnica I.D.S., 1969, p.85-92 (din Elettrotecnica, Italia, 55, 1968,Nr.4,p.[illegible]

29 CHALMERS,B.J. Pierderile în motorul asincron cauzate de forma nesinusoidală a tensiunii de alimentare. In Electrotehnica I.D.S., 1969, Nr.3, p.297-3o6 (din Proc.I.E.E., Anglia, 1968, Nr.22, p.1777-82).

3o CHAUPRADE,R. şi CAUSSIN,G. Convertisseurs statiques mes courant continuu/courant alternatif. In Rev.Gen. 78 (1969), Nr.11, p. 1o43-1o54.

31 CHRISTOFIDES,N. şi ADKINS,B. Determination of load angle and torques in squirrel-cage induction motors. [illegible] 113 (1966), Nr.12, p.1995-2oo5.

32 CILÍKIN,M.G.ş.a. Asinhronîi electroprivod s dreseanenia. Moscova, Izd. Energhia, 1964.

33 CONSEIL,J.P. Regulation de la vitesse d'un moteur asynchrone au moyen de semi-conducteurs. In Rev.E., vol.V [illegible] p.327-346.

34 DONDEA,T. Maşini electrice. Bucureşti, [illegible].P.P., 197o.

BUPT

35 ECKHARDT,H. Fourieranalyse der ideellen Spannung eines Steuerumrichters. In ETZ-A, 92 (1971), Nr.2, p.7o - 79.

36 ERLICKI,M.S.ş.a. Switching drive of induction motors. In Proc.I.E.E., 11o(1963), Nr.8, p.1441- 1450.

37 ESPELAGE,P.M.ş.a. A wide-range static inverter suitable for AC induction motor drives. In IEEE Trans.Ind.Gen.Appl., vol. IGA-5 (1969), Nr.4, p.438-445.

38 GAVAT, ST. Convertorul tensiune-durată şi convertorul tensiune-frecvenţă în instalaţiile de reglare automată. In Probleme de automatizare, 1969, Nr.6, p.155-162.

39 GEISSING, H. şi WAGNER,R. Umformung elektrischer Energie mit Thyristorstromrichter. In Siemens-Zeitschrift, 42 (1968), Nr.9, p.769-772.

4o GERVAIS,C.Vitesse variable par tension et fréquence variables. In Techniques CEM, 1969, martie, Nr.72, p.49-63.

41 GHEORGHIU, I.S. şi FRANSUA,AL.S. Tratat de maşini electrice vol.III. Maşini asincrone. Bucureşti, Ed.Academiei, 1972.

42 GÖBEL,H.J. şi STRUNZE,M. Die untersynchrone Stromrichterkaskade in der Antriebstechnik. In AEG-Mitt. Bd.56 (1966), Nr.6, p.392-394.

43 GOLDENBERG,L.M. Teoria şi calculul circuitelor de impuls[illegible]. Trad.l.rusă, Bucureşti, Ed.tehnică, 1972.

44 GRUBB, D.F. Why growth of ac adjustable speed. In Power, 1969, nov., p.43-46.

45 HASAEV,O.I. Rabota esinhronogo dvigatelia ot preobrazovatelia ciastotî na poluprovodnicovîh triodah. In Electrichestvo, 1961, Nr.9, p.29-36.

46 HEUMANN,K. şi JORDAN,K.G. Das Verhalten des Käfigläufermotors bei veränderlicher Speisefrequenz und Stromregelung. In AEG-Mitt., 54 (1964), 1/2, p.1o7-116.

47 HEUMANN,K. şi JORDAN,K.G. Einfluss von Spannungs-und Stromoberschwingungen auf den Betrieb von Asynchronmaschinen. AEG-Mitt., 54 (1964), 1/2, p. 117-122.

48. HEUMANN,K. Variable frequency speed control of induction motors. Lucr.Congr. al 3-lea IFAC, Londra, 1966, [illegible].

49. HEUMANN,K. Development of inverters with forced commutation for AC motor speed Control up to the megawatt range. In IEEE Trans.Ind.Gen.Appl. vol IGA-5, 1969 , Nr.1, p.[illegible]-8

5o. HUMPHREY,A.J. Inverter commutation circuits. In IEEE Trans. Ind.Gen.Appl., vol IGA-4 (1968), Nr.4, p.1o4-11o.

51 Jain,G.C. The effect of voltage waveshape on the performance of a 3-phase induction motor. In IEEE Trans.Power [illegible]. vol.PAS-83 (1964), Nr.6, p.561-566.

52 JARDAN,K.R.ş.a. General analysis of three-phase inverters. In IEEE Trans.Ind.Gen.Appl., vol. IGA-5 (1969), Nr.[illegible], p.672-679.

53 JARDAN,K.R. Modes of operation of three-phase inverters. IEEE Trans.Ind.Gen.Appl., vol.IGA-5 (1969), Nr.6.

54 JAUQUET,C. Onduleurs à thyristors. In [illegible], 85 (1968), p.93-1o3.

BUPT

55 KIEPER,R. Drehstrommotoren mit Käfig-Läufer für [illegible] Antriebe. In Elektro-Anzeiger, 23 Jg., 1970, Nr. [illegible], p.42-46.

56 KLINGSHIRN,E.A. şi JORDAN,H.E. Polyphase induction motor performance and losses on nonsinusoidal voltage sources. In IEEE Trans. Power App.Syst., vol PAS-87 (1968),Nr.3, p.624-631.

57 KOPPELMAN,F. şi MICHEL,M. Kontaktlose Steuerung der Drehzahl von Asynchronmotoren mit Hilfe antiparalleler Thyristoren. In AEG-Mitt., 54 (1964), 1/2, p.126-132.

58 KORB,F. Einstellung der Drehzahl von Induktionsmotoren durch antiparallele Ventile auf der Netzseite. In ETZ-A, 86 (1965), Nr.8, p.275-279.

59 KOSTENKO,M. şi PIOTROVSKI,L. Machines électriques. Tome II. Machines à courant alternatif. Trad.l.rusă, Moscova, Ed. Mir, 1969.

60 KOTRIKOV,K.P. O vlianii velicinî magnitnogo potoca na [illegible] asinhronogo dvigatelia pri ceastotnom regulirovanii. In Izv. vîşşik.uceb.zaved.Energ.SSSR,1963, Nr.9, p.30-36.

61 KOTRIKOV,K.P. Crugovaia diagrama asinhronogo dvigatelia pri peremenoi ceastote. In Izv.vîşşih.uceb.zaved.Electromehanic. SSSR, 1964, Nr.2, p.166-173.

62 KOVACS,K.P. şi RACZ,I. Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, vol.II.Budapesta, 1959.

63 KRATZ,P. Steuerung und Regelung von Asynchronmotoren. In ETZ-B vol.13 (1961), Nr.1, p.1-7.

64 KRAUSE,P.C. şi THOMAS,C.H. Simulation of symetrical induction machinery. In IEEE Trans.Power App.Syst., vol.PAS-84 (1965), nr.11, p.1038-1053.

65 KRAUSE,P.C. Method of multiple reference frames applied to the analysis of symetrical induction machinery. In IEEE Trans. Power App.Syst., vol PAS- 87 (1968), Nr.1, p.218-227.

66 KRAUSE,P.C. şi LIPO,T.A. Analysis and simplified representations of a rectifier-inverter induction motor drive. In IEEE Trans.Power App.Syst., vol PAS-88 (1969), Nr.5, p.588-596.

67 KRAUSE,P.C. şi HAKE,J.R. Method of multiple reference frames applied to the Analysis of a rectifier-inverter induction motor drive. In IEEE Trans.Power App.Syst., vol. PAS-Nr.11, p.1635-1641.

68 KRECETOVICI,N.N. Electroprivod s impulsnîm upravleniem asinhronogo dvigatelia. In Electricestvo, 1970, Nr.[illegible], p.25-28.

69 LACROUX, M.G. La moteur asynchrone à rotor massif. In Rev. Gen.Electr., 70(1961), Nr.10, p.511-516.

70 LANDAU,I.D. Wide-range speed control of three-phase squirrel-cage induction motors using static Frequency converters. In IEEE Trans.Ind.Gen.Appl., vol IGA-5 (1969), Nr.1, p.[illegible].

71 LANDAU,I.ş.a. Reglarea automată a vitezei motoarelor asincrone prin variaţia tensiunii şi frecvenţei cu ajutorul convertizoarelor statice cu tiristoare. In Electrotehnica (1966), Nr.7, p.240-251.

BUPT

72 LANDAU,I.ş.a. Scheme de reglare a vitezei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit alimentate prin convertizoare cu tiristoare. In Automatica şi Electronica, 11(1967) Nr.4, p.169-173.

73 LARGIARDER,H. Quelques aspects du dimensionnement des moteurs asynchrones alimentés par convertisseurs statiques de frequence pour la traction électrique. In Rev.Brown Boveri, 57 (1970), Nr.4, p.152-167.

74 LAZU,C. Maşini electrice.Bucureşti, E.D.P., 1966.

75 LIPO,T.A. şi KRAUSE,P.C. Stability analysis of rectifier-inverter induction motor drive. In IEEE Trans.Power App. Syst., vol.PAS-88 (1969), Nr.1, p.55-63.

76 LIPO,T.A.ş.a. Harmonic tarque and speed pulsations in a rectifier-inverter induction motor drive. In IEEE Trans. Power App.Syst. vol PAS-88(1969), Nr.5, p.579-587.

77 LOOCKE,G. Probleme der Spannungsanpassung beim Betrieb von Asynchronmotoren mit variabler Frequenz. In AEG-Mitt., 54 (1964), 1/2, p.47-54.

78 MAGGETTO,G. Contribution a l'etude du comportement des moteurs asynchrones alimentes par convertisseurs statiques. Teză, Université Libre de Bruxelles, 1973.

79 MEYER,M. Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutaţie forţată. Trad.l.germană, Bucureşti, Ed.tehnică, 1970.

80 MIJION, C. şi DROUIN,G. Application industrielle des convertisseurs autonomes courant continuu/courant alternatif. Rev.Gen.Elect., 78(1969), Nr.11, p.1055-1065.

81 MOKRYTZKI,B. Pulse width modulated inverters for AC motor drives. In IEEE Trans.Ind.Gen.Appl., vol.IGA-3 (1967), p.493-504.

82 MOKRYTZKI,B. The controlled slip static inverter drive. IEEE Trans.Ind.Gen.Appl., vol.IGA-4 (1968),Nr.3,p.312-3[illegible]

83 MOLTGEN,G. Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutaţie de la reţea. Trad.l.germană, Bucureşti, Ed.tehnică, 197[illegible]

84 NICOLESCU,E, Comportarea maşinilor asincrone trifazate la variaţia turaţiei prin variaţia frecvenţei tensiunii de alimentare. In Electrotehnica, 20 (1972), Nr.1,p.3-9.

85 OTTO,H. Antriebe mit Halbleiter-Stromrichtern. Über [illegible] führte Stromrichter. In ETZ-A, 88 (1967), Nr.1[illegible]

86 PREISS,A. Darstellung der stationären Betriebskennlinien der Induktionsmaschine am Netz variabler Spannung und [illegible] In ETZ-A, 88 (1967), Nr.2, p.55-59.

87 PRODAN,M. Consideraţii asupra modificării vitezei motoarelor asincrone în scurtcircuit, alimentate prin impulsuri. Studii şi cercetări ştiinţific şi tehnic I.P.T., Seria Electrotehnică, tom. 15, 1970, fasc.1, p.137-142.

88 PRODAN,M. Analiza armonică a tensiunii la alimentarea motorului asincron prin convertizor de tensiune şi frecvenţă. Studii şi cercetări ştiinţific şi tehnic al I.P.T., Seria Electrotehnică, 18(32), 1973, fasc.2, p.171-178.

89 PRODAN,M. Analiza armonică a curentului maşinilor asincrone alimentate prin convertizoare de tensiune şi frecvenţă. Manuscris.

BUPT

9o REKUS,G.G. şi CIRKOV,M.T. O peredelah regulirovani[illegible] rosti asinhronogo dvigatelia pri ceastotnom upravlen[illegible] Electricestvo, 1964, Nr.5, p.77-81.

91 REKUS,G.G. ş.a. C voprosu ceastotnogo upravlenia asinhronnîmi dvigateliami. Im Electricestvo, 1966, Nr.1o, p.14-17.

92 REINHARDT,D. Die Drehzahlsteuerung und Regelung von Käfigläufermotoren mit Frequenzumrichtern. In Bull.Scient.de l'AIM, 81(1968), Nr.4, p.115-122.

93 RICHTER,R. Maşini electrice, vol.IV. Trad.l.germană, Bucureşti, Ed.tehnică, 1960.

94 ROTKOP,L.L. Impulsnîi metod regulirovania scorosti asinhronogo dvigatelia s primeneniem bezcontactnoi aparaturî upravlenia. In Vestnik electropromîslenosti, 1958, Nr.1, p.5-8.

95 SABAC,I.GH. Matematici speciale, vol.II, Bucureşti, E.D.P. 1965.

96 SABBAGH,E.M. şi SHEWAN,W. Characteristics of on-adjustable speed polyphase induction machine. In IEEE Trans.Power App. Syst., vol.PAS-87 (1968), Nr.3, p.613-623.

97 SANDLER,A.S.ş.a. Razvitie electroprivodov peremenogo toc[illegible] ceastotnîm upravleniem. In Electricestvo, 1973, Nr.3, [illegible]

98 SANDLER,A.S. şi SARDÁTOV,R.S. Ceastotnoe upravlenie asinhronîmi dvigateliami. Moscova, Izd.Energhia, 1966.

99 SATTLER,P.K. Parasitäre Drehmomente von Stromrichtermot[illegible] In ETZ-A, 88(1967), Nr.4, p.89-93.

1oo SCHEIDER,U. şi TAPPEINER,H. Convertisseurs de fréquence thyristors à circuit intermédiaire pour le réglage de vitesse de commandes à moteurs multiples. In Rev.Siemens 25 (1967), Nr.1o, p.361-367.

1o1 SEEFRIED,E. Untersuchungen an einem über einem indirekten Umrichter gespeisten Drehstrom-Asynchronmotor. In Inter. Kolloquim Ilmenau, 1964, p.47-56.

1o2 SEEFRIED,E. Ströme und Drehmomente eines umrichtergespeisten flussgeregelten Drehstromasynchronmotors im stationären Betrieb. In Elektrie, 1966, Nr.8, p.3o1-3o6.

1o3 SERACIN,E. Contribuţii cu privire la metodele de dimensionare ale acţionărilor cu mecanism bielă-manivelă. Disertaţie. Timişoara, 1964.

1o4 SERGL,J. Theoretische Überlegungen über das Verhalten einer über einen sechspulsigen, selbstgeführten Stromrichter gespeisten Asynchronmaschine im stationären Betrieb. SEV, 6o (1969), Nr.9,aprilie, p.391-399.

1o5 SERGL,J, Experimentelle Untersuchungen über das Verhalten einer über einen sechspulsigen, selbstgeführten Stromrichter gespeisten Asynchronmaschine im stationären Betrieb. SEV, 6o (1969),Nr.11, mai, p.488-499.

1o6 SCHONUNG,A. şi STEMMLER,H. Geregelter Drehstromantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingverfahren. In Brown Boveri Mitt., 51 (1964), Nr.8/9, p.555-

1o7 SHEPHERD,W. On the Analysis of the three-phase thyristor with voltage control by thyristor switching. IEEE Trans. Ind.Gen.Appl., vol.IGA-4 (1968), Nr.5, p.504-511.

BUPT

108 SIROMIATNIKOV,I.A. Regulirovanie napriajenia avtonom... ustanovoe pri peremenoi ceastote. In Electricestvo, 966, nr.1c, p.1-6.

109 TAPPEINER,H. La machine à champ tournant alimenté par ... duleur. Un nouvel élément de la technique d'entraînement par moteur. In Bull.Scient. de l'AIM, 81 (1969), Nr.1, p.101-113.

110 TSIVITSE,P.J. şi KLINGSHIRN,E.A. Optimum voltage and frequency for poliphase induction motors operating with variable frequency power supplies. In IEEE Trans.Ind.Gen.Appl, vol...-7 (1971), Nr.4, p.880-887.

111 TURIC,L. Contribuţii la comanda de frecvenţă a motoarelor sincrone cu invertoare care funcţionează pe principiul ... Teză de doctorat. I.P.Iaşi, 1971.

112 VARZARU,E,ş.a. Reglarea vitezei motoarelor asincrone cu ... le colectoare prin cascadă subsincronă cu mutatoare. In Automatica şi Electronica, 11 (1967), Nr.4, p.163-169.

113 VERES,R.P. New inverter supplies for high horsepower drives. In IEEE Trans.Ind.Gen.Appl., vol IGA-6 (1970), Nr.2, 121-127.

114 WALDINGER,H. Entraînements alimentes par convertisseurs ... tiques. In Rev.Siemens 29 (1971), Nr.6, p.231-241.

115. WARD,E.E.ş.a. Time-domain analysis of the inverter-fed induction motor. In Proc.IEE,114 (1967),Nr.3,p.361-369.

116 ZWEYGBERGK,S. şi SOKOLOV,E. Verlustermittlung im strom... tergespeisten Asynchronmotor. In ETZ-A, 90 (1969), Nr.2, p.612-616.

BUPT