A. Voldek

ELEKTRI-MASINAD II

A-32591

A. VOLDEK

ELEKTRIMASINAD

II

VAHELDUVVOOLUMASINAD

«VALGUS» · TALLINN 1973

6T2.1
V82

Kunstiliselt kujundanud A. Säde

Originaali tiitel:

А. И. Вольдек

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования РСФСР в качестве учебника для энергетических и электротехнических высших учебных заведений и факультетов
Издательство «Энергия», Москва 1966 Ленинград

Teose teises köites vaadeldakse asünkroon- ja sünkroonmasinate ning vahelduvvoolu-kommutaatormasinate teooria põhiküsimusi, esitatakse nende tööreziimide analüüs ja selgitatakse ekspluatatsioonitingimusi.

Raamat on õpikuks elektromehaanika ja -energeetika erialade üliõpilastele. seda saavad kasutada ka elektrotehnika erialade insenerid.

Vene keelest tõlkinud A. Pärlist ja E. Vallaste

2
Tartu Riikliku Ülikooli
Raamatukogu
82254

3—3—10
41—73
© Tõlge eesti keelde, kirjastus «Valgus», 1973

ESIMENE OSA

VAHELDUVVOOLUMASINATE TEOORIA ÜLDKÜSIMUSI

Esimene peatükk

VAHELDUVVOOLUMASINATE PÕHITÜÜBID JA NENDE EHITUS

1-1. VAHELDUVVOOLUMASINATE PÕHITÜÜBID

Praktikas kasutatakse peamiselt kolmefaasilisi ($m=3$) vahelduvvoolumasinaid. Kahe- ja kuuefaasilisi ($m=2; 6$) masinaid kasutatakse ainult eriotstarbeks. Kõigi mitmefaasiliste masinate töötamise aluseks on pöördmagnetväli, mistõttu ka nende masinate teooria on ühine. Ühefaasiliste vahelduvvoolumasinate kasutusala on aga suhteliselt piiratud.

Allpool vaadeldaksegi eelkõige kolmefaasilisi vahelduvvoolumasinaid, mis liigitatakse kolme põhirühma: sünkroon-, asünkroon- ja kommutaatormasinad. Kõik vahelduvvoolumasinad töötavad siinuselisel vahelduvvoolul.

Normaaltüüpi sünkroonmasinatel pöörleb rootor pöördmagnetväljaga samas suunas ja sama kiirusega. Seega pöörleb rootor pöördmagnetväljaga samas taktis ehk sünkroonselt, millest tulenebki selle masina nimetus. Sünkroonmasinaid kasutatakse kõigepealt generaatoritena ning peaaegu kõigis vahelduvvoolu-elektrijaamades on üles seatud just sünkroongeneraatorid. Üha enam kasutatakse sünkroonmasinaid ka mootoritena.

Asünkroonmasina rootor pöörleb pöördmagnetvälja suhtes mittesünkroonselt ehk asünkroonselt, millest ongi tingitud selle masina nimetus. Asünkroonmasinaid kasutatakse põhiliselt mootoritena ja enamik tööstuses kasutatavaist elektrimootoreist ongi asünkroonmootorid.

Vahelduvvoolu-kommutaatormasinate rootorid pöörlevad magnetvälja suhtes samuti mittesünkroonselt, olles selles suhtes asünkroonmasinad. Et neil on aga kommutaator, mis tingib tööprotsessi iseärasusi, siis eraldatakse need masinad vahelduvvoolumasinate erirühma. Kõige rohkem kasutatakse vahelduvvoolu-kommutaatormasinaid mootoritena. Nende kasutusalad on aga piiratud, mistõttu põhilised vahelduvvoolumasinad on siiski asünkroon- ja sünkroonmasinad.

Mitmefaasiliste vahelduvvoolumasinate teooria üldküsimusi on otstarbekas vaadelda koos, andes eelnevalt nende põhitüüpide töötamispõhimõtte ja ehituse lühikirjelduse.

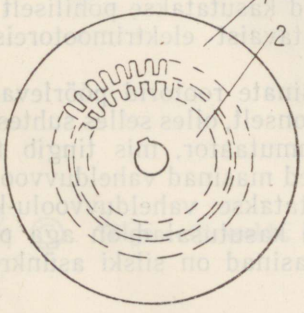
1-2. ASÜNKROONMASINA EHITUS JA TÖÖTAMISPÕHIMÕTE

Asünkroonmasina ehitus. Vahelduvvoolumasina liikumatut osa nimetatakse staatoriks, liikuvat aga rootoriks. Staatori- ja rootorisüdamikud koostatakse elektrotehnilise terase lehtedest (joon. 1-1), mis harilikult enne südamiku koostamist kaetakse mõlemalt poolt õlikampol-isoleerlakiga. Väikese võimsusega masinate südamikud koostatakse mõnikord ka lakk-katteta lehtedest, sest sel juhul osutub küllaldaseks isolatsiooniks kas loomulik või kunstlikult tekitatud oksiidikiht.

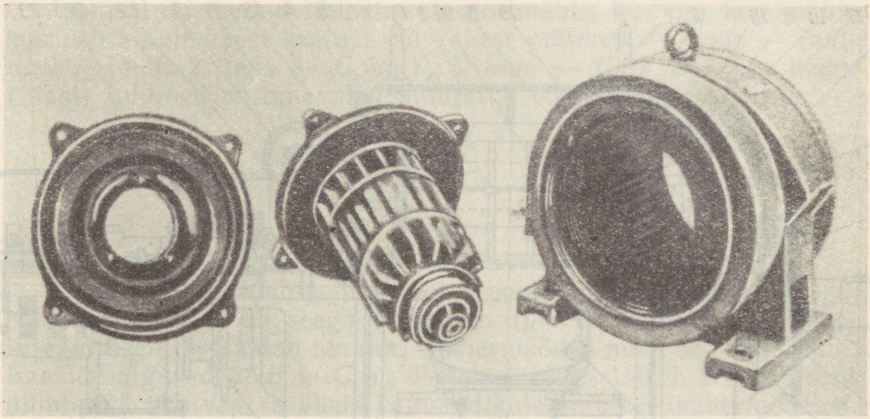
Joonisel 1-2 on toodud väikese võimsusega asünkroonmasina foto, kus on näha staator, rootor ja laagrikilbid. Joonisel 1-3 on esitatud keskmise võimsusega asünkroonmootori tehniline joonis.

Staatorisüdamik kinnitatakse kere külge, rootorisüdamik võllile (väikese ja keskmise võimsusega masinad) või siis võllile paigutatud nn. rootori tähele (suure võimsusega masinad). Rootori võll pöörleb laagritel, mis on paigutatud kas staatori kere külge kinnitatud laagrikilpidesse (väikese ja keskmise võimsusega masinatel) või eraldiseisvatesse laagripukkidesse.

Staatorisüdamiku sisemisel ja rootorisüdamiku välimisel silinderpinnal asuvad uurded vastavalt staatori- ja rootorimähise juhtmete paigutamiseks. Staatorimähis valmistatakse tavaliselt kolmefaasilisena (vt. 3. ptk.), ühendatakse kolmefaasilisse toitevõrku ja nimetatakse seetõttu ka primaarmähiseks. Rootorimähis võib nagu staatorimähiski olla kolmefaasiline. Niisuguse rootorimähise faaside lõpud ühendatakse omavahel kokku ja algused tuuakse



Joon. 1-1. Väikese ja keskmise võimsusega asünkroonmasinate staatorisüdamiku (*1*) ja rootorisüdamiku leht (*2*)



Joon. 1-2. Demonteeritud, lühisrootoriga asünkroonmootori foto

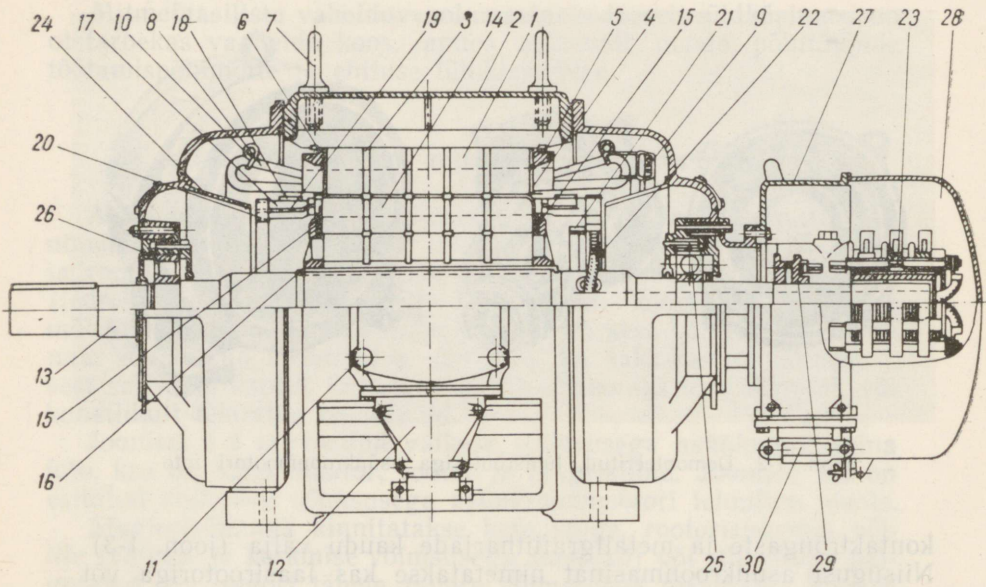
kontaktrõngaste ja metallgrafiitharjade kaudu välja (joon. 1-3). Niisugust asünkroonmasinat nimetatakse kas faasirootoriga või kontaktrõngastega masinaks. Kontaktrõngastega ühendatakse tavaliselt kolmefaasiline käivitus- või reguleerreostaat. Rootori faasimähis valmistatakse staatoriga võrdse magnetpooluste arvuga.

Rootorimähise erikuju on oravaratta-kujuline mähis, nn. oravikmähis (joon. 1-4). Rootori igas uurdes on sel juhul üks vask- või alumiiniumvarras ning kõik vardad on rootori mõlemas otsas omavahel vask- või alumiiniumrõngaga lühistatud. Harilikult vardaid südamikust ei isoleerita. Kuni 100-kW võimsusega masinate vardad koos lühisrõngaste ja ventilatsioonitiivikutega valatakse tavaliselt alumiiniumist (vt. joon. 1-2). Niisugust asünkroonmasinat nimetatakse lühisrootoriga masinaks. Suurem osa väikseid ja keskmise võimsusega asünkroonmasinaid valmistatakse lühisrootoriga.

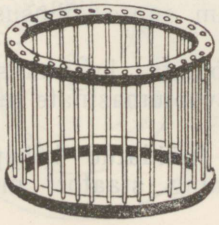
Asünkroonmasina staatori ja rootori vaheline õhupilu tehakse nii väike, kui seda võimaldab tehnoloogia ja töökindlus ning sealjuures seda suurem, mida võimsam on masin. Mõnekilovatise masina õhupilu suurus on 0,4 ... 0,5 mm, suure võimsusega masinatel ulatub aga mõne millimeetrini.

Asünkroonmasinaid jahutatakse õhuga, kusjuures ventilatsioonisüsteemid on analoogilised alalisvoolumasinate juures kasutatavatega (vt. I köide § 8-5).

Pöördmagnetväli. Joonisel 1-5 on näidatud kahepooluselise ($2p=2$) asünkroonmootori ristlõige ning staatori magnetvälja kujutis kahel ajahetkel.



Joon. 1-3. Kolmefaasiline faasirootoriga asünkroonmootor, 180 kW ja 975 p/min:
1 — staatorisüdamik; *2* — staatori valatud kere; *3* — radiaalsed ventilatsioonikanalid; *4* ja *5* — staatorisüdamiku surveplaadid ja -rõngad; *6* — kinnituskiilud; *7* — tõsterõngad; *8* — staatorimähis; *9* — staatorimähise poolide ja pooligruppide vahelised ühendused; *10* — bandaažrõngad; *11* — staatorimähise klemmikarp; *12* — kaablimuhv; *13* — rootori võll; *14* — rootorisüdamik; *15* — rootorisüdamiku surverõngad; *16* — vedruseibid rootorisüdamiku kinnitamiseks võllile; *17* — rootorimähise vardad; *18* — rootorimähise traatbandaažid; *19* — isoleerrõngad; *20* — rootorimähise varraste vasest ühendusklambrid; *21* — ühendusrõngas rootorimähise otste tähte lülitamiseks; *22* — rootorimähise otste ühendusjuhtmed kontaktrõngastega; *23* — kontaktrõngad; *24* — difuusorid laagrikilpidest siseneva jahutusõhu suunamiseks; *25* ja *26* — kuul- ja rull-laager; *27* ja *28* — kontaktrõngaste karp ja kate; *29* — liikuv kontaktpuks rootorimähise otste lühistamiseks; *30* — muhv rootorimähise väljundite ühendamiseks välisahelaga



Joon. 1-4. Oravaratta-kujuline rootori lühistatud mähis (oravikmähis)

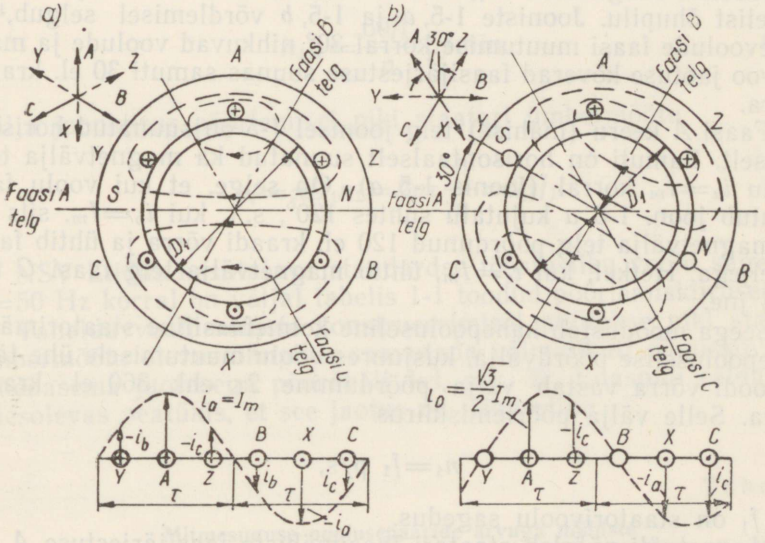
Joonisel on toodud lihtsaim staatorimähis, kus iga faasimähis koosneb ainult ühest keerust või kahest juhtmest (1. faas — juhtmed A ja X, 2. faas — B ja Y, 3. faas — C ja Z).[1] Iga keeru (faasi) juhtmed on omavahel nihutatud poolusejaotuse võrra.

$$\tau = \frac{\pi D_1}{2p}, \qquad (1\text{-}1)$$

kus D_1 on staatori siseläbimõõt ja p — poolusepaaride arv.

Joonisel 1-5 võrdub poolusejaotus poole ümbermõõduga. Keeruehk mähisesamm on seega täissamm ($y=\tau$). Kahekordsele poolusejaotusele 2τ vastab staatori ümbermõõdul nurk 360 el. kraadi. Faaside algused A, B ja C on üksteise suhtes 120 el. kraadi võrra nihutatud, mis vastab ühele kolmandikule staatori ümbermõõdust.

Joonisel 1-5, *a* on näidatud voolude suunad staatorimähistes



Joon. 1-5. Lihtsaim asünkroonmasina staatorimähis, millel $2p=2$, ja selle magnetväli

[1] Vastavalt ГОСТ 183-66 tähistatakse staatorimähise faaside algused C_1, C_2, C_3 ning lõpud C_4, C_5 ja C_6. Rootorimähiste algused aga P_1, P_2 ja P_3. Metoodilistel kaalutlustel tähistatakse käesolevas raamatus kolmefaasilise mähise algused igal pool vastavalt A, B, C või a, b, c ja lõpud X, Y, Z või x, y, z.

hetkel kui $i_a = I_m$ ja $i_b = i_c = -\frac{1}{2} I_m$. Faaside voolud joonisel 1-5 loetakse positiivseks, kui nad on suunatud faaside algustes (juhtmed A, B ja C) joonise tasapinna taha. Joonisel 1-5, *b* on näidatud voolude suunad hetkel, millal nende faasid on muutunud 30 el. kraadi ja

$$i_a = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m; \quad i_b = 0; \quad i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m.$$

Jooniselt 1-5 nähtub, et staatori ümbermõõdul tekib voolude jagunemisel kaks piirkonda, kumbki pikkusega τ, kusjuures voolude suunad kummaski piirkonnas on vastupidised. Joonise alumises osas on näidatud voolujaotuskõverad piki staatori sirgestatud sisepinda. Kõverad näitavad, et voolud jagunevad staatori sisepinnal siinuseliselt.

Vool kahepooluselise staatorimähise juhtmetes tekitab kahepooluselise magnetvoo Φ_1, mis läbib staatorit, rootorit ja nendevahelist õhupilu. Jooniste 1-5, *a* ja 1-5, *b* võrdlemisel selgub, et toitevoolude faasi muutumise korral 30° nihkuvad voolude ja magnetvoo jaotuse kõverad faasijärjestuse suunas samuti 30 el. kraadi võrra.

Faasi A keeru (mähise) telg joonisel 1-5 on suunatud horisontaalselt. Samuti on horisontaalselt suunatud ka magnetvälja telg voolu $i_a = I_m$ korral (joonis 1-5, *a*). On selge, et kui voolu faas muutub joon. 1-5, *a* kujutatu suhtes 120°, s. t. kui $i_b = I_m$, siis on ka magnetvälja telg pöördunud 120 el. kraadi võrra ja ühtib faasi B teljega. Hetkel, kui $i_c = I_m$, ühtib magnetvälja telg faasi C teljega jne.

Seega moodustab kahepooluseline kolmefaasiline staatorimähis kahepooluselise pöördvälja, kusjuures voolu muutumisele ühe täisperioodi võrra vastab välja pöördumine 2τ ehk 360 el. kraadi võrra. Selle välja pöörlemiskiirus

$$n_1 = f_1 \text{ p/s},$$

kus f_1 on staatorivoolu sagedus.

Magnetväli pöörleb staatori faasimähiste faasijärjestuse A, B, C suunas. Välja pöörlemissuuna vastupidiseks muutmiseks on küllaldane staatorimähise mingi kahe faasi toiteotste ümbervahetamine.

Juhul kui $2p = 4$, moodustab poolusejaotus ühe veerandi staatori ümbermõõdust ja lihtsaima kolmefaasilise staatori (joon. 1-6) iga faasimähis koosneb kahest keerust sammuga $y = \tau$. Need keerud on teineteise suhtes 2τ võrra nihutatud ja võivad omavahel

olla lülitatud kas järjestikku või paralleelselt. Üksikud faasid ja nende algused A, B ja C on seejuures üksteise suhtes samuti 120 el. kraadi või antud juhtumil staatori $^1/_6$ ümbermõõdu võrra nihutatud. Jooniselt 1-6 on näha, et selline mähis tekitab kahe poolusepaariga ($2p=4$) magnetvälja ning sellele vastava voolujaotuskõvera. See väli on samuti pöördväli, mis toitevoolu ühe perioodi vältel pöördub 2τ või antud juhtumil staatori poole ümbermõõdu võrra. Järelikult magnetvälja pöörlemiskiirus

$$n_1=\frac{f_1}{2}\ \text{p/s}.$$

Üldjuhtumil võib valmistada mähise pooluste arvuga $2p=2,4,6,8,10$ jne. Sealjuures saadakse p poolusepaariga magnetväli ja sellele vastav jaotuskõver. Magnetvälja pöörlemiskiirus

$$n_1=\frac{f_1}{p}\ \text{p/s} \tag{1-2}$$

või

$$n_{1M}=\frac{60f_1}{p}\ \text{p/min}. \tag{1-3}$$

Välja joonkiirus pöörlemisel piki staatori ümbermõõtu

$$v_1=\pi D_1 n_1=2p\tau\frac{f_1}{p}=2\tau f_1. \tag{1-4}$$

NSV Liidus kasutatava standardse tööstusliku voolu sageduse $f=50$ Hz korral on väljal tabelis 1-1 toodud pöörlemiskiirused.

Vahelduvvoolumähiste konstrueerimisel püütakse piki staatori ümbermõõtu olevas õhupilus saavutada võimalikult siinuskõverale lähedasema jaotusega pöördväli (vt. ptk. 3). Edaspidi eeldamegi käesolevas peatükis, et see jaotus on siinuseline.

Tabel 1-1

Mitmesuguse poolusepaaride arvuga mähiste pöördväljade pöörlemiskiirused sagedusel $f_1=50$ Hz.

p	1	2	3	4	5	6	8	10	30	50
n_1 p/min	3000	1500	1000	750	600	500	375	300	100	60

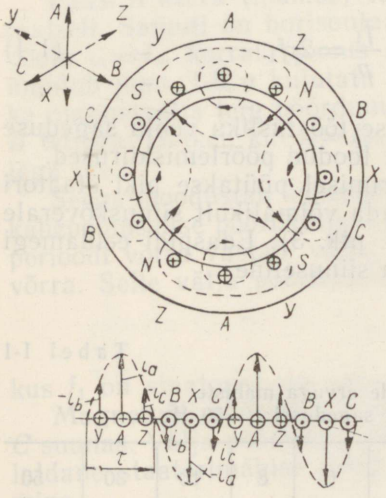
Asünkroonmasina töötamispõhimõte. Pöörlemisel lõikub staatorimähise poolt tekitatav magnetvoog Φ_1 (joon. 1-5 ja 1-6) rootorimähise juhtmetega, indutseerides neis elektromotoorjõu e_{12}. Kui rootorimähis on suletud, tekib selle elektromotoorjõu tagajärjel vool i_2, mille sagedus f_2 seisva rootori korral ($n=0$) võrdub primaarsagedusega f_1.

Kui rootoril on kolmefaasiline mähis, indutseeritakse seal kolmefaasiline vool. See vool tekitab rootori pöördvälja magnetvooga Φ_2 pooluste arvuga $2p$, mille pöörlemissuund ja -kiirus $n=0$ korral

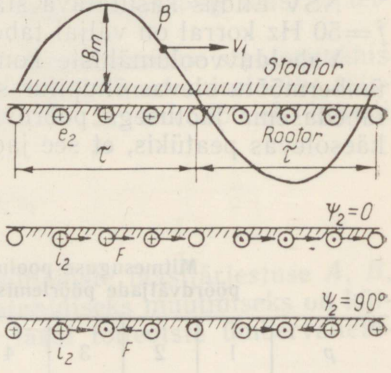
$$n_2=\frac{f_2}{p}=\frac{f_1}{p}=n_1 \text{ p/s}$$

on samad mis staatori pöördväljal. Seega pöörlevad vood Φ_1 ja Φ_2 sünkroonselt ja moodustavad koos mootori resulteeriva pöördvälja magnetvooga Φ. Lühisrootori varrastes indutseeritakse mitmefaasiline voolusüsteem i_2, mis naabervarrastes on faasis nurga

$$\alpha=\frac{2\pi p}{Z_2} \qquad (1\text{-}5)$$



Joon. 1-6. Lihtsaim asünkroonmasina staatorimähis, millel $2p=4$, ja selle magnetväli



Joon. 1-7. Voolud rootorimähise varrastes ja neile mõjuvad jõud

võrra nihutatud, kus Z_2 on rootori varraste arv. Need voolud moodustavad samuti pöördvälja magnetvooga Φ_2, mille pooluste arv, pöörlemissuund ja -kiirus on samad mis faasirootori pöördväljal. Seetõttu moodustub ka vaadeldaval juhtumil ühine resulteeriv väli magnetvooga Φ. Resulteeriva pöördvälja olemasolu tõttu võib vaadelda ka selle poolt mähistes indutseeritavaid elektromotoorjõude resulteerivatena.

Rootorivoolude ja pöördvälja vastastikusel mõjul tekivad rootori juhtmeile mõjuvad mehaanilised jõud F ja elektromagnetiline pöördemoment M.

Joonise 1-7 ülemises osas on näidatud kiirusega v_1 pöörleva masina resulteeriva magnetvälja B siinuslaine ja selle välja poolt paigalseisva lühisrootori varrastes indutseeritud elektromotoorjõud e_2. Joonise 1-7 alumises osas on toodud varraste voolude i_2 suunad ja neile mõjuvad jõud F kahel juhtumil: kui faasinihkenurk e_2 ja i_2 vahel $\psi_2=0$ ja kui $\psi_2=90°$. Kui $\psi_2=0$, mõjuvad kõik jõud välja pöörlemise suunas. Seega pöördemoment

$$M=\sum\frac{FD}{2}$$

erineb nullist ja mõjub samuti välja pöörlemise suunas. Samal ajal aga $\psi_2=90°$ korral mõjuvad jõud vastassuundades ja $M=0$. Siit järgneb, et pöördemoment tekitatakse ainult rootorivoolu aktiivkomponendi poolt

$$I_{2a}=I_2\cos\psi_2.$$

See järeldus on üldise iseloomuga ja kehtib ka teiste vahelduvvoolumasinate tüüpide kohta.

Asünkroonmootori rootoriahelal on alati teatav aktiivtakistus ja seetõttu käivitamisel ($n=0$) on alati $0<\psi_2<90°$. Selle tulemusena on arendatav moment $M>0$ ja kui see ületab võllile rakendatud staatilise pidurdusmomendi, hakkab rootor pöörlema pöördvälja suunas mingi kiirusega $n<n_1$, s. t. pöörleb teatava mahajäämisega või libistusega staatori pöördvälja suhtes. Pöördvälja ja rootori pöörlemiskiiruste suhtelist erinevust

$$s=\frac{n_1-n}{n_1} \qquad (1\text{-}6)$$

nimetatakse libistuseks. Libistust väljendatakse samuti ka protsentides:

$$s_{\%}=100s=\frac{n_1-n}{n_1}\cdot 100. \qquad (1\text{-}6,a)$$

Rootori kiirus n, väljendatuna libistuse s kaudu on vastavalt valemile (1-6)

$$n=(1-s)n_1. \tag{1-7}$$

Mootori käivitamisel ($n=0$) $s=1$, rootori sünkroonsel pöörlemisel staatori väljaga või, nagu öeldakse, sünkroonkiirusel ($n=n_1$) aga $s=0$. Kui $n=n_1$, on rootor staatori pöördvälja suhtes liikumatu, mistõttu rootoris voolu ei indutseerita ning $M=0$. Järelikult rootor sellise kiirusega pöörelda ei saa. Seega on mootorirežiimis alati $0<n<n_1$ ja $1>s>0$.

Rootori pöörlemisel pöördvälja suunas on varraste väljaga lõikumise sagedus võrdeline kiiruste erinevusega n_1-n ning järelikult rootorivoolude sagedus

$$f_2=p(n_1-n). \tag{1-8}$$

Paigutades siia n väärtuse valemist (1—7) ja n_1 väärtuse valemist (1-2), saame

$$f_2=spn_1=sf_1, \tag{1-9}$$

s. t. sekundaarsagedus on võrdeline libistusega.

Voolu sagedusel $f_2<f_1$ on rootorivälja pöörlemiskiirus rootori enda suhtes n_{2r} samuti väiksem kui n_1 ja valemite (1-7) ning (1-8) alusel

$$n_{2r}=\frac{f_2}{p}=sn_1. \tag{1-10}$$

Rootorivälja pöörlemiskiirus staatori suhtes valemite (1-7) ja (1-10) alusel

$$n_{2s}=n+n_{2r}=(1-s)n_1+sn_1=n_1, \tag{1-11}$$

s. t. rootorivälja pöörlemiskiirus staatori suhtes on rootori iga kiiruse n juures võrdne staatorivälja pöörlemiskiirusega n_1. Seetõttu pöörlevad ka pöörleva rootori ja staatori magnetväljad koos, moodustades ühise resulteeriva välja. Märgime, et joonisel 1-7 kujutatud voolude ja mehaaniliste jõudude suundade pilt on kehtiv ka pöörleva rootori korral, kui $0<n<n_1$ (mootorirežiim).

Kui asünkroonmasina rootor panna mingi välise jõu (pöördemomendi) abil staatorivälja suunas pöörlema sünkroonsest suurema kiirusega ($n>n_1$), muutub rootorivoolude suund joonisel (1-7) esitatuga võrreldes vastupidiseks. Sealjuures muutuvad vastassuunalisteks ka elektromagnetiline moment M ja elektromagnetilised jõud F. Moment M on siis pidurdavaks momendiks ja masin

töötab generaatorirežiimis, andes võrku aktiivvõimsust. Vastavalt avaldisele (1-6) on generaatorirežiimis $s<0$.

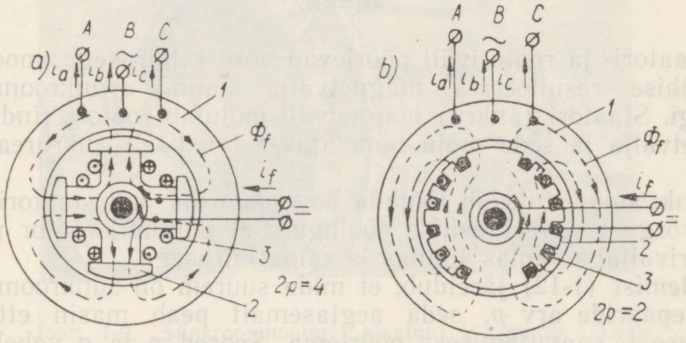
Kui rootorit pöörata vastu staatorivälja pöörlemissuunda ($n<0$), säilivad joon. 1-7 toodud e_2, i_2 ja F suunad. Elektromagnetiline moment M mõjub staatorivälja pöörlemissuunas, kuid pidurdab seejuures rootori pöörlemist. Sellist asünkroonmasina töörežiimi nimetatakse vastulülitus- või elektromagnetilise piduri režiimiks. Niisuguse töörežiimi korral on vastavalt avaldisele (1-6) $s>1$.

Asünkroonmasina töörežiime vaadeldakse lähemalt järgnevas osas. Siin märgime ainult, et seos (1-11) kehtib, nagu on lihtne veenduda, igasuguse töörežiimi ning s mistahes väärtuse puhul, s. o. staatori- ja rootoriväljad pöörlevad igasuguse töörežiimi puhul sünkroonselt.

1-3. SÜNKROONMASINA EHITUS JA TÖÖTAMISPÕHIMÕTE

Ehitus ja töötamispõhimõte. Sünkroonmasina staator (joon. 1-8) on samasuguse ehitusega nagu asünkroonmasinal. Sünkroonmasina staatorimähis on kolme- või üldjuhul m-faasiline ja rootoriga võrdse pooluste arvuga. Staatorimähist nimetatakse siin mõnikord ka ankrumähiseks ja mähist koos südamikuga — ankruks. Joonisel 1-8 on tinglikult näidatud ainult staatorimähise väljastusklemmid A, B ja C.

Sünkroonmasina rootoril on ergutusmähis, mida toidetakse kahe kontaktrõnga ja harjade kaudu välisest alalisvooluallikast.



Joon. 1-8. Väljepoolustega (*a*) ja peitpoolustega (*b*) sünkroonmasina ehituse põhimõte:
1 — staator (ankur); *2* — rootor (induktor); *3* — ergutusmähis

Vooluallikana kasutatakse kõige sagedamini suhteliselt väikese võimsusega alalisvoolugeneraatorit (0,3 ... 3,0% sünkroonmasina võimsusest). Viimast nimetatakse ergutiks ning see asub tavaliselt sünkroonmasinaga samal võllil. Ergutusmähise ülesanne on primaarvälja tekitamine masinas. Rootorit koos ergutusmähisega nimetatakse ka induktoriks. Sünkroonmasina valmistamisel kasutatakse mitmesuguseid võtteid, et saavutada ergutusvälja võimalikult siinuselist jaotust staatori ümbermõõdul.

Kui pöörata ergutatud sünkroonmasina rootorit (joon. 1-8) mingi kiirusega n p/s, siis ergutusvoog Φ_f lõikub staatorimähise juhtmetega, indutseerides faasimähistes elektromotoorjõu sagedusega

$$f_1 = pn = \frac{pn_M}{60}. \qquad (1\text{-}12)$$

Staatori elektromotoorjõud moodustavad sümmeetrilise kolmefaasilise süsteemi ning kui staatorimähis on lülitatud sümmeetrilisele koormusele, voolab mähises ka sümmeetriline voolusüsteem. Masin töötab siis generaatorirežiimis.

Staatorimähis tekitab koormamisel samasuguse iseloomuga pöörleva magnetvälja nagu asünkroonmasina staator (vt. § 1-2). See väli pöörleb rootori pöörlemissuunas kiirusega

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \text{ p/s.}$$

Paigutades siia f_1 väärtuse valemist (1-12), saame

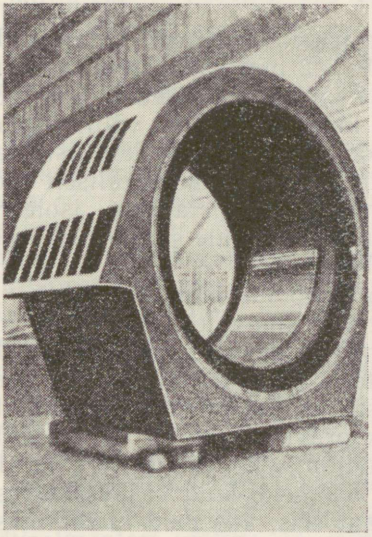
$$n_1 = n,$$

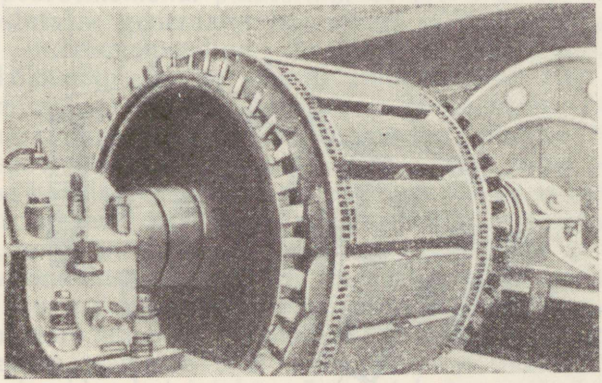
s. t. staatori- ja rootoriväli pöörlevad võrdse kiirusega, moodustades ühise resulteeriva magnetvälja nagu asünkroonmasina puhulgi. Staatori (ankru) magnetväli mõjutab rootori (induktori) magnetvälja ja seda mõju nimetatakse tavaliselt ankrureaktsiooniks.

Sünkroonmasin võib töötada ka mootorina, kui staatorimähist toita võrgust kolmefaasilise vooluga. Sel juhtumil rootor pöörleb staatoriväljaga samas suunas ja sama kiirusega.

Valemist (1-12) järeldub, et mida suurem on sünkroonmasina poolusepaaride arv p, seda aeglasemalt peab masin etteantud sageduse f_1 saavutamiseks pöörlema. Seosed p ja n vahel sagedusel $f_1 = 50$ Hz vastavad samuti tabelis 1-1 tooduile.

Konstruktsiooni järgi jagunevad sünkroonmasinad välje- (joon. 1-8, *a*) ja peitpoolustega (joon. 1-8, *b*) masinaiks.



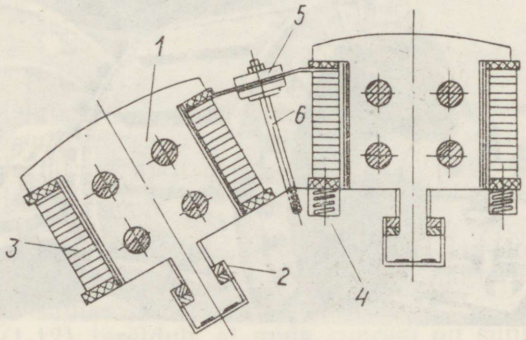


Joon. 1-9. Sünkroonmootori staator ja rootor. Tüüp ДСЗ-21-21-16; $S=17000$ kVA; $P=14000$ kW; $U_N=10$ kV; $n=375$ p/min

Väljepoolustega sünkroonmasinad (joon. 1-8, *a*) on varustatud väljaulatuvate poolustega ning on paljupooluselised ($2p \geqslant 4$). Joonisel 1-9 on toodud väljepoolustega sünkroonmootori staatori ja rootori fotod.

Väljepoolustega masina pooluste südamikud (joon. 1-10) koostatakse tavaliselt 1 ... 2 mm paksustest konstruktsiooniterase lehtedest ja surutakse kokku varbneetide abil. Keskmiste ja suurte masinate poolused kinnitatakse kas võlli väljaastele, võllil olevale puksile või nn. «rootoritähele» «T»-kujuliste tappidega. Väikestel masinatel kinnitatakse poolused tavaliselt poltidega. Võimsate masinate ergutusmähis valmistatakse isoleerimata vasklindist, mis keritakse painutatult kitsale servale. Keerud isoleeritakse üksteisest isoleervahekutega.

Sünkroonmootori poolusekingade (joon. 1-9) vastavatesse uuretesse paigutatakse suure eritakistusega materjalist (valgevask jt.) käivitusmähise vardad, mis ühendatakse keevitamise või jootmise teel lühistavate segmentidega ning need omakorda üldiste lühistavate rõngastega. See mähis meenutab tavalist asünkroonmootori lühis- ehk oravikmähist ja on vajalik sünkroonmootori asünkroonseks käivitamiseks (vt. § 18-1 ja 19-1). Samasuguse konstruktsiooniga mähiseid, kuid vaskvarrastest, kasutatakse tihti ka sünkroongeneraatoreis, kus neid nimetatakse summutusmähisteks (summutusmähiste otstarvet vt. § 21-1). Viimasel ajal valmistatakse sünkroonmootorite poolusesüdamikud tihti ka massiivterasest. Sel juhul täidavad käivitusmähise ülesannet massiivsed



Joon. 1-10. Väljepoolustega sünkroonmasina poolused:

1 — poolusesüdamik koos poolusekingaga; *2* — kiilud; *3* — ergutusmähis; *4* — mähise survevedru; *5* — poolidevahelised ühendused; *6* — tikkpolt poolidevaheliste ühendusjuhtmete kinnitamiseks

südamikud ise. Naaberpooluste kingade otsad ühendatakse siis omavahel liistukujuliste juhtidega.

Horisontaalse võlliga väljepoolustega sünkroonmasinail on tavaliselt aksiaal-radiaalventilatsioon. Joonisel 1-9 kujutatud mootorisse imetakse rootorile kinnitatud ventilaatorite abil õhku mõlemast otsast pooluste vahelt ja õhupilust läbi staatorisüdamiku radiaalkanalite, misjärel see väljub läbi staatorikere külgpindades olevate avade.

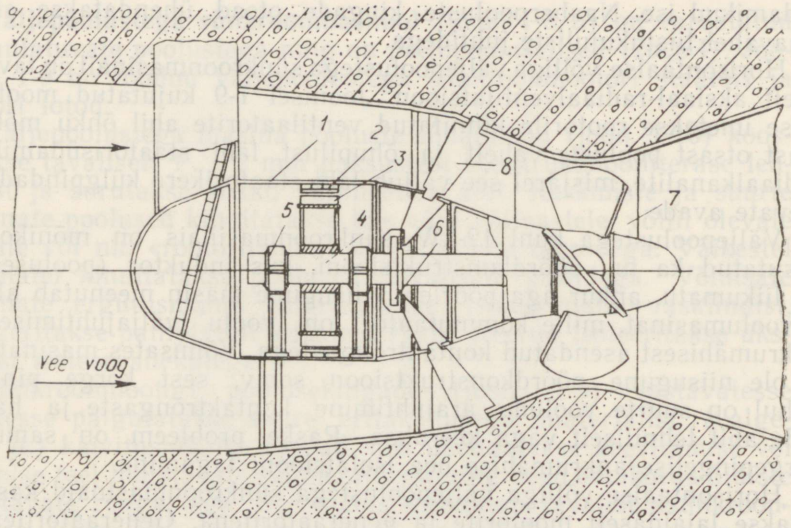
Väljepoolustega kuni 12-kW sünkroonmasinais on mõnikord kasutatud ka nn. pöördkonstruktsiooni, kus induktor (poolused) on liikumatu, ankur aga pöörleb. Niisugune masin meenutab alalisvoolumasinat, mille kommutaator on voolu väljajuhtimiseks ankrumähisest asendatud kontaktrõngastega. Võimsates masinates ei ole niisugune pöördkonstruktsioon sobiv, sest kõrge pinge puhul on suurte voolude ärajuhtimine kontaktrõngaste ja harjade abil tehniliselt väga keerukas. Raske probleem on samuti kõrgepingelise ankrumähise hea isolatsiooni tagamine.

Horisontaalse võlliga väljepoolustega sünkroonmasinaid kasutatakse laialdaselt mootorite ja generaatoritena. Generaatoritena kasutamisel on nad tavaliselt sidurdatud sisepõlemismootoritega ning neid nimetatakse sel juhtumil diiselgeneraatoriteks. Diiselgeneraatoreil on harilikult ainult üks laager, sest generaatori võll sidurdatakse jäigalt diiselmootori võlliga ja generaatori rootori teise tugilaagri aset täidab diiselmootori laager. Diiselgeneraatorite töös tekkivate raskuste, mis on tingitud kolbmootori poolt arendatava pöördemomendi pulseerimisest (vt. § 21-1), vähendamiseks varustatakse generaator hoorattaga või tehakse ta rootor suurendatud inertsmomendiga. Analoogilise konstruktsiooniga tehakse ka kolbkompressorite ajamite sünkroonmootorid.

Hüdroturbiinidega käitatavaid hüdroelektrijaamades töötavaid sünkroongeneraatoreid nimetatakse hüdrogeneraatoreiks. Need on samuti väljepoolustega ja võimsustele kuni mõni tuhat kilovatti valmistatakse harilikult horisontaalse võlliga. Viimasel ajal hakatakse järjest rohkem kasutama nn. kapsel-hüdrogeneraatoreid (joon. 1-11), millel on samuti horisontaalne võll. Need generaatorid asuvad veekindlas kapslis, mille välispinda uhub turbiini läbinud vesi. Niisugust konstruktsiooni kasutatakse madalasurvelistes hüdrojaamades ning see võimaldab loobuda masinasaalist ja saavutada jaama seadmete suur kompaktsus ja odavus. Kapselhüdrogeneraatoreid valmistatakse võimsustele kuni mõnikümmend tuhat kilovatti.

Vertikaalsed hüdrogeneraatorid (joon. 1-12) on väljepoolustega sünkroonmasinate eriliik, mille vertikaalne võll ühendatakse vahetult hüdroturbiiniga.

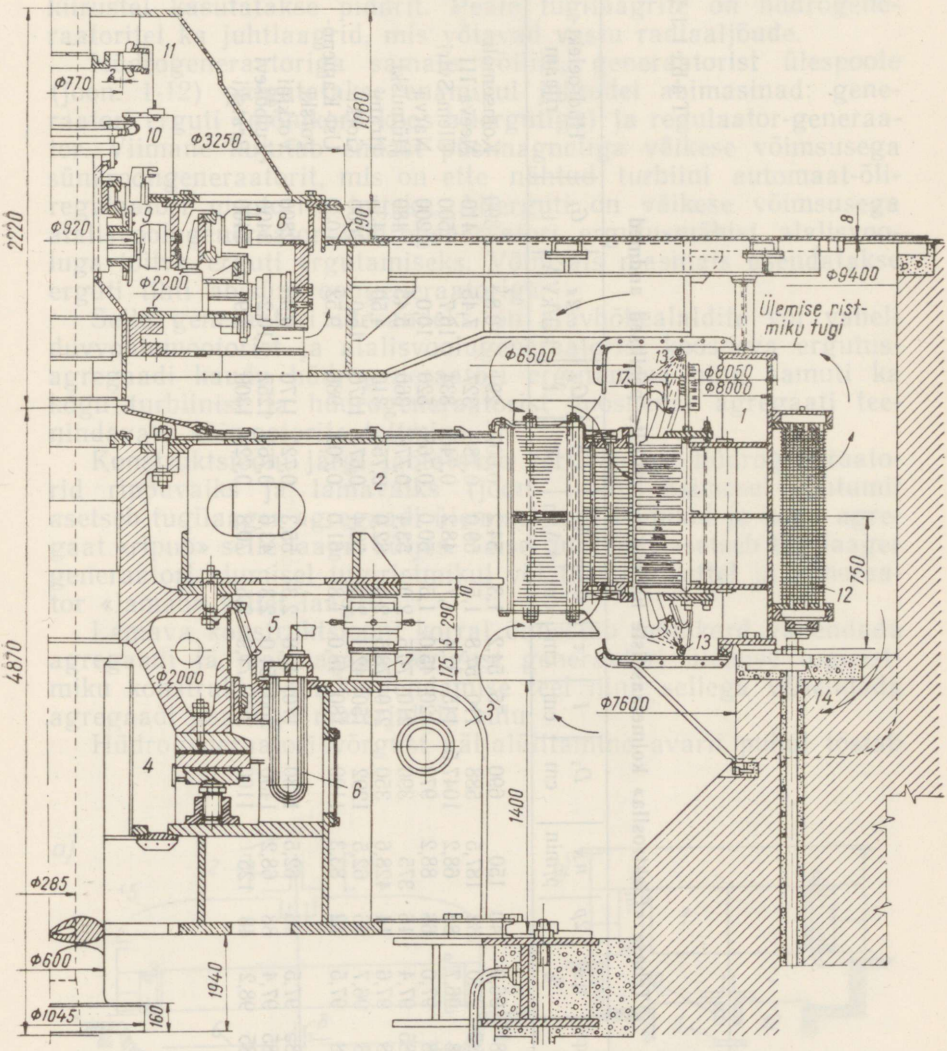
Sõltuvalt vee survest ja võimsusest on hüdroturbiinid tavali-



Joon. 1-11. Kapsel-hüdrogeneraator:
1 — kapsel; *2* — generaatori staator; *3* — generaatori rootor; *4* — võll; *5* ja *6* — laagrid; *7* — hüdroturbiini rootor; *8* — turbiini suunav aparaat

selt väikese pöörlemiskiirusega (n=60 ... 500 p/min). Pöörlemiskiirus on seda väiksem, mida võimsam on turbiin ja mida väiksem on vee surve. Seetõttu on hüdrogeneraatorid mitmepooluselised, suure kaalu ja gabariitmõõtmetega aeglaselt pöörlevad masinad. NSV Liidus on ehitatud maailma suurimad hüdrogeneraatorid, võimsusega kuni 500 000 kW. NSV Liidus toodetavate hüdrogeneraatorite andmeid on toodud tabelis 1-2. Selles tabelis on lisaks varasemaile kasutatud järgmisi tähiseid: D_1 — staatori siseläbimõõt; l — generaatori aktiivosa pikkus; δ — õhupilu suurus (poolusekinga keskkoha all); G_g — generaatori mass; g_g — mass võimsusühiku kohta; G_1 — surve laagrile.

Hüdrogeneraatori üks vastutusrikkam sõlm on tugilaager, millel lasub generaatori pöörlevate osade ja turbiini raskus ning samuti ka turbiinilabadele voolava vee surve. Seega mõjub tugilaagrile tohutu surve (vt. tabel 1-2). Eriti rasked on laagri töötingimused agregaadi käivitamisel ja seiskamisel, sest väikestel pöörlemiskiirustel ei moodustu laagri liugpindade vahele õlikihti ja tekib kuivhõõre. Suure inertsi tõttu on hüdroagregaadi mahajooksuaeg (peatamisaeg) peale vee sulgemist ja võrgust väljalülitamist küllalt suur. Pöörlemisaja vähendamiseks väikestel



Joon. 1-12. Lamavat tüüpi vertikaalne hüdrogeneraator:

1 — staator; *2* — rootor; *3* — koormusristmik; *4* — tugilaager; *5* — juhtlaager; *6* — õlijahuti; *7* — pidur-tungraud; *8* — erguti; *9* — allerguti; *10* — kontaktrõngad; *11* — regulaatorgeneraator; *12* — õhkjahuti; *13* — torud tulekahju kustutamiseks; *14* — alusplaadid

Tabel 1-2

Tehase «Elektrosila» kolmefaasiliste hüdrogeneraatorite põhilised andmed

S_N kVA	U_{1N} kV	cos φ_N	η_N %	$2p$	n_N p/min	D_1 cm	l cm	τ cm	δ cm	A kA/m	B_δ T	G_g t	g_g kG/kVA	G_t t	Hüdroelektrijaam
27000	10,5	0,8	96,9	40	150	690	75	54,2	1,3	54,2	0,607	291	10,8	390	Komsomoli
44000	10,5	0,85	97,0	32	187,5	588	110	57,8	1,5	59,0	0,780	327	7,45	410	Neeva III
50000	15,75	0,8	96.7	88	68,2	1047,5	145	37,4	1,7	48,2	0,740	834	16,7	1500	Ülem-Sviri
52000	10,5	0,8	97,0	68	88,2	972	120	45,0	1,5	50,0	0,768	520	10,0	1200	Narva
66000	10,5	0,85	97,4	16	375	390	210	76,5	2,0	53,4	0,779	360	5,45	480	Hümuški
68750	10,5	0,8	97,6	14	428,6	350	210	78,5	2,0	62,0	0,758	310	4,50	435	Hrami
71500	13,8	0,8	96,7	96	62,5	1292	150	42,3	2,0	50,4	0,674	1076	15,0	2000	Gorki
103500	13,8	0,8	97,5	72	83,3	1100	180	48,0	1,8	61,0	0,702	986	9,52	1030	Ust-Kamenogorski
117650	13,8	0,85	97,5	96	62,5	1430	170	46,8	2,3	55,3	0,720	1170	9,95	2800	Votkini
123500	13,8	0,85	97,4	88	68,2	1430	200	51,0	2,3	43,6	0,765	1257	10,2	3400	Kuibõševi
264700	15,75	0,85	98,2	48	125	1100	250	71,9	2,5	70,8	0,729	1300	4,9	1400	Bratski

kiirustel kasutatakse pidurit. Peale tugilaagrite on hüdrogeneraatoritel ka juhtlaagrid, mis võtavad vastu radiaaljõude.

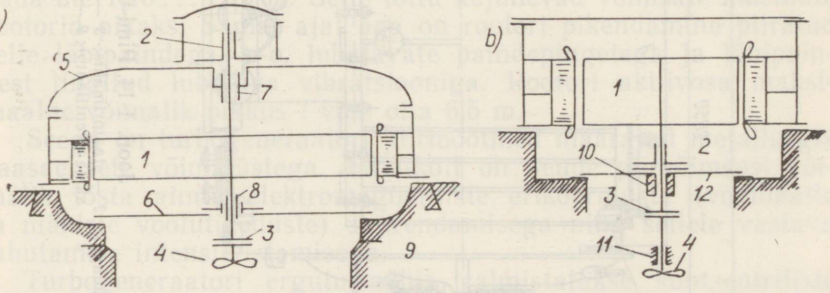
Hüdrogeneraatoriga samale võllile, generaatorist ülespoole (joon. 1-12) paigutatakse enamikul juhtudel abimasinad: generaatori erguti (mõnikord koos allergutiga) ja regulaator-generaator. Viimane kujutab endast püsimagnetiga väikese võimsusega sünkroongeneraatorit, mis on ette nähtud turbiini automaat-õliregulaatori mootorite toiteks. Allerguti on väikese võimsusega alalisvoolugeneraator hüdrogeneraatori ergutusmähist alalisvooluga toitva erguti ergutamiseks. Võimsais masinais asendatakse erguti tihti abisünkroongeneraatoriga.

Selle generaatori ülesandeks on elavhõbealaldite või vahelduvvoolumootorist ja alalisvoolugeneraatorist koosneva ergutusagregaadi kaudu hüdrogeneraatori ergutamine ning samuti ka kogu turbiinist ja hüdrogeneraatorist koosnevat agregaati teenindavate abimootorite toitmine.

Konstruktsiooni järgi jaotatakse vertikaalsed hüdrogeneraatorid rippuvaiks ja lamavaiks (joon. 1-13). Esimesel juhtumil asetseb tugilaager agregaadi ülemisel tugiristmikul ja kogu agregaat «ripub» selle laagri küljes. Teisel juhtumil asetseb tugilaager generaatori alumisel tugiristmikul või turbiini kattel ja generaator «lamab» sellel laagril.

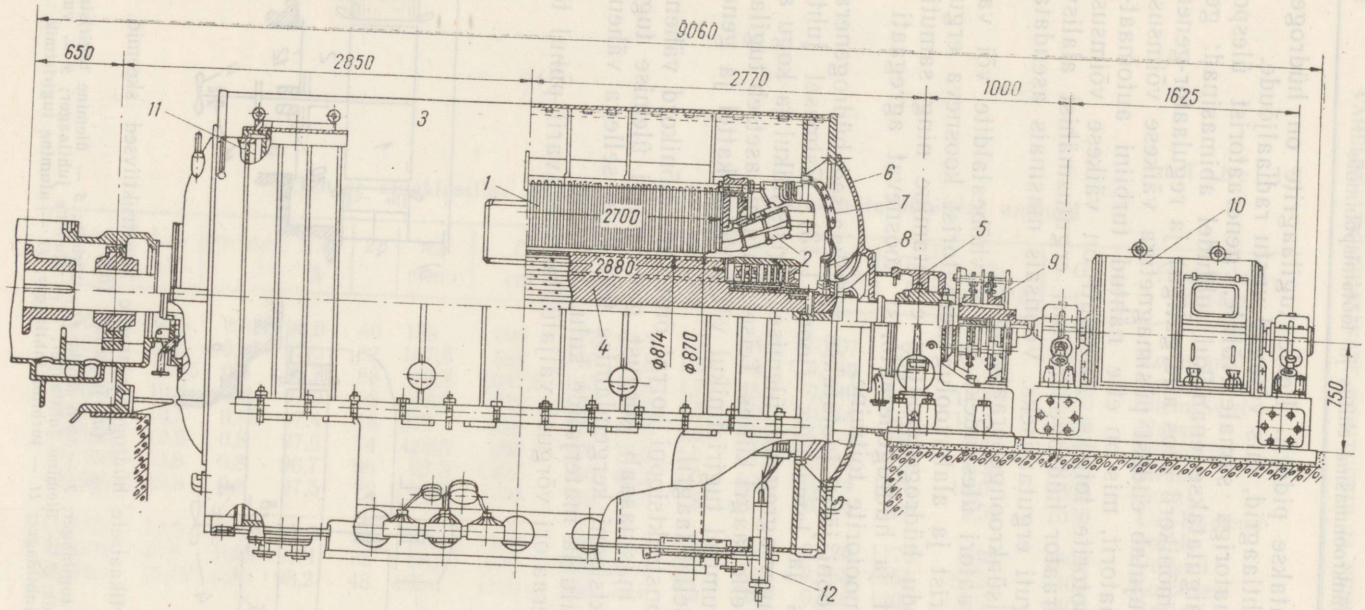
Lamava konstruktsiooni korral õnnestub mõnikord vähendada agregaadi ja masinasaali kõrgust generaatori ülemise tugiristmiku konstruktsiooni kergendamise teel ning sellega vähendada agregaadi kaalu ja materjalide kulu.

Hüdrogeneraatori võrgust väljalülitamine avarii puhul tõstab



Joon. 1-13. Vertikaalsete hüdrogeneraatorite konstruktiivsed skeemid. Rippuv (*a*) ja lamav (*b*):

1 — rootor; *2* — tugilaager; *3* — võlli äärik; *4* — turbiin; *5* — ülemine tugiristmik; *6* — alumine tugiristmik; *7* — ülemine juhtlaager; *8* — alumine juhtlaager; *9* — vundament; *10* — juhtlaager; *11* — turbiini juhtlaager; *12* — alumine tugiristmik



Joon. 1-14. Pind-vesinikjahutusega turbogeneraator 30 MW; 10,5 kV; 3000 p/min:
1 — staatorisüdamik; *2* — staatorimähis; *3* — staatori keeviskere; *4* — rootor; *5* — laagripukk koos laagriga; *6* — väliskilp; *7* — sisekilp; *8* — aksiaalventilaator; *9* — kontaktrõngad; *10* — erguti; *11* — gaasijahuti; *12* — staatorimähise väljaviigud

järsult pöörlemiskiirust, sest võimatu on kiiresti katkestada suure veemassi pääsu turbiini, energia edasiandmine võrku aga on katkestatud. Niisugusel juhul tekkiv maksimaalne, nn. ülejooksukiirus võib nimikiirust ületada rohkem kui kaks korda. Masina mehaanilise tugevuse arvutamisel tuleb seda arvestada.

Suurte hüdropumpade võimsad sünkroonmootorid valmistatakse samuti vertikaalse võlliga.

Peitpoolustega sünkroonmasinal on silindrikujuline rootor, mis tavaliselt on valmistatud massiivsest terassepisest. Rootorisse freesitakse uurded ergutusmähise paigutamiseks. Neid masinaid toodetakse pooluste arvuga $2p=2$ ja $2p=4$ ning seega on suure pöörlemiskiirusega ($f=50$ Hz juures vastavalt 3000 ja 1500 p/min). Sellise kiirusega võimsaid masinaid väljepoolustega teha ei saa, sest ei ole võimalik saavutada pooluste ja ergutusmähiste küllaldase mehaanilise tugevusega kinnitust ning rootori mehaanilist tugevust.

Peitpoolustega masinate peamised esindajad on turbogeneraatorid (joon. 1-14), s. o. sünkroongeneraatorid, mis ühendatakse vahetult soojusjõujaamades töötavate auruturbiinidega. Käesoleval ajal valmistatakse kõik turbogeneraatorid kahe poolusega, sest auruturbiinid on kiirekäigulised ja nende tehnilis-majanduslikud näitajad on seda paremad, mida suurem on pöörlemiskiirus.

NSV Liidus toodetavate turbogeneraatorite põhilised andmed on toodud tabelis 1-3, kus v on rootori pinna joonkiirus, kui $n=n_N$.

Suure võimsusega turbogeneraatorite rootorid (joon. 1-15) valmistatakse massiivsest kõrge kvaliteediga kroomnikkel- või kroom-nikkel-molübdeenterase toorikuist. Kuid ka sel juhtumil ei luba mehaanilise vastupidavuse nõue rootori läbimõõtu suurendada üle 1,10 ... 1,15 m. Selle tõttu kujunevad võimsate masinate rootorid pikaks. Samal ajal aga on rootori pikendamine piiratud selle läbipaindega, s. o. lubatavate paindepingetega ja läbipaindest tingitud lubatava vibratsiooniga. Rootori aktiivosa maksimaalne võimalik pikkus l võib olla 6,5 m.

Seega on turbogeneraatori piirmõõtmed määratud metallurgia kaasaegsete võimalustega. Järelikult on nende piirvõimsusi võimalik tõsta ainult elektromagnetiliste erikoormuste (voolukatte ja mähiste voolutiheduste) suurendamisega ning sellele vastava jahutamise intensiivistamisega.

Turbogeneraatori ergutusmähis valmistatakse kontsentriliste poolidena (joon. 1-16) ja kinnitatakse uuretesse (joon. 1-17) mittemagnetiliste metallkiiludega (duralumiinium jm.), millel on küllaldane mehaaniline tugevus ergutusmähisele mõjuvate suurte tsentrifugaaljõudude vastuvõtmiseks. Mittemagnetilised kiilud takistavad suurte puistevoogude tekkimist uurde ümber (läbi

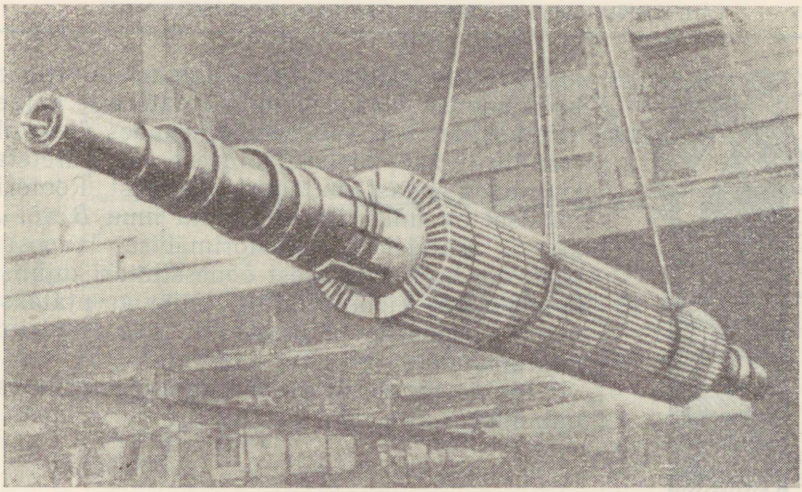
Tabel 1-3

Kolmefaasiliste turbogeneraatorite $f=50$ Hz ja $n=3000$ p/min põhilised andmed

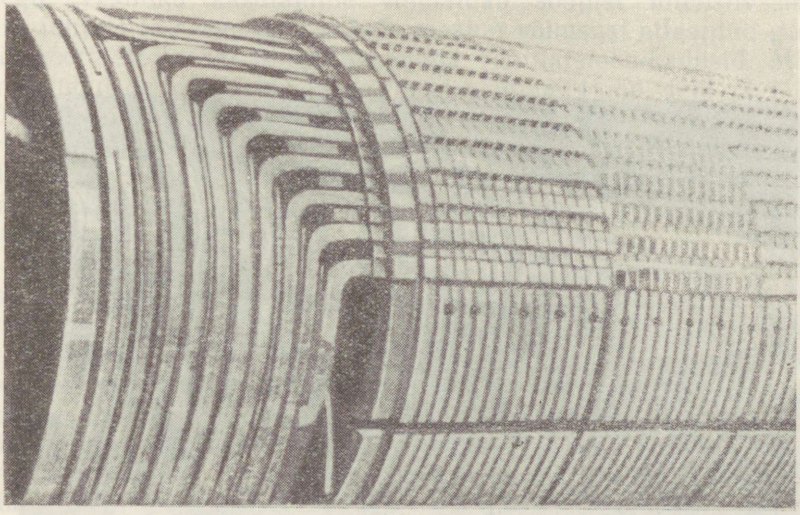
Tüüp	P_N MW	U_{lN} kV	cos φ_N	η_N %	D_1 cm	l cm	δ cm	v m/s	A A/m	B_δ T	G_g t
T2-1,5-2	1,5	6,3	0,8	95,1	50,0	100	1,4	74	460	0,634	10,4
T2-6-2	6,0	6,3	0,8	96,4	70,0	135	1,8	104	450	0,770	29,0
T2-12-2	12	10,5	0,8	97,1	77,0	190	2,1	114	573	0,740	40,3
T2-25-2	25	10,5	0,8	97,6	87,0	270	2,8	128	680	0,750	69,6
TB2-30-2	30	10,5	0,8	98,3	87,0	270	2,8	128	815	0,750	91,0
TB2-100-2	100	13,8	0,85	98,78	109,5	525	4,75	157	773	0,795	256,0
TB2-150-2	150	18,0	0,9	98,9	120,0	625	6,25	169	766	0,810	360,0
TB-60-2	60	10,5	0,8	98,5	103,0	280	5,0	146	917	0,827	130,0
TB-100-2	100	10,5	0,85	98,3	112,8	310	6,4	157	1095	0,822	175,0
TB-200-2	200	11,0	0,85	98,53	122,0	545	7,25	169	1160	0,834	340,0
TBB-150-2	150	18,0	0,85	98,4	117,0	380	8,5	157	1295	0,812	200,0
TBB-200-2	200	15,75	0,85	98,5	123,5	430	8,0	169	1335	0,850	220,0
TBB-300-2	300	20,0	0,85	98,6	126,5	600	9,5	169	1380	0,848	350,0
TBB-500-2	500	20,0	0,85	98,75	131,5	635	9,5	177	1975	0,850	389,0

Märkused:

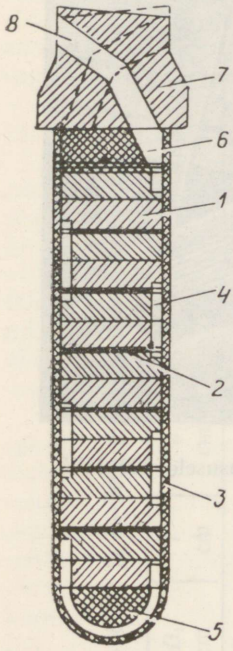
1. Tüüp *T2* — välispinna õhkjahutus.
2. Tüüp *TB2* — välispinna vesinikjahutus ülerõhul 0,05 atm.
3. Tüüp *TB* — rootor mähisesisese vesinikjahutusega ülerõhul 2 atm ja staator mähise välispinna vesinikjahutusega samal ülerõhul.
4. Tüüp *TBB* — rootor mähisesisese vesinikjahutusega ülerõhul 3 atm ja staator mähisesisese vesijahutusega.
5. Tähtedele järgnevad arvud tähistavad: esimene — võimsust megavattides ja teine — pooluste arvu.



Joon. 1-15. Turbogeneraatori mähkimata rootor võimsusele 320 MW



Joon. 1-16. Turbogeneraatori mähitud rootori lõpposa võimsusele 320 MW (koos mähise laupühendustega, kuid bandaažita)

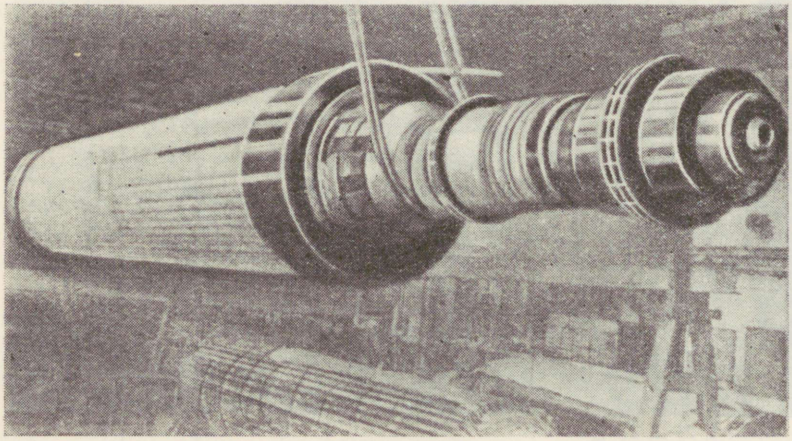


kiilu), mis põhjustaksid hammaste liigset küllastumist ja läbi õhupilu staatorisse kulgeva kasuliku voo vähenemist. Umbes üks kolmandik igast poolusejaotusest on uureteta, kujutades endast nn. suurt hammast. Rootorimähisel on mikaniit- ehk mõni muu *B* või *F* klassi isolatsioon. Rootorimähise lauposad kaetakse tugeva terasest õõnessilindri kujulise bandaažiga (joon. 1-18), mis arvutatakse nende lauposade ja bandaaži enda tsentrifugaaljõududele.

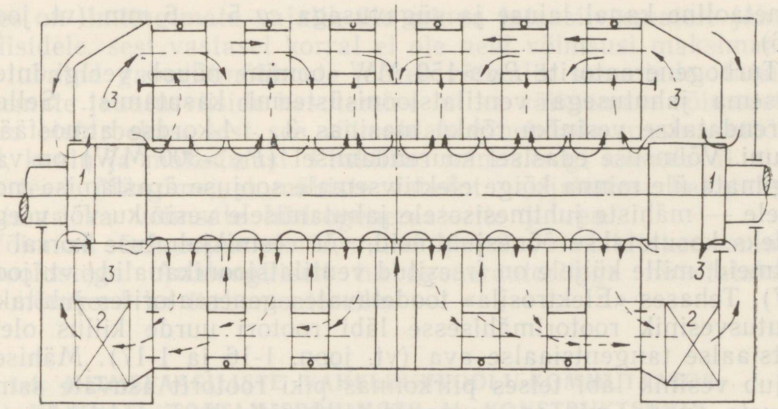
Tõsine probleem on turbogeneraatorite jahutamine.

Joon. 1-17. Tehase «Elektrosila» juhtmesisese vesinikjahutusega turbogeneraatori rootori uure:

1 — vaskjuhe; *2* — keeruisolatsioon (klaastekstoliit); *3* — uurdeisolatsioon (klaastekstoliit); *4* — ventilatsioonikanal; *5* ja *6* — klaastekstoliitvahekud; *7* — kiil; *8* — ava staatori ja rootori vahelisest õhupilust vesiniku juhtimiseks uurdesse (ja sealt ära)



Joon. 1-18. Turbogeneraatori kokkumonteeritud rootor võimsusele 320 MW



Joon. 1-19. Turbogeneraatori suletud ventilatsioonisüsteemi skeem:
1 — ventilaatorid; *2* — gaasijahutid; *3* — staatorimähise laupühenduste piirkonnad

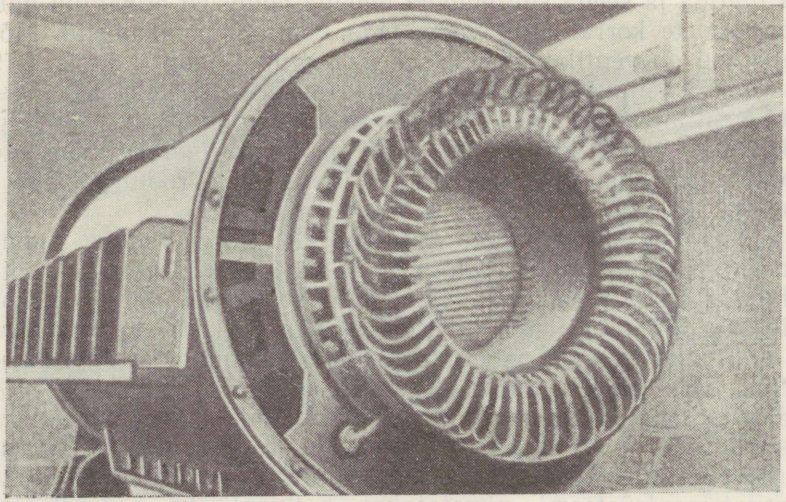
Kuni 30-MW turbogeneraatorid valmistatakse suletud süsteemiga õhkjahutusega, võimsustel üle 30 MW asendatakse õhk 1,05-kordse atmosfäärirõhuga vesinikuga, et vältida õhu imendumist läbi tihendite masinasse, kus see võiks tekitada paukgaasi segu. Vesiniku kasutamine võimaldab soojust intensiivsemalt ära juhtida ja seega suurendada masina võimsust etteantud gabariitmõõtmete korral ning vähendada ventilatsioonikadusid. Mõlemal juhul on ventilatsiooniskeem ühesugune (joon. 1-14 ja 1-19). Õhk (või vesinik) imetakse masinasse võlli mõlemas otsas asuvate ventilaatorite abil. Masinas jaguneb õhk üksikuteks jugadeks, mis kulgevad läbi staatori- ja rootorimähise lauposade, läbi staatorisüdamiku radiaalkanalite, mööda rootori välis- ja staatori sisepinda.

Masina keskosas kulgeb külm õhk staatorisüdamiku radiaalkanalite ühtesid rühmi kaudu selle välispinnalt staatori ja rootori vahelisse õhupilusse ning teiste rühmade kaudu jällegi välispinnale tagasi. Staatorisüdamiku välispinna ja kere vaheline ruum on eraldatud võlliga risti olevate radiaalsuunaliste vaheseintega külma ja sooja õhu kambriteks. Külm õhk tuleb kambritesse ventilaatoritest ning kuumenenud õhk surutakse masina allosast vesijahutisse, mis õhkjahutuse korral asub turbogeneraatori vundamendis, vesinikjahutuse korral aga masina keres. Niisugust ventilatsioonisüsteemi nimetatakse hulkjoaliseks radiaalsüsteemiks. Rootori paremaks jahutamiseks treitakse ta pinnale kruvi-

joonetaoline kanal laiuse ja sügavusega *ca* 5...6 mm (vt. joon. 1-16).

Turbogeneraatorite $P_N > 150$ MW loomine nõuab veelgi intensiivsema jahutusega ventilatsioonisüsteemi kasutamist. Selleks suurendatakse vesiniku rõhku masinas 3...4-kordse atmosfäärirõhuni. Võimsuse edasisel suurendamisel ($P_N > 300$ MW) on vaja tingimata üle minna kõige efektiivsemale soojuse ärastamise moodusele — mähiste juhtmesisesele jahutamisele vesiniku või veega. Selleks kasutatakse õõnesjuhtmeid, või vesinikjahutuse korral ka juhtmeid, mille küljele on freesitud ventilatsioonikanalid (vt. joon. 1-17). Tehases «Elektrosila» toodetavates generaatorites juhitakse jahutusvesinik rootorimähisesse läbi rootori uurde kiilus oleva spetsiaalse tangentsiaalse ava (vt. joon. 1-16 ja 1-17). Mähisest väljub vesinik läbi teises piirkonnas piki rootorit asuvate samasuguste avade, mis on suunatud vastupidiselt sisenevatele (vt. joon. 1-16). Vesiniku liikumine kanalis kindlustatakse rootori pöörlemisel tekkiva rõhuga. Võimsustel $P_N \geqslant 500$ MW kasutatakse rootorimähise õõnesjuhtmesisest vesijahutust. Turbogeneraatorite staatorimähiste juhtmesisest vesijahutust kasutatakse võimsustel $P_N \geqslant 300$ MW (vt. joon. 1-20, kus on näidatud torud mähise lauposadesse vee juhtimiseks ja äravooluks).

Eespool olid näidatud turbogeneraatorite nimivõimsused, mille



Joon. 1-20. Turbogeneraatori staatori vesijahutusega kahekihiline mähis

juures on ilmtingimata vajalik üle minna intensiivsematele jahutusviisidele, sest vastasel korral ei ole neid võimsusi maksimaalsete lubatud gabariitmõõtmete juures võimalik saavutada. Intensiivsemate jahutusviiside kasutamine on ka väiksemate võimsuste juures otstarbekas, sest see võimaldab vähendada masina mõõtmeid, kaalu ja maksumust. Praktikas minnaksegi käesoleval ajal seda teed. Märgime, et mähiste vahetut vesijahutust hakatakse kasutama ka võimsate hüdrogeneraatorite juures.

Võimsad sünkroonmootorid, millel $2p=2$, valmistatakse samuti peitpoolustega. Analoogiliselt turbogeneraatoritega nimetatakse neid mõnikord ka turbomootoreiks.

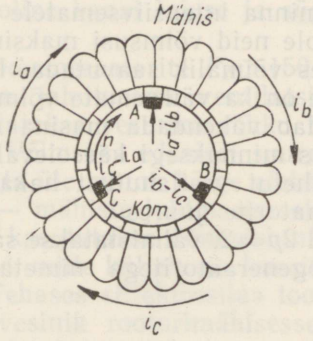
1-4. MITMEFAASILISTE VAHELDUVVOOLU-KOMMUTAATORMASINATE TÖÖTAMISPÕHIMÕTE JA KONSTRUKTSIOON

Erinevatel aegadel on konstrueeritud palju erinevaid kolmefaasilisi vahelduvvoolumasinaid. Kõigi nende aluseks on siiski kommutaator kui sagedusmuundi, mille tagajärjel voolu sagedus rootori välisahelas kommutaatori järel ei sõltu rootori pöörlemiskiirusest, vaid on alati võrdne staatorivoolu sagedusega. See asjaolu võimaldab omakorda staatori- ja rootoriahela elektrilist sidestust, mille modifitseerimisega saab anda masinatele erinevaid omadusi kiiruse reguleerimise jne. osas.

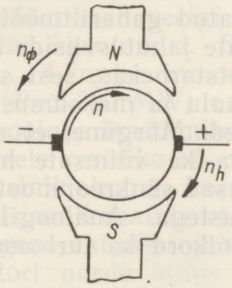
Tüüpiline kolmefaasiline kommutaatormasin koosneb: 1) kolmefaasilise mähisega staatorist, mis on analoogiline asünkroon- või sünkroonmasina staatoriga; 2) rootorist, mis on analoogiline alalisvoolumasina ankruga, omades samasugust, kommutaatoriga ühendatud mähist. Kommutaatoril asub iga kahe poolusejaotuse kohta mitte kaks harjahoidiku varrast nagu alalisvoolumasinal, vaid kolm varrast, kusjuures iga faasi harjahoidiku vardal asuvad harjad ühendatakse vahelike abil omavahel paralleelselt nagu alalisvoolumasinaiski. Peale selle võivad staatoril asuda veel mõningad lisamähised.

Kommutaatoriga ühendatud suletud ankrumähis kujutab endast eespool kirjeldatud kolme harjakomplekti korral, mis on üksteisest nihutatud 120 el. kraadi (joon. 1-21), kolmefaasilist kolmnurka ühendatud mähist. Voolud läbi harjade A, B ja C on võrdsed faasivoolude i_a, i_b ja i_c vahega. Ankru pöörlemisel on iga faasimähise asend muutumatu ja mähisesektsioonid lähevad järjekorras ühtedest faasidest üle teistesse. Kuuefaasilise harjakomplekti paigutamise korral, mis on üksteisest nihutatud 60 el. kraadi, saadakse kuuefaasiline hulknurka ühendatud mähis.

Selgitame kommutaatori kui sagedusmuunduri tööd.



Joon. 1-21. Kolmefaasilise kommutaatormasina ankru-(rootori-) mähis



Joon. 1-22. Kommutaatori kui sagedusmuunduri töötamispõhimõtte selgitus

Joonisel 1-22 on skemaatiliselt kujutatud alalisvoolumasin. Kui selle harjad ja poolused on liikumatud ($n_h = n_\Phi = 0$) ning ankur pöörleb kiirusega n, siis indutseeritakse ankrumähises elektromotoorjõud (vool) sagedusega

$$f_a = pn, \tag{1-13}$$

samal ajal kui ankru ja harjade välisahelas sagedus $f_h = 0$. Seega muundab kommutaator antud juhtumil ankrusisese voolu, sagedusega f_a välisahela vooluks sagedusega $f_h = 0$, või vastupidi.

Kui nüüd mingi sobiva mehhanismiga panna harjad kiirusega n_h pöörlema, muutub harjade polaarsus sagedusega

$$f_h = pn_h \tag{1-14}$$

ja välisahelas saame voolu sagedusega f_h. Järelikult muundab kommutaator nüüd ankrusisese voolu sagedusega f_a välisahela vooluks sagedusega $f_h \neq 0$, või vastupidi. On selge, et välisahela voolu sagedus f_h ei muutu, kui harjade asemel pöörata pooluseid kiirusega $n_\Phi = n_h$. Sel juhtumil muutub ainult sagedus ankrumähises endas

$$f_a = p(n \pm n_\Phi) \tag{1-15}$$

ja selles indutseeritud elektromotoorjõu väärtus. Selline sageduse muundumine esineb ka siis, kui pöörlevate poolustega alalisvoolumasina asemel on mitmefaasiline vahelduvvoolumasina staator,

mida toidetakse vooluga sagedusel f_1 ning mis tekitab pöördvälja pöörlemiskiirusega

$$n_\Phi = \frac{f_1}{p}. \qquad (1\text{-}16)$$

Paigutades $n_\Phi = n_h$ võrrandist (1-16) võrrandisse (1-14), saame et $f_h = f_1$, s. t. voolu sagedus staatoris ja rootori välisahelas on võrdsed, nagu seda näidati vaadeldava paragrahvi alguses.

Sagedus mitmefaasilise kommutaatormasina harjades määratakse seega magnetvoo pöörlemiskiirusega liikumatute harjade suhtes. Märgime, et plussmärk avaldises (1-15) kehtib pöördvälja ja rootori vastassuunalisel, miinusmärk nende samasuunalisel pöörlemisel.

Vahelduvvoolu-kommutaatormasinate erinevate liikide töö erinevused on küllaltki individuaalsed, mistõttu neid siin ei vaadelda.

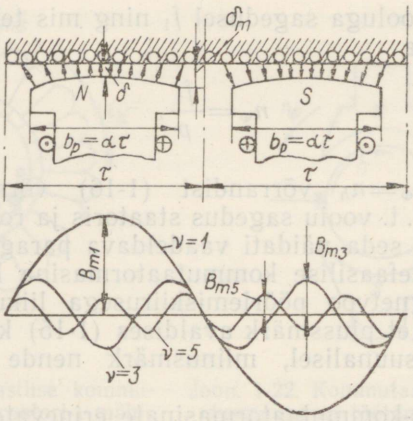
Teine peatükk

VAHELDUVVOOLUMÄHISTE ELEKTROMOTOORJÕUD

2-1. MAGNETVÄLJA PÕHIHARMOONILISEST TINGITUD MÄHISE ELEKTROMOTOORJÕUD

Üldisi märkmeid. Käesolevas peatükis käsitletakse vahelduvvoolumähistes indutseeritavaid elektromotoorjõude.

Vahelduvvoolumasinate konstrueerimisel püütakse mähistes indutseeritavad elektromotoorjõud saada siinuselised. Kui elektromotoorjõu indutseerib pöördväli, on selleks vajalik, et ka magnetiline induktsioon jaotuks piki õhupilu siinuseliselt. Praktiliselt ei ole võimalik saada magnetvälja ideaalselt siinuselist jaotust, kuid sellele sihile lähenemiseks kasutatakse mitmesuguseid konstruktiivseid võtteid. Näiteks valmistatakse väljepoolustega sünkroongeneraatorite ergutusvälja kõvera kuju parandamiseks nende poolusekingad (joon. 2-1) tavaliselt mõnevõrra väiksema raadiusega kui õhupilu. Seetõttu kujuneb õhupilu laius poolusekinga äärel (δ_m) suuremaks kui selle keskkohal (δ). Praktikas $\delta_m/\delta = 1 \ldots 2$ ja pooluse kattetegur $\alpha_\delta = \frac{b_p}{\tau} = 0{,}60 \ldots 0{,}75$. Sellele vaatamata sisaldab väljakõver peale põhiharmoonilise ($\nu = 1$) siiski ka veel paarituid ($\nu = 3, 5, 7 \ldots$) kõrgemaid harmoonilisi, mille amplituudid vähenevad ν suurenemisega.



Joon. 2-1. Väljepoolustega sünkroonmasina ergutusvälja magnetilise induktsiooni jaotumine piki staatori ümbermõõtu

Arvutame esialgu pöördvälja ruumilise põhiharmoonilise ($\nu=1$) poolt mähises indutseeritud elektromotoorjõu suuruse.

Juhtme elektromotoorjõud. Kiirusega $v=2\tau f$ pöörlev siinuseline magnetväli indutseerib keeru kummaski juhtmes elektromotoorjõu

$$e_j=E_{mj}\sin\omega t,$$

mille amplituudiväärtus

$$E_{mj}=B_\delta l v=2fB_\delta l_\delta\tau \tag{2-1}$$

ja efektiivväärtus

$$E_j=\frac{E_{mj}}{\sqrt{2}}=\sqrt{2}fB_\delta l_\delta\tau, \tag{2-2}$$

kus l_δ on masina efektiivosa arvutuslik pikkus ja $B_\delta=B_{m1}$ — induktsiooni põhiharmoonilise amplituudiväärtus õhupilus.

Real juhtudel kasutatakse nii sünkroon- kui ka asünkroonmasinais mähise elektromotoorjõu kõvera kuju parandamiseks (vt. § 2-3), kui ka muuks otstarbeks (vt. § 7-3), uurete kallutamist kulgeva välja suhtes. Näiteks kallutatakse väiksema võimsusega väljepoolustega sünkroonmasinates mõnikord staatori uurdeid

rootori poolusekingade suhtes ja vastupidi (vt. samuti I köide § 3-2). Seejuures muutub siinuselise magnetvälja poolt (joon. 2-2, *a*) juhtme üksikutes osades indutseeritud elektromotoorjõudude faas (joon. 2-2, *b*) piki juhet pidevalt ja elementaarsed elektromotoorjõud ΔE mõlemas juhtme otsas on teineteisest faasis nihutatud

$$\gamma_k = \frac{b_k}{\tau}\pi \text{ võrra,}$$

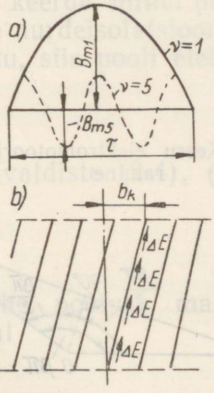
kus b_k on uurete kalde suurus.

Sel juhtumil on juhtme elektromotoorjõu E_j määramiseks vaja selle üksikosade elektromotoorjõudude vektorid ΔE liita (joon. 2-3). Piirjuhtumil, vaadeldes lõpmatult väikesi juhtmeosi, $\Delta E \to 0$ ja vektorite ΔE geomeetriline summa moodustab kaare ning võrdub kesknurgale γ_k vastava kaare kõõluga.

Uurete kalde puudumisel liituvad vektorid ΔE aritmeetiliselt ja nende summa võrdub joonisel 2-3 toodud kaare pikkusega. Kõõlu ja kaare pikkuste suhe joonisel 2-3

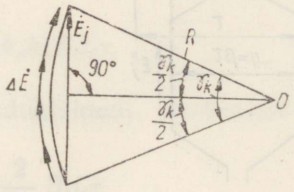
$$k_k = \frac{2R \sin \frac{\gamma_k}{2}}{R\gamma_k} = \frac{\sin \frac{\gamma_k}{2}}{\frac{\gamma_k}{2}}$$

määrab E_j vähenemise uurete kaldest ja nimetatakse mähise kaldeteguriks. Paigutades siia eespool toodud nurga γ_k väärtuse, saame



Joon. 2-2. Juhtme elektromotoorjõud kallutatud uurete korral

Joon. 2-3. Juhtme elektromotoorjõu määramine kallutatud uurete korral



$$k_k = \frac{\sin\left(\frac{b_k}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}\right)}{\frac{b_k}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}}. \qquad (2\text{-}3)$$

On ilmne, et kui $b_k \to 0$, on $k_k = 1$.

Seega on siis üldjuhul vaja avaldise (2-1) paremat poolt korrutada k_k-ga ja järelikult

$$E_j = \sqrt{2} f B_\delta l_\delta \tau k_k. \qquad (2\text{-}4)$$

Harilikult on uurete kalle suhteliselt väike ja k_k väärtus lähedane ühele. Näiteks kui $b_k/\tau = 1/6$, siis

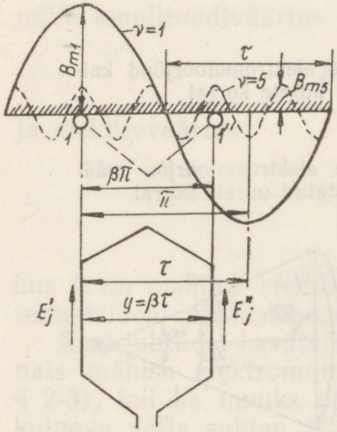
$$k_k = \frac{\sin\frac{\pi}{2\cdot 6}}{\frac{\pi}{2\cdot 6}} = \frac{12}{\pi}\sin 15° = \frac{12}{\pi}\cdot 0{,}259 = 0{,}989,$$

s. t. elektromotoorjõud E_j väheneb ainult 1,1%.

Keeru ja pooli elektromotoorjõud. Keeru ja pooli samm vahelduvvoolumähises y tehakse allpool selgitatavatel põhjustel (vt. § 2-3) poolusejaotusest τ mõnevõrra lühemana (joon. 2-4), nii et suhteline samm

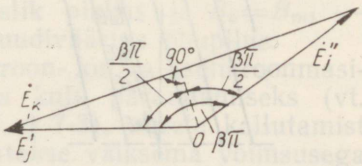
$$\beta = \frac{y}{\tau} \qquad (2\text{-}5)$$

on harilikult ühest väiksem.



Joon. 2-4. Keeru juhtmete elektromotoorjõud

Joon. 2-5. Keeru elektromotoorjõu määramine



Et keeru aktiivküljed on magnetväljas $\beta\pi$ võrra nihutatud, siis on ka neis indutseeritud elektromotoorjõud E'_j ja E''_j sama nurga võrra faasis nihutatud (joon. 2-5), kuid suuruselt võrdsed. Keeru elektromotoorjõud võrdub juhtmete elektromotoorjõudude geomeetrilise vahega

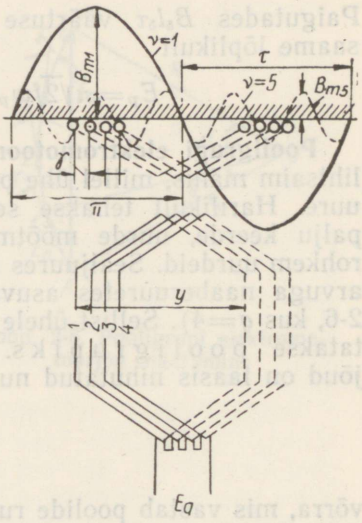
$$\dot{E}_k = \dot{E}'_j - \dot{E}''_j,$$

ja vastavalt joonisele 2-5

$$E_k = 2E_j \sin\frac{\beta\pi}{2}. \qquad (2\text{-}6)$$

Valemis (2-6) esinev suurus

$$k_y = \sin\frac{\beta\pi}{2} \qquad (2\text{-}7)$$



Joon. 2-6. Pooligrupp magnetväljas

võrdub keeru juhtmete elektromotoorjõudude geomeetrilise summa E_k suhtega nende aritmeetilisse summasse $2E_l$ ja arvestab keeru elektromotoorjõu vähenemist sammu lühendamise tõttu, kandes nimetust mähise kõõlutegur. On selge, et E_k suurus on maksimaalne täissammu korral ($y=\tau$; $\beta=1$) ja ka $k_y=1$.

Võrdused (2-6) ja (2-7) on õiged ka pikendatud sammu korral ($y>\tau$; $\beta>1$).

Ühtedesse ja samadesse uuretesse asetatud järjestikku lülitatud keerde, millel on peale iga üksiku keeru isolatsiooni veel ka ühine uurdeisolatsioon, nimetatakse pooliks. Kui poolis on w_p keerdu, siis pooli elektromotoorjõud

$$E_p = w_p E_k$$

või avaldiste (2-4), (2-6) ja (2-7) alusel

$$E_p = 2\sqrt{2} f w_p k_y k_k B_\delta l_\delta \tau. \qquad (2\text{-}8)$$

Ühe pooluse magnetvoog induktsiooni siinuselise jaotuse korral

$$\Phi = B_k l_\delta \tau = \frac{2}{\pi} B_\delta l_\delta \tau. \qquad (2\text{-}9)$$

Paigutades $B_\delta l_\delta \tau$ väärtuse sellest avaldisest valemisse (2-8), saame lõplikult

$$E_p = \pi\sqrt{2} f w_p k_y k_k \Phi = 4{,}44 f w_p k_y k_k \Phi. \qquad (2\text{-}10)$$

Pooligrupi elektromotoorjõud. Joonistel 1-5 ja 1-6 oli toodud lihtsaim mähis, millel ühe pooluse all iga faasi jaoks on vaid üks uure. Harilikult tehakse selleks, et saada faasimähises küllalt palju keerde, uurde mõõtmeid liigselt suurendamata, masinale rohkem uurdeid. Sealjuures ühendatakse rida (q) võrdse keerdude arvuga naaberuuretes asuvat pooli omavahel järjestikku (joon. 2-6, kus $q=4$). Sellist ühele faasile kuuluvat poolide gruppi nimetatakse pooligrupiks. Grupi naaberpoolide elektromotoorjõud on faasis nihutatud nurga

$$\gamma = \frac{2\pi p}{Z} \qquad (2\text{-}11)$$

võrra, mis vastab poolide ruumilisele nihkele magnetväljas (joon. 2-7). Siinjuures kogu q poolist koosnev grupp võtab oma alla ankru ümbermõõdul kaare (elektrilise nurga)

$$\alpha = q\gamma = \frac{2\pi p q}{Z}, \qquad (2\text{-}12)$$

mida nimetatakse faasitsooni nurgaks.

Pooligrupi elektromotoorjõud E_q võrdub grupi üksikute poolide elektromotoorjõudude geomeetrilise summaga (joon. 2-8), mis on samade poolide elektromotoorjõudude aritmeetilisest summast qE_p väiksem. Suhet

$$k_j = \frac{E_q}{qE_p} \qquad (2\text{-}13)$$

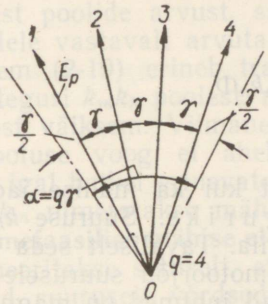
nimetatakse mähise jaotusteguriks. Viimane iseloomustab pooligrupi elektromotoorjõu vähenemist selle keerdude qw_p jaotamise tõttu q eraldi uurdesse.

Seega vastavalt avaldisele (2-13)

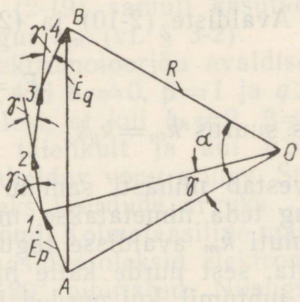
$$E_q = qE_p k_j. \qquad (2\text{-}14)$$

Joonisel 2-8 toodud, vektoritest E_p tekkiva kujundi ümber võib tõmmata ringjoone raadiusega R. Sel juhul, vastavalt joonisele

$$E_q = 2R \sin \frac{\alpha}{2}$$



Joon. 2-7. Pooligrupi poolide elektromotoorjõud



Joon. 2-8. Pooligrupi elektromotoorjõu määramine

ja $E_p=2R\sin\frac{\gamma}{2}=2R\sin\frac{\alpha}{2q}$.

Paigutades need E_q ja E_p väärtused valemisse (2-13), saame jaotusteguri k_j väärtuse

$$k_j=\frac{\sin\frac{\alpha}{2}}{q\sin\frac{\alpha}{2q}}. \qquad (2\text{-}15)$$

On ilmne, et kui $q=1$, on ka $k_j=1$ ja kui $q>1$ on $k_j<1$.

Kui faasitsooni nurga α ulatuses suurendada uurete arvu q koos uurete mõõtmete vastava vähendamisega, siis saame idealiseeritud piirjuhtumil, kui $q=\infty$, nn. ühtlaselt jaotatud mähise. Sellise mähise jaoks saame, asendades valemi (2-15) nimetajas siinuse selle argumendiga,

$$k_j=\frac{\sin\frac{\alpha}{2}}{\frac{\alpha}{2}}. \qquad (2\text{-}16)$$

Kui $q=\infty$, muutub joonisel 2-8 toodud murdjoon AB selle ümber joonistatud ringjoone kaareks, sest $E_p\to 0$. Siit järeldub, et avaldis (2-16) tuleneb ka jooniselt 2-8 kõõlu AB ja kaare AB pikkuste suhtena.

Antud nurga α puhul on $k_{j\infty}$ kõige väiksem k_j väärtus. Reaalseil juhtumeil, kui $1\leqslant q<\infty$, on $1\geqslant k_j>k_{j\infty}$.

Avaldiste (2-10) ja (2-14) alusel

$$E_q = \pi\sqrt{2} f q w_p k_m k_k \Phi, \tag{2-17}$$

kus suurus $k_m = k_y k_j$ (2-18)

arvestab niihästi sammu lühendamist kui ka mähise jaotamist ning teda nimetatakse mähiseteguriks. Suuruse k_k võiks samuti k_m avaldisse tegurina sisse viia. Tavaliselt seda aga ei tehta, sest uurde kalle mõjub elektromotoorjõu suurusele ainult sel juhtumil, kui uurded ja neis asuvad juhtmed on magnetvälja suhtes kaldu. Mõnikord on aga magnetväli orienteeritud piki kalduurdeid ning sel juhtumil kalle elektromotoorjõu suurust ei mõjuta.

Mähise faasi elektromotoorjõud. Mitme poolusega masinates koosneb iga mähise faas mitmest, erinevate pooluste all asuvast pooligrupist (vt. III ptk.). Levinumal juhtumil on kõigis gruppides võrdne arv poole q. Need grupid võtavad seetõttu oma alla ka võrdse nurga α ning on üksteise suhtes nihutatud täisarv poolusejaotusi. Antud juhtumil on kõigi pooligruppide elektromotoorjõud suuruselt võrdsed ja üksteisest faasis 360° nihutatud (gruppide nihke korral paarisarvulise τ võrra) või 180° (nihke korral paarituarvulise τ võrra). Niisugused pooligrupid võib järjestikku lülitada niimoodi, et nende elektromotoorjõud liituksid aritmeetiliselt. On võimalikud ka nende paralleel- ning segalülitused nii, et kõigi rööpharude elektromotoorjõud on suuruselt võrdsed ja faasis. Kui igas harus on järjestikku lülitatud n pooligruppi, siis iga üksiku haru ja mähise faasi elektromotoorjõu efektiivväärtus tervikuna

$$E = nE_q$$

või avaldise (2-17) alusel

$$E = \pi\sqrt{2} f w k_m k_k \Phi = 4{,}44 f w k_m k_k \Phi. \tag{2-19}$$

Siin $w = nqw_p$ (2-20)

kujutab endast igas rööpharus järjestikku ühendatud keerdude arvu ja nimetatakse faasi keerdude arvuks.

Kui m-faasiline a rööpharuga mähis täidab kõik Z uuret, siis

$$w = \frac{Zs_u}{2am}, \tag{2-21}$$

kus s_u on efektiivjuhtmete arv uurdes.

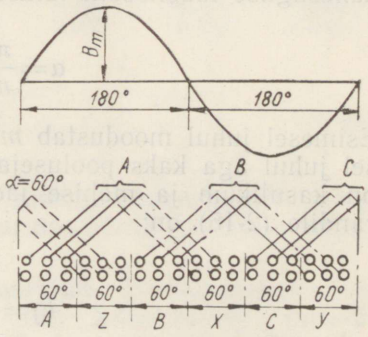
Keerulisemail juhtumeil, kui üksikud pooligrupid koosnevad

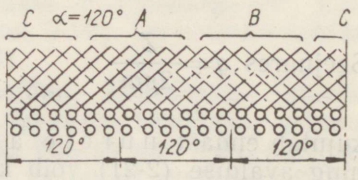
erinevast poolide arvust, saab valemit (2-19) samuti kasutada, kui sellele vastavalt arvutada mähisetegur k_m (vt. § 3-2).

Valem (2-19) erineb trafomähise elektromotoorjõu avaldisest ainult teguri $k_m k_k$ poolest, mis juhtumil, kui $b_k \neq 0$, $\beta = 1$ ja $q > 1$ on ühest väiksem. Viimane tuleneb sellest, et kui $b_k \neq 0$, $\beta \neq 1$, siis pooluse voog ei aheldu pooliga täielikult ja kui $q > 1$, siis on igal hetkel erinevate poolidega ahelduv voog erinev. Suurust wk_m nimetatakse mähise efektiivseks keerdude arvuks.

Kolmefaasilise mähise elektromotoorjõud. Kolmefaasiline mähis konstrueeritakse selliselt, et kõikides faasides oleksid elektromotoorjõud suuruselt võrdsed ja faasis 120° nihutatud. Niisugust mähist nimetatakse sümmeetriliseks. Masina ruum on siis maksimaalselt ära kasutatud, kui kõik ta Z uuret on mähisega hõivatud. On ilmne, et sümmeetrilise mähise korral on suhe Z/m täisarv.

Ühesuguste pooligruppidega sümmeetrilise kolmefaasilise mähise võib valmistada kas kuuekümnekraadise ($\alpha = 60°$) või sajakahekümnekraadise ($\alpha = 120°$) faasitsooniga (joon. 2-9). On ilmne, et mähis faasitsooniga $\alpha = 60°$ on kasulikum, sest sel juhul moodustavad grupi poolide elektromotoorjõudude vektorid väiksema nurga (vt. joon. 2-7) ja nende geomeetriline summa erineb aritmeetilisest summast vähem (vt. joon. 2-8) kui $\alpha = 120°$ puhul. Tõepoolest, ühtlaselt jaotatud mähise korral faasitsooniga $\alpha = 60°$ või $\alpha = \frac{\pi}{3}$, saame vastavalt avaldisele (2-16)





Joon. 2-9. Kahekihilise kolmefaasilise mähise moodustamise põhimõte faasitsoonidega $\alpha = 60°$ ja $\alpha = 120°$. A, B, C — põhilised faasitsoonid; X, Y, Z — faasitsoonid, kus juhtmete elektromotoorjõud on tsoonide A, B ja C suhtes vastavalt 180° faasis nihutatud

$$k_{j\infty}=\frac{\sin\frac{\pi}{2\cdot 3}}{\frac{\pi}{2\cdot 3}}=\frac{6}{\pi}\sin 30°=\frac{3}{\pi}=0{,}955,$$

kuid faasitsooni $\alpha=120°$ või $\frac{2\pi}{3}$ korral

$$k_{j\infty}=\frac{\sin\frac{2\pi}{2\cdot 3}}{\frac{\pi}{3}}=\frac{3}{\pi}\sin 60°=0{,}955\cdot 0{,}867=0{,}828.$$

Seega on faasitsooni $\alpha=120°$ puhul elektromotoorjõud 0,955 : : 0,828 = 1,15 korda väiksem ning sama elektromotoorjõu saamiseks, nagu see oleks $\alpha=60°$ puhul, tuleb mähise keerdude arvu 15% võrra suurendada.

Üeldu tõttu kasutatakse praktikas peaaegu eranditult 60° faasitsooniga mähiseid. Ainult mõnedel erandjuhtudel kasutatakse ka 120° faasitsooniga mähiseid. Ilmselt on näha, et kolmefaasilise kommutaatormasina kommutaatoriga ühendatud ankrumähise faasitsooni nurk $\alpha=120°$ (vt. joon. 1-21).

Üldjuhtumil saab ka m-faasilist mähist ($m \geqslant 3$) valmistada kahesuguse faasitsooni laiusega:

$$\alpha=\frac{\pi}{m};\quad \alpha=\frac{2\pi}{m}. \tag{2-22}$$

Esimesel juhul moodustab m kõrvuti asuvat faasitsooni ühe, teisel juhul aga kaks poolusejaotust. On ilmne, et esimene juhtum on kasulikum ja mähise jaotustegur sel korral, vastavalt võrrandile (2-15) on:

$$k_j=\frac{\sin\frac{\pi}{2m}}{q\sin\frac{\pi}{2mq}}. \tag{2-23}$$

Seejuures $q=\frac{Z}{2pm}$ (2-24)

kujutab endast u u r e t e a r v u p o o l u s e j a f a a s i k o h t a, ning avaldise (2-21) võib kirjutada ka järgmisel kujul:

Tabel 2-1

Kolmefaasiliste, 60° faasitsooniga mähiste jaotustegurid k_{jv}

v \ q	2	3	4	5	6	∞
1	**0,966**	**0,960**	**0,958**	**0,957**	**0,957**	**0,955**
3	0,707	0,667	0,659	0,646	0,644	0,636
5	0,259	0,217	0,205	0,200	0,197	0,191
7	−0,259	−0,177	−0,158	−0,149	−0,145	−0,136
9	−0,707	−0,333	−0,270	−0,247	−0,236	−0,212
11	**−0,966**	−0,177	−0,126	−0,110	−0,102	−0,087
13	**−0,966**	0,217	0,126	0,102	0,092	0,073
15	−0,707	0,667	0,270	0,200	0,172	0,127
17	−0,259	**0,960**	0,158	0,102	0,084	0,056
19	0,259	**0,960**	−0,205	−0,110	−0,084	−0,050
21	0,707	0,667	−0,654	−0,247	−0,172	−0,091
23	**0,966**	0,217	**−0,958**	−0,149	−0,092	−0,041
25	**0,966**	−0,177	**−0,958**	0,200	0,102	0,038
27	0,707	−0,333	−0,654	0,646	0,236	0,071
29	0,259	−0,177	−0,205	**0,957**	0,145	0,033
31	−0,259	0,217	0,158	**0,957**	−0,197	−0,051
33	−0,707	0,667	0,270	0,646	−0,644	−0,058
35	**−0,966**	**0,960**	0,126	0,200	**−0,957**	−0,027
37	**−0,966**	**0,960**	−0,126	−0,149	**−0,957**	0,026
39	−0,707	0,667	−0,270	−0,247	−0,644	0,049
41	−0,259	0,217	−0,158	−0,110	−0,197	0,023
43	0,259	−0,177	0,205	0,102	0,145	−0,022
45	0,707	−0,333	0,654	0,200	0,236	−0,042
47	**0,966**	−0,177	**0,958**	0,102	0,102	−0,020

$$w = \frac{pqs_u}{a}. \qquad (2\text{-}25)$$

Kolmefaasilise 60° faasitsooniga mähise jaotustegurite väärtused põhi- ($v=1$) ja kõrgematele harmoonilistele ($v>1$) on toodud tabelis 2-1.

Kahefaasilise mähise elektromotoorjõud. Eriotstarbelistes vahelduvvoolumasinates kasutatakse tihti kahefaasilisi ($m=2$) mähiseid, mille faaside elektromotoorjõud on teineteisest 90° nihutatud. Niisugused mähised valmistatakse faasitsooniga 90°, kusjuures kõik uurded on täidetud (vt. joon. 3-20). Seejuures kehtivad k_j ja q jaoks valemid (2-23) ja (2-24).

Ühefaasilise mähise elektromotoorjõud. Ühefaasilist mähist võib samuti selliselt valmistada, et viimasega täidetakse masina kõik uurded. Pooligrupp või faasitsoon haarab siis kogu poolusejaotuse ja $\alpha=180°$ või $\alpha=\pi$, kusjuures vastavalt avaldisele (2-16)

$$k_{j\infty}=\frac{\sin\frac{\pi}{2}}{\frac{\pi}{2}}=\frac{2}{\pi}=0{,}637.$$

Seega on sel juhtumil tegur k_j väike, sest liituvad suures ruuminurgas jaotatud poolide elektromotoorjõud (vt. joon. 2-7 ja 2-8). Niisugune paigutus ei ole otstarbekas ja tavaliselt kasutatakse ühefaasiliste mähiste korral nende paigaldamiseks ainult kaks kolmandikku masina uuretest. Sel juhtumil on faasitsoon $\frac{2}{3}\pi$ ja $\alpha=120°$ või $\alpha=\frac{2}{3}\pi$. Antud olukorras, vastavalt avaldisele (2-16)

$$k_{j\infty}=\frac{\sin\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}}=\frac{3}{\pi}\sin 60°=0{,}828$$

ja ühe ning sama elektromotoorjõu saamiseks vajatakse 0,828 : : 0,637 = 1,32 korda vähem aktiivjuhtmeid või keerde.

Eespool saadud seosed on kehtivad ka juhtumil, kui siinuseliselt jaotunud magnetväli on mähise suhtes liikumatu, kuid muutub ajaliselt, pulseerides siinuseliselt sagedusega f.

2-2. MAGNETVÄLJA KÕRGEMATEST HARMOONILISTEST TINGITUD ELEKTROMOTOORJÕUD MÄHISES

Paragrahvis 2-1 saadud avaldisi saab kergesti laiendada ka magnetvälja kõrgemate ruumiliste harmooniliste poolt mähises indutseeritavate elektromotoorjõudude E_ν määramiseks (vt. joon. 2-1). Tõepoolest, poolusejaotus kõrgematele harmoonilistele τ_ν on ν korda väiksem kui τ ja seetõttu, kui keeru kahe juhtme nihe põhiharmoonilise ($\nu=1$) suhtes on $\beta\pi$, siis ν järku harmoonilise suhtes on nihe $\nu\beta\pi$ (vt. joon. 2-4). Seetõttu tuleb kõõluteguri määramisel ν järku harmoonilisele avaldis (2-7) asendada järgmise võrdusega:

$$k_{j\nu}=\sin\frac{\nu\beta\pi}{2}. \qquad (2\text{-}26)$$

Naaberpoolide elektromotoorjõudude faasinihe on samuti ν korda suurem (vt. joon. 2-6, 2-7 ja 2-8) ja sellepärast ei saa jao-

tustegurit arvutada valemite (2-15) ja (2-23) abil, vaid avaldisega

$$k_{j\nu}=\frac{\sin\frac{\nu\alpha}{2}}{q\sin\frac{\nu\alpha}{2q}}; \tag{2-27}$$

või

$$k_{j\nu}=\frac{\sin\frac{\nu\pi}{2m}}{q\sin\frac{\nu\pi}{2mq}}. \tag{2-28}$$

Analoogiliselt on ka uurde kaldenurk välja ν järku harmoonilisele ν korda suurem (vt. joon. 2-2) ja seetõttu saame kaldeteguri jaoks valemi (2-3) asemel seose

$$k_{k\nu}=\frac{\sin\frac{\nu b_k}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}}{\frac{\nu b_k}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}}. \tag{2-29}$$

Mähisetegur kõrgematele harmoonilistele

$$k_{m\nu}=k_{y\nu}k_{j\nu}. \tag{2-30}$$

Üksikud tegurid $k_{m\nu}$, $k_{k\nu}$ ja ka korrutis $k_{m\nu}k_{k\nu}$ tervikuna võivad eeltoodud valemitega arvutamise korral tulla negatiivsed. See näitab E_ν faasinihet 180°, võrreldes olukorraga, kus korrutis $k_{m\nu}k_{k\nu}$ on positiivne.

Avaldise (2-19) asemel saame magnetvälja kõrgemate harmooniliste poolt faasimähises indutseeritud elektromotoorjõu jaoks seose

$$E_\nu=\pi\sqrt{2}f_\nu w k_{m\nu}k_{k\nu}\Phi_\nu. \tag{2-31}$$

Siinjuures määratakse voog Φ_ν valemiga (2-9) analoogilise avaldisega

$$\Phi_\nu=\frac{2}{\pi}B_{\delta\nu}l_\delta\tau_\nu=\frac{2}{\pi\nu}B_{\delta\nu}l_\delta\tau. \tag{2-32}$$

Siin on arvestatud, et ν järku harmoonilise poolusejaotus τ_ν on põhiharmoonilise omast ν korda väiksem.

Magnetvälja kõrgema harmoonilise poolt indutseeritud elektromotoorjõu sagedus f_ν sõltub selle harmoonilise pöörlemiskiirusest.

Näiteks sünkroonmasina ergutusvälja kõik harmoonilised (vt. joon. 2-1) pöörlevad pooluste pöörlemiskiirusega, s. o. ühesuguse kiirusega. Ainult et ν järku harmoonilise pooluste arv on ν korda suurem ja seega antud juhtumil $f_\nu = \nu f$, s. o. välja kõrgemad harmoonilised indutseerivad suurema sagedusega elektromotoorjõud või elektromotoorjõu kõrgemad harmoonilised. Teistel juhtumitel võib kõikidel elektromotoorjõududel E_ν olla üks ja sama sagedus (vt. § 5-2).

Kui välja mitmesuguste harmooniliste poolt indutseeritud elektromotoorjõud on erinevate sagedustega, siis summaarse või resulteeriva elektromotoorjõu efektiivväärtus

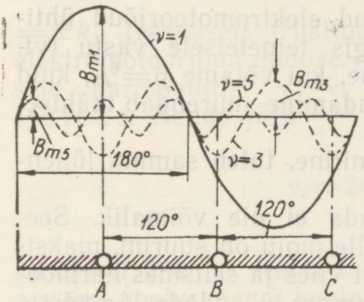
$$E_\Sigma = \sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + \ldots + E_\nu^2 + \ldots} \,. \qquad (2\text{-}33)$$

2-3. ELEKTROMOTOORJÕU KÕVERA KUJU PARANDAMINE

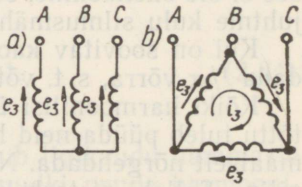
Küsimuse püstitamine. Kui näiteks sünkroonmasina ergutusvälja ruumilised harmoonilised indutseerivad mähises elektromotoorjõu ajalised kõrgemad harmoonilised, ei muutu mähise resulteeriv elektromotoorjõud ajas enam siinuseliselt.

Nagu juba eespool märkisime (vt. I köide § 13-1), võivad elektromotoorjõu kõrgemad harmoonilised elektrivõrkudes ja tarbijates soovimatuid nähtusi põhjustada. Seetõttu tuleb paratamatult ette näha vahendeid nende vähendamiseks. Esimene selline võte on magnetvälja enda jaotuskõvera kuju parandamine selle lähendamisega siinuskõverale. Seda võtet vaadeldi § 2-1 alguses väljepoolustega sünkroonmasinate puhul. Täiesti vastuvõetavaid tulemusi seejuures siiski ei saada. Seepärast püütakse elektromotoorjõu kõrgemaid harmoonilisi vähendada mähiste vastava konstruktsiooniga: 1) mähisesammu lühendamisega; 2) mähise jaotamisega uuretesse selliselt, et poolide arv pooligrupis $q > 1$; 3) mähise uurete kallutamisega. Vaatleme seda probleemi lähemalt.

Magnetvälja kolmandast harmoonilisest põhjustatud elektromotoorjõud. Mähise kolm faasi A, B ja C on väljaharmooniliste suhtes omavahel järgmiselt nihutatud: $\nu = 1$ korral on nihe 120°, $\nu = 3$ — nihe $3 \cdot 120° = 360°$ või 0°; $\nu = 5$ — nihe $5 \cdot 120° = 600°$ või 240°; $\nu = 7$ — nihe $7 \cdot 120° = 840°$ või 120° jne. (joon. 2-10). Samade nurkade võrra on faasis nihutatud ka nende faasimähiste elektromotoorjõudude harmoonilised. Seega siis ühtivad faasis mähise erinevates faasides indutseeritud elektromotoorjõudude harmoonilised, millel $\nu = 3$ või kolmega jaguv arv ($\nu = 9, 15, 21$ jne.) ja mähise tähtühenduse korral (joon. 2-11, *a*) liinipinges need harmoonilised puuduvad. Mähiste kolmnurka ühendamisel (joon. 2-11, *b*) elektromotoorjõudude kolmandad harmoonilised liituvad,



Joon. 2-10. Välja ruumiliste harmooniliste asetus kolmefaasilise mähise üksikute faaside suhtes



Joon. 2-11. Elektromotoorjõu kolmandad harmoonilised kolmefaasilises mähises

põhjustades voolu kolmanda harmoonilise i_3, mis ringleb kolmnurga suletud kontuuris. Siin elektromotoorjõu kolmandad harmoonilised kulutatakse pingelangu katteks selles vooluringis, mistõttu need liinipinges samuti puuduvad.

Mähiste kolmnurkühendusi püütakse vältida, sest sel juhtumil mähistes tekkivad voolu kolmandad harmoonilised põhjustavad lisakadusid ja mähiste asjatut kuumenemist. Peale selle, ühefaasilistes mähistes faasitsooniga $\alpha = 120°$ harmooniliste $\nu = 3, 9, 15 \ldots$ poolt indutseeritud elektromotoorjõud võrduvad alati nulliga, sest avaldise (2-27) alusel on nende harmooniliste jaoks $k_{j\nu} = 0$.

Esitatud põhjustel tuleb mähiste konstrueerimisel peatähelepanu pöörata nende kõrgemate harmooniliste vähendamisele, mille ν ei jagu kolmega.

Mähisesammu lühendamine. Kui $\beta = 1$, siis vastavalt valemile (2-26) on kõigile paaritutele harmoonilistele $k_{y\nu} = \pm 1$, s. t. et keeru elektromotoorjõus avalduvad kõik elektromotoorjõu harmoonilised täiel määral. Mähise sammu vastava pikkuse valikuga võib põhimõtteliselt kaotada elektromotoorjõu mistahes harmoonilise. Kui näiteks lühendada sammu $^1/_5\tau$ võrra, siis $\beta = {}^4/_5$, ning vastavalt valemile (2-26) saame kõõluteguri $\nu = 5$ jaoks

$$k_{y5} = \sin \frac{5 \cdot 4\pi}{5 \cdot 2} = \sin 2\pi = 0$$

ja järelikult ka $E_5 = 0$. Viimast asjaolu seletab see, et sellise sammu lühendamise korral keeru mõlemas aktiivküljes magnetvälja

viienda harmoonilise poolt indutseeritud elektromotoorjõud ühtivad faasis ja mõjuvad keeru vooluringis teineteisele vastu (vt. joon. 2-4). Samasuguse tulemuse saame, kui võtame $\beta = {}^6/_5$, kuid see ei ole ökonoomne, sest sammu pikendamine suurendab mähisejuhtme kulu silmusmähiste korral.

Kui on soovitav kaotada 7. harmooniline, tuleb sammu lühendada $^1/_7\tau$ võrra, s. t. võtta $\beta = {}^6/_7$ jne.

Kõiki harmoonilisi üheaegselt kaotada ei ole võimalik. Seetõttu tuleb püüda neid harmoonilisi, mille mõju on suurim, maksimaalselt nõrgendada. Need on tavaliselt viies ja seitsmes harmooniline. Selleks otstarbeks tuleb mähisesammu lühendada $^1/_6\tau$ võrra, s. t. $\beta = {}^5/_6 = 0{,}833$. Sealjuures

$$k_{y5} = \sin \frac{5 \cdot 5 \cdot 180^\circ}{6 \cdot 2} = \sin 375^\circ = \sin 15^\circ = 0{,}259$$

ja

$$k_{y7} = \frac{7 \cdot 5 \cdot 180^\circ}{6 \cdot 2} = \sin 525^\circ = \sin 165^\circ = 0{,}259,$$

s. t. nende harmooniliste poolt indutseeritud elektromotoorjõudude väärtus väheneb peaaegu neli korda, võrreldes juhtumiga, kui $\beta = 1$. Samal ajal $\beta = {}^5/_6$ korral

$$k_{y1} = k_y = \sin \frac{5 \cdot 180^\circ}{6 \cdot 2} = \sin 75^\circ = 0{,}966,$$

s. t. elektromotoorjõu põhiharmoonilise vähenemine on tähtsusetu.

Sammu lühendamine on võimalik ainult täisarvu hambajaotuste võrra. Seetõttu ei ole mitte alati võimalik võtta $\beta = {}^5/_6$ ja harilikult võetakse $\beta = 0{,}8 \ldots 0{,}86$.

Mähise jaotamine. Kui $q = 1$, siis vasavalt avaldistele (2-27) ja (2-28) on kõigile harmoonilistele $k_{j\nu} = \pm 1$, ning elektromotoorjõu harmoonilised selle jaotamise tagajärjel ei vähene. Ainult kui $q > 1$, on paljudele harmoonilistele $[k_{j\nu}] < k_{j1}$ (vt. tabel 2-1) ja vastavate harmooniliste poolt indutseeritud elektromotoorjõudude väärtus väheneb tunduvalt. Seda seletab see, et pooligrupi poolid on ν järku harmoonilise suhtes nihutatud mitte nurga γ võrra ($\nu = 1$), vaid nurga $\nu\gamma$ võrra (vt. joon. 2-6, 2-7 ja 2-8), mistõttu need elektromotoorjõud liituvad suurema nurga all ja nende summa väheneb. Samal ajal aga, nagu nähtub tabelist 2-1, kui $\nu = 1$, on $k_{j1} = k_j$ väärtus lähedane ühele, s. t. mähise jaotamine mõjutab elektromotoorjõu põhiharmoonilist vähe.

Hambaharmoonilised ja uurete kalle. Tabelist 2-1 on samuti näha, et ka $q > 1$ puhul mitme kõrgema harmoonilise jaoks $k_{j\nu} =$

$= \pm k_{j1}$ (rasvaselt trükitud arvud), s. t. et nende harmooniliste elektromotoorjõud mähise jaotamise tagajärjel ei vähene. Niisuguseid harmoonilisi $\nu = \nu_z$ nimetatakse hambaharmoonilisteks. Nende järk

$$\nu_z = 2mqk \pm 1 = k\frac{Z}{p} \pm 1, \qquad (2\text{-}34)$$

kus $k = 1, 2, 3 \ldots$. Kui $k = 1$, siis järk võrdub ligikaudu hammaste arvuga poolusepaari kohta, millest on tulnudki nende harmooniliste nimetus. Kolmefaasilise mähise jaoks

$$\nu_z = 6qk \pm 1. \qquad (2\text{-}35)$$

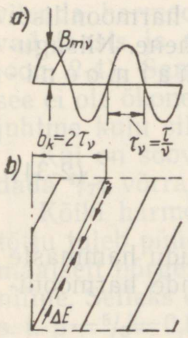
Näiteks, kui $q = 2$, siis vastavalt võrdusele (2-35) $\nu_z = 11, 13, 23, 25 \ldots$. Kui aga $q = 1$, siis kõik harmoonilised $\nu = 5, 7, 11, 13 \ldots$ osutuvad hambaharmoonilisteks.

Sünkroonmasina ergutusväljas leiduvad kõik ν_z järku harmoonilised. Kahe naaberuurde juhtmetevaheline nihkenurk välja põhiharmoonilise suhtes määratakse võrdusega (2-11). Välja ν_z järku harmoonilise poolt indutseeritud elektromotoorjõudude suhtes on see nurk ν_z korda suurem ja avaldiste (2-11) ning (2-34) alusel saame

$$\gamma_{\nu z} = \nu_z \gamma = \left(k\frac{Z}{p} \pm 1\right)\frac{2\pi p}{Z} = 2\pi k \pm \frac{2\pi p}{Z} = 2\pi k \pm \gamma, \qquad (2\text{-}36)$$

mis on ekvivalentne nurgaga $\pm\gamma$. Järelikult on üksikute uurete juhtmetes magnetvälja harmoonilise ν_z poolt indutseeritud elektromotoorjõud üksteise suhtes sama nurga võrra nihutatud, nagu selle välja põhiharmoonilise poolt tekitatud elektromotoorjõudki. Seetõttu liituvad nende elektromotoorjõudude vektorid keeru vooluringis ja pooligrupis ühe ja sama faasinihkenurgaga. Järelikult on niihästi jaotus- kui ka kõõlutegurid harmooniliste $\nu = 1$ ja $\nu = \nu_z$ jaoks ühesugused. Seega pole ei mähisesammu lühendamise ega ka mähise jaotamisega täisarvulise q ulatuses võimalik kaotada või isegi nõrgendada magnetvälja hambaharmoonilistest tingitud elektromotoorjõudude kõrgemaid harmoonilisi. Kuid q suurendamisega suureneb ka hambaharmooniliste järk ν_z ning, et kõrgemat järku harmoonilised avalduvad välja kõveras nõrgemini, siis q suurendamine parandab siiski mõnevõrra mähise elektromotoorjõu kõvera kuju.

Välja hambaharmooniliste poolt põhjustatud elektromotoorjõu kõrgemaid harmoonilisi on võimalik vähendada samuti kas uurete



Joon. 2-12. Juhtum, kus uurde kalde tõttu $E_v=0$

või poolusekingade vastava kallutamisega. Kui näiteks võtta kalde suuruseks

$$b_k=2\tau_v=\frac{2\tau}{v},$$

siis vastavalt avaldisele (2-29) $k_{kv}=0$ ja valemi (2-31) järgi $E_v=0$. Füüsikaliselt tähendab see, et siin indutseeritakse juhtme üksikutes lõikudes suuruselt võrdsed, kuid vastassuunalised elektromotoorjõud (joon. 2-12).

Kõige tugevamini avalduvad esimest järku hambaharmoonilised, mille jaoks avaldistes (2-34) ja (2-35) $k=1$. Elektromotoorjõud, tingituna ühest neist harmoonilistest, võrdub nulliga, kui võtta

$$b_k=\frac{2\tau}{v_z}=\frac{2p\tau}{Z\pm p}.$$

Praktikas võetakse kalde suurus harilikult võrdseks hambajaotusega:

$$b_k=\frac{2p\tau}{Z}, \qquad (2\text{-}37)$$

mis puhul kõigist hambaharmoonilistest põhjustatud elektromotoorjõud tunduvalt vähenevad.

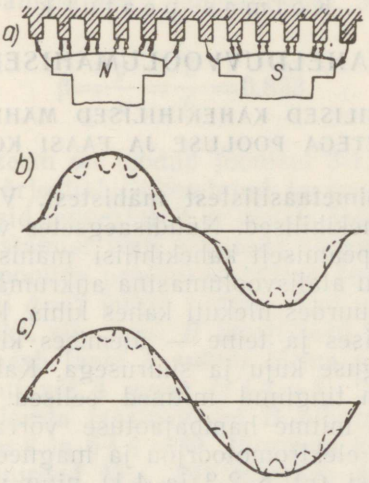
Uurete mõju. Vaatleme staatori uurete mõju sünkroonmasina ergutusvälja kõverale ja staatorimähise elektromotoorjõule.

Joonisel 2-13, *a* on skemaatiliselt näidatud sünkroonmasina poolused ja staator uuretega, kui $Z/p=6$. Joonisel 2-13, *b* on näidatud pooluste ergutusvälja induktsioonikõvera iseloom uurete puudumisel (pideva joonega) ja nende olemasolul (kriipsjoonega). Joonisel 2-13, *c* on toodud samasugused kõverad uurete puudumisel, kui ergutusvälja kõver sisaldab ainult põhiharmoonilist.

Nagu nähtub jooniselt 2-13, moonutavad uurded väljakõverat. Võib endale ette kujutada, et uurete ja hammaste olemasolu põhjustab rea väljaharmoonilisi, mis lisanduvad esialgsele väljakõverale ning mida võib seetõttu nimetada magnetvälja hambaharmoonilisteks.

Kui esialgne väljajaotus oli siinuseline (joon. 2-13, *c*), siis uurete olemasolul tekivad välja pöörlevad lisaharmoonilised järguga

$$v_z=k\frac{Z}{p}\pm 1; \quad k=1, 2, 3, \ldots, \qquad (2\text{-}38)$$



Joon. 2-13. Sünkroonmasina ergutusvälja kõvera kuju uurete olemasolul staatoril

Nendel harmoonilistel on ν_z korda enam pooluseid kui põhiharmoonilisel, kuid pöörlevad, nagu on võimalik näidata, ka ν_z korda aeglasemalt, mistõttu nad indutseerivad staatorimähises põhisagedusega elektromotoorjõu.

Seega, kui ergutusväli on uurete puudumisel siinuseline, siis uurete olemasolu moonutab küll väljakõverat, kuid ei mõjuta indutseeritud elektromotoorjõu kõvera kuju. Elektromotoorjõu kõvera moonutumist põhjustavad ainult esialgse väljakõvera kõrgemad harmoonilised (pideva joonega kõver joonisel 2-13, *b*). Selle küsimuse põhjalikum analüüs näitab, et kui Z/p on paarisarv, põhjustab uurete olemasolu elektromotoorjõu nende kõrgemate harmooniliste, mille indutseerivad esialgses väljakõveras sisaldunud paarituarvulised ν_z järku hambaharmoonilised [vt. võrdus (2-34)], mitmekordse suurenemise. Selles seisnebki uurete kahjulik mõju elektromotoorjõu kõverale. Kui Z/p on paarisarv, on selle nähte vastu võitlemise efektiivne vahend uurete või poolusekingade kallutamine. Kui aga Z/p ei võrdu paarisarvuga, saadakse nn. murdmähis (vt. § 3-2), mis kindlustab elektromotoorjõu kõverale sobiva kuju.

Kolmas peatükk

VAHELDUVVOOLUMÄHISED

3-1. KOLMEFAASILISED KAHEKIHILISED MÄHISED TÄISARVU UURETEGA POOLUSE JA FAASI KOHTA

Üldteatmeid kolmefaasilistest mähistest. Vahelduvvoolumähised on ühe- ja kahekihilised. Nüüdisaegsetes vahelduvvoolumasinates kasutatakse peamiselt kahekihilisi mähiseid, mille poolide küljed, samuti nagu alalisvoolumasina ankrumähiselgi (vt. I köide 3. ptk.) asetsevad uurdes ülekuti kahes kihis, kusjuures iga pooli üks külg on alumises ja teine — ülemises kihis. Sealjuures on kõik poolid ühesuguse kuju ja suurusega. Kahekihiliste mähiste laialdase leviku on tinginud mitmed eelised: 1) sammu saab lühendada ükskõik mitme hambajaotuse võrra, mis võimaldab vähendada mähise elektromotoorjõu ja magneetimisergutuse kõrgemaid harmoonilisi (vt. § 2-3 ja 4-1) ning vähendada mähisejuhtme kulu; 2) kõigi poolide ühesugused mõõtmed ja kuju, mis lihtsustab ja kergendab mähise valmistamist; 3) poolide laupühenduste suhteliselt lihtne kuju (vt. joon. 1-20), mis samuti lihtsustab mähise valmistamist.

Nagu alalisvoolumasina ankrumähisedki, liigitatakse ka kahekihilised vahelduvvoolumähised silmus- ja lainemähisteks, mille elektromagneetilised omadused on täiesti võrdväärsed. Eelistatakse siiski silmusmähiseid. Lainemähiseid kasutatakse harilikult siis, kui keerdude arv poolis $w_p = 1$.

Enamik kolmefaasilisi mähiseid valmistatakse faasitsooniga $\alpha = 60°$, mistõttu piirdumegi ainult nende mähiste vaatlusega. Pärast nende mähiste tundmaõppimist ei ole vajaduse korral raske koostada ka mähiste skeeme faasitsooniga $\alpha = 120°$.

Mähisel võib olla pooluse ja faasi kohta nii täis- kui ka murdarv uurdeid q [vt. võrdust (2-24)]. Viimasel juhtumil nimetatakse mähist murdmähiseks.

Silmusmähised täisarvu uuretega pooluse ja faasi kohta. Näitena vaatleme mähist, millel $Z = 24$ ja $2p = 4$. Siis

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{24}{4 \cdot 3} = 2$$

ja poolusejaotus hambajaotuste arvu kaudu

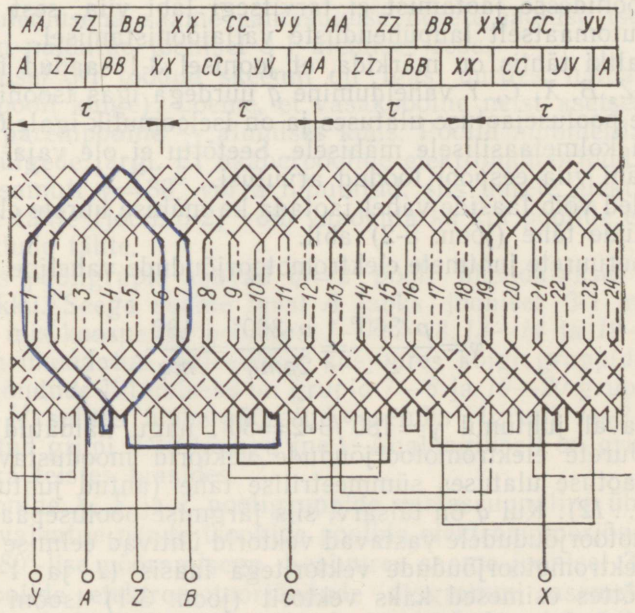
$$\tau = mq = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6 .$$

Valime mähisesammu $y=5$ hambajaotust. Siis suhteline mähisesamm

$$\beta=\frac{y}{\tau}=\frac{5}{6}=0{,}833.$$

Selle mähise skeem on toodud joonisel 3-1. Seal on kõik ühe faasi pooligrupid järjestikku ühendatud ja suurema selguse mõttes on üksikud faasid joonestatud erinevate joontega. Joonisel 3-1 toodud skeemi koostamist võib selgitada järgnevalt.

Algul jaotame poolide pealmised küljed (uurded) faasitsoonidesse, igasse tsooni $q=2$ külge (uuret). Kui uurded *1* ja *2* võtta faasi *A* faasitsooniks, siis faasi *B* faasitsooni kuuluvad uurded *5* ja *6*, sest faas *B* peab faasi *A* suhtes olema nihutatud 120°, s. o. kaks 60° faasitsooni või 4 uuret ($1+4=5$, $2+4=6$). Faasi *C* faasitsoon on omakorda faasitsoonist *B* nihutatud 120° võrra ja asub uuretes $5+4=9$ ja $6+4=10$. Järgneva kahekordse poolusejaotuse ulatuses (uurded *13* ... *24*) tsoonide *A*, *B* ja *C* vaheldu-



Joon. 3-1. Kolmefaasilise kahekihilise silmusmähise skeem, kui $Z=24$, $m=3$, $2p=4$, $q=2$, $y=5$ ja $\beta=5/6$

mine allub samale seaduspärasusele (tsoon *A* — uurded *13*, *14*; tsoon *B* — *17*, *18*; tsoon *C* — *21*, *22*). Niimoodi oleksidki pooled ülemise kihi faasitsoonidest ja uuretest jaotatud. Ülejäänud faasitsoonid jaotame samuti faaside *A*, *B* ja *C* vahel ja tähistame need vastavalt *X*, *Y* ja *Z*-ga. Siinjuures kuuluvad tsooni *X* uurded, mis on tsooni *A* suhtes nihutatud $\tau=6$ uurde võrra, s. o. uurded $1+6=7$, $2+6=8$, $13+6=19$, $14+6=20$. Analoogiliselt kuuluvad tsooni *Y* uurded $5+6=11$, $6+6=12$, $17+6=23$, $18+6=24$ ja tsooni *Z* uurded $9-6=3$, $10-6=4$, $21-6=15$, $22-6=16$. Tsoonide *A*, *B*, *C* ja *X*, *Y*, *Z* vaheline erinevus avaldub selles, et poolide vastavate külgede elektromotoorjõud (näiteks tsoonide *A* ja *X* poolidel) on omavahel faasis 180° nihutatud, sest need pooli küljed ise on magnetväljas ühe või paaritu arvu poolusejaotuste võrra nihutatud.

Tulemusena saame poolide pealmiste külgede (uurete) jaotuse faasitsoonideks nii, nagu see on näidatud joonisel 3-1 ülemise osa ülemises reas. Et antud juhul on sammu lühendatud ühe hambajaotuse võrra, siis on poolide alumised küljed (uurded) ühe hambajaotuse võrra vasakule nihutatud, nagu see on näidatud joonisel 3-1 ülemise osa alumises reas. Märgime, et alumiste külgede tsoonidesse jaotamist ei tarvitsegi läbi viia, sest see saadakse automaatselt laupühenduste väljajoonistamisel.

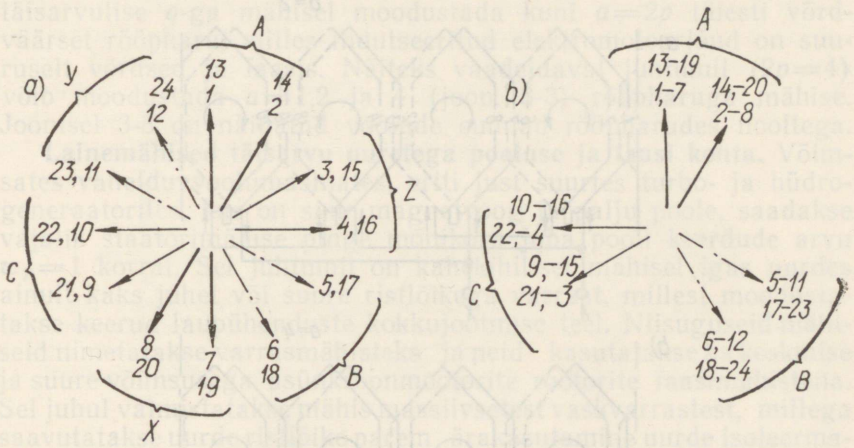
Küllaltki tähtis on märkida, et joonisel 3-1 saadud faasitsoonide *A*, *Z*, *B*, *X*, *C*, *Y* vaheldumine *q* uurdega igas tsoonis kordub iga kahe poolusejaotuse ulatuses ja on iseloomulik igale 60° faasitsooniga kolmefaasilisele mähisele. Seetõttu ei ole vaja iga kord uuesti läbi viia eespool toodud arvutusi.

Uurded võib faaside vahel jaotada ka mähise uurete elektromotoorjõudude tähe (joon. 3-2) abil.

Naaberuurete juhtmete elektromotoorjõudude vaheline faasinihe

$$\gamma=\frac{p\cdot 360^\circ}{Z}=\frac{p\cdot 360^\circ}{2pmq}=\frac{180}{mq}. \qquad (3\text{-}1)$$

Vaadeldaval juhtumil $\gamma=180^\circ/3\cdot 2=30^\circ$, nagu näidatud joonisel 3-2, *a*. Uurete elektromotoorjõudude vektorid moodustavad kahe poolusejaotuse ulatuses sümmeetrilise tähe (antud juhtumil vektorid *1* ... *12*). Kui *q* on täisarv, siis järgmise poolusepaari uurete elektromotoorjõududele vastavad vektorid ühtivad eelmise poolusepaari elektromotoorjõudude vektoritega faasis (*1* ja $1+12=13$ jne.). Võttes esimesed kaks vektorit (joon. 3-1) tsooni *A* jaoks (vektorid *1*, *2* ja *13*, *14*), siis tsoonide *B* ja *C* vektorid on tsooni *A* vektoritest vastavalt 120° ja 240° nihutatud. Tsoonide *X*, *Y* ja *Z* vektorid on tsoonide *A*, *B* ja *C* vektorite suhtes nihutatud 180°.



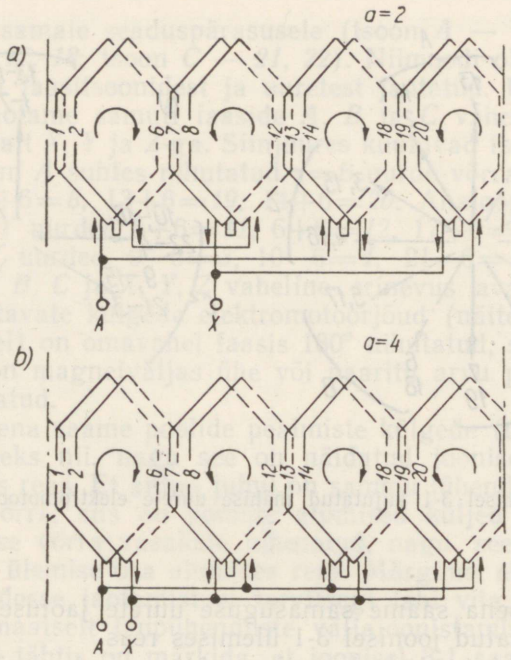
Joon. 3-2. Joonisel 3-1 kujutatud mähise uurete elektromotoorjõudude täht

Selle tulemusena saame samasuguse uurete jaotuse tsoonidesse, nagu on näidatud joonisel 3-1 ülemises reas.

Joonisel 3-1 toodud skeemil on igas uurdes näidatud kaks juhet (pooli külge). Loeme, et vasakpoolne neist asetseb pealmises ja parempoolne — alumises kihis. Poolid nummerdame pealmiste külgede järgi. Et naaberpoolide elektromotoorjõud on teineteisest samuti $\gamma = 30°$ võrra nihutatud, siis uurete elektromotoorjõudude tähte (joon. 3-2) võib vaadelda ka kui poolide elektromotoorjõudude tähte.

Ühes pooligrupis asuvad $q = 2$ pooli ühendatakse omavahel järjestikku. Seega saame faasi *A* jaoks joonisel 3-1 neli pooligruppi, mis koosnevad poolidest *1—2, 7—8, 13—14* ja *19—20*. Kõik need on ühendatud järjestikku, kusjuures kõigi gruppide elektromotoorjõudude liitumiseks on grupid *7—8* ja *19—20* gruppide *1—2* ja *13—14* suhtes ümberpööratud asendis (grupi *1—2* lõpp on ühendatud grupi *7—8* lõpuga jne.). Analoogiliselt on grupid ühendatud ka teistes faasides.

Tsoonide *X*, *Y* ja *Z* pooligruppide vastassuunaline ühendusviis on ekvivalentne nende tsoonide poolide elektromotoorjõudude vektorite 180°-lise pööramisega. Seejuures saame joonisel 3-2, *a* toodud poolide elektromotoorjõudude diagrammi asemel joonisel 3-2, *b* toodud diagrammi, mis koosneb kolmest sektorist, kus igaühes on $q = 2$ kiirt ja igas kiires $2pq = 2 \cdot 2 \cdot 2 = 8$ vektorit vastavalt faasimähise poolide arvule. Iga faasi elektromotoor-



Joon. 3-3. Joonisel 3-1 kujutatud mähise faasi *A* ühendusskeem $a=2$ ja $a=4$ rööpharu korral

jõud võrdub vastava sektori poolide elektromotoorjõudude summaga. On ilmne, et kõigi faaside elektromotoorjõud on omavahel võrdsed ja faasis 120° nihutatud.

Faaside *A*, *B* ja *C* algusteks on joonisel 3-1 võetud poolide *1*, *5* ja *9* algused, mis üksteise suhtes on 120° nihutatud. Faaside *X*, *Y* ja *Z* lõppudeks on joonisel 3-1 võetud aga vastavalt poolide *19*, *23* ja *3* algused. Faaside algused ja lõpud võib valida aga ka teisiti. Näiteks joonisel 3-1 võib faaside *A* ja *X* lõpud ühendada, seejärel lõigata läbi ükskõik missugune faasi *A* gruppidevaheline ühendus ning saadud otsad võtta vastavalt faasi *A* alguseks ja lõpuks.

Kahekihilise 60° faasitsooniga mähise iga faasi pooligruppide arv võrdub pooluste arvuga $2p$. Kõigi gruppide elektromotoorjõud on suuruselt võrdsed, ja tänu pooligruppide *X*, *Y* ja *Z* ümberpööramisele, ühtivad ka faasis. Seetõttu võib kahekihilise,

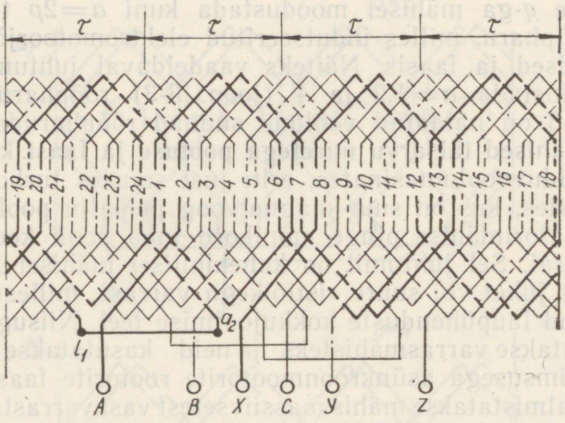
täisarvulise q-ga mähisel moodustada kuni $a=2p$ täiesti võrdväärset rööpharu, milles indutseeritud elektromotoorjõud on suuruselt võrdsed ja faasis. Näiteks vaadeldaval juhtumil ($2p=4$) võib moodustada $a=1,2$ ja 4 (joon. 3-3) rööpharuga mähise. Joonisel 3-3 on näidatud voolude suunad rööpharudes nooltega.

Lainemähised täisarvu uuretega pooluse ja faasi kohta. Võimsates vahelduvvoolumasinates, eriti just suurtes turbo- ja hüdrogeneraatorites, kus on suur magnetvoog ja palju poole, saadakse vajalik staatorimähise pinge mõnikord juba pooli keerdude arvu $w_p=1$ korral. Sel juhtumil on kahekihilisel mähisel igas uurdes ainult kaks juhet või suure ristlõikega varrast, millest moodustatakse keerud laupühenduste kokkujootmise teel. Niisuguseid mähiseid nimetatakse varrasmähisteks ja neid kasutatakse ka keskmise ja suure võimsusega asünkroonmootorite rootorite faasimähistena. Sel juhul valmistatakse mähis massiivsetest vaskvarrastest, millega saavutatakse uurde ristlõike parem ärakasutamine uurde isoleermaterjalide mahu vähenemise arvel. Selliste mähiste kasutamist asünkroonmootorite rootorites lihtsustab asjaolu, et neid mähiseid ei ühendata võrguga, mistõttu neid ei ole vaja arvutada ka standardpingetele. Peale selle, varrasmähise laupühendused on palju jäigemad ja keerdudevahelise isolatsioonita, mille tõttu nende kindlustamine tsentrifugaaljõudude vastu on lihtsam.

Varrasmähiseid võib valmistada kas silmus- või lainemähistena. Enamikul juhtumitel, kui $2p>2$, kasutatakse siiski lainemähiseid, sest pooligruppide vaheliste ühenduste vähenemisega säästetakse juhtmematerjali ja töömahtu mähise valmistamisel (vt. joon. 3-1). See ökonoomia on eriti tunduv mitmepooluseliste masinate, näiteks hüdrogeneraatorite mähiste valmistamisel.

Kahekihilise kolmefaasilise varras-lainemähise skeem samade andmetega, mis joonisel 3-1, on toodud joonisel 3-4. Uurded jaotatakse faasitsoonidesse analoogiliselt ning see on samasugune, kui joonisel 3-1, ja uurete elektromotoorjõudude täht samasugune, nagu joonisel 3-2. Skeemi hõlpsama jälgimise huvides on uurete arvestust alustatud mitte vasakust äärest, vaid sellest veidi paremalt. Võrreldes joonisega 3-1 on mähise skeem sel juhul nagu teisest kohast läbi lõigatud.

Faasi *A* alguseks joonisel 3-4 on võetud uurde *2* ülemine kiht. Liikudes piki seda faasi, alates algusest *A*, läheme mööda keerdu *2*, mis asetseb oma ülemise küljega uurdes *2*, seejärel keeru *2* lõpust (alumine külg uurdes *7*) edasi piki keerdu *14* ja selle keeru lõpus (alumine kiht uurdes *19*) lõpetame ühe ringkäigu ümber ankru. Seejuures läbime üldjuhul p (antud juhtumil $p=2$) keerdu. Teine ringkäik ümber ankru algab keeru *14* lõpu ja keeru *1* alguse ühendamisega. See ühendus on lühem (6 hambajaotust) teistest võimalikest (näiteks ühendus keerdude *2* ja *14* vahel oleks 7 ham-



Joon. 3-4. Kolmefaasilise kahekihilise lainemähise skeem, kui $Z=24$, $m=3$, $2p=4$, $q=2$, $y=5$ ja $\beta=5/6$

bajaotust). Teisel ringkäigul ümber ankru läbime veel $p=2$ pooli (*1.* ja *13.*) ning lõpetame selle väljumisega *18.* uurde alumisest kihist (punkt l_1 joonisel 3-4). Antud juhtumil, kui $q=2$, lõpeb sellega ka esimene ringkäigutsükkel ümber ankru. Kui $q=3{,}4$ jne., haaraks see tsükkel 3,4 jne. ringkäiku, kusjuures läbitakse pq mähise keerdu (pooli) (antud juhtumil $2\cdot2=4$ keerdu), s. o. pool kõigist $2pq$ faasimähise keerust (poolist).

Faasi *A* teine ringkäigutsükkel joon. 3-4 algab (punkt a_2) pooli *19* alumisest küljest (alumine kiht uurdes *24*), kusjuures antud juhtumil kõik faasi keerud on ühendatud järjestikku vahelikuga l_1a_2. Teine ringkäigutsükkel sooritatakse vastassuunas, kusjuures $q=2$ ringkäiku haaravad poolisid *20*, *8*, *19* ja *7* ning lõpevad faasi lõpuga *X*. Analoogiliselt on tehtud ühendused faasides *B* ja *C*. Sõltumatult pooluste arvust sisaldab mähis ainult kolm vahelikku üksikute faaside ringkäigutsüklite vahel.

Seega koosneb lainemähise iga faas kahest poolest, kummaski pq pooli. Need pooled võib samuti ühendada paralleelselt ning järelikult võib lainemähises olla $a=2$ sobivalt teostatud rööpharu.

Lainemähise sammu lühendamisel saadakse elektromagnetilises mõttes sama efekt mis silmusmähise korralgi. Elektromotoorjõud ja mähisetegurid arvutatakse mõlema mähisetüübi puhul samade üldvalemitega (vt. ptk. 2).

Erinevalt silmusmähisest ei mõjuta lainemähise sammu lühen-

damine juhtmematerjali kulu laupühendustele, sest ühelpool masinat laupühendused küll lühenevad, teiselpool aga pikenevad samavõrra. Asünkroonmootori rootori lainemähis tehakse tavaliselt täissammuga ($y=\tau$). Mähise algused A, B, C ning lõpud X, Y, Z jaotatakse ühtlaselt rootori ümbermõõdule, et kergendada viimase balansseerimist (masside tasakaalustamist).

3-2. KOLMEFAASILISED KAHEKIHILISED MÄHISED MURDARVU UURETEGA POOLUSE JA FAASI KOHTA

Üldisi seisukohti. Mitmesuguse poolusepaaride arvuga p asünkroonmootorite tootmisel kasutatakse mõnikord ühesuguseid, ühesuguse uurete arvuga Z staatori- või rootorilehti, mis võimaldab stantside valmistamisel kokku hoida. Kui seejuures ühtedel mootoritel uurete arv pooluse ja faasi kohta

$$q=\frac{Z}{2pm} \tag{3-2}$$

on täisarv, siis teistel võib see olla murdarv ja neis tuleb siis kasutada murdmähiseid. Neid kasutatakse ka paljudel muudel juhtudel, näiteks võimsates, aeglaselt pöörlevates hüdrogeneraatorites, mille poolusejaotus τ on suhteliselt väike, aga uurded peavad olema juhtmete suure ristlõike tõttu küllalt suured. Seejuures tuleb uurete arv pooluse kohta mq ja samuti ka q väike. Antud juhul on elektromotoorjõu kõvera kuju parandamiseks sobiv täisarvulise väikese q asemel võtta, olgugi samuti väike, kuid murdarvuline q. Murdmähise elektromotoorjõu kõvera sobiva kuju kohta võib öelda järgnevat.

Nagu selgitati § 2-3, on magnetvälja kõrgematele harmoonilistele järguga

$$\nu_z=2mqk\pm1=1=k\frac{Z}{p}\pm1;\quad k=1,\ 2,\ 3,\ \ldots \tag{3-3}$$

sammu kõõlutegur $k_{y\nu}$ ja jaotustegur $k_{j\nu}$ võrdsed magnetvälja põhiharmooniliste k_{y1} ja k_{j1} samade teguritega. See on tingitud sellest, et elektromotoorjõudude faasinihked naaberuuretes on nendele harmoonilistele ühesugused. Järelikult ei summuta mähis välja ν_z järku harmooniliste poolt mähises indutseeritavaid elektromotoorjõude. Täisarvulise q korral on ν_z väärtused [vt. avaldist (3-3)] paaritud arvud ja ergutusvälja kõveras sisalduvad välja sama järku harmoonilised. Seetõttu ei summuta täisarvulise q-ga mähis magnetvälja niisuguste harmooniliste poolt indutseeritud elektromotoorjõudude harmoonilisi. Väne sellest — uurete mõju tõttu need elektromotoorjõu harmoonilised isegi tugevnevad.

Murdmähise korral ν_z ei ole paaritu. Näiteks kui $q=2\frac{1}{5}$ ja $m=3$, saame $\nu_z=12\frac{1}{5}$, $14\frac{1}{5}$, $27\frac{2}{5}$ jne. ν_z osutub paarituks ainult k suurte väärtuste korral ja on siis ise ka suur. Murdmähise korral on erinevate uurete elektromotoorjõududel magnetvälja harmoonilistest $\nu=1$ ja $\nu=\nu_z$ samuti ühesugused faasinihked, nagu see järeldub valemist (2-36). Seetõttu saame murdmähise korral harmooniliste ν_z jaoks $k_{y\nu}k_{j\nu}=\pm k_{y1}k_{j1}$ ja mähis ei summuta neist harmoonilistest tingitud elektromotoorjõude. Kuid murdarvulise q korral ergutusväli ei sisalda valemiga (3-3) määratud murdarvulisi harmoonilisi ν_z ja seega ei tekigi

küsimust nende harmooniliste poolt indutseeritud elektromotoorjõudude summutamisest. Samal ajal on ergutusväljas sisalduvate paarituarvuliste harmooniliste poolt naaberuuretes indutseeritud elektromotoorjõudude faasinihked põhiharmoonilisele.

$$\gamma=\frac{p\cdot 360^\circ}{Z}=\frac{180^\circ}{mq}$$

ja kõrgematele harmoonilistele $\nu=5, 7, 11, 13, \ldots$

$$\gamma_\nu=\frac{\nu p\cdot 360^\circ}{Z}=\frac{\nu 180^\circ}{mq}$$

murdmähise jaoks erinevate väärtustega. Näiteks, kui $m=3$ ja $q=2\frac{1}{5}$, saame põhiharmoonilisele

$$\gamma=\frac{180^\circ}{6\frac{3}{5}}=27\frac{3}{11}{}^\circ$$

ja harmoonilistele $\nu=5, 7, 11, 13, 17$ vastavalt $\gamma_\nu=136\frac{4}{11}$, $190\frac{10}{11}$, 300, $354\frac{6}{11}$, $463\frac{7}{11}{}^\circ$. Seega liituvad keerdude, poolide ja pooligruppide voolurin-gides nende harmooniliste elektromotoorjõud mitmesuguste, üksteisest erinevate faasinihetega, mille tulemusena ergutusvälja kõrgemate harmooniliste $\nu=5, 7, 11, 13, 17$ poolt indutseeritud elektromotoorjõud sumbuvad. Antud juhtumil $\left(q=2\frac{1}{5}\right)$ ainult siis, kui $k=5$, määrab valem (3-3) ergutusväljas leiduvad harmoonilised järguga

$$\nu_z=2\cdot 3\cdot 2\frac{1}{5}\cdot 5\pm 1=66\pm 1.$$

Nende harmooniliste jaoks on $k_{y\nu}$ $k_{j\nu}=\pm k_{y1}k_{j1}$, kuid nimetatud väljaharmooniliste amplituudiväärtused on üsna väikesed ja seega nende poolt indutseeritud elektromotoorjõud tähtsusetud.

Murdmähiste üldomadusi. Vaatleme murdmähiste iseloomulikke omadusi. Murdarvu q võib esitada kujul

$$q=b+\frac{c}{d}, \tag{3-4}$$

kus b, c ja d on täisarvud, $c<d$ ja $\frac{c}{d}$ on mittetaandatav lihtmurd. Pooligruppide ühel osal on b pooli ja teisel $b+1$ pooli. Sealjuures iga d pooligrupi kohta on $d-c$ gruppi, milles igaühes on b pooli ja c gruppi — igaühes $b+1$ pooli. Neis d pooligrupis on siis

$$(d-c)b+c(b+1)=bd+c$$

pooli ja keskmine poolide arv grupis on

$$\frac{bd+c}{d}=b+\frac{c}{d},$$

mis vastabki võrdusele (3-4).

Järelikult peab murdmähise poolide arv olema alati võrdne $bd+c$-ga või viimase kordsega, ja üldine pooligruppide arv võrdne d-ga või selle kordsega, sest vastasel korral ei täideta võrduse (3-4) tingimust. Faasitsooni laius $\alpha=60°$ on murdmähise korral seega täidetud ainult kui keskmine väärtus.

Kahekihilise mähise igas faasis on $2p$ pooligruppi. Sümmeetria tingimused nõuavad, et igas faasimähises oleks võrdne arv väikseid (b pooliga) ja suuri ($b+1$ pooliga) pooligruppe. Seetõttu peab, vastavalt öeldule, igas faasimähises olema $(d-c)\frac{2p}{d}$ väikest ja $c\frac{2p}{d}$ suurt pooligruppi. Kuna need arvud peavad olema täisarvud ja $\frac{d-c}{d}$ ning $\frac{c}{d}$ on lihtmurrud, siis on ilmne, et

$$\frac{2p}{d}=\text{täisarv}, \tag{3-5}$$

s. t. $2p$ peab olema võrdne d-ga või selle kordne ja $d\leqslant 2p$.

Võib näidata, et sümmeetrilise kolmefaasilise mähise moodustamiseks on lisaks võrduse (3-5) täitmisele veel vaja, et

$$\frac{d}{3}\neq\text{täisarv}. \tag{3-6}$$

Paarituarvulise d korral sümmeetrilise kolmefaasilise mähise moodustamiseks saab vajaliku minimaalse uurete arvu Z' avaldada võrdusega

$$Z'=6(bd+c) \tag{3-7}$$

ja paarisarvulise d korral

$$Z'=3(bd+c). \tag{3-8}$$

Minimaalne pooluste arv $2p'$ sümmeetrilise kolmefaasilise mähise moodustamiseks paarituarvulise d korral on

$$2p'=2d \tag{3-9}$$

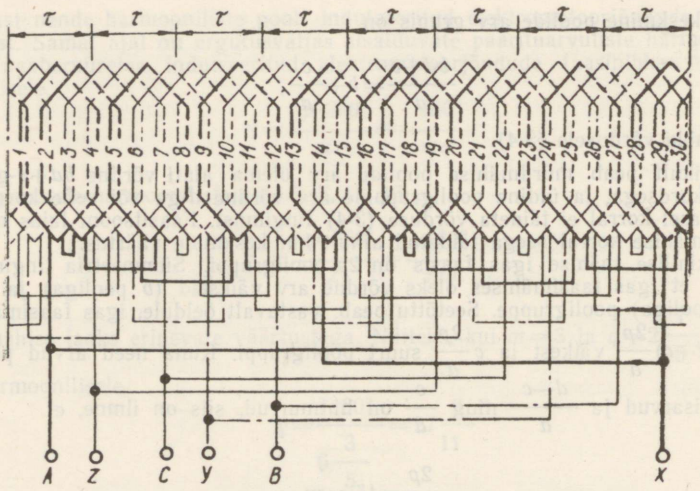
ja paarisarvulise d korral

$$2p'=d. \tag{3-10}$$

Üldjuhul pooluste üldarv $2p$ võib olla $2p'$ kordne, s. t.

$$2p=2p't. \tag{3-11}$$

Kogu mähise elektromotoorjõu täht kujutab endast siis t üksteisega kattuvat Z' kiirega tähte. Sel juhtumil koosneb mähis tervikuna t ühesugusest osast, millest igaüks võtab ümbermõõdul oma alla $2p'$ poolust ja sisaldab Z' pooli. Seejuures



Joon. 3-5. Kolmefaasilise kahekihilise silmus-murdmähise skeem, kui $Z=30$, $2p=8$, $q=1^1/_4$, $a=2$, $y=3$ ja $\beta=0{,}8$

võib moodustada $a=t$ ekvivalentset rööpharu d pooligrupi ja $bd+c$ pooliga igas harus.

Sümmeetrilise murdmähise skeemil (joon. 3-5) võib olla mitu varianti. Parim neist on see, mis annab maksimaalse elektromotoorjõu. Selleks on vaja suured ja väikesed pooligrupid jaotada masina ümbermõõdul sümmeetriliselt või ühtlaselt. Sellist jaotust nimetatakse maksimaalseks ning ainult seda kasutatakse praktikas ja vaadeldaksegi seetõttu allpool.

Murdmähise uurete elektromotoorjõudude tähte (3—6, a) võib vaadelda ka poolide elektromotoorjõudude tähena. Poolid faasitsoonides X, Y ja Z, mis asuvad tsoonide A, B ja C poolide suhtes vastasnimeliste pooluste all, lülitatakse mähise ahelasse viimasega järjestikku vastulülituses, et faasi kõigi pooligruppide elektromotoorjõud liituksid. See vastab X, Y ja Z faasitsoonide poolide elektromotoorjõudude vektorite pööramisele 180° võrra. Nende vektorite sellise pööramise tulemusena saame nii paaritu- kui ka paarisarvulise d korral kolm ühesugust vektorite sektorit. Iga sektor haarab nurga 60°

$$q_e=bd+c \tag{3-12}$$

kiirega igaühes (joon. 3-6, b). Iga faasi elektomotoorjõud võrdub sektori vektorite summaga ja see näitab, et murdmähise jaotus uuretes on ekivalentne täisarvulise q-ga mähisega, kus $q=q_e$ [vt. võrdust (3-12)]. Seetõttu nimetatakse q_e murdmähise ekvivalentseks uurete arvuks pooluse ja faasi kohta.

Eeltoodust järeldub, et murdmähise jaotusteguri k_j esimesele harmoonilisele saab arvutada sama valemiga (2-23), mis kehtis täisarvulise q-ga mähiste puhul, paigutades sinna ainult q asemele q_e. Võib näidata, et ka kõigile teistele täisarvulistele harmoonilistele ($\nu=1$, 3, 5, 7, ...) tuleb $k_{j\nu}$ arvutada valemiga (2-28), paigutades seal q asemele q_e.

Mõnedel juhtudel on elektrimasinates ka sellised ruumilised väljaharmoonilised, mille jaoks poolusejaotuste suhe

$$\nu=\frac{\tau}{\tau_\nu} \tag{3-13}$$

ei ole täisarv. Niisuguseid harmoonilisi ν võib nimetada murdarvulisteks. Näiteks määratakse murdmähiste korral hambaharmooniliste järk ν_z valemiga (2-38), mis $d>2$ korral annab samuti murdarvu.

Murdmähiste jaotustegur $k_{j\nu}$ määratakse murdarvulise ν korral tunduvalt keerulisema valemiga kui (2-28). Kuid siiski ka nende mähiste puhul, nagu eespool näidati, on hambaharmooniliste ν_z jaoks jaotustegur $k_{j\nu}=\pm k_{j1}$.

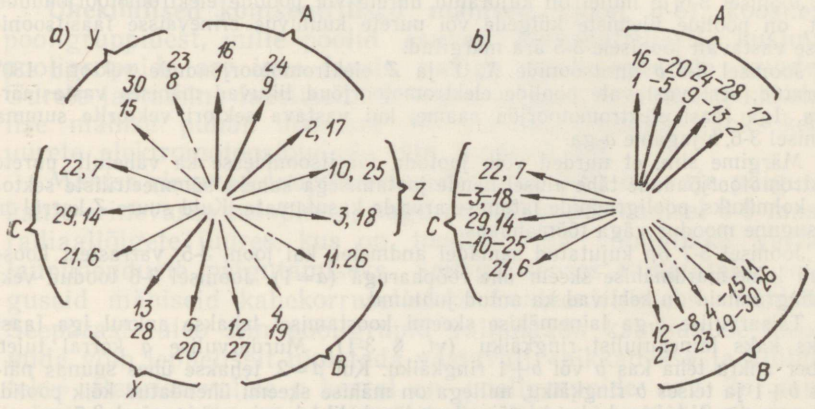
Murdmähiste kõõlutegur $k_{y\nu}$ arvutatakse kõigile harmoonilistele samade valemitega kui täisarvulise q-ga mähiste korral.

Murdmähiste näiteid. Vaatleme näitena kolmefaasilist kahekihilist murdmähist, millel $Z=30$ ja $2p=8$. Siis

$$q=\frac{Z}{2pm}=\frac{30}{8\cdot 3}=1\frac{1}{4},$$

s. o. $b=1$, $c=1$, $d=4$ ja $q_e=bd+c=1\cdot 4+1=5$.

Poolusejaotus $\tau=mq=3\cdot 1\frac{1}{4}=3\frac{3}{4}$ hambajaotust. Võtame uurdesammuks



Joon. 3-6. Joonisel 3-5 kujutatud mähise uurete elektromotoorjõudude täht

$y=3$, siis suhteline samm

$$\beta=\frac{y}{\tau}=\frac{3}{3\frac{3}{4}}=\frac{4}{5}=0{,}8.$$

Mähise võib valmistada $a=2p:d=8:4=2$ rööpharuga.

Antud juhtumil kõik $d=4$ pooligruppi peavad koosnema $d-c=4-1=3$ ühe pooliga ($b=1$) ja $c=1$ kahe pooliga ($b+1=1+1=2$) grupist. Nagu oli selgitatud eespool, peavad väiksed ja suured pooligrupid olema mähise ulatuses ühtlaselt jaotatud. Antud juhtumil võib võtta järgmise pooligruppide jaotuse arvrea:

Poolide arv grupis	2	1	1	1	2	1	1	1	2
Gruppide järjestus	*A*	*Z*	*B*	*X*	*C*	*Y*	*A*	*Z*	*B*

Vastavalt sellisele suurte ja väikeste pooligruppide jagunemisele erinevate faaside faasitsoonide vahel on koostatud silmusmähise skeem $a=2$ rööpharuga, mis on toodud joonisel 3-5. Niisuguse mähise naaberuurete elektromotoorjõudude vektorite vaheline nurk

$$\gamma=\frac{180^\circ}{mq}=\frac{180^\circ}{3\frac{3}{4}}=\frac{4\cdot 180^\circ}{15}=48^\circ.$$

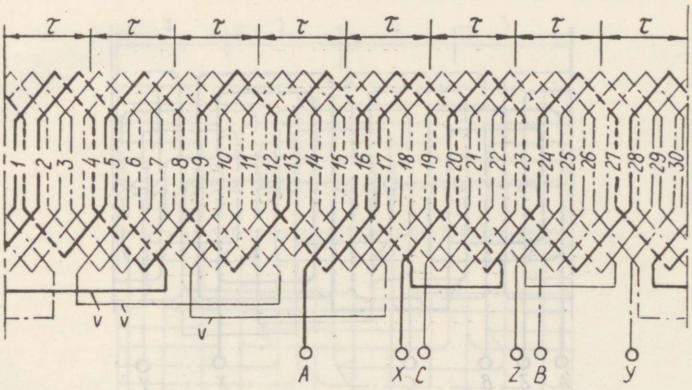
Joonisel 3-6, *a*, millel on kujutatud uurete või poolide elektromotoorjõudude täht, on poolide ülemiste külgede või uurete kuuluvus erinevaisse faasitsoonidesse vastavalt joonisele 3-5 ära märgitud.

Joonisel 3-6, *b* on tsoonide *X*, *Y* ja *Z* elektromotoorjõudude vektorid 180° pööratud, sest vastavate poolide elektromotoorjõud liituvad mähises vastasmärgiga. Iga faasi elektromotoorjõu saame, kui vastava sektori vektorite summa joonisel 3-6, *b* jagame *a*-ga.

Märgime siin, et uurded võib jaotada faasitsoonidesse ka vahetult, uurete elektromotoorjõudude tähe alusel nende jaotamisega kaheks sümmeetriliste sektorite kolmikuks, pooligruppide jatamise arvrida kasutamata. Kuid suure *Z* korral on seesugune moodus väga töömahukas.

Joonisel 3-7 on kujutatud samadel andmetel, kui joon. 3-5, varrastest koostatud laine-murdmähise skeem ühe rööpharuga ($a=1$). Joonisel 3-6 toodud vektordiagrammid on kehtivad ka antud juhtumil.

Täisarvulise *q*-ga lainemähise skeemi koostamisel tehakse ankrul iga faasi jaoks kaks lainekujulist ringkäiku (vt. § 3-1). Murdarvulise *q* korral tuleb ümber ankru teha kas *b* või $b+1$ ringkäiku. Kui $d=2$, tehakse ühes suunas näiteks $b+1$ ja teises *b* ringkäiku, millega on mähise skeemi ühendatud kõik poolid. Kui aga $d>2$, tulevad skeemi täiendavad vahelikud, mis on joonisel 3-7 märgitud tähega *v*. Kui murd c/d on väike, tehakse *b* ringkäiku ja $b+1$ pooliga gruppides tehakse viimase ringkäigu ajal vahelike abil tagasipööre suurte pooligrup-



Joon. 3-7. Kolmefaasilise kahekihilise laine-murdmähise skeem, kui $Z=30$, $2p=8$, $q=1^1/_4$, $a=1$, $y=3$ ja $\beta=0{,}8$

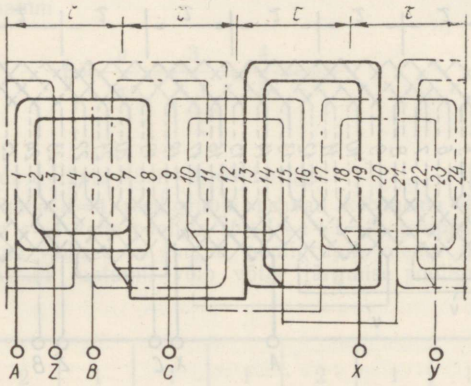
pide lisapoolide skeemi lülitamiseks (vt. joon. 3-7). Kui aga murd c/d on lähedane ühele, siis tehakse $b+1$ ringkäiku ja neist viimase ajal jäetakse vahelike abil väikesed pooligrupid vahele. Vahelike arvu vähendamiseks on sobiv võtta q lähedaseks täisarvule.

Mõningail juhtumeil kasutatakse ka mittesümmeetrilisi murdmähiseid, mille üksikute faaside elektromotoorjõud erinevad üksteisest 2...3% ja on faasis nihutatud nurga $120°\pm(2...3)°$ võrra.

3-3. KOLMEFAASILISED ÜHEKIHILISED MÄHISED

Ühekihilised kontsentrilised mähised (joon. 3-8) koosnevad pooligruppidest, mille poolid asuvad kontsentriliselt, kusjuures pooligruppide arv igas faasis vastab poolusepaaride arvule p. Uurete jaotamine faasitsoonide vahel toimub samuti kui kahekihilise mähise puhul. Joonisel 3-8 kujutatud mähise jaoks kehtib uurete elektromotoorjõudude täht joonisel 3-2.

Mähise ristuvad laupühendused (joon. 3-8) on vaja paigutada kahte erinevasse tasapinda, nagu on näidatud joonisel 3-9 masina radiaallõigete juures, kus on toodud rida võimalikke variante laupühenduste paigutamiseks. Sellega seoses nimetatakse niisuguseid mähiseid kahekorruselisteks kontsentrilisteks mähisteks. Seepärast tuleb siin pooligrupid valmistada kahesuguse kujuga, mida võib leppeliselt nimetada vastavalt «pikkadeks» ja «lühikesteks». Paarisarvulise p korral on pooligruppide arv $3p$ samuti paarisarv ja mähis sisaldab võrdselt «pikki» ja «lühikesi» gruppe. Kui aga p on paaritu arv, on gruppide arv $3p$ samuti paaritu, ning

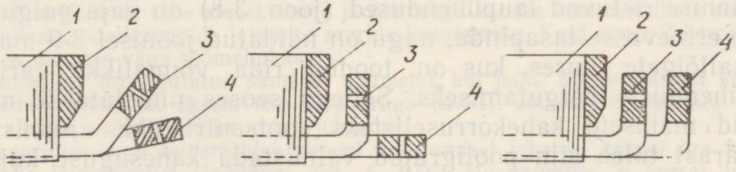


Joon. 3-8. Kolmefaasilise kahekorruselise kontsentrilise mähise skeem, kui $Z=24$, $2p=4$ ja $q=2$

üks grupp tuleb teha keerulisema kujuga — ühelt poolt «lühikese» ja teiselt poolt «pika» pooligrupina.

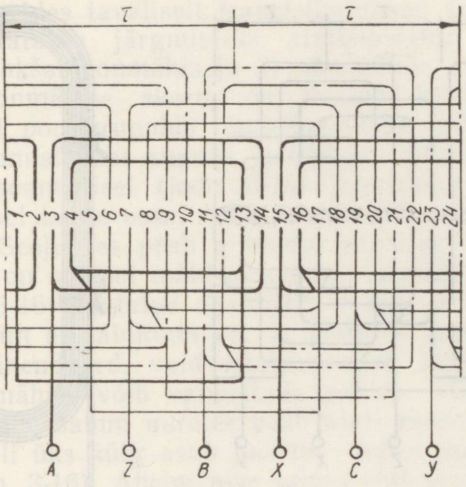
Mõningail juhtumeil, näiteks kahepooluselises masinas, on q küllalt suur ($q=6\ldots10$) ja kahekorruselise mähise laupühendused osutuvad pikkadeks. Seepärast võib paarisarvulise q puhul iga pooligrupi poolitada ja kummagi poole laupühendused painutada vastassuundadesse — «lahku». Siis saadakse kolmekorruseline kontsentriline mähis (joon. 3-10 ja 3-11), mille laupühendused on tunduvalt lühemad.

Kolmekorruselist mähist kasutatakse ka lahtivõetavate staatorite korral (joon. 3-12), kuid siin painutatakse kõigi pooligruppide laupühendused uuretest väljumisel ühesuunaliselt. On silmanähtav,



Joon. 3-9. Kolmefaasilise kahekorruselise kontsentrilise mähise poolide laupühenduste paigutus ($q=2$):

1 — ankrusüdamik; *2* — südamiku surveplaat; *3* — «lühikesed» ja *4* — «pikad» pooligrupid

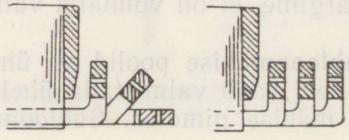


Joon. 3-10. Kolmefaasilise kolmekorruselise kontsentrilise mähise skeem, kui $Z=24$, $2p=2$ ja $q=4$

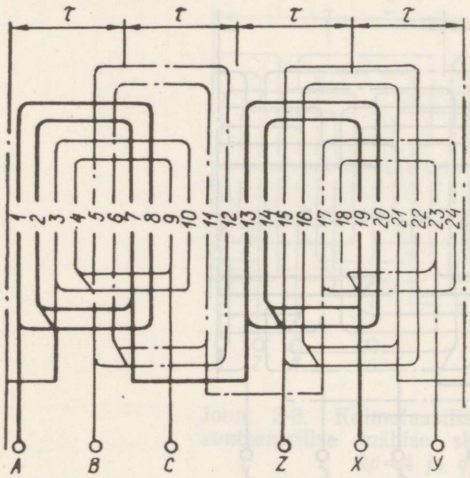
et sellise mähisega staatori võib lahti lõigata mööda uurete *24-1* ja *12—13* vahelist diametraaltasapinda.

Kontsentrilised mähised võimaldavad moodustada $a=p$ rööpharu. Kuid harude aktiiv- ja induktiivtakistused osutuvad suuruselt mõnevõrra erinevaiks, tingituna poolide erinevaist pikkustest ja eriti just nende laupühenduste mitmesuguseist asendeist südamiku suhtes. Seetõttu võivad harud olla ebavõrdselt koormatud.

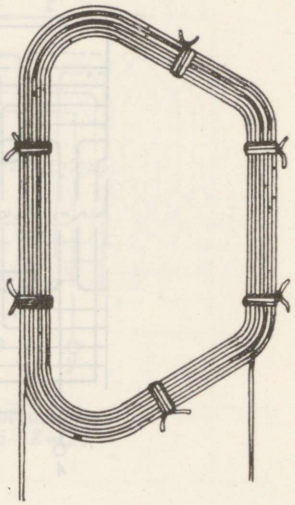
Kontsentriliste mähiste poolide sammud on üksteisest erinevad, kuid ühe ja sama faasimähise poolide küljed, mis asuvad naaberpooluste all, võimaldavad põhimõtteliselt alati ümberlülitamist täissammuga poolideks. Et faasi elektromotoorjõud selle tagajärjel ei muutu, on kontsentrilised mähised elektromagnetilises mõttes ekvivalentsed täissammuga mähisega ($\beta=1$). Järelikult on nende mähiste kõõlutegur kõigile harmoonilistele võrdne



Joon. 3-11. Kolmekorruselise kontsentrilise mähise laupühenduste paigutus



Joon. 3-12. Lahtivõetava staatori kolmefaasilise kolmekorruselise kontsentrilise mähise skeem, kui $Z=24$, $2p=4$ ja $q=2$



Joon. 3-13. Šabloonmähise pool

ühega ($k_{y\nu}=\pm 1$), mistõttu elektromotoorjõu kõrgemate harmooniliste summutust sammu lühendamise tõttu ei esine. See on kontsentriliste mähiste üks puudus. Võib märkida, et elektromagnetilises mõttes on igasugusel ühekihilisel mähisel täissamm, kui selle faasitsoonid on «täis», s. o. kui seal ei asu teiste faaside uurdeid ja kui iga faasi faasitsoonid on üksteisest τ võrra nihutatud.

Jäikade poolidega kontsentrilise mähise valmistamine on poolide erinevate kujude tõttu raskendatud. Võrreldes kahekihiliste mähistega on kontsentriliste mähiste laupühendused harilikult pikemad, mis suurendab juhtmematerjali kulu ja kadusid. Nende puuduste tõttu kasutatakse nüüdisajal kontsentrilisi mähiseid harva. Mõnikord kasutatakse neid väikse võimsusega asünkroonmasinais, sest seal võib mähkimisel saavutada mõningat ökonoomiat, kuna ühekihilisel mähisel on poole kaks korda vähem kui kahekihilisel.

Märgime, et on võimalik valmistada ka ühekihilisi murdmähiseid.

Šabloonmähise poolid on ühesuguse kuju ja laiusega, mistõttu neid saab valmistada ühel ja samal šabloonil, millest tulenebki mähise nimetus. Šabloonmähise poolid on valmistamise

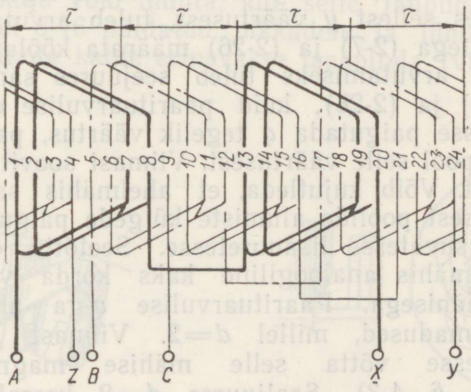
mugavuse huvides tavaliselt trapetsikujulised (joon. 3-13). Need mähised jaotatakse järgmisteks alatüüpideks: 1) lihtšabloonmähis; 2) lahkšabloonmähis ja 3) ahelmähis.

Lihtšabloonmähise skeem on toodud joonisel 3-14. Selle mähise kõigi pooligruppide laupühendused painutatakse peale uurdest väljumist ühes suunas ja mähisel on täissamm.

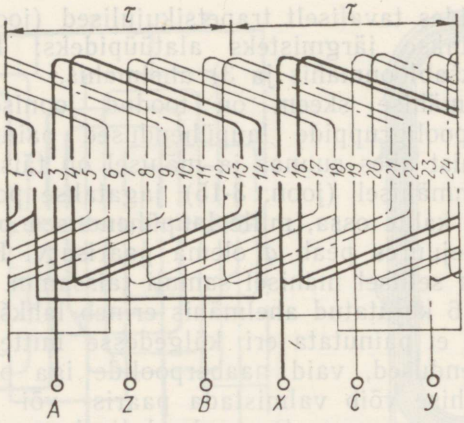
Lahkšabloonmähisel (joon. 3-15) jagatakse pooligrupp uuretest väljumisel kahte ossa, mille laupühendused painutatakse eri külgedesse. Seejuures peab q olema paarisarv. Elektromagnetilises mõttes on sellisel mähisel samuti täissamm.

Joonisel 3-16 kujutatud ahelmähis erineb lahkšabloonmähisest sellega, et siin ei painutata eri külgedesse mitte pooligruppide poolte laupühendused, vaid naaberpoolide iga paari laupühendused. Ahelmähise võib valmistada paaris- või paarituarvulise q-ga, kuid selle samm uuretes peab alati olema paarituarvuline, sest iga pooli üks külg asub paaritu-, teine paarisarvulises uurdes (vt. joon. 3-16). Ahelmähise samm võib seega ainult paaritu q korral võrduda poolusejaotusega.

Ahelmähise võib valmistada mitmesuguse pooli sammuga. Näiteks joon. 3-16 kujutatud ahelmähise pooli sammu võib kas suurendada või vähendada kahe hambajaotuse võrra. Kuid ei ole võimalik vahetult pooli sammu alusel otsustada selle üle, kas mähisel on elektromagnetilises suhtes täissamm või ei ole. Et vältida lahkarvamusi, soovitatakse ahelmähise sammu üle otsus-



Joon. 3-14. Kolmefaasilise lihtšabloonmähise skeem, kui $Z=24$, $2p=4$ ja $q=2$

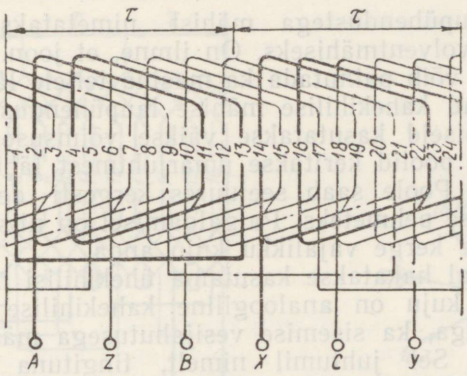


Joon. 3-15. Kolmefaasilise lahkšabloonmähise skeem, kui $Z=24$, $2p=2$ ja $q=4$

tada elektromagnetilises mõttes ja mähisetegurid arvutada järgmistest kaalutlustest lähtudes.

Kui ahelmähise faasitsoonid on täis, tuleb samm lugeda täissammuks ($\beta=1$) ja vastavalt sellele $k_y=1$ ja $k_{yv}=\pm 1$. Jaotustegur k_{jv} tuleb seejuures arvutada valemitega (2-23) ja (2-28), määrates neisse paigutatava q samuti tavaliste valemitega.

Kui aga faasitsoon ei ole täis, s. t. antud faasi q pooli külge ei asu q naaberuurdes, tuleb y võtta võrdseks tegeliku pooli sammuga. Lähtudes sellest y väärtusest, tuleb arvutada $\beta=y/\tau$ ja seejärel valemitega (2-7) ja (2-26) määrata kõõlutegur k_{yv}. Jaotustegurite k_{jv} arvutamiseks tuleb seejuures samuti kasutada valemeid (2-23) ja (2-28), kuid paarituarvulise q korral tuleb neisse valemeisse paigutada q tegelik väärtus, paarisarvulise q korral — aga pool selle väärtusest. Viimast soovitust võib selgitada järgmiselt. Võib kujutleda, et ahelmähis saadakse kahekihilisest mähisest poolide alumiste külgede paigutamisega põhiuurete vahel asuvatesse lisauuretesse. Seetõttu on lühendatud sammuga ahelmähis analoogiline kaks korda väiksema q-ga kahekihilise mähisega. Paarituarvulise q-ga ahelmähisel on murdmähise omadused, millel $d=2$. Viimast asjaolu tuleb muuseas arvesse võtta selle mähise magnetvälja analüüsimisel (vt. § 4-3). Sealjuures $d=2$ korral ekvivalentne uurete arv pooluse ja faasi kohta $q_e=2q$, mistõttu lühendatud sammuga paarituarvulise q-ga ahelmähise puhul tuleb avaldis-



Joon. 3-16. Kolmefaasilise ahelmähise skeem, kui $Z=24$, $2p=2$, $q=4$ ja $y=9$

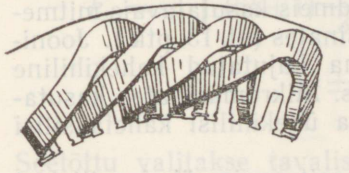
tesse (2-23) ja (2-28) tingimata paigutada selle mähise q tegelik väärtus.

On ilmne, et kooskõlas eespool tooduga tuleb joonisel 3-16 kujutatud mähist elektromagnetilises suhtes lugeda mähiseks, millel $q=2$, $y=9$ ja $\beta={}^{9}/_{12}=0{,}75$.

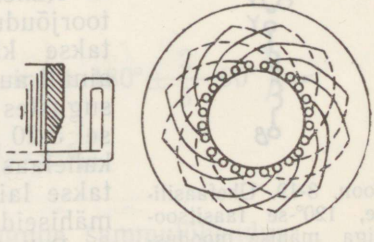
Kõiki šabloonmähiseid võib valmistada rööpharude arvuga $a=p$, kuid paarisarvulise q-ga ahelmähist ka $a=2p$.

Šabloonmähiste laupühenduste paigutus on näidatud joonisel 3-17.

Ahelmähise kuju võib muuta, kui selle laupühendused, mis vastavad joonisel 3-16 näidatud pikkadele ja lühikestele poolikülgedele, paigutada kahte erinevasse tasapinda (vt. joon. 3-18).



Joon. 3-17. Ahelmähise laupühendused



Joon. 3-18. Evolventmähise laupühendused

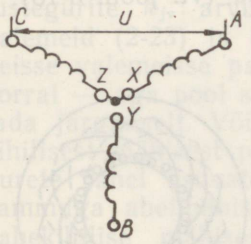
Niisuguste laupühendustega mähist nimetatakse kirjanduses mõnikord ka evolventmähiseks. On ilmne, et joon. 3-18 näidatud laupühendused võib painutada ka masina teljele lähemale ja siis meenutavad nad kahekihilise mähise laupühendusi.

Šabloonmähiseid kasutatakse väikse võimsusega asünkroonmootorites, kui poolid keritakse ümarjuhtmest läbimõõduga kuni 2,2 ... 2,5 mm. Poole saab seejuures kergesti deformeerida ja neid nimetatakse pehmeteks. Paigaldamisel on niisuguste poolide laupühendustele kerge vajalikku kuju anda.

Viimasel ajal hakatakse kasutama ühekihilisi mähiseid, mille laupühenduste kuju on analoogiline kahekihilise mähise laupühenduste kujuga, ka sisemise vesijahutusega mähistega hüdrogeneraatorites. Sel juhtumil nimelt, tingituna poolide arvu kahekordsest vähenemisest, lihtsustub tunduvalt vesijahutussüsteem.

3-4. MÕNINGAID KOLMEST ERINEVA FAASIDE ARVUGA MÄHISEID

Ühefaasilised mähised valmistatakse, nagu oli näidatud § 2-1, faasitsooniga $\alpha = 120°$, s. t. mähisega täidetakse $^2/_3$ kõigist uuretest. Niisuguse mähise saame, kui 60°-se faasitsooniga kolmefaasilisest mähisest ühe faasi kõrvaldame ja ülejäänud faaside otsad kokku ühendame (joon. 3-19). Näiteks joonisel 3-1 toodud skeemis võib lõpud *X* ja *Z* kokku ühendada ja faasi *B* kõrvaldada. Analoogiliselt võib ühefaasilise mähise saada ka ühekihilisest kolmefaasilisest mähisest.

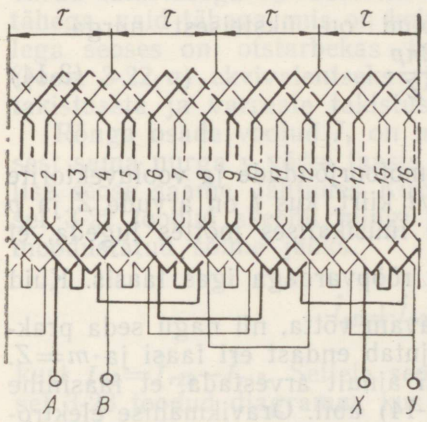


Joon. 3-19. Ühefaasilise, 120°-se faasitsooniga mähise moodustamine kolmefaasilise, 60°-se faasitsooniga mähise kahest faasist

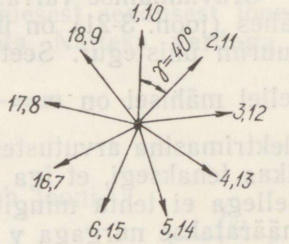
Lühendatud sammu korral jääb kahekihilisel mähisel sel juhtumil osasse uuretesse ainult üks poolikülg. Need uurded tuleb siis poolest saadik elektrit mittejuhtivast materjalist kiiludega täita.

Kahefaasilist mähist faaside elektromotoorjõudude vahelise nihkega 90° kasutatakse käesoleval ajal peaaegu eranditult ainult automaatseadmeis kasutatavais mitmesugustes mikromasinates (vt. 13. ptk.). Joonisel 3-20 on näitena kujutatud kahekihiline kahefaasiline mähis. Mikromasinates kasutatakse laialdaselt ka ühekihilisi kahefaasilisi mähiseid.

Erinevalt 120° faasitsooniga ühefaasilistest mähistest tuleb kahefaasilistes mähistes arvestada ka välja kolmanda ruumilise



Joon. 3-20. Kahefaasiline kahekihiline mähis, millel $Z=16$, $2p=4$, $q=2$, $y=3$ ja $\beta=3/4$



Joon. 3-21. Oravikmähise varraste elektromotoorjõudude ja voolude diagramm, kui $Z=18$ ja $2p=4$

harmoonilise poolt indutseeritavat elektromotoorjõudu. Sellest elektromotoorjõust võib vabaneda, kui lühendada sammu $^1/_3\tau$ võrra, sest siis

$$k_{y3}=\sin \nu\beta\cdot 90°=\sin 3\frac{2}{3}\cdot 90°=\sin 180°=0.$$

Kuid sellise sammulühenduse korral elektromotoorjõud väljaharmoonilistest $\nu=5, 7, 11, 13$ jne., mille järku võib väljendada võrdusega

$$\nu=6k\pm 1 \quad (k=1,\ 2,\ 3,\ \ldots),$$

ei sumbu, sest nende puhul

$$k_{y\nu}=\sin\left[(6k\pm 1)\frac{2}{3}\cdot 90°\right]=\sin\left(k\cdot 180°\pm\frac{2}{3}\cdot 90°\right)=$$

$$=\pm\sin\frac{2}{3}\cdot 90°=\pm k_{y1}.$$

Seetõttu valitakse tavaliselt teistsugune sammulühendus.

Oravaratta taoline lühismähis ehk oravikmähis. Magnetvälja põhiharmoonilise poolt oravikmähise naabervarrastes indutsee-

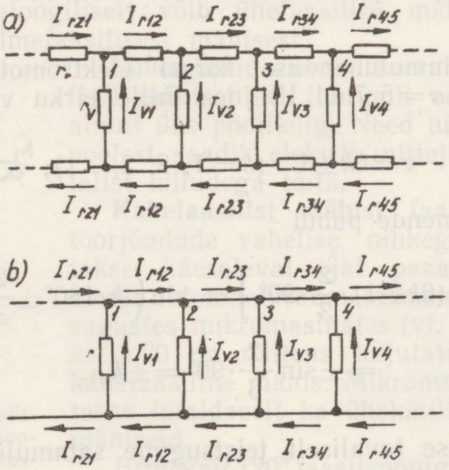
ritud elektromotoorjõud ja voolud on üksteisest nurga

$$\gamma = \frac{2\pi p}{Z} \tag{3-14}$$

võrra nihutatud.

Oravikmähise varraste elektromotoorjõudude ja vooluvektorite tähes (joon. 3-21) on üldjuhul Z/t kiirt, kus t on arvude Z ja p suurim ühistegur. Seetõttu tuleb füüsikalises mõttes lugeda, et sellel mähisel on $m = \frac{Z}{t}$ faasi t rööpvardaga igas faasis. Kuid elektrimasina arvutustes on mugavam võtta, nii nagu seda praktikas tehaksegi, et iga varras kujutab endast eri faasi ja $m = Z$. Sellega ei tehta mingit viga, kui ainult arvestada, et faasinihe määratakse nurgaga γ valemi (3-14) abil. Oravikmähise elektromotoorjõu arvutamisel 2. peatükis toodud valemitega, tuleb võtta $w = 1/2$ (üks juhe või poolkeerd faasis) ja kõikidele harmoonilistele $k_{jv} = k_{jv} = 1$.

Vastavalt skeemile (joon. 3-22, *a*) võib oravikmähise elektrilisi ahelaid vaadelda nagu mitmefaasilist mähist, mille faaside algused ja lõpud on omavahel kokku ühendatud, s. o. nagu paljukiirelist lühistatud tähtühendust. Kuid varraste vahele jäävad lühisrõnga osad, mille takistused r_r on samas suurusjärgus



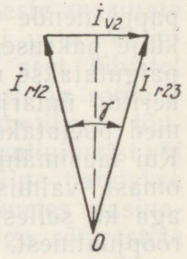
Joon. 3-22. Oravikmähise elektriahelate skeemid: *a* — tegelik, *b* — ekvivalentne

varda takistusega r_v. Seetõttu ei ole siiski tegemist lühistatud tähega, vaid tähega, mis on kokku ühendatud läbi takisti r_r. Sellega seoses on otstarbekas taandada reaalne ahelate skeem (joon. 3-22, *a*) ekvivalentseks (joon. 3-22, *b*), kus rõnga osad on takistuseta ja varraste takistusi on vastavalt suurendatud.

Rõnga osade voolud I_r on nagu voolud varrastes I_v üksteisest sama nurga γ võrra faasis nihutatud. Voolude I_r ja I_v vahelise seose saame, lähtudes Kirchhoffi esimesest seadusest joonisel 3-22 toodud skeemi mingi sõlme kohta. Näiteks vardaga 2 moodustatud sõlme jaoks

$$\dot{I}_{r12}+\dot{I}_{v2}-\dot{I}_{r23}=0,$$

kust $\dot{I}_{v2}=\dot{I}_{r23}-\dot{I}_{r12}$. Sellele seosele vastab joonisel 3-23 toodud diagramm, kus



$$I_v=2I_r \sin\frac{\gamma}{2}=2I_r \sin\frac{p\pi}{Z}$$

ja

$$I_r=\frac{I_v}{2\sin\frac{p\pi}{Z}}. \qquad (3\text{-}15)$$

Joon. 3-23. Oravikmähise varraste ja lühisrõnga osade voolude vaheline seos

Elektriline kadu reaalses ja ekvivalentses mähises peavad teineteisega võrduma, s. o.

$$ZI_v^2 r_v+2ZI_r^2 r_r=ZI_v^2 r.$$

Paigutades siia I_r valemist (3-15) leiame

$$r=r_v+\frac{r_r}{2\sin^2\frac{p\pi}{Z}}. \qquad (3\text{-}16)$$

Kui $\frac{Z}{p}>6$, võib siinuse asendada selle argumendiga ja saame:

$$r\approx r_v+\frac{Z^2 r_r}{2p^2\pi^2}. \qquad (3\text{-}17)$$

Suurus r valemeist (3-16) ja (3-17) kujutab endast oravikmähise faasi aktiivtakistust.

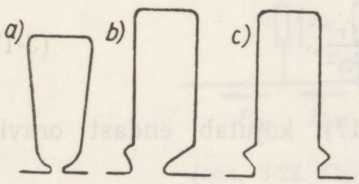
Oravikmähise varrastel ja lühisrõnga osadel on ka teatavad puisteinduktiivtakistused x_v ja x_r. Faasi puisteinduktiivtakistus x leitakse samuti valemitega (3-16) ja (3-17), asendades seal r väärtused vastavate x väärtustega.

3-5. VAHELDUVVOOLUMÄHISTE VALMISTAMISVIISE

Joonisel 3-24 on näidatud vahelduvvoolumasinate staatorite uurete ristlõiked.

Poolkinnisi uurdeid kasutatakse tavaliselt kuni 100-kW (pöörlemiskiirusel 1500 p/min) võimsusega ja kuni 650-V pingega masinate staatorites. Mähis isoleeritakse uurde seintest harilikult kolmekihilise uurdeisolatsiooniga (kaks kihti elektrotehnilist pappi nende vahel oleva lakkriide või sünteetilise kilega), ühe külje paksusega 0,35 ... 0,65 mm. Eelnevalt isoleeritud uurdesse paigutatakse nn. pehme poetusmähis, s. o. mähis, mille poolid on keritud ümarjuhtmest, läbimõõduga kuni 2,5 mm. Üksikud juhtmed poetatakse seejuures üksteise järel läbi uurdepilu uurdesse. Kui faasimähise ristlõige peab olema suurem ühe sellise juhtme omast, valmistatakse mähis vajaliku arvu rööpharudega. Kui aga ka sellest võttest ei piisa, koostatakse iga keerd mitmest rööpjuhtmest. Niisugused mähised valmistatakse *A* klassi isolatsiooniga. Voolutihedus j sellistes mähistes võetakse tavaliselt piirides $(5{,}0 \ldots 6{,}5)\,10^6$ A/m², kuid väikestes masinates ($P_N <$ $<$0,6 kW) veelgi suurem.

Poollahtisi uurdeid kasutatakse suure võimsusega (300 ... ... 400 kW ja 1500 p/min) ning kuni 650-V pingega masinate staatorites. Sel juhul koosneb mähis uurde laiuses kahest pooli osast, mis on valmistatud nelinurkjuhtmest vastavail šabloonidel ning paigutatakse uurdesse eraldi. Juhtme maksimaalseks kõrguseks uurdes sagedusega $f = 50$ Hz võetakse suure pööris-voolukao piiramiseks tavaliselt 5 mm. Kui sellega ei saavutata vajalikku faasi ristlõiget, valmistatakse mähis rööpharudest. Voolutihedus on neis mähistes piirides $(4{,}0 \ldots 5{,}5)\,10^6$ A/m².



Joon. 3-24. Vahelduvvoolumasina staatori poolkinnine (*a*), poollahtine (*b*) ja lahtine (*c*) uure

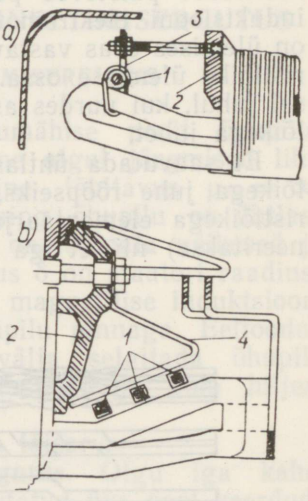
Eespool toodust veelgi võimsamate ja kõrgema pingega masinate puhul kasutatakse lahtisi uurdeid. Mähis valmistatakse seejuures samuti nelinurkjuhtmetest, kusjuures poolid isoleeritakse juba enne uuretesse paigutamist. Sealjuures kasutatakse nii *A* klassi, kui ka kõrgemate klasside (kõige sagedamini *B* klassi) isolatsiooni. Suurema töökindlusega masinad (näiteks kaevandus-) valmistatakse juba väiksematele võimsustele kõrgema isolatsiooniklassiga ja lahtiste uuretega.

Klassi *A* kuuluvad mähised kinnitatakse uuretesse õliga immutatud puit- (pöök) või fiiberkiilude abil. Kõrgemate isolatsiooniklasside korral kasutatakse selleks tekstoliit-, getinaks- või klaastekstoliitkiile.

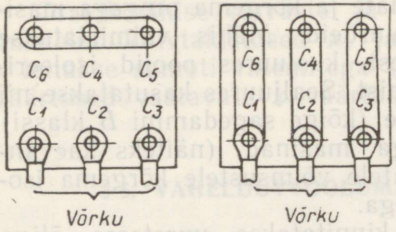
Rootori faasimähise laupühendused toetuvad mähisehoidikuile ning kinnitatakse traatbandaažiga nagu alalisvoolumasina ankrumähise laupühendusedki (vt. I köide, § 1-2). Väikeste masinate staatorimähise laupühendused erilist kinnitamist ei vaja. Võimsates masinates laupühendused aga kinnitatakse, sest lühistel esinevate suurte voolutõugete mõjul tekivad staatori- ja rootorimähiste laupühenduste vahel tugevad elektromagnetilised tõukejõud. Kinnitamiseks kasutatakse terasest, duralumiiniumist või pronksist bandaažrõngaid *1* (joon. 3-25), mille külge pannakse laupühendused, et vältida nende deformeerumist. Suurtes masinates kinnitatakse need rõngad surveplaatide *2* külge rõngastele selleks otstarbeks keevitatud kõrvakeste *3* (joon. 3-25, *a*) või kronsteinide *4* (joon. 3-25, *b*) abil.

Võimsates masinates tuuakse releekaitseseadme jaoks staatorilt välja kõik kuus otsa (faasimähiste algused ja lõpud), paljudel juhtudel isegi üksikute rööpharude otsad.

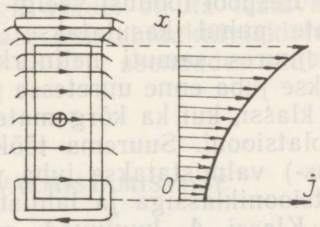
Nagu juba § 2-3 märgiti, eelistatakse praktikas kolmefaasilise mähise tähtühendust. Kuid väikse võimsusega asünkroonmootorite suurema universaalsuse huvides, s. t. nende kautamiseks erinevate pingetega võrkudes, valmistatakse need kahele pingele, mis erinevad teineteisest $\sqrt{3}$ korda (220 ja 380 V, 380 ja 650 V). Suurema pinge korral lülitatakse staatorimähis tähte, väiksema korral aga kolmnurka. Masina klemmiplaadil asuvad kuus mähise otsa



Joon. 3-25. Staatorimähise laupühenduste kinnitus



Joon. 3-26. Asünkroonmootori klemmiplaat faasimähise kuue väljatoodud otsaga



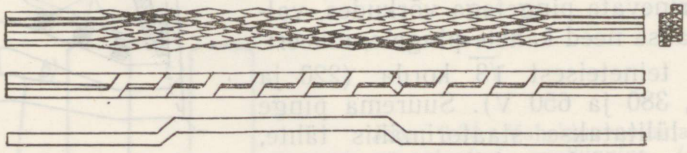
Joon. 3-27. Voolu väljatõrje uurdesse paigutatud juhtmes

ühendatakse omavahel vahelike abil nii nagu on näidatud joonisel 3-26.

Võimsates masinates on voolud suured (sajad ja tuhanded amprid) ning staatorimähise keerdude ristlõige oleks isegi rööpharude korral nii suur, et nende valmistamine massiivjuhtmeist tugevasti avalduva pinnaefekti ja sellest tingitud kao suurenemise tõttu on lubamatu.

Pinnaefekt esineb seetõttu, et uurdes asuv vooluga juhe tekitab enda ümber nn. puistevoo (joon. 3-27), mis aheldub juhtme alumise osaga tugevamalt kui ülemisega. Seetõttu indutseeritakse puistevoo poolt juhtme alumises osas suurem enda-induktsiooni elektromotoorjõud kui ülemises ja voolutihedus j on ülemises osas vastavalt suurem. Seega surutakse vool juhtme ristlõike ülemisse ossa. Samasugune voolu väljatõrje esineb ka sel juhul, kui uurdes asuvad ülestikku kaks või mitu suure ristlõikega juhet.

Et saavutada ühtlast voolu jaotumist, jagatakse suure ristlõikega juhe rööpseiks, üksteisest isoleeritud, küllalt väikese ristlõikega elementaarjuhtmeiks. Viimased põimitakse (transponeeritakse) nii, et iga elementaarjuhe asuks uurde pikkuse ula-



Joon. 3-28. Elementaarjuhtmete transpositsioon

tuses liitjuhtme kõrguse suhtes järjestikku kõigis kihtides. Võimsate turbo- ja hüdrogeneraatorite staatorimähiste varrastes kasutatava täiuslikuma transpositsiooni põhimõtteskeem on näidatud joonisel 3-28. Varda elementaarjuhtmed on sel juhul uurde laiusel paigutatud kahte ritta ja need lähevad teatava vahemiku järel, varda pikkuse ulatuses, ühest reast teise üle — üleval ühes- ja all — vastassuunas. Harilikult on küllaldane, kui selliselt transponeerida ainult uurde pikkuse ulatuses.

Asünkroonmasina faasirootori mähis valmistatakse alati lattjuhtmest ja seetõttu tuleb suurte masinate käivitamisel (f = =50 Hz) alati arvestada küllalt tugevat pinnaefekti.

Kõrgepingemähiste ($U > 6$ kV) laupühendustes avaldub tihti elektriline koroonanähtus, tingituna poolide isolatsiooni pealispinna lähedal tekkivast suurest elektrivälja tugevusest. Koroona tõttu õhk ioniseerub ja moodustub osoon, mis on aktiivne hapendi ning põhjustab lämmastiku oksüdeerumise. Niiskuse tõttu tekivad lämmastikushape ja lämmastikhape, mis rikuvad isolatsiooni. Koroonanähtuse vältimiseks kaetakse isolatsiooni pind pooljuhtiva pasta kihiga, mis põhjustab elektrivälja ümberjaotumise. See pasta sisaldab tavaliselt tahma.

Neljas peatükk

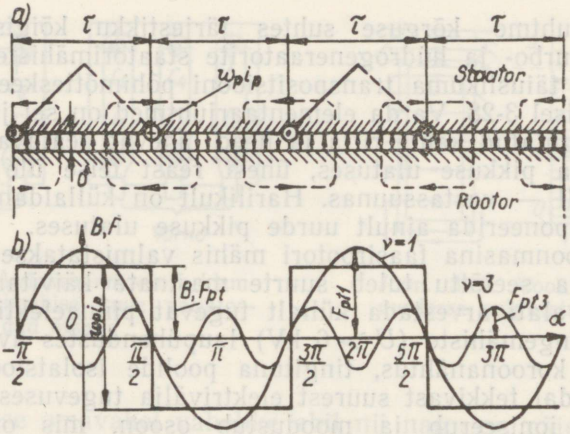
VAHELDUVVOOLUMÄHISTE MAGNEETIMISERGUTUS

4-1. FAASIMÄHISE MAGNEETIMISERGUTUS

Lihtsustused. Asudes vahelduvvoolumähise poolt õhupilus tekitatava magnetvälja uurimisele, teeme algul järgmised lihtsustused: 1) terassüdamike magnetiline läbitavus $\mu_{te} = \infty$; 2) uurded ja väljepoolused puuduvad ning õhupilu on ühtlase laiusega; 3) mähiste poolide ristlõiked on lõpmata väikesed ja asuvad õhupilu pinnal; 4) õhupilu suurus δ on staatori raadiuse ja poolusejaotusega võrreldes väike; 5) magnetilise induktsiooni jooned õhupilus on sirged ja risti õhupilu pinnaga. Eeltoodud lihtsustuste kasutamisel saame siiski välja selgitada õhupilu välja põhilisi iseärasusi. Nende lihtsustuste mõju võib hiljem täiendavalt arvesse võtta (vt. § 5-1).

Vaatleme esmalt mähist, millel q on täisarv.

Täissammuga pooli magneetimisergutus. Olgu iga kahekordse poolusejaotuse 2τ ulatuses paigutatud üks pool keerdude arvuga w_p ja sammuga $y = \tau$. Need poolid on üksteise suhtes 2τ võrra nihutatud, kuuluvad ühte faasimähisesse ja on koor-



Joon. 4-1. Täissammuga poolide magnetväli ja magneetimisergutus

matud vooluga i_p (joon. 4-1, *a*). Seejuures tekkiva magnetvälja pilt on näidatud joonisel 4-1, *a*.

Rakendame mingi ühe, joonisel 4-1, *a* näidatud magnetjoone kohta täisvoolu seadust.

$$\oint \mathbf{H}\,\mathrm{d}\mathbf{l} = w_p i_p. \tag{4-1}$$

Et vastavalt eespool märgitud lihtsustusele terasel $\mu_{te} = \infty$, siis $H_{te}=0$ ja valemi (4-1) asemel saame

$$2H_\delta \delta = w_p i_p, \tag{4-2}$$

kus H_δ on magnetvälja tugevus õhupilus.

Avaldise (4-2) alusel saame õhupilu induktsiooni

$$B = \mu_0 H_\delta = \frac{\mu_0}{\delta} \cdot \frac{w_p i_p}{2}.$$

Nimetame suuruse $\lambda_0 = \frac{\mu_0}{\delta}$ (4-3)

õhupilu magnetiliseks erijuhtivuseks ja suuruse

$$F_{pt} = \frac{w_p i_p}{2} \tag{4-4}$$

pooli ühe õhupilu kohta tulevaks magneetimisergutuseks või magnetomotoorjõuks (mmj.). Siis

$$B = \lambda_\delta F_{pt}. \tag{4-5}$$

Toodud poolirida tekitab õhupilus magnetilise induktsiooni B ristküliklaine (joon. 4-1, *b*). Mingis teises mõõtkavas kujutab sama kõver vastavalt avaldisele (4-5) ka antud poolirea magneetimisergutuse lainet. Et vastavalt avaldisele (4-5) induktsiooni B suurus on võrdeline F_{pt}-ga, siis vaatleme edaspidi peamiselt magneetimisergutust.

Joonisel (4-1, *b*) toodud ristküliklaine võib arendada Fourier' ritta. Et selle laine negatiivsed poolperioodid nihke $\alpha = \pi$ korral on abstsisstelje suhtes positiivsete poolperioodidega sümmeetrilised, sisaldab see laine ainult paarituarvulisi harmoonilisi ($\nu = 1, 3, 5 \ldots$). Paigutame teljestiku alguse pooli sümmeetriateljele. Siis joonisel 4-1, *b* olev kõver on sümmeetriline ka ordinaattelje suhtes ja sisaldab ainult koosinusliikmeid.

Seega

$$F_{pt} = F_{pt1} \cos \alpha + F_{pt3} \cos 3\alpha + \ldots + F_{pt\nu} \cos \nu\alpha + \ldots . \tag{4-6}$$

Vastavalt Fourier' ridade teooriale avaldub ν järku harmoonilise amplituudiväärtus

$$F_{pt\nu} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F_{pt} \cos \nu\alpha \, d\alpha$$

ja joon. 4-1, *b* toodud sümmeetrilisele kõverale

$$F_{pt\nu} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} F_{pt} \cos \nu\alpha \, d\alpha = \frac{4}{\nu\pi} F_{pt} \sin \frac{\nu\pi}{2}. \tag{4-7}$$

Joonisel 4-1, *b* on näidatud magneetimisergutuse harmooniliste $\nu = 1$ ja $\nu = 3$ kõverad.

Kui poolis on vahelduvvool

$$i_p = \sqrt{2}\, I_p \cos \omega t, \tag{4-8}$$

siis vastavalt avaldistele (4-4) ja (4-7)

$$F_{pt\nu} = F_{p\nu} \cos \omega t, \tag{4-9}$$

kus

$$F_{p\nu}=\frac{2\sqrt{2}}{\nu\pi}w_p I_p \sin\frac{\nu\pi}{2}. \qquad (4\text{-}10)$$

Võrdus (4-6) võtab siinjuures kuju

$$F_{pt}=\sum_{\nu=1,\,3,\,5\ldots} F_{p\nu}\cos\omega t\cos\nu\alpha. \qquad (4\text{-}11)$$

Vastavalt võrdusele (4-11) koosneb vaadeldava poolirea magneetimisergutus harmooniliste ν lõpmatust reast, millest igaüks muutub ruumis ($\cos\nu\alpha$) ja ajas ($\cos\omega t$) siinusfunktsiooni kohaselt. Teiste sõnadega — selle poolirea magneetimisergutus kujutab endast rida ruumiliselt liikumatuid harmoonilisi (joon. 4-1, *b*), mille amplituudiväärtused $F_{pt\nu}$ pulseerivad ajaliselt siinusfunktsiooni kohaselt piirides $+F_{p\nu}$ kuni $-F_{p\nu}$. Magneetimisergutuse iga harmooniline tekitab analoogilise magnetvälja harmoonilise vastavalt seosele (4-5). Magneetimisergutuse ja magnetvälja (joon. 4-1, *b*) ristküliklaine pulseerib samuti ajaliselt ja selle ordinaadid F_{pt} muutuvad piires $+F_{pm}$ kuni $-F_{pm}$, kusjuures avaldiste (4-4) ja (4-8) alusel

$$F_{pm}=\frac{\sqrt{2}}{2}w_p I_p. \qquad (4\text{-}12)$$

Täissammuga pooligrupi magneetimisergutus. Joonisel 4-2 on kujutatud pooligrupp kolmest ($q=3$) täissammuga poolist, mis on üksteise suhtes nurga

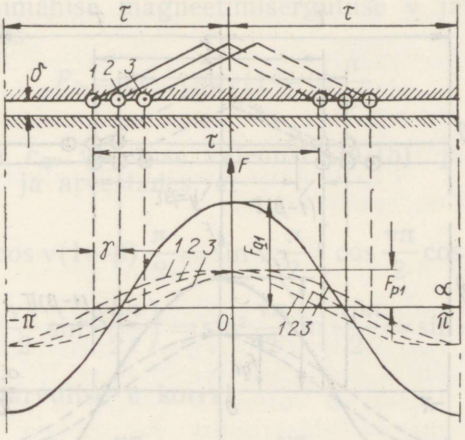
$$\gamma=\frac{2\pi p}{Z}=\frac{\pi}{mq} \qquad (4\text{-}13)$$

võrra nihutatud.

Samas on ka kõverate *1, 2, 3* kujul toodud nende poolide magneetimisergutuse põhiharmoonilised hetkel, kui $\cos\omega t=1$. Siinjuures eeldatakse, et niisugused pooligrupid on paigutatud igale kahekordsele poolusejaotusele.

Ruumilised siinuskõverad *1*, *2* ja *3* joonisel 4-2 on üksteise suhtes nurga γ võrra nihutatud ja neid võib kujutada kolme vektorina (joon. 4-3) samuti nagu me kujutame vektoritena ajas siinuseliselt muutuvaid voole, mis on üksteisest nurga γ võrra faasis nihutatud.

Siinuskõverate *1*, *2* ja *3* summa (joon. 4-2) on samuti siinuskõver (pidev joon joonisel 4-2) ja kujutab endast joonisel 4-2



Joon. 4-2. Pooligrupi magneetimisergutus

toodud pooligrupi magneetimisergutuse põhiharmoonilist. Grupi magneetimisergutuse amplituud F_{q1} võrdub seejuures joonisel 4-3 toodud vektorite summaga. Vektorite F_{p1} summeerimine joonisel 4-3 toimub täpselt samuti, nagu joonisel 2-7 ja 2-8 kujutatud pooligruppide elektromotoorjõudude vektorite liitmine, kusjuures nurgad γ on mõlemal juhtumil võrdsed.

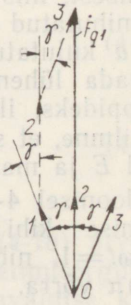
Seega $$F_{q1}=qF_{p1}k_{j1}, \tag{4-14}$$

kus k_{j1} on mähise jaotustegur põhiharmoonilisele ($\nu=1$), mille väärtus on määratav võrdustega (2-15) ja (2-23).

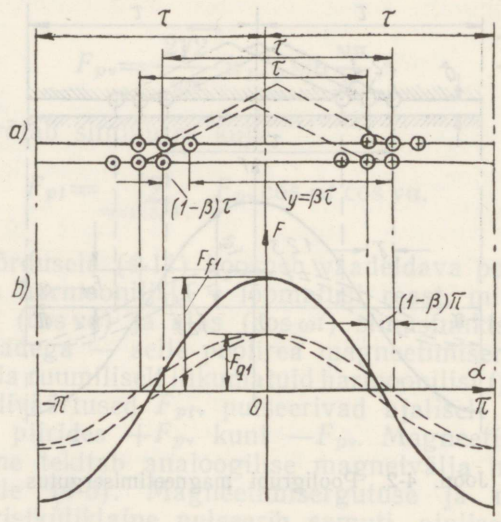
Pooligrupi poolide magneetimisergutuse ν järku harmoonilised on üksteise suhtes ν korda suurema nurgaga, s. o. $\nu\gamma$ võrra nihutatud. Summeerides need magneetimisergutused samuti nagu joonistel 4-2 ja 4-3, saame grupi magneetimisergutuse ν järku harmoonilise amplituudiväärtuse

$$F_{q\nu}=qF_{p\nu}k_{j\nu}, \tag{4-15}$$

kus jaotustegur $k_{j\nu}$ määratakse võrdustega (2-27) ja (2-28). Pangem tähele, et pooligrupi magneetimisergutuse telg (joon. 4-2) ühtib



Joon. 4-3. Pooligrupi poolide magneetimisergutuste liitmine



Joon. 4-4. Lühendatud sammuga mähise faasi magneetimisergutus

grupi sümmeetriateljega. Seetõttu avaldub grupi magneetimisergutus joonisel 4-2 valitud koordinaatteljestiku paiknemise korral võrrandiga (4-11), kui seal F_{pv} asendada F_{qv}.

Faasimähise magneetimisergutus. Lühendatud sammuga $y = \beta\tau$ kahekihilist mähist võib samuti nagu iga teistki lühendatud sammuga mähist vaadelda koosnevana kahest täissammuga mähisest, mis teineteise suhtes sammu lühenduse $(1-\beta)\tau$ võrra on nihutatud (joon. 4-4, *a*). See järeldub asjaolust, et joonisel 4-4, *a* kujutatud täissammuga ($y=\tau$) pooligrupid saab ümber lülitada lühendatud sammuga ($y=\beta\tau$) kahekihilisteks pooligruppideks, ilma et voolude suunad pooli külgedes muutuksid. On ilmne, et sellisel ümberühendamisel ka mähise elektromotoorjõud E ja magneetimisergutus F ei muutu.

Joonisel 4-4, *b* on kriipsjoonega näidatud mähise alumise ja ülemise kihi (joon. 4-4, *a*) põhiharmoonilised hetkel, kui $\cos\omega t = 1$, nihutatuna teineteise suhtes sammu lühenduse $(1-\beta)\pi$ võrra.

Mähise kihtide magneetimisergutuse F_{q1} vektorid ja nende geomeetriline summa F_{f1} on kujutatud joonisel 4-5. Magneetimisergutuse kõrgemate harmooniliste vektorid on nurga $(1+\beta)\pi$ asemel nihutatud nurga $\nu(1-\beta)\pi$ võrra. Seetõttu saame joon.

4-5 alusel faasimähise magneetimisergutuse ν järku harmoonilise amplituudiks

$$F_{f\nu}=2F_{q\nu}\cos\nu(1-\beta)\frac{\pi}{2}.$$

Paigutades siia $F_{q\nu}$ väärtuse valemist (4-15) ja seejärel $F_{p\nu}$ valemist (4-10) ja arvestades, et

$$\sin\frac{\nu\pi}{2}\cos\nu(1-\beta)\frac{\pi}{2}=\sin\nu\frac{\pi}{2}\left(\cos\frac{\nu\pi}{2}\cos\frac{\nu\beta\pi}{2}+\right.$$

$$\left.+\sin\frac{\nu\pi}{2}\sin\frac{\nu\beta\pi}{2}\right)=\sin^2\frac{\nu\pi}{2}\sin\frac{\nu\beta\pi}{2}=\sin\frac{\nu\beta\pi}{2},$$

ning et paarituarvulise υ korral

$$\cos\frac{\nu\pi}{2}=0;\quad \sin\frac{\nu\pi}{2}=\pm1,$$

siis saame lõppkujul:

$$F_{f\nu}=\frac{2\sqrt{2}}{\nu\pi}2qw_pk_{y\nu}k_{j\nu}I_p. \tag{4-16}$$

Siin võrdus

$$k_{y\nu}=\sin\frac{\nu\beta\pi}{2}$$

ühtides avaldisega (2-26), kujutab endast mähise kõõlutegurit ν järku harmoonilisele.

Järjestikku lülitatud keerdude arv kahekihilises faasimähises

$$w=\frac{2pqw_p}{a} \tag{4-17}$$

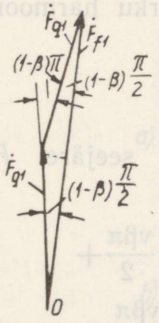
ja pooli vool

$$I_p=\frac{I}{a}, \tag{4-18}$$

kus a on mähise rööpharude arv ja I — faasivool.

Viies võrrandisse (4-16) valemitega (4-17) ja (4-18) arvutatud w ja I väärtused, saame faasimähise magneetimisergutuse ν järku harmoonilise amplituudiväärtuse lõpliku avaldise kujul

$$F_{f\nu}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{wk_{m\nu}}{\nu_p}I=0{,}9\frac{wk_{m\nu}}{\nu_p}I, \tag{4-19}$$



Joon. 4-5. Mähise faasi kahe kihi magneetimisergutuste liitmine

kus $k_{m\nu}=k_{j\nu}k_{y\nu}$ (4-20)

on mähisetegur ν järku harmoonilisele.

Avaldis (4-19) on kehtiv ka ühekihilistele mähistele, kui määrata ainult neile vastav $k_{j\nu}$ väärtus (vt. § 3-3).

Faasimähise kogu magneetimisergutuse kohta on kehtiv avaldis

$$F_{ft}=\sum_{\nu=1,\ 3,\ 5\ldots} F_{f\nu}\cos\omega t\cos\nu\alpha, \qquad (4\text{-}21)$$

mille saame valemist (4-11), asendades seal $F_{p\nu}$ vastavalt $F_{f\nu}$-ga. Koordinaatide alguspunkt ühtib seejuures faasimähise teljega (joon. 4-4). Vastavalt võrdusele (4-21) kujutab faasimähise magneetimisergutus F_{ft} endast samuti ruumis liikumatute, kuid ajaliselt pulseerivate harmooniliste summat.

Nagu selgub järgnevais peatükkides, põhjustavad magneetimisergutuse kõrgemad harmoonilised masinais mitmesuguseid soovimatuid nähtusi (lisa-pöördemomendid ja -kaod, mähiste induktiivtakistuste suurenemine jne.). Seepärast on otstarbekas püüda neid vähendada.

Valemist (4-19) järeldub, et $F_{f\nu}$ suurus on pöördvõrdeline harmoonilise järguga ν ja sõltub mähisetegurist $k_{m\nu}$. Et $k_{y\nu}$ ja $k_{j\nu}$ valemites (4-19) ja (4-20) määratakse samade avaldistega kui mähise elektromotoorjõu arvutamisel, siis järeldub siit, et võtted, mida kasutati elektromotoorjõu kõrgemate harmooniliste summutamiseks (mähise jaotamine ja sammu lühendamine), summutavad samuti ka magneetimisergutuse kõrgemaid harmoonilisi. Uurete kaldetegurit k_k [vt. avaldist (2-29)] valemites (4-19) ja (4-20) ei esine, sest mähise poolt tekitatav magneetimisergutus on orienteeritud piki uurdeid. Seetõttu põhjustab uurete kalle ainult magneetimisergutuse teljesuunalist kallet, kuid ei mõjuta selle amplituudiväärtust.

Magneetimisergutuse hambaharmooniliste ν_z jaoks, määratuna võrdusega (2-34) on tegur $k_{y\nu}k_{j\nu}=\pm k_{y1}k_{j1}$ ja seetõttu avalduvad need harmoonilised teiste kõrgemate harmooniliste hulgas kõige tugevamini. Kui näiteks $q=2$, siis on sellisteks hambaharmoonilisteks $\nu=\nu_z=11, 13, 23, 25, \ldots$, aga kui $q=3$, siis vastavalt $\nu_z=17, 19, 35, 37, \ldots$. Kui $q=1$, siis magneetimisergutuse kõik kõrgemad harmoonilised on ühtlasi ka hambaharmoonilisteks. On selge, et magneetimisergutuse hambaharmoonilisi saab vähendada üksnes q suurendamisega, sest seejuures järk ν_z suureneb.

Pöörlev magneetimisergutus. Kasutades tuntud trigonomeetria valemit, võib võrduse (4-21) iga liikme avaldada järgmisel kujul:

$$F_{f\nu}\cos\omega t\cos\nu\alpha=\frac{1}{2}F_{f\nu}\cos(\omega t-\nu\alpha)+$$

$$+\frac{1}{2}F_{f\nu}\cdot\cos(\omega t+\nu\alpha). \qquad (4.22)$$

Selle võrduse parema poole iga liige kujutab endast pöörlevat magneetimisergutust amplituudiga $^1/_2F_{f\nu}$, mis on ruumis piki koordinaati α siinuseliselt jaotunud. Tõepoolest, kujutleme, et jälgime nende kahe nn. laine mingeid punkte, mille magneetimisergutuse väärtused on konstantsed. Siis saame nende punktide jaoks seose

$$\cos(\omega t-\nu\alpha)=\text{const};\quad \cos(\omega t+\nu\alpha)=\text{const}$$

ja järelikult $\omega t-\nu\alpha=\text{const}$; $\omega t+\nu\alpha=\text{const}$. Diferentseerides viimaseid võrdusi aja t suhtes, leiame

$$\frac{d\alpha}{dt}=\frac{\omega}{\nu};\quad \frac{d\alpha}{dt}=-\frac{\omega}{\nu}. \qquad (4\text{-}23)$$

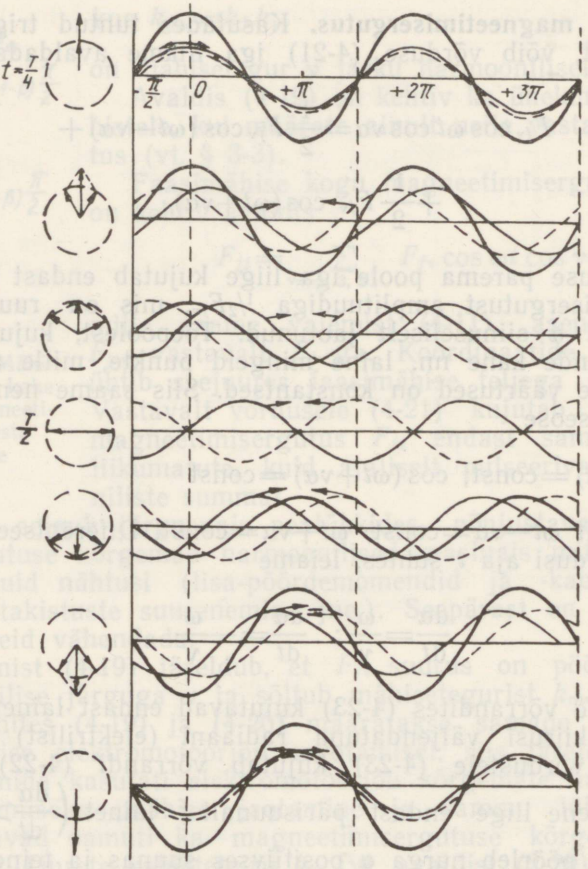
Tuletised võrrandites (4-23) kujutavad endast lainete pöörlemise nurkkiirusi väljendatuna radiaani (elektrilist) sekundis. Vastavalt võrdustele (4-23), kujutab võrrandi (4-22) parema poole esimene liige endast pärisuunalist lainet $\left(\frac{d\alpha}{dt}>0\right)$, s. t. lainet, mis pöörleb nurga α positiivses suunas ja teine liige — vastassuunalist lainet $\left(\frac{d\alpha}{dt}<0\right)$. Lainete harmooniliste pöörlemise nurkkiirused on pöördvõrdelised nende järguga ν. Põhiharmoonilised ($\nu=1$) pöörlevad nurkkiirusega

$$\Omega_1=\omega=2\pi f, \qquad (4\text{-}24)$$

mis vastab välja pöörlemiskiirusele n_1 [vt. avaldist (1-2)]. Tõepoolest, välja nurkkiirus mehaanilistes nurgaühikutes võrduse (1-2) alusel

$$\Omega_{1\,meh}=2\pi n_1=\frac{2\pi f_1}{p} \qquad (4\text{-}25)$$

je elektrilistes nurgaühikutes



Joon. 4-6. Pulseeriva välja lahutamine kaheks pöördväljaks

$$\Omega_1 = p\Omega_{1\,meh} = 2\pi f_1.$$

Liikumatu, ajaliselt pulseeriva magneetimisergutuse laine [vasakpoolne osa (4-22)] jaotamist pöörlevaiks laineiks [parempoolne osa (4-22)] võib illustreerida ka joonise 4-6 abil. Viimasel on vektor- ja funktsiooni kujul näidatud kaks vastassuundades võrdse kiirusega pöörlevat lainet ja nende summa (pideva paksu joonega). Nagu sellelt jooniselt selgub, moodustavad kaks vastassuundades pöörlevat lainet ühe liikumatu, kahekordse amplituudi väärtusega pulseeriva laine ja vastupidi — ühe pulseeriva laine

saab alati lahutada kaheks, poole väiksema amplituudiga vastassuundades pöörlevaks laineks.

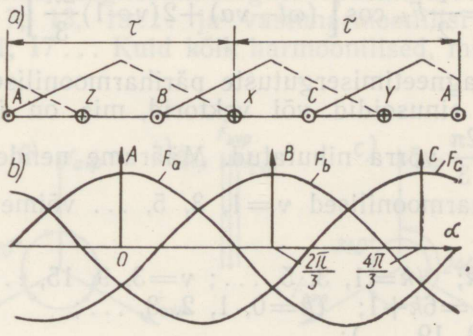
On ilmne, et antud paragrahvis saadud tulemusi saab täielikult rakendada ka ühefaasilise mähise magneetimisergutusele. Seda magneetimisergutust võib vastavalt esitatule vaadelda koosnevana liikumatuist pulseerivaist või vastassuundades pöörlevaist magneetimisergutuste harmoonilistest.

4-2. MITMEFAASILISTE MÄHISTE MAGNEETIMISERGUTUS

Sümmeetriliselt koormatud kolmefaasilise mähise magneetimisergutus. Eeldame, et joonisel 4-7, *a* kujutatud kolmefaasiline mähis täisarvu uuretega pooluse ja faasi kohta on koormatud sümmeetriliste vooludega:

$$\left.\begin{aligned} i_a &= \sqrt{2}I\cos\omega t;\\ i_b &= \sqrt{2}I\cos\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right);\\ i_c &= \sqrt{2}I\cos\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}26)$$

Paigutame telje α faasijärjestuse suunas ja märgime ühtlasi ka mähise eri faaside teljed (joon. 4-7, *b*). Üksikute faaside magneetimisergutuste ν järku harmoonilised avalduvad oma faaside telgede suhtes võrdusega (4-22), kui seal faaside *B* ja *C* jaoks asendada ωt vastavalt $\omega t-\frac{2\pi}{3}$ ja $\omega t-\frac{4\pi}{3}$-ga. Üksikute faaside



Joon. 4-7. Mähise kolme faasi magneetimisergutused

magneetimisergutuste liitmisel loeme nurka α alates A teljest. Siis tuleb faaside B ja C jaoks avaldises (4-22) nurk α asendada vastavalt $\alpha-\frac{2\pi}{3}$ ja $\alpha-\frac{4\pi}{3}$-ga. Seega avalduvad siis üksikute faaside magneetimisergutuste ν järku harmooniliste pöörlevad lained võrdustena:

$$\left.\begin{aligned}
F_{a\nu} &= \frac{1}{2}F_{f\nu}\cos(\omega t-\nu\alpha)+\frac{1}{2}F_{f\nu}\cos(\omega t+\nu\alpha);\\
F_{b\nu} &= \frac{1}{2}F_{f\nu}\cos\left[\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)-\nu\left(\alpha-\frac{2\pi}{3}\right)\right]+\\
&\quad+\frac{1}{2}F_{f\nu}\cos\left[\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)+\nu\left(\alpha-\frac{2\pi}{3}\right)\right];\\
F_{c\nu} &= \frac{1}{2}F_{f\nu}\cos\left[\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)-\nu\left(\alpha-\frac{4\pi}{3}\right)\right]+\\
&\quad+\frac{1}{2}F_{f\nu}\cos\left[\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)+\nu\left(\alpha-\frac{4\pi}{3}\right)\right].
\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}27)$$

Liidame algul faaside magneetimisergutuste päriharmoonilised. Need võib vastavalt võrdustele (4-27) esitada järgmisel kujul:

$$\left.\begin{aligned}
F_{a\nu p} &= \frac{1}{2}F_{f\nu}\cos\left[(\omega t-\nu\alpha)+0(\nu-1)\frac{2\pi}{3}\right];\\
F_{b\nu p} &= \frac{1}{2}F_{f\nu}\cos\left[(\omega t-\nu\alpha)+1(\nu-1)\frac{2\pi}{3}\right];\\
F_{c\nu p} &= \frac{1}{2}F_{f\nu}\cos\left[(\omega t-\nu\alpha)+2(\nu-1)\frac{2\pi}{3}\right].
\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}28)$$

Faaside magneetimisergutuste päriharmoonilised on võrduste (4-28) põhjal sinusoidid või vektorid, mis on üksteise suhtes nurga $(\nu-1)\frac{2\pi}{3}$ võrra nihutatud. Määrame nende summa.

Paaritud harmoonilised $\nu=1, 3, 5, \ldots$ võime jagada kolme rühma:

$$\left.\begin{aligned}
&1)\ \nu=mk=3k;\quad (k=1, 3, 5, \ldots;\ \nu=3, 9, 15, \ldots);\\
&2)\ \nu=2mk+1=6k+1;\quad (k=0, 1, 2, 3, \ldots;\\
&\quad \nu=1, 7, 13, 19, \ldots);\\
&3)\ \nu=2mk-1=6k-1;\quad (k=1, 2, 3, \ldots;\\
&\quad \nu=5, 11, 17, \ldots).
\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}29)$$

Erinevate faaside magneetimisergutuste esimese rühma harmooniliste vaheline nihkenurk on

$$(\nu-1)\frac{2\pi}{3}=(3k-1)\frac{2\pi}{3}=2\pi k-\frac{2\pi}{3}$$

ehk — 120° (joon. 4-8, *a*). Kolme faasi magneetimisergutuste vastavad siinuslained või vektorid on seetõttu ruumiliselt 120° nihutatud ja järelikult nende summa võrdub nulliga. Seega puuduvad magneetimisergutuse kõveras kõik päriharmoonilised, mille järk jagub kolmega.

Harmooniliste teise rühma jaoks (4-29) saab nihkenurga avaldada järgmiselt:

$$(\nu-1)\frac{2\pi}{3}=(6k+1-1)\frac{2\pi}{3}=4\pi k$$

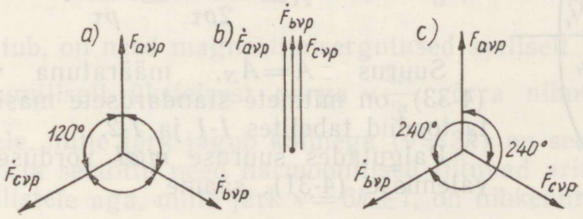
ehk 0° ja seetõttu summeeruvad need harmoonilised aritmeetiliselt (joon. 4-8, *b*), s. o. kolmekordistuvad.

Harmooniliste kolmanda rühma nihkenurk moodustab

$$(\nu-1)\frac{2\pi}{3}=(6k-1-1)\frac{2\pi}{3}=4k\pi-\frac{4\pi}{3}$$

ehk 240° (joon. 4-8, *c*) ja nende summa on samuti võrdne nulliga.

Analoogiliselt võib veenduda selles, et võrduse (4-27) paremppoolse osa teiste liikmetega määratud vastuharmooniliste kahe esimese rühma harmoonilised (4-29) annavad summeerides nulli, kuid kolmanda rühma harmoonilised ühtivad faasis ja liituvad aritmeetiliselt. Seega sisaldab siis kolmefaasilise sümmeetriliselt koormatud mähise magneetimisergutus päriharmoonilisi järguga $\nu=6k+1=1, 7, 13, 19\ldots$ ja vastuharmoonilisi järguga $\nu=6k-1=5, 11, 17\ldots$ Kuid kõik harmoonilised, mille järk jagub



Joon. 4-8. Faasi magneetimisergutuse pärisuunaliste harmooniliste liitmine

kolmega, puuduvad. Põhiharmooniline ($\nu=1$) on pärisuunaline ja pöörleb faasijärjestuse suunas.

Magneetimisergutuse harmooniliste pöörlemiskiirus on järguga ν pöördvõrdeline ja nende amplituudiväärtused avalduvad vastavalt võrdustele (4-19) ja (4-28)

$$F_\nu=\frac{3}{2}F_{f\nu}=\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{wk_{m\nu}}{\nu p}I=1{,}35\frac{wk_{m\nu}}{\nu p}I. \qquad (4\text{-}30)$$

Üldjuhul tekitab sümmeetriline m-faasiline sümmeetriliselt koormatud mähis ainult magneetimisergutuse pöörlevaid harmoonilisi, mille amplituudiväärtused pooluse kohta avalduvad:

$$F_\nu=\frac{m}{2}F_{f\nu}=\frac{m\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{wk_{m\nu}}{\nu p}I. \qquad (4\text{-}31)$$

Kolmefaasilise sümmeetriliselt koormatud mähise summaarne magneetimisergutus avaldub vastavalt esitatule järgmiselt:

$$F_t=\sum_{\nu=6k\pm1}F_\nu\cos(\omega t\mp\nu\alpha), \qquad (4\text{-}32)$$

kus ülemised märgid vastavad päri- ja alumised vastuharmoonilistele. Võrdus (4-32) kehtib ka teiste mitmefaasiliste mähiste kohta, ainult kõrgemate harmooniliste koosseis on siin teine.

Paljudel juhtudel on otstarbekas avaldada magneetimisergutuse amplituudiväärtust mitte mähise andmete ja faasivoolu, vaid voolukatte kaudu.

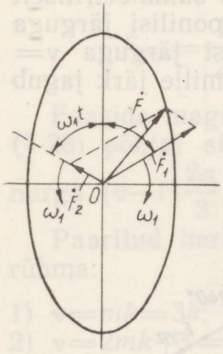
Vahelduvvoolumähise voolukatte A all mõistetakse mähise kõigi juhtmete voolude efektiivväärtuste summat ankru ümbermõõdu pikkusühiku kohta

$$A=\frac{m2wI}{2p\tau}=\frac{mwI}{p\tau}. \qquad (4\text{-}33)$$

Suurus $A=A_N$, määratuna võrdusega (4-33), on mitmete standardsete masinate kohta toodud tabelites *1-1* ja *1-2*.

Paigutades suuruse mwI võrdusest (4-33) valemisse (4-31), saame

$$F_\nu=\frac{\sqrt{2}A\tau k_{m\nu}}{\nu\pi}. \qquad (4\text{-}34)$$



Joon. 4-9. Elliptilise pöördvälja moodustumine

Sealjuures magneetimisergutuse põhiharmoonilise amplituudiväärtus

$$F_1 = \frac{\sqrt{2} A \tau k_{m1}}{\pi}. \qquad (4\text{-}35)$$

Mittesümmeetriliselt koormatud kolmefaasilise mähise magneetimisergutust analüüsitakse sümmeetriliste komponentide meetodil. On selge, et eespool saadud tulemused on sel juhul kehtivad pärijärgnevusvooludele I_1. Vastujärgnevusvooludel I_2 on vastupidine faasijärjestus ja nad on samuti üksteisest 120° nihutatud. Need voolud moodustavad samasugused magneetimisergutused kui pärijärgnevusvooludki, kuid pöörlevad viimastega võrreldes vastassuunas. Magneetimisergutuse põhiharmooniline ($\nu = 1$) pöörleb seejuures samuti vastassuunas.

Voolude I_1 ja I_2 üheaegsel mõjumisel moodustuvad pärijärgnevus- (F_1) ja vastujärgnevus- (F_2) magneetimisergutused, mille vektorid pöörlevad võrdse kiirusega vastassuundades (joon. 4-9). Resulteeriva välja põhiharmoonilise amplituudivektor joonistab siinjuures ellipsi, mistõttu sellist välja nimetatakse ka e l l i p t i l i s e k s. Kui esineb ainult päri- või ainult vastujärgnevusvoolu poolt tekitatav pöördväli, siis nimetatakse seda ka ringpöördväljaks, sest sel juhtumil saadakse ellipsi asemel ringjoon.

Nulljärgnevusvoolude magneetimisergutust $i_a = i_b = i_c = \sqrt{2} I_0 \cos \omega t$ (4-36) on vajalik eraldi vaadelda.

Kasutame faaside nulljärgnevusvoolude magneetimisergutuste määramiseks avaldist (4-21). Siis saame kolme faasi ν järku harmooniliste jaoks seosed:

$$F_{a\nu} = F_{f\nu} \cos \omega t \cos \nu \alpha;$$

$$F_{b\nu} = F_{f\nu} \cos \omega t \cos \nu \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$F_{c\nu} = F_{f\nu} \cos \omega t \cos \nu \left(\alpha - \frac{4\pi}{3} \right).$$

Nagu nähtub, on need magneetimisergutused ajaliselt faasis ühtivad ja ruumiliselt üksteisest nurga $\nu \frac{2\pi}{3}$ võrra nihutatud. Harmoonilistele, mille järk jagub kolmega ($\nu = 3k$) on see nihkenurk $2\pi k$ või 0° ja seetõttu need harmoonilised liituvad aritmeetiliselt. Harmoonilistele aga, mille järk $\nu = 6k \pm 1$, on nihkenurk võrdne

$$\nu \frac{2\pi}{3} = (6k \pm 1) \frac{2\pi}{3} = 4\pi k \pm \frac{2\pi}{3},$$

ehk $\pm 120°$-ga ja nende summa võrdub järelikult nulliga.

Seega moodustavad nulljärgnevusvoolud ainult niisuguseid pulseerivaid magneetimisergutuse harmoonilisi, mille järk jagub kolmega. Magneetimisergutuse põhi- ja kõik teised paaritud harmoonilised aga puuduvad. Nende voolude magneetimisergutus avaldub võrdusega

$$F = \sum_{\nu=3,\ 9,\ 15} F_{\nu 0} \cos \omega t \cos \nu\alpha, \tag{4-37}$$

kus amplituud

$$F_{\nu 0} = 3F_{f\nu 0} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \frac{wk_{m\nu}}{\nu p} I_0 = 2{,}7 \frac{wk_{m\nu}}{\nu p} I_0. \tag{4-38}$$

Kahefaasilise mähise, mis on sümmeetriliselt koormatud, teineteisest 90° faasis nihutatud vooludega

$$\left.\begin{aligned} I_a &= \sqrt{2} I \cos \omega t; \\ I_b &= \sqrt{2} I \cos (\omega t - 90°), \end{aligned}\right\} \tag{4-39}$$

magneetimisergutust võib analüüsida samuti nagu kolmefaasilise mähise korral, arvestades seejuures, et siin on ka faasimähised ruumiliselt 90° võrra nihutatud. Tulemused on järgmised.

1. Magneetimisergutuse kõveras säilivad kõik paaritud harmoonilised, mille hulgast harmoonilised järguga

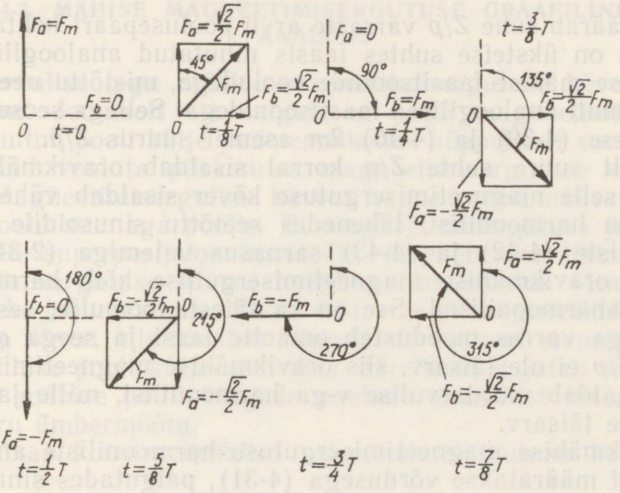
$$\nu = 2mk + 1 = 4k + 1 \quad (k = 0,\ 1,\ 2,\ 3, \ldots) \tag{4-40}$$

   või $\nu = 1,\ 5,\ 9,\ 13, \ldots$ on pärisuunalised, kuid harmoonilised

$$\nu = 2mk - 1 = 4k - 1 \quad (k = 1,\ 2,\ 3, \ldots) \tag{4-41}$$

   või $\nu = 3,\ 7,\ 11, \ldots$ — vastassuunalised.
2. Magneetimisergutuse amplituudiväärtused avalduvad võrdusega (4-31) kui $m = 2$ või võrdusega (4-19).

Seega on kahefaasilise mähise pöörleva magneetimisergutuse amplituudiväärtus võrdne mähise ühe faasi pulseeriva magneetimisergutuse amplituudiga. See resultaat peegeldab asjaolu, et ruumis liikumatute, 90°-se nihkega vektorite F_a ja F_b, mis pulseerivad ajaliselt faasinihkega samuti 90°, summa moodustab samasuguse amplituudiga pöörleva vektori (joon. 4-10). Järelikult tekitavad kaks teineteisest ruumis 90° nihutatud mähist, kui neid toita vooludega, mis on samuti faasis 90° nihutatud, pöördmagnetvälja.



Joon. 4-10. Kahefaasilise mähise pöördvälja moodustumine

Oravikmähise magneetimisergutus. Selle küsimuse analüüsiga siin ei tegelda. Toome ainult lõpptulemused. Kui p poolusepaariga pöördmagnetväli indutseerib Z vardaga oravikmähises voolusüsteemi, kus faasinihe naabervarraste voolude vahel on võrdne nurgaga γ [vt. avaldis (3-14)], siis see mähis tekitab lõpmatu rea pärisuunas pöörlevaid harmoonilisi järguga

$$\nu = k\frac{Z}{p} + 1 \quad (k = 0,\ 1,\ 2,\ 3,\ \ldots) \tag{4-42}$$

ja samasuguse rea vastassuunas pöörlevaid harmoonilisi järguga

$$\nu = k\frac{Z}{p} - 1 \quad (k = 1,\ 2,\ 3,\ \ldots). \tag{4-43}$$

Võrdusega (4-42) määratakse $k=0$ korral magneetimisergutuse põhiharmooniline. Näiteks kui $Z=18$ ja $p=2$, saame pärihar-moonilised $\nu=1,\ 10,\ 19,\ 28,\ldots$ ja vastuharmoonilised $\nu=8,\ 17,\ 26,\ldots$.

Võrdusi (4-42) ja (4-43) võib tõlgendada ka järgmiselt.

Kahes viimases võrduses (4-29) ja võrdustes (4-40) ning (4-41) on arvud *6* ja *4* «*k*» ees võrdsed vaadeldavate mähiste faasitsoonide arvuga poolusepaari kohta. Võrdustes (4-42) ja

(4-43) määrab suhe Z/p varraste arvu poolusepaari kohta. Voolud varrastes on üksteise suhtes faasis nihutatud analoogiliselt mitmefaasilise mähise faasitsoonide vooludega, mistõttu need vardad ise on samuti analoogilised faasitsoonidega. Sellega seoses lähebki võrdustesse (4-39) ja (4-40) $2m$ asemel suurus Z/p.

Küllalt suure suhte Z/p korral sisaldab oravikmähis palju faase ja selle magneetimisergutuse kõver sisaldab vähe madalamat järku harmoonilisi, lähenedes seetõttu sinusoidile.

Avaldiste (4-42) ja (4-43) sarnasus valemiga (2-34) näitab seda, et oravikmähise magneetimisergutuse kõik harmoonilised on hambaharmoonilised. See on ka täiesti loomulik, sest oravikmähise iga varras moodustab omaette faasi ja seega $q=1$.

Kui Z/p ei ole täisarv, siis oravikmähise magneetimisergutuse kõver sisaldab murdarvulise ν-ga harmoonilisi, mille jaoks suhe τ/τ_ν ei ole täisarv.

Oravikmähise magneetimisergutuse harmooniliste amplituudiväärtused määratakse võrdusega (4-31), paigutades sinna $m=Z$, $w=\frac{1}{2}$ ja $k_{m\nu}=1$, mõistes voolu I all voolu vardas. Selle magneetimisergutuse jaoks on samuti kehtiv valem (4-32), kui koordinaadi α alguspunkt on hamba keskel ja voolufaas selle hamba kohal asuvas lühisrõnga osas määratakse avaldisega $I_r \cos \omega t$. Et saada avaldise (4-32) liikmetele õigeid märke, on siinjuures vaja mähisetegur avaldada kujul

$$k_{m\nu}=\pm(-1)^k, \qquad (4\text{-}44)$$

kus ülemine märk vastab päri- ja alumine vastuharmoonilistele ning k väärtus erinevate ν-de puhul vastab võrdustele (4-42) ja (4-43).

Kujutlus pöördväljast kui kahest pulseerivast väljast. Magneetimisergutuse põhiharmoonilise avaldise [vt. valemit (4-32)] võib teisendada järgmiselt:

$$F_1 \cos(\omega t \mp \alpha) = F_1 \cos \omega t \cos \alpha \pm F_1 \sin \omega t \sin \alpha. \qquad (4\text{-}45)$$

Võrrandi (4-45) parema poole kaks liiget kujutavad endast kahte liikumatut pulseerivat välja, mis on teineteise suhtes ruumiliselt 90° nihutatud ($\cos \alpha$ ja $\sin \alpha$) ja pulseerivad ajaliselt faasinihkega samuti 90° ($\cos \omega t$ ja $\sin \omega t$). Selline kujutlus pöördväljast on mugav mõningate elektriliselt ja magnetiliselt mittesümmeetriliste masinate teooria üksikküsimuste analüüsiks kahe teineteisega risti oleva telje suunas (näit. väljepoolustega sünkroonmasinad) ja seda võib laiendada ka välja kõrgematele harmoonilistele. Igal juhul võib samuti ette kujutada, et niisuguse välja tekitab mingi kujutletav kahefaasiline mähis (vt. joon. 4-10).

4-3. MÄHISE MAGNEETIMISERGUTUSE GRAAFILINE ANALÜÜS

Täisarvulise q-ga mähise magneetimisergutuse kõvera konstrueerimine. Jooniselt 4-1 selgub, et pooli magneetimisergutuse kõver muutub pooli külje paiknemiskohas hüppeliselt suuruse $w_p i_p$ võrra, kuid vooluta piirkonnas magneetimisergutuse väärtus ei muutu. Magneetimisergutuse kõvera hüppe suund määratakse seejuures voolu suunaga poolis. Et magneetimisergutuse jaoks saab rakendada superpositsioonimeetodit, järgneb siit lihtne mähise magneetimisergutuse kõvera konstrueerimisjuhend. Mingi kindla hetke jaoks joonestatakse (joon. 4-11, *c* ja *f*) magneetimisergutuse astmeline kõver, mis muutub hüppeliselt vastava suuruse ja suunaga, mähise pooli külje asukohas. Järelikult kujutab see meetod sisuliselt mähise pooli külgede voolude graafilist integreerimist piki ankru ümbermõõtu.

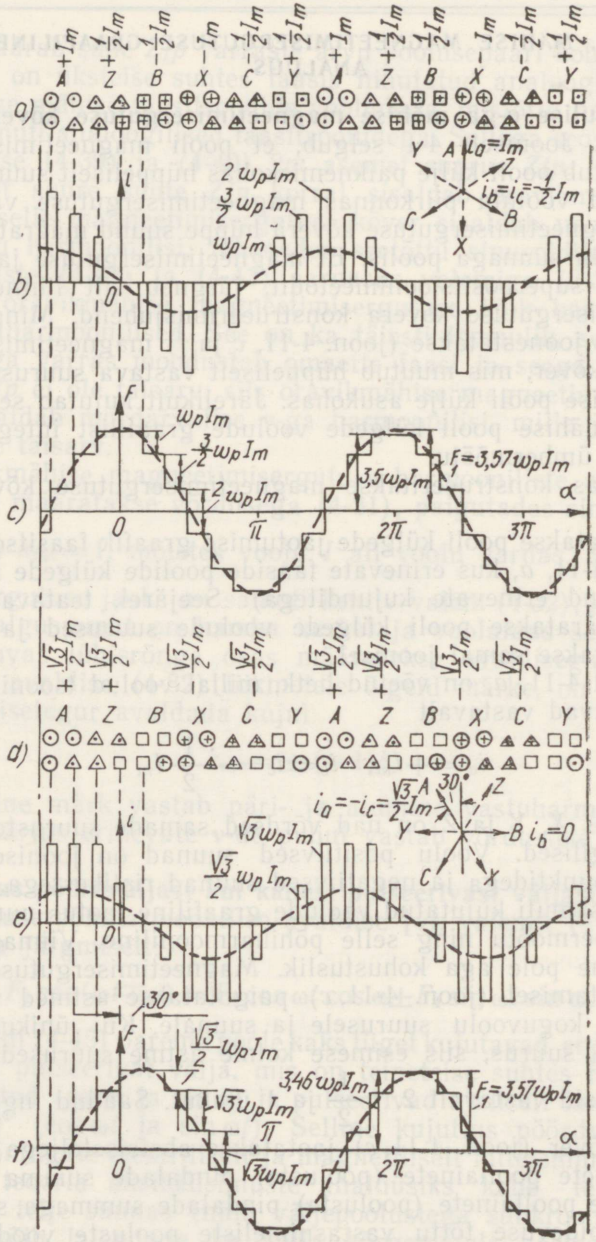
Praktikas konstrueeritakse magneetimisergutuse kõver järgmiselt.

Joonestatakse pooli külgede jaotumise graafik faasitsoonidesse (vt. joon. 4-11, *a*, kus erinevate faaside poolide külgede ristlõiked on kujutatud erinevate kujunditega). Seejärel, teataval kindlal hetkel, määratakse pooli külgede voolude suurused ja suunad, mis märgitakse samal joonisel.

Joonisel 4-11, *a*, on võetud hetk, millal voolud tsoonides *A*, *B* ja *C* võrduvad vastavalt

$$i_a = +I_m; \quad i_b = i_c = -\frac{1}{2} I_m$$

ja tsoonides *X*, *Y* ja *Z* on nad võrdsed samade suurustega, kuid vastasmärgilised. Voolu positiivsed suunad on joonisel 4-11, *a* märgitud punktidega ja negatiivsed suunad ristikestega. Joonisel 4-11, *b* on samuti kujutatud voolude graafiline jaotus uuretes piki ankru ümbermõõtu ning selle põhiharmooniline. Viimase väljajoonistamine pole aga kohustuslik. Magneetimisergutuse kõvera väljajoonistamisel (joon. 4-11, *c*) paigutatakse astmed vastavalt iga uurde koguvoolu suurusele ja suunale. Kui ühikuks võtta voolu $w_p I_m$ suurus, siis esimese kolme astme suurused joonisel 4-11, *c* oleksid vastavalt 2, $1\frac{1}{2}$ ja 1 ühikut. Saadud mgneetimisergutuse kõver (joon. 4-11, *c*) jaotatakse abstsissteljega selliselt, et positiivsete poollainete (pooluste) pindalade summa võrduks negatiivsete poollainete (pooluste) pindalade summaga, sest magnetjoonte pidevuse tõttu vastasnimeliste pooluste vood peavad võrduma. Täisarvulise *q* korral on mõlemad poollained ühesuguse kujuga ja abstsisstelg on siis ühtlasi ka kõvera sümmeetriateljeks.



Joon. 4-11. Kolmefaasilise kahekihilise mähise magneetimisergutuse kõvera konstrueerimine, kui $Z=24$, $2p=4$, $q=2$ ja $y=5/6$ (vt. skeeme joonistel 3-1 ja 3-4)

Joonistel 4-11, *d*, *e* ja *f* on korratud eespool kirjeldatud konstruktsiooni hetke jaoks, kui voolufaas on muutunud 30° ja

$$i_a=\frac{\sqrt{3}}{2}I_m;\quad i_b=0;\quad i_c=-\frac{\sqrt{3}}{2}I_m.$$

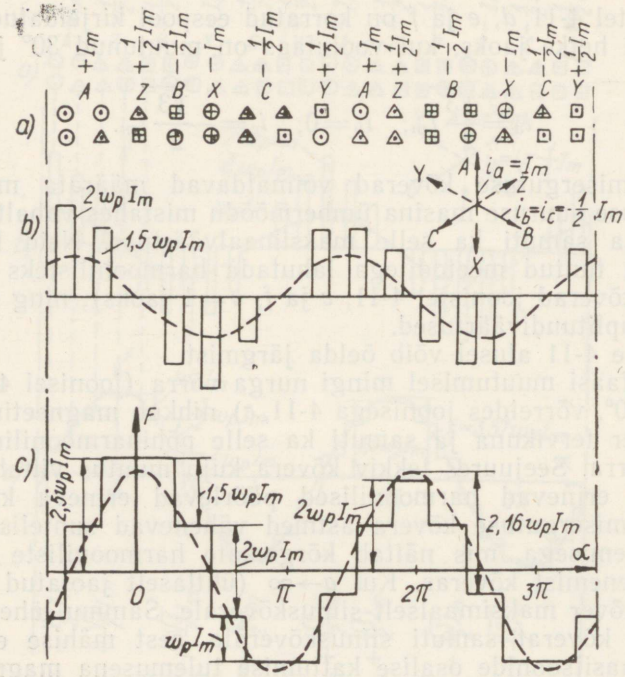
Magneetimisergutuse kõverad võimaldavad määrata magneetimisergutuse suuruse masina ümbermõõdu mistahes vabalt valitud punktis ja samuti ka selle maksimaalväärtuse. Neid kõveraid võib juba tuntud meetoditega lahutada harmoonilisteks (kriipsjoonega kõverad joonistel 4-11, *c* ja *f*, $\nu=1$ jaoks), ning määrata nende amplituudiväärtused.

Joonise 4-11 alusel võib öelda järgmist.

Voolufaasi muutumisel mingi nurga võrra (joonisel 4-11, *f* on muutus 30°, võrreldes joonisega 4-11, *c*) nihkub magneetimisergutuse kõver tervikuna ja samuti ka selle põhiharmooniline sama nurga võrra. Seejuures tekkiv kõvera kuju muutus viitab sellele, et kõvera erinevad harmoonilised pöörlevad erineva kiirusega. Magneetimisergutuse kõvera astmed vähenevad suhteliselt koos *q* suurenemisega, mis näitab kõrgemate harmooniliste osatähtsuse vähenemist kõveras. Kui $q\to\infty$ (ühtlaselt jaotatud mähis), läheneb kõver maksimaalselt siinuskõverale. Sammu lühendamine lähendab kõverat samuti siinuskõverale, sest mähise erinevate kihtide faasitsoonide osalise kattumise tulemusena magneetimisergutuse kõvera astmete suurus väheneb. Parim magneetimisergutuse kõver saadakse mähise sammu lühendamisel faasitsooni poole laiuse võrra (kui tsoon on 60°, siis samm $y=\frac{5}{6}\tau$, nagu on kujutatud joonisel 4-11). Sel juhtumil koosneb magneetimisergutuse kõver iga pooluse ulatuses $2m$ erineva tõusuga osast, kuid kui $y=\tau$, s. o. täissammuga mähisel — ainult m osast.

Murdmähise magneetimisergutuse kõver. Joonisel 4-12 on eespool kirjeldatud graafilise meetodiga konstrueeritud kahekihilise murdmähise (vt. joon. 3-5 ja 3-7) magneetimisergutuse kõver hetkel, kui $i_a=I_m$, $i_b=i_c=-\frac{1}{2}I_m$. Joonis 4-12 on koostatud staatori poole ümbermõõdu jaoks. Sellelt jooniselt võib murdmähise magneetimisergutuse kõvera omaduste kohta teha järgmised järeldused.

Murdmähise magneetimisergutuse kõvera kuju põhja- ja lõunapooluse all on erinev, mistõttu see kõrvuti paaritutega sisaldab ka paarisharmoonilisi. Üldjuhul, kui murdmähisel $d>2$, on magneetimisergutuse kõverad eri poolusepaaride ulatuses erinevad ja kõvera periood L seega suurem kui 2τ (joon. 4-12 $L=4\tau$). Selle kõvera lahutamisel Fourier' ritta saame ka harmoonilisi järguga ν, mille poolusejaotus $\tau_\nu>\tau$. Nende magneetimisergutuse harmooniliste järk $\nu=\frac{\tau}{\tau_\nu}<1$, mistõttu neid nimetatakse ka alaharmoonilisteks. Nende väli pöör-



Joon. 4-12. Kolmefaasilise kahekihilise murdmähise magneetimisergutuse kõver, kui $Z=30$, $2p=8$, $q=1^1/_4$ ja $y=0{,}8$ (vt. skeeme joonistel 3-5 ja 3-7)

leb põhiharmoonilise väljast kiiremini [vt. võrdus (4-23)]. Samuti tekivad ka kõrgemad harmoonilised ($\nu>1$), mille järk ν ei avaldu täisarvuga.

Võib näidata, et kolmefaasiline, 60°-se faasitsooniga murdmähise magneetimisergutuse kõver sisaldab harmoonilisi järguga

$$\nu=\frac{6k}{d}\pm 1, \qquad (4\text{-}46)$$

kus k on niisugune mistahes positiivne või negatiivne täisarv, kaasa arvatud ka null, mille juures $\nu>0$.

Plussmärk võrrandis (4-46) vastab päriharmoonilistele (põhiharmooniline $\nu=1$ on päriskuunaline ja saadakse $k=0$ puhul) ja miinus vastuharmoonilistele. Kui $d=1$ (mähis täisarvulise q-ga) määrab võrdus (4-46) juba eespool vaadeldud (vt. § 4-2) täisarvulise q-ga mähise magneetimisergutuse harmoonilised [teine ja kolmas võrdus (4-29)].

Kui

$$k=k'q_e=k'dq=k'd\frac{Z}{6p} \quad (k'=1,\ 2,\ 3,\ \ldots),$$

siis võrdus (4-46) määrab murdmähise magneetimisergutuse hambaharmoonilised:

$$\nu_z = k' \frac{Z}{p} \pm 1 \quad (k' = 1, 2, 3, \ldots). \tag{4-47}$$

Võrdus (4-47) ühtib valemiga (2-34), ainult et murdarvulise q korral on ν_z samuti murdarv.

Kolmefaasiliste murdmähiste magneetimisergutus, kujutatuna joonistel 3-5, 3-7 ja 4-12 ($Z=30$, $2p=8$, $q=1^1/_4$, $d=4$), sisaldab vastavalt avaldisele (4-46) päriharmoonilisi $\nu = 1$, $2^1/_2$, 4, $5^1/_2$, 7, $8^1/_2$ ... ja vastuharmoonilisi $\nu = {}^1/_2$, 2, $3^1/_2$, 5, $6^1/_2$ ... Seejuures osutuvad harmoonilised $\nu = 6^1/_2$, $8^1/_2$ ... hambaharmoonilisteks.

Murdmähiste mähiseteguri arvutust vt. § 3-2.

Seoses sellega, et murdmähise magnetväli sisaldab suure arvu mitmesuguseid harmoonilisi, mis põhjustavad rea soovimatuid nähtusi, on selle tarvitamine piiratud.

4-4. VOOLU JA VOOLUKATTE PÖÖRLEVAD LAINED

Piki ankrupinda muutuv mähise magneetimisergutus F_t on funktsioon pikkuskoordinaadist x, mõõdetuna mingist kindlast punktist ankru ümbermõõdul. Paragrahvis 4-3 näidati, et magneetimisergutuse kõver $F_t = f(x)$ kujutab endast mähise voolujaotuse integraalkõverat $i_r = \varphi(x)$ piki ankru ümbermõõtu, s. o.

$$F_t = F_t(x) = \int i_r dx. \tag{4-48}$$

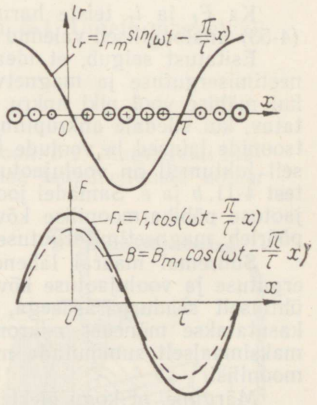
Seejuures i_r on mähise vool staatori ümbermõõdu pikkusühiku kohta mingil hetkel ja mingis punktis sellel ümbermõõdul. Sellele vastavalt on voolujaotuskõver F_t tuletis:

$$i_r = \frac{dF_t}{dx}. \tag{4-49}$$

Siinusfunktsiooni diferentseerimine ja integreerimine annab jällegi siinusfunktsiooni. Seetõttu võib vastavalt eeltoodule kujutleda, nagu tekitataks magneetimisergutuse iga harmooniline F_t mähisevoolu samasuguse jaotuskõvera i_r või siis siinusvoolu ruumilaine poolt, mis pöörleb magneetimisergutuse vastava harmoonilisega sünkroonselt (joon. 4-13). On ilmne, et suurust i_r võib kujutleda mingi ankru pinnal jaotatud voolu pindtihedusena.

Seos nurga α ja joonkoordinaadi x vahel piki ümbermõõtu määratakse sõltuvusega

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau} x. \tag{4-50}$$



Joon. 4-13. Voolu ruumilise jagunemise siinuslaine ja selle poolt tekitatud magneetimisergutuse laine

Võtame reast (4-32) magneetimisergutuse põhiharmoonilise ($\nu=1$):

$$F_t=F_1\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right). \tag{4-51}$$

Sellele vastava voolujaotuse põhiharmoonilise saame võrduse (4-49) alusel valemi (4-51) diferentseerimisel x järgi:

$$i_r=\frac{\pi}{\tau}F_1\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right)=I_{r.m}\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{\tau}x\right). \tag{4-52}$$

Selle harmoonilise amplituudiväärtus avaldiste (4-31) ja (4-52) alusel

$$I_{r.m}=\frac{\pi}{\tau}F_1=\frac{m\sqrt{2}}{\tau}\cdot\frac{wk_{m1}}{p}I \tag{4-53}$$

või vastavalt (4-35)

$$I_{r.m}=\sqrt{2}Ak_{m1}. \tag{4-54}$$

Suurus $\sqrt{2}A$ võrdub voolukatte amplituudiväärtusega. Vastavalt avaldisele (4-53) on mähise voolu ruumilaine põhiharmoonilise amplituudiväärtus juhul kui $k_{m1}=1$, samuti võrdne voolukatte amplituudiväärtusega. On ilmne, et füüsikaliselt kujutavad $I_{r.m}$ ja $\sqrt{2}\,A$ üht ja sama suurust, s. o. mähise voolu amplituudiväärtust ankru ümbermõõdu pikkusühiku kohta. Voolu pöörlevaid laineid võib seetõttu nimetada ka voolukatte pöörlevaiks laineiks. Suurus k_{m1} läheb valemisse (4-53) seetõttu, et A, vastavalt (4-33) arvutatakse mähise kogu voolu, aga mitte selle ruumilise põhiharmoonilise keskmise väärtusena.

Suurus F_t valemist (4-48) võrdub kõvera (joon. 4-13) $i_r=\varphi(x)$ integraaliga, arvutatuna piirides $x=0$ kuni $x=\frac{\tau}{2}$.

Ka F_t ja i_r teiste harmooniliste jaoks võib avaldistega (4-51), (4-52) ja (4-53) analoogilised valemid tuletada.

Esitatust selgub, et ideaalseid, ainult põhiharmoonilistest koosnevaid magneetimisergutuse ja magnetvälja kõveraid on võimalik saada ainult sel juhul, kui mähise vool piki ankru ümbermõõtu jaotada siinuseliselt. See oleks saavutatav, kui siledale ankrupinnale kerida mähis faaside arvuga $m\to\infty$, mille faasitsoonide laiused ja voolude faasinihked naaberfaasides läheneksid nullile. Reaalseil juhtumeil on voolujaotus ainult ligikaudu siinuseline, nagu nähtub joonistest 4-11, *b* ja *e*. Samadel joonistel on kriipsjoonega näidatud ka voolu ruumilise jaotuse põhiharmoonilise kõverad, kusjuures võib märkida, et see harmooniline pöörleb magneetimisergutuse põhiharmoonilisega ühe ja sama kiirusega.

Suuremal määral lähenevad siinuskõverale nn. siinusmähise magneetimisergutuse ja voolujaotuse kõverad. Neis mähistes jagunevad keerud uuretes ebaühtlaselt seaduspärasusega, mis läheneb siinuskõverale. Niisuguseid mähiseid kasutatakse mõnedes mikromasinates, kus töötamise täpsuse huvides on vaja maksimaalselt summutada magneetimisergutuse ja magnetvälja kõrgemaid harmoonilisi.

Märgime, et kogu elektrimasinate teooria võib üles ehitada, lähtudes eelkirjeldatud voolujaotuse siinuseliste ruumlainete ning nende poolt tekitatud magnetväljade vaatlemisest.

Viies peatükk

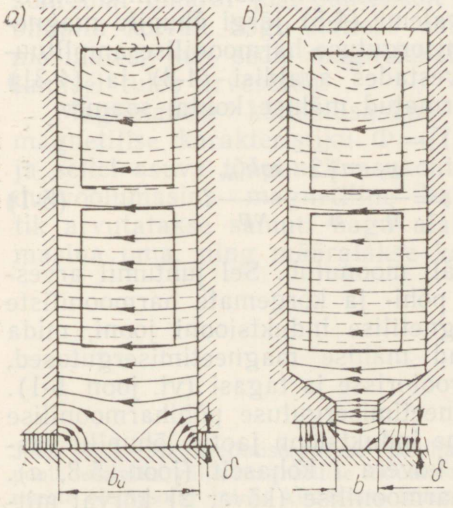
VAHELDUVVOOLUMÄHISTE MAGNETVÄLJAD JA INDUKTIIVTAKISTUSED

5-1. VAHELDUVVOOLUMÄHISTE MAGNETVÄLJAD

Mähise magnetvälja üldiseloomustus. Mähise voolu poolt tekitatav magnetväli jaguneb kolme ruumitsooni: 1) õhupilu, 2) uurete ja 3) mähise laupühenduste magnetväli.

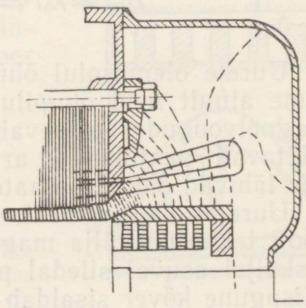
Õhupilu magnetjooned läbivad õhupilu ja sulguvad läbi staatori ja rootori südamiku. See väli tekitatakse eelmises peatükis vaadeldud mähise magneetimisergutuse poolt. Uurete magnetväli (joon. 5-1) tekitatakse uurdeis asuvate juhtmete voolust ja sinna kuuluvad magnetilise induktsiooni jooned, mis ei läbi õhupilu ja sulguvad vaadeldava masinaosa piires. Mähise laupühenduste magnetväli (joon. 5-2) on koondunud laupühendusi ümbritsevasse ruumi.

Tegelikult eksisteerib ühtne mähise magnetväli, kuid superpositsiooni printsiipi kasutades võib eespool nimetatud välju vaadelda ka eraldi. Samuti võib eraldi vaadelda iga uurde välja (vt. joon. 5-1), olgugi et kõigi uurete väljad liituvad tunduvalt keerulisema iseloomuga üldväljaks.



Joon. 5-1. Uurete magnetväli

Joon. 5-2. Magnetväli mähise laupühenduste ümber



Kõik õhupilu magnetjooned sulguvad piki masina südamikku. Suurem hulk uuretevälja magnetjooni ja osa laupühenduste välja magnetjoontest sulguvad samuti läbi südamiku. Siiski on need magnetväljad ja samuti ka õhupilu välja kõrgemad harmoonilised masina normaalsel töötamisel väikesed, võrreldes õhupilu välja põhiharmoonilisega. Seetõttu on ka rootori ja staatori südamike küllastusaste praktiliselt selle põhiharmoonilise vooga määratud.

Vahelduvvoolumasinate, välja arvatud mõned eritüüpi masinad, kasulik töö põhineb magnetvälja põhiharmoonilise toimel. See väli osutub seetõttu põhi- ehk töötavaks väljaks, uurete ja laupühenduste väljad aga puisteväljadeks. Viimaste hulka kuuluvad ka õhupilu välja kõrgemad harmoonilised, mida nimetatakse õhupilu puisteväljadeks või diferentsiaalpuisteväljadeks. Teise nimetuse tingib see, et need väljad kujutavad endast õhupilu summaarse ja selle põhiharmoonilise välja vahet. Seega koosneb puistemagnetväli kolmest põhiväljast: 1) uurete, 2) laupühenduste ja 3) õhupilu ehk diferentsiaalpuisteväljast.

Allpool vaadeldakse lähemalt õhupilu välja mähiste sümmeetrilisel koormusel.

Õhupiluväli määratakse juhul, kui puudub hambulisus ja magnetiline küllastatus, arvestades § 4-1 alguses loetletud lihtsustusi. Niisuguste lihtsustuste korral staatori ja rootori pinnal uurdeid ei ole, õhupilu on kogu ulatuses konstantse suurusega ja järelikult puudub õhupilus uurete ning magnetilise küllastatuse moonutav mõju magnetvälja jaotusele. Seetõttu tekitab magneetimisergutuse iga harmooniline ainult sama järguga magnetvälja harmoonilise. Selle magnetilise induktsiooni harmoonilise amplituudiväärtus $B_{m\nu}$ arvutatakse valemi (4-5) järgi õhupilu magnetilise juhtivuse λ_δ ja magneetimisergutuse harmoonilise amplituudiväärtuse F_ν korrutisena. Arvestades avaldisi (4-3) ja (4-31) m-faasilise sümmeetriliselt koormatud mähise kohta, saame:

$$B_{m\nu}=\lambda_\delta F_\nu=\frac{\mu_0}{\delta}F_\nu=\frac{\mu_0}{\delta}\frac{m\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{wk_{m\nu}}{\nu p}I. \qquad (5\text{-}1)$$

Uurete olemasolul õhupiluväli moonutub. Sel juhtumil arvestame ainult neid õhupiluvälja põhi- ja kõrgemate harmooniliste magnetvoogudes esinevaid magnetilise induktsiooni jooni, mida tekitavad peatükis 4 arvutatud mähise magneetimisergutused, mis läbivad õhupilu staatorist rootorisse ja tagasi (vt. joon. 5-1).

Uuretes asuva mähise magneetimisergutuse põhiharmoonilise poolt tekitatud välja magnetiline induktsioon jaotub õhupilu vastasküljel asuval siledal pinnal kõvera *1* kohaselt (joon. 5-3, *a*). Niisugune kõver sisaldab põhiharmoonilise (kõver *2*) kõrval mit-

meid kõrgemaid harmoonilisi. Suurema osa praktiliste arvutuste jaoks võib küllaldase täpsusega võtta, et põhiharmoonilise amplituud selle tagajärjel väheneb (vt. joon. 5-3)

$$\frac{B'_{m1}}{B_{m1}} = k_\delta$$

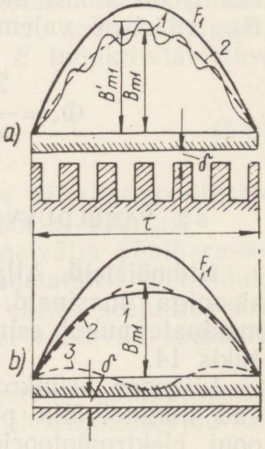
korda, kus k_δ on õhupilutegur (vt. 1 osa § 2-2). Järelikult tuleb avaldise (4-3) asemel kirjutada

$$\lambda_\delta = \frac{\mu_0}{k_\delta \delta}. \qquad (5\text{-}2)$$

Kui õhupilu vastasküljel on samuti uurded ja ventilatsioonikanalid, tuleb k_δ arvutamisel arvestada kõiki neid õhupilu ebaühtlusi. Seejuures määratakse B_{m1} keskmine väärtus kogu masina aktiivosa pikkusel.

Tegelikult $\mu_{te} \neq \infty$ ja magnetahela küllastumine põhjustab õhupilu induktsiooni vähenemist ning selle jaotuskõvera kuju lamendumist (kõver *1*, joon. 5-3, *b*), sest küllastumine avaldub tugevamini suuremate induktsioonide puhul. Kõver *1* (joon. 5-3, *b*) sisaldab seetõttu nii põhi- (kõver *2*), kui ka kõrgemaid harmoonilisi. Kõrgematest harmoonilistest on kõige suurem tähtsus kolmandal harmoonilisel (kõver *3*), mis pöörleb põhiharmoonilisega sünkroonselt ja indutseerib mähises kolmekordse sagedusega elektromotoorjõu. Jaotuskõvera lamendumine avaldub suuremal määral just suhteliselt kitsama õhupilu korral, nagu näiteks asünkroonmasinates, kus seda magnetahela arvutamisel tuleb arvestada.

Magnetahela küllastusastme määrab magnetilise karakteristiku $\Phi = f(F)$ kuju ja sellel asuva tööpunkti asukoht. Vahelduvvoolumasina magnetiline karakteristik arvutatakse samuti nagu alalisvoolumasina oma, ning määratakse ka ekspe-



Joon. 5-3. Magneetimisergutuse põhiharmoonilise poolt tekitatud välja magnetilise induktsiooni jaotus uurete olemasolul (*a*) ja küllastuse korral (*b*)

rimentaalselt tühijooksukarakteristiku $U=f(F)$ või $U=f(I_0)$ alusel.

Küllalt täpselt võib lugeda, et küllastuse tõttu väheneb välja põhiharmooniline k_μ korda (vt. 1. osa § 2-5). Seetõttu saame avaldise (5-2) asemel

$$\lambda_\delta=\frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta \delta}. \tag{5-3}$$

Suurust $\delta'=k_\mu k_\delta \delta$ (5-4)

võib nimetada ekvivalentseks õhupilusuuruseks.

Hambulisuse tõttu tekitab magneetimisergutuse iga kõrgem harmooniline ν peale väljaharmoonilise ν ka rea teisi väljaharmoonilisi. Esimeses lähenduses võib lugeda, et iga harmooniline tekitab ainult sama järguga väljaharmoonilise, mistõttu nende harmooniliste jaoks saab rakendada seost (5-3). Neil eeldustel saame nii välja põhi- kui ka kõrgemate harmooniliste jaoks avaldise (5-1) asemel

$$B_{m\nu}=\lambda_\delta F_\nu=\frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta \delta}F_\nu=\frac{\mu_0}{k_\mu k_\delta}\cdot\frac{m\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{wk_{m\nu}}{\nu p}I. \tag{5-5}$$

Tuleb märkida, et siin tehtud lihtsustused on seda jämedamad, mida suurem on harmoonilise järk.

Välja ν järku harmoonilisest tingitud magnetvoog

$$\Phi_\nu=B_{k\nu}\tau_\nu l_\delta=\frac{2}{\pi}B_{m\nu}\frac{\tau}{\nu}l_\delta, \tag{5-6}$$

kus l_δ on ankru aktiiv- ehk arvutuslik pikkus. Paigutades siia $B_{m\nu}$ väärtuse valemist (5-5), saame

$$\Phi_\nu=\frac{2\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\mu k_\delta \delta}\cdot\frac{F_\nu}{\nu}=\frac{\mu_0\tau l_\delta}{k_\mu k_\delta}\cdot\frac{m2\sqrt{2}}{\pi^2}\cdot\frac{wk_{m\nu}}{\nu^2 p}I. \tag{5-7}$$

5-2. VAHELDUVVOOLUMÄHISTE PÕHIINDUKTIIVTAKISTUSED

Üldmõisteid. Allpool peame silmas peitpoolustega konstruktsiooniga masinaid, eriti asünkroonmasinaid. Väljepoolustega masinate puhul esinevaid iseärasusi vaadeldakse lähemalt peatükis 14.

Liikudes asünkroonmasina staatorimähise suhtes, indutseerivad magnetvälja pöörlevad harmoonilised selles endainduktsiooni elektromotoorjõud, mille sagedus ühtlase õhupilu korral

võrdub antud mähise voolu sagedusega. Nende väljaharmooniliste poolt tekitatud elektromotoorjõudude ühesugust sagedust saab seletada sellega, et kuigi ν järku väljaharmooniline pöörleb põhiharmoonilisest ν korda aeglasemalt, on sel ka ν korda rohkem pooluseid. Võib tõestada, et kõik need elektromotoorjõud ka faasis ühtivad. Öeldu kehtib ka rootori väljaharmooniliste poolt samas mähises indutseeritavate endainduktsiooni elektromotoorjõudude kohta.

Seisva rootori korral on kõigi vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõudude, indutseerituna staatori väljaharmooniliste poolt rootorimähises ja vastupidi — rootori väljaharmooniliste poolt staatorimähises, sagedus ühesugune ja võrdne põhisagedusega. Kuid pöörleva rootori puhul on magnetvälja erinevate harmooniliste poolt indutseeritud vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõud ka erinevate sagedustega. Seda seetõttu, et sel juhul staatori harmooniliste pöörlemiskiirus rootori suhtes ja rootori harmooniliste pöörlemiskiirus staatori suhtes ei ole enam pöördvõrdelised nende pooluste arvuga. Järelikult ei tekita magnetvälja kõrgemad harmoonilised pöörlevas masinas põhisagedusega elektromotoorjõude ja neid tuleb seega liigitada puisteväljade hulka. Kõrgemate väljaharmooniliste poolt indutseeritud elektromotoorjõudude mõjul tekkivate voolude poolt põhjustatavad nähtused on üldiselt teisejärgulise tähtsusega ja neid on tingimata vaja eraldi vaadelda. Staatori ja rootori hambulisuse tõttu tekivad rootori pöörlemisel veel magnetvälja lisaharmoonilised, mis indutseerivad mähistes mitmesuguseid, sealhulgas ka suhteliselt suure sagedusega elektromotoorjõude. Normaalkonstruktsiooniga masinais need elektromotoorjõud erilist tähtsust ei oma ning neid siin ei vaadelda.

Vahelduvvoolumasinate teoorias, nagu teisteski elektrotehnika valdkondades, arvutatakse vahelduvvooluga I seotud magnetvälja poolt indutseeritav elektromotoorjõud E induktiivtakistuse kaudu

$$x = \frac{E}{I}. \tag{5-8}$$

Seejuures vastab vahelduvvoolumasinas igale väljaharmoonilisele ν ka teatav enda- ja vastastikuse induktsiooni x_ν väärtus.

Vahelduvvoolumasina töö baseerub magnetvälja põhiharmoonilisel, millele vastavat induktiivtakistust nimetatakse põhiinduktiivtakistuseks. Määrame viimase väärtuse, jättes seejuures ära järku väljendava indeksi. Staatori ja rootori vastavad suurused tähistame indeksitega *1* ja *2*.

Põhiinduktiivtakistuste avaldised. Magnetvoo põhiharmoonilise poolt staatori mähises indutseeritud elektromotoorjõu E_1

leiame, kui paigutame valemisse (2-19) voo väärtuse $\Phi=\Phi_1$ võrrandist (5-7). Sealjuures loeme, et $\nu=1$ ja tähistame staatori jaoks kehtivad suurused indeksiga *1*. Siis saame

$$E_1=\frac{4m_1f_1}{\pi}\cdot\frac{\mu_0\tau l_\delta}{k_\mu k_\delta\delta}\cdot\frac{w_1^2k_{m1}^2}{p}I_1. \tag{5-9}$$

Staatorimähise põhiinduktiivtakistus, vastavalt avaldistele (5-8) ja (5-9),

$$x_{p1}=\frac{4m_1f_1}{\pi}\cdot\frac{\mu_0\tau l_\delta}{k_\mu k_\delta\delta}\cdot\frac{w_1^2k_{m1}^2}{p} \tag{5-10}$$

või lühemalt kirjutatult

$$x_{p1}=m_1w_1^2k_{m1}^2X_1, \tag{5-11}$$

kus

$$X_1=\frac{4f_1}{\pi}\cdot\frac{\mu_0\tau l_\delta}{pk_\mu k_\delta\delta}. \tag{5-12}$$

Edaspidi eeldame, et $f_2=f_1$, mis asünkroonmasina korral vastab seisvale rootorile. Vastasel juhul on küllaldane, kui vastavais avaldistes f_1 vahetada f_2-ga. Siis saame analoogilisel viisil rootorimähise põhiinduktiivtakistuse

$$x_{p2}=\frac{4m_2f_1}{\pi}\cdot\frac{\mu_0\tau l_\delta}{k_\mu k_\delta\delta}\cdot\frac{w_2^2k_{m2}^2}{p} \tag{5-13}$$

või

$$x_{p2}=m_2w_2^2k_{m2}^2X_1. \tag{5-14}$$

Staatorimähise magnetvälja põhiharmoonilise poolt rootorimähises indutseeritud vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõu E_{12} leiame analoogiliselt E_1-ga (5-9), kui võrrandisse (2-19) kirjutame rootori indeksi *2*, ning võrrandisse (5-7) staatori indeksi *1*. Rootorimähise magnetvälja põhiharmoonilise poolt staatorimähises indutseeritud elektromotoorjõud E_{21} määratakse samasugusel viisil, ainult võrrandisse (2-19) tuleb kirjutada staatori indeksid ja võrrandisse (5-7) rootori indeksid. Sealjuures

$$E_{12}=x_{p12}I_1; \tag{5-15}$$

$$E_{21}=x_{p21}I_2 \tag{5-16}$$

ja vastastikuse induktsiooni põhiinduktiivtakistused avalduvad seostena

$$x_{p12}=m_1w_1k_{m1}w_2k_{m2}k_kX_1; \tag{5-17}$$

$$x_{p21}=m_2w_1k_{m1}w_2k_{m2}k_kX_1. \tag{5-18}$$

Avaldistes (5-17) ja (5-18) $x_{p12}\neq x_{p21}$, mis on tingitud sellest, et need takistused on ekvivalentsed ja arvestavad ühe mähise kõigi faaside välja mõju teisele mähisele. Avaldistesse (5-17) ja (5-18) on sisse viidud ka uurete kaldetegur välja põhiharmoonilisele k_k [vt. võrdus (2-3)], sest masina ühe osa uurete kalde korral selle teise osa magnetvoog on esimese osa juhtmete suhtes kaldu, mis vähendab indutseeritud elektromotoorjõudu. Samal ajal ei lähe see tegur seostesse (5-10), (5-11), (5-13) ja (5-14), sest vaadeldava mähise magnetväli on alati suunatud piki selle uurdeid ja juhtmeid. Loomulikult tuleb kalde puudumisel valemeisse (5-17) ja (5-18) paigutada $k_k=1$.

Nagu igasugused induktiivtakistused, nii on ka x_{p1}, x_{p2}, x_{p12} ja x_{p21} võrdelised voolu sagedusega ja keerdude arvu ruuduga või kahe mähise keerdude arvu korrutisega ning pöördvõrdelised ekvivalentse õhupilu suurusega.

Saadud valemite kasutamisel on vaja sinna panna k_μ niisugune väärtus, mis vastaks masina küllastusele vaadeldavas režiimis.

Põhiinduktiivtakistuse suhteline väärtus. Niminäivtakistus z_N avaldatakse nimifaasipinge ja -voolu kaudu:

$$z_N=\frac{U_N}{I_N}. \tag{5-19}$$

Tähendagu $B_{\delta N}$ õhupilu välja induktsiooni põhiharmoonilise amplituudiväärtust tingimusel, et staatorimähise elektromotoorjõu põhiharmooniline $E_1=U_N$. Siis avaldiste (2-19) ja (5-6) põhjal

$$U_N=2\sqrt{2}f_1\tau l_\delta w_1k_{m1}B_{\delta N}. \tag{5-20}$$

Eeldades, et võrduses (4-33) $A=A_N$ ja $I=I_N$, avaldame selle võrduse abil staatori nimivoolu I_N staatori nimivoolukatte A_N kaudu

$$I_N=\frac{p\tau A_N}{m_1w_1}. \tag{5-21}$$

Paigutades U_N ja I_N väärtused võrdustest (5-20) ja (5-21) avaldisse (5-19), leiame primaarahela nimitakistuse:

$$z_N = 2\sqrt{2}\, m_1 f_1 l_\delta w_1^2 k_{m1} \frac{B_{\delta N}}{p A_N}. \qquad (5\text{-}22)$$

Jagades võrrandi (5-10) alusel leitud x_{p1} väärtuse z_N-ga, leiame staatorimähise põhiinduktiivtakistuse suhtelise väärtuse

$$x_{p1*} = \frac{\sqrt{2}\,\mu_0 k_{m1} \tau}{\pi k_\mu k_\delta \delta} \cdot \frac{A_N}{B_{\delta N}}. \qquad (5\text{-}23)$$

Näiteks asünkroonmootoril võimsusega 250 kW on $A_N = 4 \cdot 10^4$ A/m, $B_{\delta N} = 0{,}775$T, $\tau = 27{,}5$ cm, $\delta = 0{,}1$ cm, $k_\mu = 1{,}55$, $k_\delta = 1{,}24$, $k_{m1} = 0{,}926$. Sealjuures

$$x_{p1*} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}926}{\pi \cdot 1{,}55 \cdot 1{,}24} \cdot \frac{27{,}5}{0{,}1} \cdot \frac{4 \cdot 10^4}{0{,}775} = 3{,}96.$$

Turbogeneraatoril, võimsusega $5 \cdot 10^4$ kW on $A_N = 6{,}9 \cdot 10^4$ A/m, $B_{\delta N} = 0{,}75$ T, $\tau = 162$ cm, $\delta = 4{,}25$ cm, $k_\mu = 1{,}10$, $k_\delta = 1{,}15$, $k_m = 0{,}918$. Sel juhtumil

$$x_{p1*} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}918}{\pi \cdot 1{,}10 \cdot 1{,}15} \cdot \frac{162}{4{,}25} \cdot \frac{6{,}9 \cdot 10^4}{0{,}75} = 1{,}44.$$

Et suurused A_N ja $B_{\delta N}$ on määratud põhiliselt jahutustingimustega ja magnetahela materjalide kvaliteediga, siis muutuvad need antud konstruktsiooni juures suhteliselt kitsastes piirides. Seetõttu sõltub x_{p1*} väärtus põhiliselt suhtest τ/δ. Etteantud võimsuse ja pöörlemiskiirusega masina x_{p1*} sõltub aga peamiselt õhupilu suurusest. Sünkroonmasinais on õhupilu suhteline laius alati suurem kui asünkroonmasinais ja seetõttu on esimestel x_{p1*} alati väiksem kui teistel.

Avaldisest (5-23) järeldub samuti, et juhtmesisese jahutusega võimsate turbogeneraatorite korral saavutab A_N suuri väärtusi ning x_{p1} suuruse piiramiseks on vaja tunduvalt suurendada õhupilu suurust δ.

Tehaste arvutuspraktikas avaldatakse takistuste suhtelised väärtused mõnikord voo Φ_N, kui $E = U_N$, ja ankru magneetimisergutuse F_N, kui $I = I_N$, kaudu. Niisugused avaldised saame kergesti võrdustest (2-9), (2-19) ja (4-31). Sealjuures saame x_{p1*} väärtuseks võrduse (5-23) asemel

$$x_{p1*} = \frac{2\mu_0}{\pi k_\mu k_\delta} \cdot \frac{\tau l_\delta}{\delta} \cdot \frac{F_N}{\Phi_N}. \qquad (5\text{-}24)$$

5-3. VAHELDUVVOOLUMÄHISTE PUISTEINDUKTIIVTAKISTUSED

Puisteväljade lühike iseloomustus oli toodud § 5-1. Siin teeme puisteinduktiivtakistuste arvutuse.

Uurdepuiste. Vaatleme lihtsaima konfiguratsiooniga uuret, milles asetseb üks sektsiooni külg (joon. 5-4). Lihtsuse mõttes eeldame, et uurde puistevälja magnetilise induktsiooni jooned läbivad uuret sirgjooneliselt, risti selle külgpindadega. Selline kujutlus ei erine tegelikkusest kuigi palju (vt. joon. 5-1) ja vajalikud korrektiivid võib sisse viia eraldi.

Arvutame uurdes asuvate juhtmete w_p aheldusvoo neis kulgeva voolu i_p poolt tekitatud voost.

Uurde alumises osas kõrguseni h_1, mis on hõivatud mähisest (*1.* tsoon), ahelduvad magnetilise induktsiooni jooned B_{x1} kõrgusel x keerdude arvuga $\frac{x}{h_1} w_p$, olles tekitatud voolust $\frac{x}{h_1} w_p i_p$. Võttes terase jaoks $\mu_{te} = \infty$, saame koguvooluseaduse alusel

$$\frac{B_{x1}}{\mu_0} b_u = \frac{x}{h_1} w_p i_p,$$

millest

$$B_{x1} = \frac{\mu_0}{b_u} \cdot \frac{x}{h_1} w_p i_p. \tag{5-25}$$

Uurde ülemises osas, mille kõrgus on h_2 (*2.* tsoon), määratakse induktsioon B_{x2} uurde kogu vooluga

$$B_{x2} = \frac{\mu_0}{b_u} w_p i_p. \tag{5-26}$$

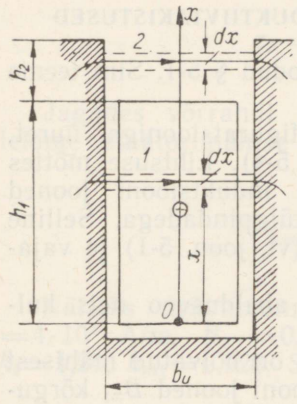
Ligikaudselt võib võtta, et poolide puisteväli on radiaalseis ventilatsioonikanaleis kaks korda nõrgem kui uurdeis. Siis puistevälja induktsioonijoonte arvutuslik pikkus

$$l'_\delta = l_\delta - 0{,}5 n_v b_v, \tag{5-27}$$

kus n_v ja b_v on ventilatsioonikanalite arv ja laius.

Magnetvälja elementaarse vootoru, mille kõrgus on dx (joon. 5-4), ristlõige on $l'_\delta dx$. Nende torude vood

$$d\Phi_{x1} = B_{x1} l'_\delta dx; \quad d\Phi_{x2} = B_{x2} l'_\delta dx$$



Joon. 5-4. Uurde puisteväli

ja viimaste poolt tekitatud aheldusvood

$$\left.\begin{aligned} d\Psi_{x1} &= \frac{x}{h_1} w_p d\Phi_{x1} = \frac{x}{h_1} w_p B_{x1} l'_\delta dx; \\ d\Psi_{x2} &= w_p d\Phi_{x2} = w_p B_{x2} l'_\delta dx. \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}28)$$

Pooli külje kogu aheldusvoog

$$\Psi_u = \int_{x=0}^{x=h_1} d\Psi_{x1} + \int_{x=h_1}^{x=h_1+h_2} d\Psi_{x2}.$$

Paigutades siia võrduste (5-28) parempoolsete osade väärtused ja arvestades võrdusi (5-25) ja (5-26), saame

$$\Psi_u = \int_0^{h_1} \frac{\mu_0}{b_u} w_p^2 i_p l'_\delta \frac{x^2}{h_1^2} dx + \int_{h_1}^{h_1+h_2} \frac{\mu_0}{b_u} w_p^2 i_p l'_\delta dx =$$

$$= \mu_0 w_p^2 i_p l'_\delta \lambda_u, \quad (5\text{-}29)$$

kus dimensioonita suurust

$$\lambda_u = \frac{h_1}{3b_u} + \frac{h_2}{b_u} \quad (5\text{-}30)$$

nimetatakse uurde suhteliseks puistejuhtivuseks. Viimane on määratud uurdepuiste aheldusvooga masina pikkusühiku kohta.

Ühekihilise mähise rööpharus on $2pq/a$ pooli külge ja keerdude arv võrdub

$$w = \frac{pqw_p}{a}. \quad (5\text{-}31)$$

Uurde puistevoost tingitud pooli külje induktiivsus

$$L_u = \frac{\Psi_u}{i_p},$$

ja uurde puistevoost tingitud mähise rööpharu induktiivsus

$$L_{u.h}=\frac{2pq}{a}L_u.$$

Seetõttu saame uurde puistevoost tingitud rööpharu induktiivtakistuseks

$$x_{u.h}=2\pi f L_{u.h}=2\pi f\frac{2pq}{a}\cdot\frac{\Psi_u}{i_p}. \qquad (5\text{-}32)$$

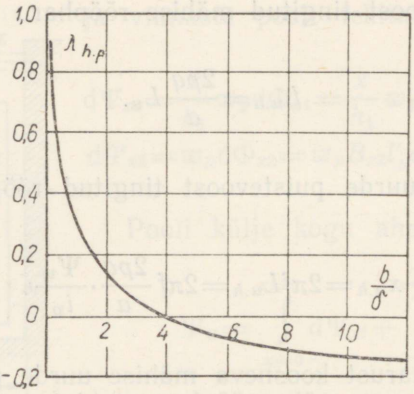
Kogu a rööpharust koosneva mähise uurde puistest tingitud induktiivtakistus x_u on ühe rööpharu takistusest a korda väiksem. Seetõttu, paigutades võrdusesse (5-32) Ψ_u väärtuse võrdusest (5-29) ning w_p väärtuse võrdusest (5-31) ja jagades saadu a-ga, saame

$$x_u=4\pi\mu_0 f\frac{w^2}{pq}l'_\delta\lambda_u. \qquad (5\text{-}33)$$

Võrdus (5-33) kehtib ka kahekihilistele mähistele ja teistsuguse kujuga uuretele. Viimastele leitakse λ_u avaldis analoogiliselt, tehes uurde puistevälja iseloomu kohta samad lihtsustused kui peatüki alguses. Kahekihiliste lühendatud sammuga mähiste puhul asuvad osas uuretes erinevate faaside poolide küljed ja nende uurete puisteväli on nõrgem. Seetõttu läheb λ_u avaldisse ka suhtelise sammu suurus. Valemid λ_u määramiseks mitmesuguse kujuga uurete puhul, aga samuti ka sammu lühendamist arvestades, on toodud elektrimasinate projekteerimise käsiraamatutes.

Avaldisest (5-30) järeldub, et uurde puiste on seda suurem, mida sügavamad ja kitsamad on uurded. Harilikult $\lambda_u=1{,}0\ldots$ $\ldots 4{,}0$.

Hambapeade puiste. Eespool kasutatud lihtsustusi uurde puistevälja magnetjoonte kuju kohta ei saa õhupilu lähedal enam kasutada (vt. joon. 5-1). Seetõttu b/δ suurte väärtuste korral (vt. joon. 5-1, a), seoses uurdevälja nõrgenemisega õhupilu lähedal, puiste väheneb. Väikeste b/δ väärtuste korral (vt. joon. 5-1, b) tuleb arvestada ka magnetjooni, mis sulguvad ümber uurde ühest hambast teise vastasasetsevat magnetahelat riivamata. Seetõttu puiste suureneb. Eelnäidatud põhjustel tekkivat uurdepuiste muutumist arvestatakse puiste lisaliikmega,



Joon. 5-5. Hambapeade magnetiline puistejuhtivus

mida nimetatakse hambapeade puisteks. Hambapeade puisteinduktiivtakistuse $x_{h.p}$ jaoks võib saada (5-33) kujulise valemi, vahetades λ_u hambapeade puistejuhtivusega $\lambda_{h.p}$. Valemi $\lambda_{h.p}$ jaoks võib ka tuletada, kasutades välja analüüsimiseks vaadeldavas piirkonnas konformsete teisenduste meetodit.

Valem $\lambda_{h.p}$ jaoks saab kuju

$$\lambda_{h.p}=\frac{1}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{\delta^2}{b^2}+\frac{1}{4}\right)+4\frac{\delta}{b}\operatorname{arctg}\frac{b}{2\delta}\right], \qquad (5\text{-}34)$$

kus b on uurde ava suurus.

Sõltuvus $\lambda_{h.p}=f\left(\frac{b}{\delta}\right)$ on toodud joonisel 5-5. Suurte õhupilude korral moodustab hambapeade puiste küllalt suure positiivse suuruse. Vastupidi, väikeste δ väärtuste korral on hambapeade puiste negatiivne. Sammu lühendamise puhul tuleb $\lambda_{h.p}$ korrutada samasuguse teguriga nagu uurde ülemise osa juhtivustki.

Laupühenduste puiste. Mähise laupühenduste ruumiliselt jagunenud voolude põhi- ja kõrgemad harmoonilised tekitavad samuti pöördvälja, nagu see esineb masina aktiivtsoonis. Ainult tingituna laupühenduste keerukast kujust ja reast teistest põhjustest, ei ole laupühenduste magnetväli tasaparalleelne, vaid väga keeruka struktuuriga. Peamine tähtsus on välja põhiharmoonilisel.

Staatori laupühenduste magnetväli aheldub rootori laupühen-

dustega ja vastupidi. Seetõttu indutseerivad need väljad nii enda- kui ka vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõude. Laupühenduste vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõud on masina aktiivosa analoogilise elektromotoorjõuga võrreldes väike, asudes suuremalt jaolt viimase arvutustäpsuse piires. Seetõttu võib kogu masina elektromotoorjõu arvutamisel staatori ja rootori laupühenduste vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõu jätta arvestamata. Kuid vastastikuse induktsiooni esinemise tõttu ei või laupühenduste magnetvälja täielikult lugeda puisteväljaks ja puisteinduktiivtakistuste arvutamisel tuleb vastastikust induktsiooni siiski arvestada.

Laupühenduste puistevälju ja -induktiivtakistusi võib mõningate lihtsustuste korral analüütiliselt uurida elektromagnetilise välja teoorias kasutatavate meetoditega. Sel teel saadud seosed on aga väga keerukad ja vähesobivad igapäevasteks inseneriarvutusteks. Seetõttu kasutatakse praktikas empiirilisi valemeid.

Laupühenduste puisteinduktiivtakistuse x_l valemile võib kõigil juhtumeil anda võrdusega (5-33) analoogilise kuju, asendades λ_u vastavalt laupühenduste magnetilise puistejuhtivusega λ_l. Kahekihilise mitme poolusega masina jaoks kasutatakse valemit

$$\lambda_l = 0{,}34\frac{q}{l'_\delta}(l_l - 0{,}64\beta\tau)\,k_y^2, \qquad (5\text{-}35)$$

kus l_l on poolkeeru laupühenduse keskmine pikkus. Teistsuguste mähisetüüpide jaoks on analoogilised valemid toodud elektrimasinate projekteerimise käsiraamatuis.

Diferentsiaalpuiste. Kujutleme algul, et uurete olemasolu avaldub ainult välja kõigi harmooniliste amplituudiväärtuste vähendamises k_δ korda [vt. võrdust (5-5)]. Siis avalduvad välja kõigi harmooniliste endainduktsiooni induktiivtakistused võrdusega (5-10), kui seal k_m asendada $k_{m\nu}$-ga ning tulemus jagada ν^2-ga, sest ν järku harmoonilise voog Φ_ν on vastavalt valemile (5-7) pöördvõrdeline ν^2-ga.

Mähise diferentsiaalpuiste induktiivtakistus x_d võrdub kõigi harmooniliste summaarse endainduktsiooni induktiivtakistusega, välja arvatud põhiharmooniline ($\nu = 1$). Seetõttu, avaldise (5-10) alusel

$$x_d = \frac{4mf}{\pi}\cdot\frac{\mu_0\tau l_\delta}{k_\mu k_\delta \delta}\cdot\frac{w^2}{p}\sum_{\nu\neq 1}\frac{k_{m\nu}^2}{\nu^2}. \qquad (5\text{-}36)$$

Takistuse x_d suhet mähise põhiinduktiivtakistusesse nimeta-

takse diferentsiaalpuisteteguriks k_d. Avaldiste (5-36) ja (5-10) alusel saame:

$$k_d = \frac{1}{k_{m1}^2} \sum_{\nu \neq 1} \frac{k_{m\nu}^2}{\nu^2} \ldots \tag{5-37}$$

Teguri k_d suuruse võib arvutada valemist (5-37), võttes arvesse küllaldase hulga harmoonilisi. Mitmesuguste mähisetüüpide jaoks on saadud valemid ka k_d täpseks määramiseks. Teguri k_d sõltuvus suhtelisest sammust β kahekihilise, 60°-se faasitsooniga ja mitmesuguse q väärtusega mähise jaoks on toodud joonisel 5-6.

Oravikmähisel $k_{m1}^2 = k_{m\nu}^2 = 1$ ja sel juhtumil saame kooskõlas avaldistega (4-42), (4-43) ja (5-37)

$$k_d = \sum_{k=1,\,2,\,3\ldots} \left\{ \frac{1}{\left(k\frac{Z_2}{p}+1\right)^2} + \frac{1}{\left(k\frac{Z_2}{p}-1\right)^2} \right\}.$$

Selle avaldise ridu saab lõplikult summeerida ning sealjuures saadakse oravikmähise k_d jaoks avaldis

$$k_d = \frac{\left(\frac{p\pi}{Z_2}\right)^2}{\sin^2 \frac{p\pi}{Z_2}} - 1. \tag{5-38}$$

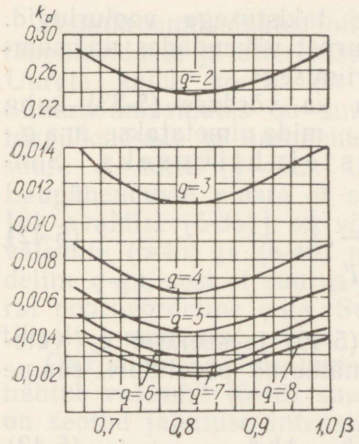
Valemi (5-38) parempoolse osa esimese liikme võib lahutada astmeritta, kusjuures $\frac{Z_2}{p} > 3$ korral võib rahulduda rea kahe esimese liikmega. Siis

$$k_d \approx \frac{1}{3}\left(\frac{p\pi}{Z_2}\right)^2. \tag{5-39}$$

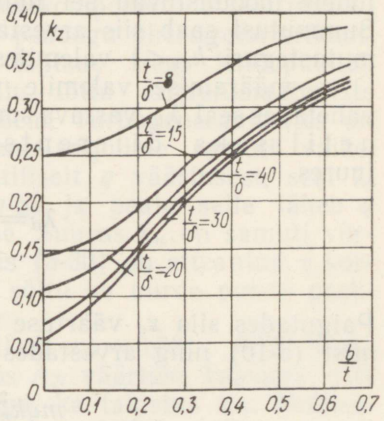
Näiteks, kui $Z_2/p = 10$, saame valemist (5-39) $k_d = 0{,}0328$.

Teades k_d väärtust, võib x_d arvutada valemiga

$$x_d = k_d x_p. \tag{5-40}$$



Joon. 5-6. Diferentsiaalpuiste-teguri kõverad



Joon. 5-7. Teguri k_z väärtus

Olgugi, et k_d on väike (vt. joon. 5-6), on väikese õhupiluga masinais selle osatähtsus teiste puisteinduktiivtakistustega võrreldes küllaltki suur, sest x_p on nendega võrreldes suur.

Küsimuse üksikasjalikumal vaatlusel selgub, et uurete mõjul x_d väheneb märgatavalt. Täisarvulise q-ga faasimähise ja oravikmähise korral tuleb tegurit k_d [vt. võrdust (5-37)] vähendada

$$\Delta k_d = k_z \left(\frac{2p}{Z}\right)^2 \text{ võrra,} \qquad (5\text{-}41)$$

kus suurus k_z määratakse graafikust jooniselt 5-7 (t on hamba samm).

Tuleb silmas pidada, et näiteks staatori magnetvälja kõrgemad harmoonilised indutseerivad rootorimähises ja ka rootori korpuses, kui viimane on massiivne, elektromotoorjõud. Nende elektromotoorjõudude tekitatud voolude magnetväli nõrgendab või summutab osaliselt staatorivälja kõrgemaid harmoonilisi. Selle tulemusena staatorimähise takistus x_d väheneb. Juhtumil, kui rootoril on faasimähis ja südamik on koostatud lehtterasest (näiteks faasirootoriga asünkroonmasin), on summutusefekt tähtsusetu ja valemid parandusega Δk_d on küllalt täpsed. Vastupidine on aga olukord siis, kui rootoril on oravikmähis ja samuti, kui rootor või selle poolused on massiivsed. Siis on summutusefekt märgatav, sest kõrgemate harmooniliste poolt indutseeritud voo-

ludele moodustuvad sel juhul väikese takistusega vooluringid. Summutust saab siis arvestada k_d suurust vähendades nn. summutusteguri $k_{ds}<1$ valemitesse sisseviimisega.

x_d määramise valemile võib anda ka võrduse (5-33) kuju, vahetades seal λ_u vastava suurusega λ_d, mida nimetatakse magnetiliseks diferentsiaalpuistejuhtivuseks. Siinjuures

$$\lambda_d=\frac{x_d}{4\pi\mu_0 f\frac{w^2}{pq}l'_\delta}. \tag{5-42}$$

Paigutades siia x_d väärtuse valemist (5-40) ja seejärel x_{p1} valemist (5-10) ning arvestades eespool näidatud parandusi, saame

$$\lambda_d=\frac{mqk_m^2\tau}{\pi^2 k_\mu k_\delta\delta}\cdot\frac{l_\delta}{l'_\delta}k_{ds}(k_d-\Delta k_d). \tag{5-43}$$

Inseneriarvutustes määratakse λ_d harilikult mitmesuguste ligikaudsete valemitega.

Kaldepuiste. Staatori ja rootori pooluste või uurete kallutuse korral üksteise suhtes puiste suureneb, sest välja põhiharmoonilisest tingitud endainduktsiooni elektromotoorjõud ja induktiivtakistus sealjuures ei muutu, vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõud ja -takistus aga vähenevad. Sel juhtumil tekib puiste masina välja põhiharmoonilise tõttu.

Kaldepuiste määramine on seotud elektrimasinate teooria alustega ja esitatakse seetõttu allpool (vt. § 6-3). Kaldepuiste induktiivtakistusele x_k võib samuti anda valemi (5-33) kuju, asendades λ_u vastava suurusega λ_k, mida võib nimetada magnetiliseks kaldepuistejuhtivuseks.

Mähise resulteeriva puisteinduktiivtakistuse x_σ määramiseks summeeritakse kõik eelnimetatud puisteinduktiivtakistused

$$x_\sigma=x_u+x_{h.p}+x_l+x_d+x_k \tag{5-44}$$

või

$$x_\sigma=4\pi\mu_0 f\frac{w^2}{pq}l'_\delta(\lambda_u+\lambda_{h.p}+\lambda_l+\lambda_d+\lambda_k). \tag{5-45}$$

Valemi (5-45) jagamisel valemiga (5-22) saame x_σ — suhtelise väärtuse

$$x_{\sigma*}=\frac{\pi\sqrt{2}\mu_0}{mqk_m}\cdot\frac{l'}{l_\delta}\cdot\frac{A_N}{B_{\delta N}}(\lambda_u+\lambda_{h.p}+\lambda_l+\lambda_d+\lambda_k). \tag{5-46}$$

Asünkroonmasinates on puiste põhikomponentidel — uurde-, laupühenduste ja diferentsiaalpuistel peaaegu ühesugune erikaal. Uurete kalde korral on põhiline tähtsus isegi kaldepuistel. Sünkroonmasinates on suure õhupilu tõttu diferentsiaalpuiste laupühenduste ja uurdepuistest väiksem. Turbogeneraatorites on suure q tõttu ($q=5\ldots12$) diferentsiaalpuiste samuti väike. Laupühenduste puiste ei sõltu praktiliselt q väärtusest, sest λ_l [vt. avaldist (5-35)] on võrdeline q-ga ja peale selle läheb q valemite (5-45) ja (5-46) nimetajasse. Suurus λ_u on samuti võrdeline q-ga, sest et suurus b_u valemis (5-30) on etteantud τ korral pöördvõrdeline q-ga. Seetõttu ei sõltu ka uurde puiste praktiliselt q suurusest.

Õhkjahutusega masinais on harilikult $x_{\sigma*}=0{,}08\ldots0{,}15$. Nagu nähtub valemist (5-46) suureneb koos A_N väärtuse kasvuga, mis on seotud jahutuse intensiivistamisega, ka takistus $x_{\sigma*}$. Mähisesisese jahutusega turbogeneraatoreis $x_{\sigma*}=0{,}20\ldots0{,}35$.

Piirides $I\approx1.5I_N$ on takistus x_σ praktiliselt konstantne, sest puistevood kulgevad põhiliselt õhus ja küllastusest peaaegu ei sõltu. Eriti suurte voolude korral (näiteks lühisel) kasvavad puistevood tugevasti, kutsudes esile hambatsooni küllastuse. Sel puhul x_σ väheneb $15\ldots30\%$.

Puisteinduktiivsus x_σ kujutab endast osa mähise resulteerivast endainduktsiooni induktiivtakistusest x. Teine ja seejuures suurim selle takistuse komponent on mähise põhiinduktiivtakistus x_{p1}, mis on põhjustatud välja põhiharmoonilisest õhupilus (vt. § 5-2).

TEINE OSA

ASÜNKROONMASINAD

Kuues peatükk

ASÜNKROONMASINATE TEOORIA ALUSED

6-1. PAIGALSEISVA ROOTORIGA ASÜNKROONMASIN

Töörežiimi üldiseloomustus. Allpool vaatleme sümmeetrilist mitmefaasilist asünkroonmasinat ja selle sümmeetrilisi töörežiime, kui mõlema mähise faasitakistused on ühesugused ning nende pinged ja voolud moodustavad sümmeetrilised pärijärgnevussüsteemid. Lisaks sellele eeldame, et staatori ja rootori vahelist vastastikust induktsiooni põhjustab ainult õhupilu magnetvälja põhiharmooniline, sama magnetvälja kõrgemad harmoonilised loetakse aga puistevälja hulka kuuluvaks ning neid arvestatakse puisteinduktiivtakistustes. Seetõttu võib kujutleda, nagu esineksid õhupilus ainult mõlema mähise magnetvälja põhiharmoonilised. Samuti eeldame, et staatorimähis on primaarmähiseks, mis lülitatakse võrku, ning rootorimähis on sekundaarmähiseks.

Vaatleme pidurdatud rootoriga mitmefaasilist asünkroonmasinat. Selguse mõttes peame silmas masinat, mille staatoril ja rootoril on kolmefaasiline mähis (joon. 6-1). Eeldame, et primaarmähis lülitatakse kolmefaasilisse võrku faasipingega U_1, sekundaarmähise faaside külge aga ühendatakse koormustakistid Z_{krm}.

Esitatud tingimustel töötab asünkroonmasin trafona. Sümmeetrilised primaarfaasivoolud I_1 tekitavad magneetimisergutuse põhiharmoonilise, mille amplituud pooluse kohta

$$F_1 = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 k_{m1}}{p} I_1 \tag{6-1}$$

ja primaarne pöörlev magnetvoog ühe pooluse kohta

$$\Phi_1 = \frac{\mu_0}{k_\delta k_\mu \delta} \cdot \frac{2}{\pi} F_1 \tau l_\delta. \tag{6-2}$$

Sekundaarmähises indutseeritud voolud I_2 tekitavad magneetimisergutuse põhiharmoonilise amplituudiga

$$F_2 = \frac{m_2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_2 k_{m2}}{p} I_2 \qquad (6\text{-}3)$$

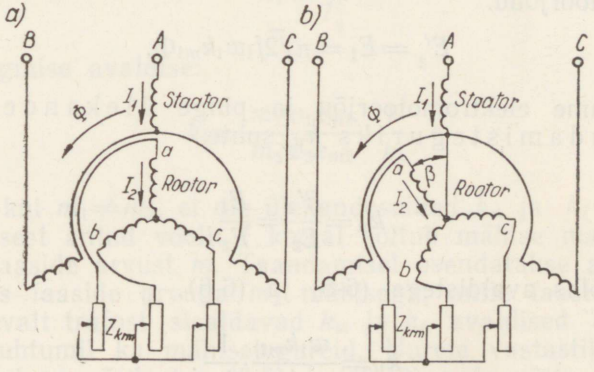
ja sekundaarse pöörleva magnetvoo pooluse kchta

$$\Phi_2 = \frac{\mu_0}{k_b k_\mu \delta} \cdot \frac{2}{\pi} F_2 \tau l_b. \qquad (6\text{-}4)$$

Magnetvood Φ_1 ja Φ_2 pöörlevad ühesuguse kiirusega n_1 (vt. § 1-2) ja moodustavad ühise pöörleva voo Φ. Tegelikkuses vood Φ_1 ja Φ_2 eraldi ei esine ja masina magnetväli ning magnetahela küllastusaste on määratud resulteeriva vooga Φ.

Samuti nagu trafo puhul, indutseerib resulteeriv voog primaarmähises ja sekundaarmähises elektromotoorjõud E_1 ja E_2, mille suurused määratakse võrdusega (2-19). Pinge koormustakistil U_2 on sekundaarmähises tekkiva pingelangu võrra väiksem kui E_2.

Rootorimähise taandamine staatorimähisele. Samadel põhjustel mis trafo puhulgi, taandame asünkroonmasina sekundaarmähise primaarmähisele. Selleks võib endale ette kujutada, et tegelik sekundaarmähis asendatakse taandatud mähisega, mis on samasugune nagu primaarmähis, s. t. on sama faaside arvuga, ühesuguse



Joon. 6-1. Pidurdatud rootoriga asünkroonmasina skeem staatori ja rootori faasimähiste telgede ühtimisel (*a*) ja mitteühtimisel (*b*)

arvu keerdudega faasis ning samuti võrdse mähiseteguriga. Taandatud suurused tähistame ülakomaga. Sekundaarmähise taandatud pinged ja voolud peavad olema nii arvutatud, et masina energeetilised ja põhilised elektromagnetilised vahekorrad jääksid muutumatuks.

Üldjuhul tuleb silmas pidada, et asünkroonmasina rootori ja staatori uurded võivad olla üksteise suhtes kaldu. Tavaliselt on asünkroonmasina rootori uurded telje suhtes kallutatud, staatori uurded aga teljesuunalised. Seetõttu tuleb rootorimähise taandamisel staatorimähisele kujutleda, et taandatud rootorimähis paikneb samuti kallutamata uuretes. Seega on taandatud masinas staatori ja rootori magnetväljade põhiharmoonilised ja nende resulteeriva välja põhiharmooniline orienteeritud piki teljesuunalisi uurdeid, s. t. need väljad ei ole tangentsiaalsuunas kallutatud. Seetõttu on otstarbekohane taandamata ja taandatud suuruste vaheliste seoste määramisel lähtuda kaliutamata magnetväljast. Selguse mõttes lepime kokku, et staatori mähiseteguri k_{m1} ja rootori mähiseteguri k_{m2} avaldised sisaldavad teguritena ainult mähise kõõlu- ja jaotustegurit. Kallutuse mõju võtame arvesse mähise kaldeteguriga k_k [vt. võrdust (2—3)], mis sisaldub vastavates avaldistes täiendava tegurina.

Kallutamata magnetvälja voo põhiharmooniline väärtusega Φ indutseerib kallutatud uuretega liikumatu rootori mähises elektromotoorjõu

$$E_2 = \pi\sqrt{2} f_1 w_2 k_{m2} k_k \Phi, \tag{6-5}$$

taandatud rootori- ja staatorimähises aga suuruselt ühesugused elektromotoorjõud.

$$E'_2 = E_1 = \pi\sqrt{2} f_1 w_1 k_{m1} \Phi. \tag{6-6}$$

Nimetame elektromotoorjõu ja pinge ülekandesuhteks ehk taandamisteguriks k_u suhte

$$k_u = \frac{E'_2}{E_2} = \frac{E_1}{E_2}. \tag{6-7}$$

Kooskõlas avaldistega (6-5) ja (6-6),

$$k_u = \frac{w_1 k_{m1}}{w_2 k_{m2}} \cdot \frac{1}{k_k}. \tag{6-8}$$

Taandatud rootorimähis taandatud vooluga I'_2 tekitab mag-

neetimisergutuse põhiharmoonilise, mis on orienteeritud teljesuunaliselt ja mille amplituudiväärtus on

$$F'_2 = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 k_{m2}}{p} I'_2 .$$

Taandamata rootorimähis tekitab piki rootori kallutatud uurdeid suunatud magneetimisergutuse põhiharmoonilise, mille amplituudiväärtus

$$F_2 = \frac{m_2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_2 k_{m2}}{p} I_2 .$$

See avaldis ei sisalda tegurit k_k. Magneetimisergutuse F_2 poolt tekitatud vastastikuse induktsiooni aheldusvoo määramisel staatori mähisega tuleb siiski arvestada kaldetegurit k_k, sest magneetimisergutus F_2 ja selle poolt tekitatav voog on staatorimähise suhtes kallutatud. Seetõttu osutub staatori suhtes efektiivseks magneetimisergutus $k_k F_2$ ja taandamisel peab jääma kehtima võrdus

$$F'_2 = k_k F_2 .$$

Lähtudes sellest võrdusest ja kasutades eespool F'_2 ja F_2 jaoks kirjutatud avaldisi, leiame voolude ülekandesuhte ehk taandamisteguri

$$k_i = \frac{I_2}{I'_2} \qquad (6\text{-}9)$$

jaoks järgmise avaldise:

$$k_i = \frac{m_1 w_1 k_{m1}}{m_2 w_2 k_{m2}} \cdot \frac{1}{k_k} . \qquad (6\text{-}10)$$

Juhul kui $m_1 \neq m_2$, ei ole ülekandesuhted k_u ja k_i omavahel võrdsed, sest antud voolu I korral sõltub mähise magneetimisergutus faaside arvust m. Taandamisel asendatakse aga sekundaarmähis faaside arvuga m_2 mähisega, mille faaside arv on m_1. Erinevalt trafost sisaldavad k_u ja k_i avaldised asünkroonmasina juhtumil ka mähisetegureid. Uurete vastastikuse kalde puudumisel on võrdustes (6-8) ja (6-10) vaja võtta $k_k = 1$.

Tavaliselt on uurete kalle suhteliselt väike ja tegur k_k lähedane ühele. Kui näiteks rootori uurete kalle b_k on võrdne staatori hambajaotusega, siis staatori uurete arvu korral pooluse

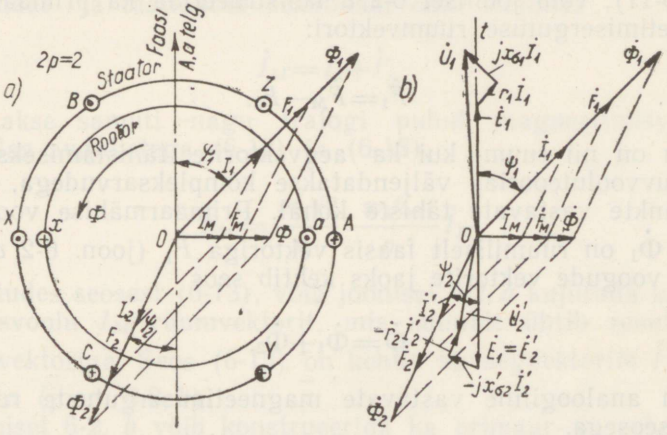
kohta $Z_1/2p=3$ ja 6, saame vastavalt $b_k/\tau=1/3$ ja $1/6$. Sel juhul saame vastavalt avaldisele (2-3) $k_k=0{,}955$ ja 0,989. Sellele vaatamata, nagu allpool näidatakse, suureneb ka suhteliselt väikese uurete kallutuse puhul märgatavalt masina elektromagnetiline puiste.

Ruum- ja aegvektordiagrammid. Tutvume primaarsete ja sekundaarsete elektromagnetiliste suuruste faasisuhetega (faasinihetega) ruumis ja ajas. Seejuures eeldame esialgu, et staatori ja rootori faasimähiste teljed ühtivad (joon. 6-2). Lisaks sellele võtame lihtsuse mõttes, rikkumata seejuures järelduste üldkehtivust, vaatluse alla kahepooluselise masina, mille staatoril ja rootoril on kolmefaasiline mähis. Konstrueerime (joon. 6-2, *a*) voolude, magneetimisergutuste ja voogude ruum- ja aegvektordiagrammi (joon. 6-2, *b*). Aegvektordiagrammile kanname faaside *A* ja *a* elektromotoorjõudude ja voolude vektorid.

Staatori- ja rootorimähiste faaside *A* ja *a* positiivsed ruumi- ja ajateljed joonisel 6-2, *a* ja 6-2, *b* on suunatud üles. Voolud faasides *A* ja *a* on positiivsed, kui nende poolt tekitatud vood on suunatud faaside *A* ja *a* telje positiivses suunas, s. o. kui voolud faaside *A* ja *a* parempoolsetes juhtmetes (joon. 6-2, *a*) on suunatud joonise taha. Elektromotoorjõudude positiivsed suunad ühtivad voolude positiivsete suundadega. Faaside *A* ja *a* aheldusvood ehk koguvood on positiivsed ja maksimaalsed, kui resulteeriva magnetvoo telg joonisel 6-2, *a* on suunatud üles. Nagu § 1—2 ja 4—3 selgitati, ühtib mitmefaasilise mähise pöörleva magneetimisergutuse amplituud sümmeetrilisel koormusel selle faasi teljega. Seetõttu on positiivsete maksimaalsete voolude $I_{1m}=\sqrt{2}I_1$ ja $I_{2m}=\sqrt{2}I_2$ puhul faasides *A* ja *a* nende magneetimisergutuse vektor joonisel 6-2, *a* samuti üles suunatud. Faasijärgnevus joonisel 6-2, *a* on valitud niisugune, et magnetvälja pöörlemissuund joonisel 6-2, *a* ja vektorite pöörlemissuund joonisel 6-2, *b* ühtiksid.

Diagramm joonisel 6-2, *a* on konstrueeritud sellise hetke kohta, kui faaside *A* ja *a* aheldusvood tingituna resulteerivast voost Φ on võrdsed nulliga ja saavutavad positiivse maksimumi peale voolu veerandperioodi möödumist. Seejuures on voo Φ ruumvektor joonisel 6-2, *a* ja sama voo aegvektor joonisel 6-2, *b* samasuunalised — vasakult paremale.

Resulteeriva voo Φ poolt faasides *A* ja *a* indutseeritavad elektromotoorjõud E_1 ja E_2 või E_1 ja E'_2 on ajaliselt faasis (joon. 6-2, *b*), sest et vastavate mähiste teljed ühtivad. Vaadeldaval hetkel läbivad need negatiivse maksimumi, nagu see selgub jooniselt 6-2, *b*, ja mida võib paremakäejuhisega kindlaks teha ka jooniselt 6-2, *a*.



Joon. 6-2. Pidurdatud rootoriga asünkroonmasina ruum- (*a*) ja aegvektordiagramm (*b*) staatori ja rootori faasimähiste telgede ühtimisel

Kui koormustakistus Z_{krm} (vaata joonist 6-1) koosneb aktiiv- ja induktiivkomponendist, siis vool I'_2 jääb elektromotoorjõust E'_2 mingi nurga ψ_2 võrra maha (joon. 6-2, *b*). Sekundaarmähise magneetimisergutuse aegvektor $\dot{F}'_2$ ja sekundaarmähise voo aegvektor $\dot{\Phi}_2=\dot{\Phi}'_2$ ühtivad faasis vooluvektoriga I'_2 (joon. 6-2, *b*). Kooskõlas joonisega 6-2, *b* saavutab vool I'_2 oma negatiivse maksimumi nurgale ψ_2 vastava ajavahemiku möödumisel. Hetkel kui faasi *a* vool saavutab negatiivse maksimumi, on magneetimisergutuse F_2 ruumvektor suunatud vertikaalselt alla. Et vektorid joonistel 6-2, *a* ja *b* teevad ühe täispöörde voolu ühe perioodi vältel ja seetõttu võrdsete ajavahemike vältel pöörduvad võrdsete nurkade võrra, siis vektor F_2 joonisel 6-2, *a* jääb vaadeldaval hetkel samuti negatiivsest vertikaalsuunast nurga ψ_2 võrra maha.

Staatori- ja rootorimähise resulteeriva magneetimisergutuse põhiharmoonilise ruumvektor

$$\dot{F}_M=\dot{F}_1+\dot{F}_2k_k=\dot{F}_1+\dot{F}'_2k_k \qquad (6\text{-}11)$$

kujutab endast nende magneetimisergutuste geomeetrilist summat ning ühtib joonisel 6-2, *a* vektori $\dot{\Phi}$ suunaga. Lähtudes seo-

sest (6-11), võib joonisel 6-2, *a* konstrueerida ka primaarmähise magneetimisergutuse ruumvektori:

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_M - \dot{F}_2.$$

Siin on nii ruum- kui ka aegvektorite tähistamiseks, mida vahelduvvooluteoorias väljendatakse kompleksarvudega, kasutatud punkte vastavate tähiste kohal. Primaarmähise voo ruumvektor $\dot{\Phi}_1$ on ruumiliselt faasis vektoriga $\dot{F}_1$ (joon. 6-2, *a*), kusjuures voogude vektorite jaoks kehtib seos

$$\dot{\Phi} = \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2,$$

mis on analoogiline vastavate magneetimisergutuste ruumvektorite seosega.

Nagu nähtub jooniselt 6-2, *a*, langeb magneetimisergutuse vektor $\dot{F}_1$ pöörlemisel kokku faasi *A* teljega nurgale ψ_1 vastava ajavahemiku möödumisel. Sama ajavahemiku möödumisel saavutab faasi *A* vool oma positiivse maksimumi ja seetõttu jääb primaarvoolu vektor $\dot{I}_1$ joonisel 6-2, *b* samuti vertikaalteljest nurga ψ_1 võrra maha.

Paralleelselt magneetimisergutuste vektoritega $\dot{F}_1$ ja $\dot{F}_2$ joonisel 6-2, *a* võib konstrueerida ka nendega võrdelised primaar- ja sekundaarmähise vooluvektorid $\dot{I}_1$ ja $\dot{I}'_2$. Neid vektoreid võib vaadelda samuti kui primaar- ja sekundaarmähise voolu või voolukatte pöörlevate ruumlainete ruumvektoreid (vaata § 4-4). Seejuures tuleb siiski silmas pidada, et tegelikkuses on nimetatud voolulained vastavatest magneetimisergutuste lainetest ruumis 90° võrra nihutatud. Seetõttu nende vektorite suundade ühildamine joonisel 6-2, *a* vastab voolulainete vektorite pööramisele 90° võrra ja on selles mõttes tinglik.

Avaldiste (6-1), (6-3) ja (6-11) alusel on resulteeriv magneetimisergutus

$$\dot{F}_M = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 k_{m1}}{p} \dot{I}_1 + \frac{m_2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_2 k_{m2}}{p} \dot{I}_2 k_k$$

või üleminekul taandatud sekundaarmähisele

$$\dot{F}_M = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 k_{m1}}{p} (\dot{I}_1 + \dot{I}'_2). \qquad (6\text{-}12)$$

Primaar- ja taandatud sekundaarvoolu summat

$$\dot{I}_M = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 \qquad (6\text{-}13)$$

nimetatakse samuti nagu trafogi puhul magneetimisvooluks. Kooskõlas avaldistega (6-12) ja (6-13),

$$\dot{F}_M = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{w_1 k_{m1}}{p} \dot{I}_M. \qquad (6\text{-}14)$$

Lähtudes seosest (6-13), võib joonisel 6-2, *a* kujutada ka magneetimisvoolu I_M ruumvektorit, mis suunalt ühtib resulteeriva voo Φ vektoriga. Seos (6-13) on kehtiv ka aegvektorite $\dot{I}_1$, $\dot{I}'_2$ ja I_M kohta (joon. 6-2, *b*).

Joonisel 6-2, *b* võib konstrueerida ka primaar- ja sekundaarmähise aegvektorid (Φ_1, F_1) ja (Φ_2, F_2), mis on faasis vastavate vooludega I_1 ja I_2, samuti ka nende resulteerivad vektorid Φ ja F_M.

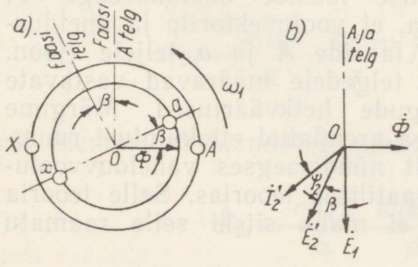
Seega on pidurdatud rootoriga asünkroonmasina elektromagnetiliste suuruste ruum- ja aegvektordiagrammid staatori ja rootori vastavate faasimähiste telgede ühtimisel täiesti identsed. Seejuures on staatori ja rootori magneetimisergutuste lained ruumis piki masina ümbermõõtu sama nurga võrra nihutatud, mille võrra on ajaliselt faasis nihutatud nende mähiste vastavate faaside voolud, jne.

On ilmne, et kogu esitatu on õige ka mitmefaasiliste masinate kohta suvalise, sealhulgas ka teineteisest erineva faaside arvuga staatori ja rootoriga, ning mistahes poolusepaaride arvuga *p* masinate kohta. Seejuures võib elektromagnetiliste suuruste identsuse tõttu erinevate poolusepaaride ulatuses võtta vaatluse alla ainult ühe poolusepaari või kahepooluselise masina. Sel juhtumil on joonisel 6-2, *a* tegemist elektriliste nurkadega, mis on masinas tegelikest geomeetrilistest nurkadest *p* korda suuremad.

Joonisel 6-2, *a* võib voovektorite asemel kujutada ka nendega võrdelisi ja samasuunalisi mähise faaside aheldusvooge Ψ. Samuti ei ole raske kindlaks teha, et vooluvektorite ja aheldusvoogude vektorite projektsioonid faaside *A* ja *a* teljele (joon. 6-2, *a*), samuti ka teiste faaside telgedele määravad vastavate faaside voolude ja aheldusvoogude hetkväärtused. Märgime samuti, et joonise 6-2, *a* vaatlusega arendatud ettekujutust ruumvektoritest kasutatakse laialdaselt nüüdisaegses vahelduvvoolumasinate siirdeprotsesside matemaatilises teoorias. Selle teooria aluste süstemaatiline esitamine ei mahu siiski selle raamatu raamidesse.

Aegvektorite Φ, F, I ja E diagramm (joon. 6-2, *b*) on täiesti analoogiline trafo vastava vektordiagrammiga, milles teraseskadu arvesse ei võeta. Diagrammi joonisel 6-2, *b* võib täiendada, konstrueerides: 1) aktiivtakistustel (r_1, r'_2) ja mähiste puiste-induktiivtakistustel ($x_{\sigma 1}$, $x_{\sigma 2}$) tekkivate pingelangude vektorid ning 2) mähiste pingevektorid. Seejuures saadav vektordiagramm on samuti täiesti analoogiline trafo vastava diagrammiga. Pingete $\dot{U}_1$ ja $\dot{U}'_2$ ning elektromotoorjõudude $\dot{E}_1$ ja $\dot{E}'_2$ vektorid võib samuti kanda diagrammile 6-2, *a*, andes neile pingete ja elektromotoorjõudude pöörlevate ruumvektorite tähenduse. Nende vektorite projektsioonid faasimähiste telgedele määravad samuti vastavate faasimähiste pingete ja elektromotoorjõudude hetkväärtused.

Staatori ja rootori faasimähiste telgede mitteühtimise juhtum. Olukorra täpsustamiseks eeldame, et rootori faasi *a* telg on nihutatud staatori faasi *A* telje suhtes välja pöörlemise suunas elektrilise nurga β võrra (joon. 6-1, *b* ja 6-3, *a*). Sel juhul tekitavad staatori- ja rootorimähise voolud samuti ühise pöörleva magnetvälja, kuid resulteeriv pöörlev voog Φ jõuab faasini *A* varem kui faasini *a* ja seetõttu rootori elektromotoorjõud E'_2 jääb staatori elektromotoorjõu E_1 suhtes ajaliselt nurga β võrra maha (joon. 6-3, *b*). Kui koormustakistus Z_{krm} jääb muutumatuks, siis vool I'_2 hilineb elektromotoorjõu E'_2 suhtes sama nurga ψ_2 võrra kui joonisel 6-2, *b*, kuid võrreldes skeemiga joonisel 6-2 hilineb vool I'_2 ajaliselt samuti nurga β võrra. Seetõttu joonisel 6-3, *a* esitatud juhtumil pöörleva sekundaarse magneetimisergutuse F_2 ruumiline siinuslaine või ruumvektor jõuab faasi *a* teljeni ja ühtib selle suunaga teatud ajavahemiku võrra hiljem kui joonisel 6-2, *a*. Selle ajavahemiku suurus vastab vektori $\dot{F}_2$ pöördumisele nurga β võrra. Kuivõrd aga joonisel 6-3 on faasi *a* telg nihutatud nurga β võrra ettepoole, siis sellest järeldub ,et vektor $\dot{F}_2$ ka sel juhtumil paikneb vektori Φ ja teiste vektorite suhtes samas asendis kui



Joon. 6-3. Pidurdatud rootoriga asünkroonmasina ruum- ja aegvektordiagrammi iseloomu määramine staatori ja rootori faasimähiste telgede mitteühtimisel

joonisel 6-2, *a*. Teiste sõnadega, rootorimähise pööramine nurga β võrra välja pöörlemise suunas põhjustab vooluvektori $\dot{I}'_2$ ja magneetimisergutuse vektori $\dot{F}_2$ mahajäämise selle mähise telje suhtes nurga β võrra, kuid rootorimähise pöördumise tõttu sama nurga võrra edasi selle magneetimisergutuse asend staatori ja viimase magneetimisergutuse suhtes ei muutu. Seetõttu jäävad muutumatuks ka resulteeriv magneetimisergutus F_M ja resulteeriv voog. Ei muutu ka masina töörežiim tervikuna ja kõikide voolude, pingete ning võimsuse suurused, välja arvatud sekundaarvoolud, elektromotoorjõud ja pinged, mis muutuvad faasilt. Samuti jääb muutumatuks ruumvektordiagramm joonisel 6-2, *a*. Seejuures ei ole raske kindlaks teha, et vektorite projektsioonid faaside telgedele joonisel 6-2, *b* määravad õigesti staatori ja rootori faaside voolude ning aheldusvoogude tõelised hetkväärtused mistahes rootori asendi puhul.

Järelikult ei sõltu pidurdatud asünkroonmasina töörežiim rootori asendist, kui mitte arvestada tühist mõju, mida avaldab staatori ja rootori hammaste vastastikuse asendi muutumine rootori pöördumisel. Rootori suvalise asendi korral kehtivad täielikult ka joonisel 6-2, *a* toodud ruumvektordiagramm ja aegvektordiagramm joonisel 6-2, *b*. Aegdiagrammi kasutamisel (joon. 6-2, *b*) tuleb ainult silmas pidada, et juhtumil kui $\beta \neq 0$ on tegelikud sekundaarvoolud ja -pinged, võrreldes joonisega 6-2, *b*, nurga β võrra nihutatud ja üldjuhul tuleb joonisel 6-2, *b*, esitatud vektorite $\dot{I}_1$ ja $\dot{I}'_2$ liitmist mõista magneetimisergutuste $\dot{F}_1$ ja $\dot{F}'_2$ pöörlevate lainete geomeetrilise liitmisena vastavalt joonisele 6-2, *a*.

6-2. PÖÖRLEVA ROOTORIGA ASÜNKROONMASINA TÖÖPROTSESSI TAANDAMINE LIIKUMATU ROOTORIGA MASINA TÖÖPROTSESSILE

Üldmärkmeid. Juhul kui pöörlev asünkroonmasin töötab mootorirežiimis, muundatakse primaarmähise poolt toitevõrgust tarbitav elektrienergia, välja arvatud kaod masinas, mehaaniliseks energiaks masina võllil. Generaatorirežiimi korral aga vastupidi muundatakse võllile antav mehaaniline energia elektrienergiaks primaarmähises ja antakse võrku. Liikumatu rootoriga asünkroonmasin, nagu selgitati § 6-1, töötab trafona, kus primaarahela elektrienergia, välja arvatud kaod, muundatakse sekundaarmähise elektrienergiaks. Pöörleva rootoriga asünkroonmasina

töörežiim on keerukam, sest sel juhul ei ole primaar- ja sekundaarahela voolude sagedused võrdsed (vt. § 1-2). Samal põhjusel ei ole primaarsete ja sekundaarsete elektriliste suuruste kujutamine ühistel aegvektordiagrammidel võimalik.

Loomulikult tekib eeltoodu alusel mõte: kas pole võimalik pöörlevat asünkroonmasinat asendada temaga energeetilises ja elektromagnetilises mõttes ekvivalentse pidurdatud rootoriga masinaga, või teisiti öeldes, kas on võimalik pöörleva asünkroonmasina töörežiimi taandada sama masina ekvivalentsele töörežiimile liikumatu rootoriga. Selline taandamine osutub täiesti võimalikuks seetõttu, et pöörleva rootori korral staatori- ja rootorimähise magneetimisergutus ning magnetväli pöörlevad sünkroonselt ja moodustavad ühise pöördvälja (vaata § 1-2), täpsemalt võttes ka seetõttu, et asünkroonmasina ruumvektordiagrammi (vaata joonist 6-2, *a*) kuju ja iseloom on ühesugused nii liikumatu kui ka pöörleva rootori korral. Tõepoolest, § 6-1 näidati, et diagramm joonisel 6-2, *a* on ühesugune rootori kõigi asendite puhul staatori suhtes, kui ainult sekundaarvoolude efektiivväärtused ja nende faasinihked sekundaarelektromotoorjõudude suhtes on ühesugused. Püsiva töörežiimi puhul on asünkroonmasina rootori pöörlemisel etteantud kiirusega sekundaarvoolu efektiivväärtus ja selle nihe resulteeriva voo poolt indutseeritud sekundaarmähise elektromotoorjõu suhtes muutumatud, sest sekundaarmähise aktiivtakistus ja puisteinduktiivtakistus on konstantsed. Seetõttu on ruumvektordiagramm joonisel 6-2, *a* rootori suvalise asendi korral, s. o. mistahes hetkel samuti muutumatu.

Seoses eeltooduga võib järeldada, et pöörleva masina töörežiimi taandamisel liikumatu masina ekvivalentsele režiimile on vaja, et masina ruumvektordiagramm ei muutu, s. t. et säiliksid mähiste voolude ja magneetimisergutuste väärtused ning nende faasinihked üksteise suhtes. Neil tingimustel jäävad muutumatuks ka resulteerivate magneetimisergutuste ja magnetvoogude suurused, magnetväljade energia, võrgust tarbitav primaarvõimsus, magnetiline ja elektriline kadu staatoris, magnetvälja kaudu staatorist rootorisse ülekantav elektromagnetiline võimsus jne. Ainus oluline liikumatu masina erinevus on see, et seal ei toimu mehaanilise energia muundamist elektriliseks ja vastupidi. Seetõttu tuleb üleminekul liikumatule masinale mehaanilist võimsust kujutleda viimasega võrdse elektrilise võimsusena.

Kvantitatiivsed seosed. Resulteeriva magnetvoo Φ poolt sekundaarmähise faasis indutseeritava elektromotoorjõu suurust liikumatu rootori korral, kui $s=1$ ja $f_2=f_1$, tähistame endiselt tähega E_2. Sama elektromotoorjõu suurust voo Φ endise väärtuse

korral, kuid suvalisel libistusel s, kui $f_2=sf_1$, tähistame E_{2s}. Siis

$$E_2=\pi\sqrt{2}f_1w_2k_{m2}\Phi;$$

$$E_{2s}=\pi\sqrt{2}sf_1w_2k_{m2}\Phi$$

ja järelikult,

$$\dot{E}_{2s}=s\dot{E}_2. \tag{6-15}$$

Sekundaarahela voolu sagedus on võrdeline libistusega. Seetõttu sõltuvad märgatava pinnaefekti esinemisel sekundaarahela aktiivtakistuse r_2 ja puisteinduktiivsuse L_2 väärtused sagedusest $f_2=sf_1$ või libistusest s. Kuid pinnaefekti mõju võib ka eraldi arvesse võtta ja seetõttu loeme, et $r_2=\text{const}$ ja $L_2=$ $=\text{const}$. Siis on sekundaarahela puisteinduktiivtakistus võrdeline libistusega:

$$x_{\sigma 2s}=2\pi f_2L_2=2\pi sf_1L_2=sx_{\sigma 2}.$$

Siin $x_{\sigma 2}$ on sekundaarahela puisteinduktiivtakistus liikumatu rootori korral või juhtumil, kui $f_2=f_1$ ja $x_{\sigma 2s}$ — selle takistuse suurus suvalisel libistusel.

Sekundaarahela näivtakistuse suurus liikumatu ja pöörleva rootori korral on vastavalt

$$\left.\begin{aligned} Z_2&=r_2+\mathrm{j}x_{\sigma 2};\\ Z_{2s}&=r_2+\mathrm{j}sx_{\sigma 2}.\end{aligned}\right\} \tag{6-16}$$

Kui sekundaarmähise külge on lülitatud mingi välistakistus, peavad r_2 ja $x_{\delta 2}$ sisaldama ka selle takistuse komponente.

Kooskõlas seostega (6-15) ja (6-16) avaldub sekundaarvoolu I_2 väärtus suvalise libistusega pöörleva rootori puhul

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_{2s}}{Z_{2s}}=\frac{s\dot{E}_2}{r_2+\mathrm{j}sx_{\sigma 2}}. \tag{6-17}$$

Jagame võrduse (6-17) parema poole lugejat ja nimetajat suurusega s. Siis

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s}+\mathrm{j}x_{\sigma 2}}. \tag{6-18}$$

Võrduste (6-17) ja (6-18) vasak pool on sekundaarvool pöörlevas rootoris komplekskujul, mis üleminekul liikumatu rootoriga

ekvivalentsele režiimile jääb muutumatuks. Avaldise (6-18) parema poole lugejaks on liikumatu rootori sekundaarelektromotoorjõu väärtus. Seetõttu näitab võrduse (6-18) parema poole nimetaja seda, et üleminekul liikumatu rootoriga masina režiimile peab sekundaarahela takistusel, sekundaarvoolu suuruse ja faasi muutumatuna säilitamiseks, olema väärtus

$$Z_{2s}=\frac{r_2}{s}+jx_{\sigma 2}, \tag{6-19}$$

Kui näiteks $s=0{,}05$, siis $1/s=20$ ja võrduste (6-17) ja (6-18) võrdlemisel selgub, et üleminekul liikumatu rootoriga masina režiimile suureneb sekundaarahela elektromotoorjõud 20 korda, mistõttu sama arv kordi peab suurendama ka sekundaartakistuse mõlemat komponenti. Neil tingimustel jäävad nii voolu I_2 suurus kui ka selle faasinihkenurk

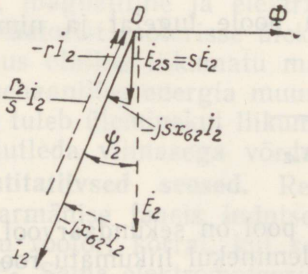
$$\psi_2=\operatorname{arctg}\frac{x_{\sigma 2s}}{r_2}=\frac{sx_{\sigma 2}}{r_2}=\frac{x_{\sigma 2}}{\frac{r_2}{s}} \tag{6-20}$$

loomulikult muutumatuks.

Asünkroonmootori sekundaarahela vektordiagrammid pöörleva rootori ja liikumatu rootoriga ekvivalentse režiimi puhul on kujutatud joonisel 6-4. Tuleb silmas pidada, et kahes vaadeldavas režiimis on voolu I_2 sagedus erinev.

Võrdused (6-17) ja (6-18) näitavad, et masina taandamisel liikumatu rootoriga režiimile vastavad sekundaarahela elektromotoorjõud ja takistused nende suuruste tegelikele väärtustele paigalseisva rootori puhul, kuid aktiivtakistuse r_2 asemel peab see ahel sisaldama takistust r_2/s, s. o. aktiivtakistust tuleb suurendada

$$r_{2li}=\frac{r_2}{s}-r_2=\frac{1-s}{s}r_2 \text{ võrra.} \tag{6-21}$$



Joon. 6-4. Asünkroonmootori sekundaarahela vektordiagramm pöörleva (täisjoonega vektorid) ja liikumatu (kriipsjoonega vektorid) rootori korral

Mootorirežiimis ($0 < s < 1$) on suurus r_{2li} positiivne. Näiteks, kui $s = 0{,}05$, siis $r_{2li} = 19 r_2$.

Elektromagnetiline võimsus P_{em}, mis antakse magnetvälja vahendusel staatorist rootorisse, on mõlemas vaadeldavas režiimis ühesugune. Samuti on ühesugune ka elektriline kadu masina sekundaarmähises:

$$p_{el2} = m_2 I_2^2 r_2. \tag{6-22}$$

Võimsuste P_{em} ja p_{el2} vahe on mõlemas režiimis samuti ühesugune. Tegeliku, pöörleva rootoriga töörežiimi korral nende võimsuste vahe muutub rootori mehaaniliseks võimsuseks P_{meh}:

$$P_{meh} = P_{em} - p_{el2}. \tag{6-23}$$

Ekvivalentses režiimis on mehaaniline võimsus võrdne nulliga, sest rootor on liikumatu, kuid seejuures arendatakse elektrilist võimsust lisatakistuses r_{2li}. Ilmselt peab see võimsus võrduma pöörleva rootoriga režiimi mehaanilise võimsusega:

$$P_{meh} = m_2 I_2^2 r_{2li} = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1 - s}{s}. \tag{6-24}$$

Seega arvestab takistus r_{2li} pöörleva masina mehaanilist energiat.

Eespool vaadeldud avaldistes kasutati sekundaarsuuruste taandamata väärtusi. Nende asemel võib, nagu järgnevast selgub, kasutada ka taandatud väärtusi.

6-3. ASÜNKROONMASINA PINGEVÕRRANDID JA NENDE TEISENDAMINE

Taandamata asünkroonmasina pingevõrrandid. Koostame pöörleva rootoriga asünkroonmasina pingevõrrandid primaar- ja sekundaarmähise ühe faasi kohta. Vastavalt § 6-1 ja § 6-2 esitatule võib need võrrandid kirjutada niisuguse hetke või rootori asendi jaoks, millal kahe vaadeldava mähise vastavate faaside teljed ühtivad. Eeldame, et sekundaarahel on lühistatud ja seetõttu pinge võrdub nulliga. Loeme magnetilise kao staatori ja rootori südamikus samuti võrdseks nulliga. Esialgu kirjutame võrrandid taandamata sekundaarmähise juhtumil.

Tehtud eeldustel võib pingevõrrandid esitada järgmisel kujul:

$$\dot{U}_1 = r_1\dot{I}_1 + \mathrm{j}x_{\sigma 1}\dot{I}_1 + \mathrm{j}x_{p1}\dot{I}_1 + \mathrm{j}x_{p21}\dot{I}_2; \qquad (6\text{-}25)$$

$$0 = r_2\dot{I}_2 + \mathrm{j}sx_{\sigma 2}\dot{I}_2 + \mathrm{j}sx_{p2}\dot{I}_2 + \mathrm{j}sx_{p12}\dot{I}_1, \qquad (6\text{-}26)$$

kus $\dot{U}_1$ on primaarfaasipinge;

$\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$ — primaar- ja sekundaarfaasivool;
r_1, r_2 — primaar- ja sekundaarahela aktiivtakistus;
$x_{\sigma 1}$, $x_{\sigma 2}$ — primaar- ja sekundaar-puisteinduktiivtakistus, mis arvestab uurde-, laupühenduste, diferentsiaal- ning hambapeade puistet (vaata § 5-3);
x_{p1}, x_{p2} — primaar- ja sekundaar-põhiinduktiivtakistus, mis arvestab õhupilu magnetvälja põhiharmoonilisi (vaata § 5-2);
x_{p21}, x_{p12} — õhupilu magnetvälja põhiharmoonilistest tingitud primaar- ja sekundaarmähise vastastikuse induktsiooni induktiivtakistused, kusjuures üldjuhul $x_{p21} \neq x_{p12}$ (vaata § 5-2).

Kõik ülalloetletud reaktiivtakistused x vastavad primaarsagedusele. Kordaja s võrrandi (6-26) liikmetes arvestab seda asjaolu, et pöörleva rootori puhul sekundaarsuurused: sagedus, elektromotoorjõud ja induktiivtakistused on võrdelised libistusega s. Primaarvoolu poolt sekundaarmähises indutseeritud vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõud

$$\dot{E}_{12s} = -\mathrm{j}sx_{p12}\dot{I}_1,$$

mis vastab võrrandi (6-26) viimasele liikmele ja on samuti libistusega s võrdeline, sest sellega on võrdeline ka primaarvälja pöörlemiskiirus sekundaarmähise suhtes.

Võrrandite (6-25) ja (6-26) kahe viimase liikme summad, võetuna vastasmärgiga, kujutavad endast staatori- ja rootorivälja põhiharmooniliste resulteeriva magnetvoo poolt indutseeritud elektromotoorjõude primaar- ja sekundaarmähises:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_1 &= -(\mathrm{j}x_{p1}\dot{I}_1 + \mathrm{j}x_{p21}\dot{I}_2); \\ \dot{E}_{2s} &= s\dot{E}_2 = -(\mathrm{j}sx_{p2}\dot{I}_2 + \mathrm{j}sx_{p12}\dot{I}_1). \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}27)$$

Pingevõrrandite teisendamine ja masina taandatud parameetrid. Jagame algul võrrandi (6-26) kõiki liikmeid libistusega s, mis kooskõlas § 6-2 esitatuga vastab üleminekule pidurdatud roo-

toriga masinale. Edasi läheme üle taandatud sekundaarsuurustele, milleks vastavalt seosele (6-9) asetame võrranditesse (6-25) ja (6-26):

$$\dot{I}_2 = k_i \dot{I}'_2 \tag{6-28}$$

ja korrutame võrrandit (6-26) pinge taandamisteguriga k_u [vt. võrrandit (6-8)]. Viimane operatsioon vastab kooskõlas avaldisega (6-7), võrrandi (6-26) liikmetega määratud tegeliku sekundaarmähise pingelangude ja elektromotoorjõu taandamisele taandatud sekundaarmähise samadele suurustele. Selle tulemusena saame võrrandite (6-25) ja (6-26) asemel

$$\dot{U}_1 = r_1 \dot{I}_1 + \mathrm{j}x_{\sigma 1}\dot{I}_1 + \mathrm{j}x_{p21}\dot{I}_2 + \mathrm{j}k_i x_{p21}\dot{I}'_2; \tag{6-29}$$

$$0 = k_i k_u \frac{r_2}{s}\dot{I}'_2 + \mathrm{j}k_i k_u x_{\sigma 2}\dot{I}'_2 + \mathrm{j}k_i k_u x_{p2}\dot{I}'_2 + \mathrm{j}k_u x_{p12}\dot{I}_1. \tag{6-30}$$

Nimetame suuruse

$$k = k_i k_u \tag{6-31}$$

sekundaarahela takistuste taandamisteguriks primaarahelale. Avaldiste (6-8) ja (6-10) alusel

$$k = \frac{m_1 w_1^2 k_{m1}^2}{m_2 w_2^2 k_{m2}^2} \cdot \frac{1}{k_k^2}. \tag{6-32}$$

Võrdusesse (6-30) võib samuti viia ka sekundaaraktiivtakistuse ja sekundaar-puisteinduktiivtakistuse taandatud väärtused:

$$r'_2 = k_i k_u r_2 = k r_2; \tag{6-33}$$

$$x'_{\sigma 2} = k_i k_u x_{\sigma 2} = k x_{\sigma 2}. \tag{6-34}$$

Võrrandite (6-29) ja (6-30) ülejäänud liikmeid teisendatakse järgmiselt.

Vastastikuse induktsiooni induktiivtakistuste taandatud väärtused kooskõlas avaldistega (5-17), (5-18), (6-8) ja (6-10) avalduvad:

$$x'_{p12} = k_u x_{p12} = \frac{w_1 k_{m1}}{w_2 k_{m2}} \cdot \frac{1}{k_k} m_1 w_1 k_{m1} w_2 k_{m2} k_u X_1 = m_1 w_1^2 k_{m1}^2 X_1;$$

$$x'_{p21} = k_i x_{p21} = \frac{m_1 w_1 k_{m1}}{m_2 w_2 k_{m2}} \cdot \frac{1}{k_k} m_2 w_1 k_{m1} w_2 k_{m2} k_u X_1 = m_1 w_1^2 k_{m1}^2 X_1$$

või võrrandi (5-11) alusel

$$\left.\begin{aligned} x'_{p12} &= k_u x_{p12} = x_{p1}; \\ x'_{p21} &= k_i x_{p21} = x_{p1}. \end{aligned}\right\} \tag{6-35}$$

Seega osutuvad vastastikuse induktsiooni taandatud induktiivtakistused võrdseks primaarmähise põhiinduktiivtakistusega, põhjustatuna sama mähise põhiharmoonilise poolt. See tulemus on täiesti loomulik, sest pärast taandamist on primaar- ja sekundaarmähis ühesugused ja seetõttu peavad nende enda- ja vastastikuse induktsiooni põhiinduktiivtakistused olema võrdsed.

Edasi saame võrrandi (6-30) parema poole kolmanda liikme jaoks avaldiste (5-14), (6-8) ja (6-10) alusel

$$x'_{p2} = k_i k_u x_{p2} = k x_{p2} = \frac{m_1 w_1^2 k_{m1}^2}{m_2 w_2^2 k_{m2}^2} \cdot \frac{1}{k_k^2} m_2 w_2^2 k_{m2}^2 X_1 =$$

$$= \frac{1}{k_k^2} m_1 w_1^2 k_{m1}^2 X_1$$

või avaldise (5-11) alusel

$$x'_{p2} = k_i k_u x_{p2} = \frac{1}{k_k^2} x_{p1}. \tag{6-36}$$

Kaldepuiste määramine. Uurete kalde puudumisel ($k_k = 1$) on vastavalt avaldisele (6-36) $x'_{p2} = x_{p1}$, s. t. primaarmähise ja taandatud sekundaarmähise põhiinduktiivtakistused on võrdsed, mis samuti osutub täiesti loomulikuks. Kuid kalde esinemisel ($k_k \neq 1$) $x'_{p2} > x_{p1}$, mis näitab, et sel juhtumil tekib sekundaarmähise magnetvälja põhiharmoonilise arvel täiendav elektromagnetiline puiste. Füüsikaliselt saab seda seletada sellega, et uurde kalde esinemisel vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõud väheneb.

Uurete kaldest põhjustatud sekundaarmähise induktiivtakistuse taandatud väärtus

$$x'_{k2} = x'_{p2} - x_{p1} \tag{6-37}$$

või kooskõlas avaldisega (6-36),

$$x'_{k2} = \left(\frac{1}{k_k^2} - 1\right) x_{p1}. \tag{6-38}$$

Vaatamata sellele, et k_k võib ühest veidi erineda, on x'_{k2} väärtus võrreldes teiste puisteinduktiivtakistuse komponentidega küllaltki suur, sest x_{p1} on suur väärtus. Kui näiteks $k_k=0{,}99$ ja $x_{p1*}=4{,}0$, siis $x'_{k2*}=0{,}0813$, mis on küllaltki märgatav suurus.

Vastavalt avaldisele (6-37) on sekundaar-põhiinduktiivtakistuse taandatud väärtus

$$x'_{p2}=k_i k_u x_{p2}=k x_{p2}=x_{p1}+x'_{k2}, \tag{6-39}$$

s. t. taandatud sekundaarmähise põhiinduktiivtakistuse ja kaldepuiste induktiivtakistuse summa.

Taandatud sekundaarmähisega asünkroonmasina pingevõrrandite lõplik kuju. Asendame avaldistes (6-29) ja (6-30) taandamistegurite ja takistuste korrutised võrduste (6-33), (6-34), (6-35) ja (6-39) vasakute pooltega. Ühendades seejuures suurused x'_{k2} ja $x'_{\sigma 2}$ ja säilitades summa $x'_{\sigma 2}+x'_{k2}$ jaoks tähistuse $x'_{\sigma 2}$, saame

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1&=r_1\dot{I}_1+\mathrm{j}x_{\sigma 1}\dot{I}_1+\mathrm{j}x_{p1}(\dot{I}_1+\dot{I}'_2);\\ 0&=\frac{r'_2}{s}\dot{I}'_2+\mathrm{j}x'_{\sigma 2}\dot{I}'_2+\mathrm{j}x_{p1}(\dot{I}_1+\dot{I}'_2). \end{aligned}\right\} \tag{6-40}$$

Avaldistes (6-40) sisaldab puistetakistus $x'_{\sigma 2}$ endas kõiki sekundaarmähise puiste komponente, sealhulgas ka kaldepuistet.

Võrrandite (6-40) vastasmärgiga võetud viimased liikmed kujutavad endast staatori ja rootori väljade resulteeriva voo poolt indutseeritud elektromotoorjõude primaarmähises ja taandatud sekundaarmähises:

$$\dot{E}_1=\dot{E}'_2=-\mathrm{j}x_{p1}(\dot{I}_1+\dot{I}'_2). \tag{6-41}$$

Ei ole raske näidata, et sekundaarmähise taandamisel primaarmähisele säilivad kõik energeetilised suhted muutumatuna. Näiteks elektriline kadu taandatud sekundaarmähises

$$p'_{el2}=m_1 I'^2_2 r'_2=m_1\frac{I_2^2}{k_i^2}kr_2=m_2 I_2^2 r_2=p_{el2},$$

mis vastavalt avaldistele (6-28), (6-32) ja (6-10) võrdub kadudega tegelikus sekundaarmähises.

Märgime veel, et sekundaarmähist võib põhimõtteliselt taandada primaarmähisele ka seostest (6-8) ja (6-10) erinevate

taandamistegurite k_u ja k_i abil. Täpsemalt, need tegurid võib valida niisugused, et kaldepuiste induktiivtakistus esineb mitte sekundaarahela, vaid primaarahela puisteinduktiivtakistuse komponendina. Veel võib kaldepuistet jaotada mõlema ahela vahel. Kuid seesugune lähenemine ei ole otstarbekohane, sest see muudab erilise vajaduseta arvutused keerukamaks. Peale selle kallutatakse asünkroonmasinates tavaliselt rootori uurdeid, s. t. masina sekundaarpoole omi. Seetõttu on ka füüsikalisest vaatepunktist seda puistet otstarbekohane lugeda sekundaarahela juurde kuuluvaks.

Kaldepuiste induktiivtakistuse arvutamisest. Kaldepuiste suhtelist magnetilist juhtivust λ_k, mis esineb avaldises (5-45), võib määrata valemiga (5-42), kui selles λ_d asendada λ_k-ga ja x_d x'_{k2}-ga valemist (6-38) ning asetades sinna x_{p1} valemist (5-10). Siis saame

$$\lambda_k = \frac{m_1 q_1 k_{m1}^2 \tau}{\pi^2 k_\delta k_\mu \delta} \cdot \frac{l_\delta}{l'_\delta} \left(\frac{1}{k_k^2} - 1 \right). \qquad (6\text{-}42)$$

Avaldis (6-42) on esitatud kujul kõlblik primaarmähisele taandatud kaldepuiste takistuse väärtuse arvutamiseks, kusjuures (5-45) tüüpi avaldistes peab λ_k ees seisev kordaja sisaldama primaarmähise andmeid.

Kasutades valemit (2-3) võib suuruse $1/k_k^2$ arendada astmeritta ja $b_k/\tau < 0{,}5$ korral võib arvestada ainult selle rea kaht esimest liiget. Siis

$$\frac{1}{k_k^2} - 1 \approx \frac{1}{3} \left(\frac{b_k}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2} \right)^2$$

ja (6-42) asemel saame

$$\lambda_k = \frac{m_1 q_1 k_{m1}^2}{12 k_\delta k_\mu} \cdot \frac{l_\delta}{l'_\delta} \cdot \frac{l_k^2}{\delta \tau}. \qquad (6\text{-}43)$$

Kui sekundaarmähiseks on oravikmähis, võib selle diferentsiaal- ja kaldepuiste induktiivtakistuste summa avaldada ühise, lihtsa valemi abil.

Tõepoolest, summa

$$x'_{dk2} = x'_{d2} + x'_{k2} = k x_{d2} + x'_{k2}$$

jaoks saame avaldisi (5-40), (6-32), (5-13), (5-10) ja (6-38) kasutades

$$x'_{dk2}=\frac{1}{k_k^2}k_d x_{p1}+\left(\frac{1}{k_k^2}-1\right)x_{p1}.$$

Asendades siin k_k ja k_d avaldistest (2-3) ja (5-38), saame

$$x'_{dk2}=k_{kd}x_{p1}, \tag{6-44}$$

kus

$$k_{kd}=\frac{\left(\frac{p\pi}{Z_2}\right)^2\left(\frac{b_k}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}\right)^2}{\sin^2\frac{p\pi}{Z_2}\sin^2\left(\frac{b_k}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}\right)}-1 \tag{6-45}$$

kujutab endast oravikmähise diferentsiaal- ja kaldepuiste ühist tegurit. Võrduse (6-45) esimese liikme võib ritta arendada ja juhtumil, kui $\frac{Z_2}{p}>3$ ja $\frac{b_k}{\tau}<0{,}5$, piirduda ainult rea kahe esimese liikme arvestamisega. Siis

$$k_{kd}\approx\frac{1}{3}\left(\frac{p\pi}{Z_2}\right)^2+\frac{1}{3}\left(\frac{b_k}{\tau}\cdot\frac{\pi}{2}\right)^2 \tag{6-46}$$

6-4. ASÜNKROONMASINA ASESKEEMID

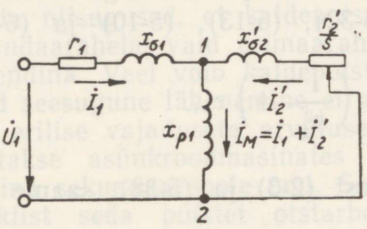
T-kujuline aseskeem. Kerge on veenduda, et võrranditele (6-40) vastab joonisel 6-5 esitatud aseskeem. Magneetimisahela takistuseks on primaarmähise põhiinduktiivtakistus ja selle ahela vool

$$\dot{I}_M=\dot{I}_1+\dot{I}'_2. \tag{6-47}$$

Pinge magneetimisahela klemmide *1* ja *2* vahel

$$U_{12}=E_1=E'_2.$$

Joonisel 6-5 esitatud aseskeem ei arvesta magnetilist kadu masina terassüdamikus. Kadu staatori südamikus (primaarahelas) võib $f_1=\text{const}$ puhul arvestada analoogiliselt trafo juhtu-



Joon. 6-5. Asünkroonmasina teraseskadu mittearvestav *T*-kujuline aseskeem

miga. Selleks lülitatakse joonisel 6-5 esitatud skeemi punktide *1* ja *2* vahele, rööbiti takistusega x_{p1}, sellise suurusega aktiivtakistus r_{te}, et kadu selles võrduks ühe faasi teraseskaoga staatori südamikus.

$$\frac{E_1}{r_{te}}=\frac{p_{te1}}{m_1},$$

kust

$$r_{te}=\frac{m_1E_1^2}{p_{te1}}. \tag{6-48}$$

Takistuse r_{te} suurust võib määrata kas katse- või arvutusandmetest, kui on teada kadu staatori südamikus p_{te1} kindla E_1 või sellele vastava magnetvoo puhul. Tavaliselt $r_{te}\gg x_{p1}$.

Rööbiti ühendatud takistused r_{te} ja x_{p1} võib asendada magneetimisahela ekvivalentse takistusega

$$Z_M=\frac{r_{te}\mathrm{j}x_{p1}}{r_{te}+\mathrm{j}x_{p1}}=\frac{r_{te}x_{p1}^2}{r_{te}^2+x_{p1}^2}+\mathrm{j}\frac{r_{te}^2x_{p1}}{r_{te}^2+x_{p1}^2} \tag{6-49}$$

või

$$Z_M=r_M+\mathrm{j}x_M, \tag{6-50}$$

kusjuures $r_M \ll x_M$.

Selle tulemusena saame joonisel 6-5 esitatud skeemi asemel skeemi joonisel 6-6, *a*, mis pisut muudetud kujul on esitatud joonisel 6-6, *b*. Seejuures

$$\left.\begin{aligned} Z_1&=r_1+\mathrm{j}x_{\sigma 1};\\ Z'_2&=r'_2+\mathrm{j}x'_{\sigma 2}. \end{aligned}\right\} \tag{6-51}$$

Eraldatud lisatakistus

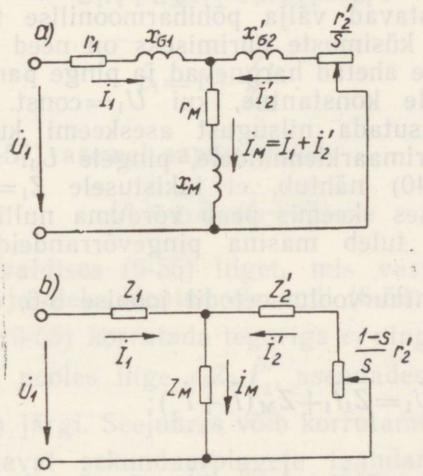
$$r'_{2li} = \frac{1-s}{s} r'_2 \qquad (6\text{-}52)$$

vastab masina rootoril arendatavale mehaanilisele võimsusele. Skeem joonisel 6-6, *b* on analoogiline trafo aseskeemiga, mille sekundaarklemmidele on lülitatud koormus takistusega r'_{2li}.

Joonisel 6-6 toodud skeemide magneetimisvool sisaldab peale reaktiivkomponendi I_{Mr} ka aktiivkomponenti I_{Ma}, mis vastab teraseskaole staatoris:

$$\dot{I}_M = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_{Ma} + \dot{I}_{Mr}. \qquad (6\text{-}53)$$

Vahetu rootori südamiku (sekundaarahela) kadude arvutamine aseskeemi järgi ei ole võimalik, sest rootori südamiku ümbermagneetimissagedus $f_2 = sf_1$ muutub libistuse s muutumisel, mistõttu nimetatud kaod $f_1 = \text{const}$ juures ei ole võrdelised E_1 ja Φ ruuduga. Masina normaalsete töörežiimide ($0 < s < 0{,}05$) puhul ei ole need kaod väikese ümbermagneetimissageduse tõttu üldse märkimisväärsed ja neid võib mitte arvestada. Kui aga nende



Joon. 6-6. Asünkroonmasina teraseskadu arvestavad *T*-kujulised aseskeemid

kadude arvestamine on siiski vajalik, tuleb silmas pidada, et need kaetakse mehaanilise võimsuse arvel.

Alates mõnekilovatisest võimsusest on normaalsete asünkroonmasinate aseskeemi suhtelised parameetrid järgmistes piirides: $x_{M*} = 2 \ldots 4$; $r_{M*} = 0{,}08 \ldots 0{,}35$; $r_{1*} \approx r'_{2*} = 0{,}01 \ldots 0{,}07$; $x_{\sigma 1*} \approx x'_{\sigma 2*} = 0{,}08 \ldots 0{,}20$. Suurema võimsusega masinatel on kasutegur suurem ja suhtelised kaod seega väiksemad, millele vastavalt ka suhtelised aktiivtakistused on väiksemad. Suurus x_{M*} väheneb pooluste arvu suurenemisega, sest seejuures väheneb suhe τ/δ [vt. võrdust (5-23)].

Toodud andmetest on näha, et asünkroonmasinate aseskeemi magneetimisahela takistus on tunduvalt väiksem kui trafodel. See on tingitud asünkroonmasinate magnetahela staatori ja rootori vahelisest õhupilust. Sellega seoses on ka asünkroonmasinate magneetimis- ja tühijooksuvool tunduvalt suurem ($I_{M*} = 0{,}25 \ldots 0{,}50$) kui trafodel.

Aseskeemidest joonisel 6-6 võib järeldada, et $\dot{I}_1$ suurenemisel, s. t. masina koormuse suurenemisel, E_1 ja Φ väärtused $U_1 = \text{const}$ puhul vähenevad. Siiski on aga normaalsete koormuste piires masina voo muutumine väike, ulatudes ainult mõne protsendini.

Γ-kujuline aseskeem. Joonistel 6-5 ja 6-6 kujutatud aseskeemid peegeldavad hästi masinas toimuvaid füüsikalisi protsesse, sest uurete kalde puudumisel magneetimisahela pinge ja magneetimisvool vastavad välja põhiharmoonilise tegelikule voole. Kuid mõningate küsimuste uurimiseks on need skeemid ebamugavad, sest nende ahelad hargnevad ja pinge paralleelharu klemmidel U_{12} ei ole konstantne, kui $U_1 = \text{const}$. Seetõttu osutub mugavamaks kasutada niisugust aseskeemi kus paralleelharu on ühendatud primaarklemmidele, pingele U_1. Jooniselt 6-6 ja võrranditest (6-40) nähtub, et takistusele $Z_1 = r_1 + jx_{\sigma 1}$ vastav takistus niisuguses skeemis peab võrduma nulliga. Sellise võrduse saamiseks tuleb masina pingevõrrandeid vastavalt teisendada.

Koostame kontuurvoolumeetodil joonise 6-6, *b* skeemi pingevõrrandid

$$\dot{U}_1 = Z_1 \dot{I}_1 + Z_M (\dot{I}_1 + \dot{I}'_2); \tag{6-54}$$

$$0 = Z'_2 \dot{I}'_2 + \frac{1-s}{s} r'_2 \dot{I}'_2 + Z_M (\dot{I}_1 + \dot{I}'_2). \tag{6-55}$$

Võrrandid (6-54) ja (6-55) võib saada ka võrranditest (6-40).

kui viia nendesse Z_1 ja Z'_2 väärtused võrranditest (6-51) ja asendada jx_{p1} suurusega Z_M.

Võrrandite (6-54) ja (6-55) teisendamiseks asendame nendes muutuja $\dot{I}'_2$ uue muutujaga $\dot{I}''_2$ järgmise võrduse alusel:

$$\dot{I}'_2 = \dot{c}_1 \dot{I}''_2, \tag{6-56}$$

kus $\dot{c}_1$ on mingi seni määramata kompleksarv. Seda operatsiooni võib vaadelda kui uut sekundaarahela taandamist, kusjuures $\dot{c}_1$ on taandamistegur ja $\dot{I}''_2$ — uus taandatud vool.

Asetame $\dot{I}'_2$ võrrandist (6-56) võrrandisse (6-54) ja liidame saadud võrrandi parema poolega ning lahutame sellest liikme $\dot{c}_1 Z_M \dot{I}_1$. Siis saame:

$$\dot{U}_1 = Z_1 \dot{I}_1 + Z_M \dot{I}_1 - \dot{c}_1 Z_M \dot{I}_1 + \dot{c}_1 Z_M (\dot{I}_1 + \dot{I}''_2). \tag{6-57}$$

On ilmne, et võrrandi (6-57) viimane liige vastab uue aseskeemi magneetimis- ehk paralleelahelale. Esitatu alusel tuleb Γ-kujulise aseskeemi saamiseks avaldisesse (6-57) paigutada

$$Z_1 \dot{I}_1 + Z_M \dot{I}_1 - \dot{c}_1 Z_M \dot{I}_1 = 0,$$

kust leiame, et

$$\dot{c}_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_M}. \tag{6-58}$$

Võrrandi (6-57) asemel saame nüüd

$$\dot{U}_1 = \dot{c}_1 Z_M (\dot{I}_1 + \dot{I}''_2). \tag{6-59}$$

Et saada avaldises (6-55) liiget, mis vastaks uue skeemi paralleelahelale ja oleks identne võrrandi (6-59) parema poolega, tuleb võrrandit (6-55) korrutada teguriga $\dot{c}_1$ ning liita ja lahutada (6-55) paremas pooles liige $\dot{c}_1 Z_M \dot{I}''_2$, asendades samaaegselt ka $\dot{I}'_2$ valemi (6-56) järgi. Seejuures võib korrutamist $\dot{c}_1$-ga vaadelda kui uut täiendavat sekundaarpingete taandamist. Tulemuseks saame

$$0 = \dot{c}_1^2 Z'_2 \dot{I}''_2 + \dot{c}_1^2 \frac{1-s}{s} r'_2 \dot{I}''_2 + \dot{c}_1 (\dot{c}_1 - 1) Z_M \dot{I}''_2 + \dot{c}_1 Z_M (\dot{I}_1 + \dot{I}''_2).$$

Arvestades, et vastavalt võrdusele (6-58)

$$\dot{c}_1 - 1 = \frac{Z_1}{Z_M},$$

saame kirjutada viimase võrrandi järgmisel, lõplikul kujul:

$$0 = \dot{c}_1^2 Z'_2 \dot{I}''_2 + \dot{c}_1^2 \frac{1-s}{s} r'_2 \dot{I}''_2 + \dot{c}_1 Z_1 \dot{I}''_2 + \dot{c}_1 Z_M (\dot{I}_1 + \dot{I}''_2). \quad (6\text{-}60)$$

Teisendatud pingevõrranditele (6-59) ja (6-60) vastab, nagu ei ole raske näha, Γ-kujuline aseskeem joonisel 6-7, *a*. See skeem on pisut teisel kujul esitatud ka joonisel 6-7, *b*. Seejuures on arvestatud, et vastavalt võrdusele (6-58)

$$\dot{c}_1 Z_M = Z_1 + Z_M,$$

ning on kasutusele võetud tähistus

$$\dot{I}_{00} = \dot{I}_1 + \dot{I}''_2. \quad (6\text{-}61)$$

Vool $\dot{I}_{00}$ kujutab endast primaarvoolu asünkroonmasina ideaalsel tühijooksul, kui rootor pöörleb sünkroonkiirusega ($s=0$). Selle režiimi korral aseskeemi takistused

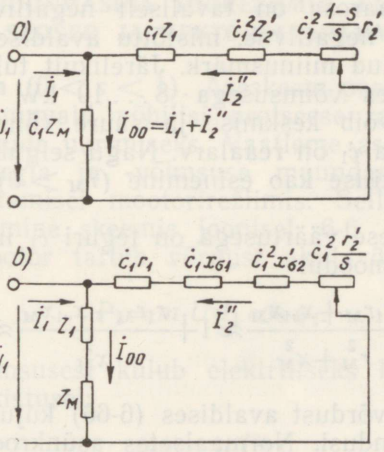
$$\frac{1-s}{s} r'_2 = \infty; \quad \frac{r'_2}{s} = \infty,$$

mistõttu nendes skeemides $\dot{I}'_2 = \dot{I}''_2 = 0$ ja magneetimisahela vool

$$\dot{I}_{00} = [\dot{I}_1]_{s=0} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_M}. \quad (6\text{-}62)$$

Et takistus $Z_1 + Z_M$ ei sõltu libistusest s, siis juhtumil kui $\dot{U}_1 = \text{const}$ ja $f_1 = \text{const}$, on ka $\dot{I}_{00} = \text{const}$.

Libistuse $s=0$ puhul pöörleb staatori voog rootoriga sünkroonselt, mistõttu loomulikult $I_2 = 0$ ja masin ei arenda pöördemomenti. Seetõttu võiks asünkroonmootor saavutada sünkroonkiiruse ($s=0$) tühijooksul, s. o. koormuseta võllil, ainult ideaalsel juhtumil, kui mehaaniline kadu, magnetiline kadu rootoris ja rootori hambulisusest põhjustatud lisakadu võrduksid nulliga ning rootori pöörlemisel ei esineks mingit takistust. Seega võib seda režiimi saavutada ainult võllile kõrvalise või välise pöörlemist tekitava momendi rakendamisega. Reaalse tühi-



Joon. 6-7. Asünkroonmasina Γ-kujulised aseskeemid

jooksu puhul on asünkroonmootori libistus, olgugi väga vähe ($s < 0{,}01$), nullist erinev.

Joonisel 6-7 toodud aseskeemide takistused $\dot{c}_1 r_1$ ja $\dot{c}_1^2 r_2'$ ei ole puhtaktiivsed, nagu ka takistused $\dot{c}_1 x_{\sigma 1}$ ja $\dot{c}_1^2 x_{\sigma 2}'$ ei ole enam puht-induktiivsed.

Teguri $\dot{c}_1$ analüüs. Vastavalt avaldistele (6-50) ja (6-51) võib $\dot{c}_1$ võrdusest (6-58) avaldada järgmisel kujul:

$$\dot{c}_1 = 1 + \frac{r_1 + jx_{\sigma 1}}{r_M + jx_M} = 1 + \frac{r_1 r_M + x_{\sigma 1} x_M}{r_M^2 + x_M^2} - j \frac{r_1 x_M - x_{\sigma 1} r_M}{r_M^2 + x_M^2}. \qquad (6\text{-}63)$$

Et tavaliselt $r_1 x_M > x_{\sigma 1 M}$, siis on $\dot{c}_1$ imaginaarosa negatiivne. Suurust $\dot{c}_1$ võib esitada ka eksponentkujul:

$$\dot{c}_1 = c_1 e^{-j\gamma}, \qquad (6\text{-}64)$$

kusjuures selle argument γ vastavalt avaldisele (6-63) võrdub

$$\gamma = \operatorname{arctg} \frac{r_1 x_M - x_{\sigma 1} r_M}{r_M^2 + x_M^2 + r_1 r_M + x_{\sigma 1} x_M} \approx \operatorname{arctg} \frac{r_1 x_M - x_{\sigma 1} r_M}{x_M (x_M + x_{\sigma 1})}. \qquad (6\text{-}65)$$

Et $\dot{c}_1$ imaginaarosa on tavaliselt negatiivne, siis on selle argument samuti negatiivne, mistõttu avaldise (6-64) astmenäitaja ette on pandud miinusmärk. Järelikult tuleb γ lugeda positiivseks. Masinates võimsusega 8 ... 10 kW ja üle selle on $\gamma < 1°$. Seetõttu võib keskmise ja suure võimsusega masinates lugeda, et $\gamma \approx 0$ ja $\dot{c}_1$ on reaalarv. Nagu selgub avaldisest (6-65) põhjustab magnetilise kao esinemine ($r_M > 0$) nurga γ vähenemise.

Seoses γ väikese väärtusega on teguri $\dot{c}_1$ imaginaarosa väike ja seetõttu tema moodul

$$c_1 \approx 1 + \frac{r_1 r_M + x_{\sigma 1} x_M}{r_M^2 + x_M^2} \approx 1 + \frac{r_1 r_M + x_{\sigma 1} x_M}{x_M^2} \approx 1 + \frac{x_{\sigma 1}}{x_M}. \qquad (6\text{-}66)$$

Kaks viimast võrdust avaldises (6-66) kujutavad endast üsna ligikaudseid lahendusi. Normaalsetes asünkroonmasinates, mille võimsus on üle kümne kilovati, erineb c_1 ühest suhteliselt vähe ja tavaliselt $c_1 \approx 1{,}02 \ldots 1{,}06$.

Selle illustreerimiseks esitame asünkroonmootori võimsusega $P_N = 15$ kW aseskeemi suhtelised parameetrid: $x_{M*} = 4{,}07$; $r_{M*} = 0{,}258$; $r_{1*} = 0{,}042$; $x_{\sigma 1*} = 0{,}107$; $r_{2*} = 0{,}027$; $x_{\sigma 2*} = 0{,}108$. Seejuures vastavalt toodud valemitele $c_1 = 1{,}027$ ja $\gamma = 0°29'$.

Suurust $\dot{c}_1$ saab füüsikaliselt lihtsalt tõlgendada. Kooskõlas aseskeemidega joonistel 6-6 ja 6-7, saame ideaalse tühijooksu puhul

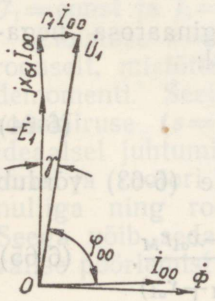
$$\dot{U}_1 = Z_1 \dot{I}_{00} + Z_M \dot{I}_{00},$$

$$-\dot{E}_1 = Z_M \dot{I}_{00}.$$

Seetõttu

$$\frac{\dot{U}_1}{-\dot{E}_1} = 1 + \frac{Z_1}{Z_M} = \dot{c}_1; \quad c_1 = \frac{U_1}{E_1};$$

$$\gamma = \angle(\dot{U}_1, -\dot{E}_1).$$



Joon. 6-8. Asünkroonmasina vektordiagramm ideaalsel tühijooksul ($s = 0$)

Seega on $\dot{c}_1$ moodul võrdne primaarpinge U_1 ja primaarelektromotoorjõu E_1 suhtega ideaalsel tühijooksul ja $\dot{c}_1$ argument — nurgaga vektorite $\dot{U}_1$ ja $-\dot{E}_1$ vahel (joonis 6-8).

6-5. ASÜNKROONMASINA TÖÖREŽIIMID, ENERGEETILISED SEOSED JA VEKTORDIAGRAMMID

Mootorirežiim ($0 < s < 1$). Aseskeem peegeldab kõiki asünkroonmasinas toimuvaid põhilisi protsesse ja on mugav alus masina tööreŽiimide uurimiseks. Vaatleme aseskeemi (joon. 6-6) alusel aktiivenergia ja -võimsuse muundamisprotsessi asünkroonmasina töötamisel mootorireŽiimis. Selles reŽiimis toimub energia ülekandmine skeemis joonisel 6-6 vasakult paremale.

Asünkroonmootor tarbib võrgust aktiivvõimsust

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1. \tag{6-67}$$

Osa sellest võimsusest kulub elektriliseks kaoks p_{el1} primaarmähise aktiivtakistusel:

$$p_{el1} = m_1 I_1^2 r_1, \tag{6-68}$$

teine osa aga magnetilise kao p_{te1} katmiseks staatori (primaarahela) südamikus:

$$p_{te1} = m_1 I_M^2 r_M = \frac{m_1 E_1^2}{r_{te}} = \frac{m_1 U_{12}^2}{r_{te}}. \tag{6-69}$$

Ülejäänud osa primaarvõimsusest

$$P_{em} = P_1 - p_{el1} - p_{te1} \tag{6-70}$$

on elektromagnetiline võimsus, mis antakse magnetvälja abil staatorist rootorisse. Aseskeemil vastab sellele võimsusele sekundaarahela aktiivtakistusel r'_2/s vabanev võimsus. Seetõttu

$$P_{em} = m_1 I'^2_2 \frac{r'_2}{s} = m_2 I'^2_2 \frac{r_2}{s}. \tag{6-71}$$

Osa sellest võimsusest kulub elektriliseks kaoks p_{el2} sekundaarmähise aktiivtakistusel r'_2:

$$p_{el2} = m_1 I'^2_2 r'_2 = m_2 I'^2_2 r_2. \tag{6-72}$$

Ülejäänud osa elektromagnetilisest võimsusest P_{em} muundub rootoril arendatavaks mehaaniliseks võimsuseks P_{meh}:

$$P_{meh} = P_{em} - p_{el2} \tag{6-73}$$

või avaldiste (6-71) ja (6-72) alusel

$$P_{meh}=m_1 I'^2_2 r'_2 \frac{1-s}{s}=m_2 I^2_2 r_2 \frac{1-s}{s}. \qquad (6\text{-}74)$$

Seos (6-74) ühtib võrdusega (6-24).

Osa mehaanilisest võimsusest kulub mehaanilisteks kadudeks masinas endas (ventilatsioonile, hõõrdele laagrites ja faasirootoriga masina harjadel, kui harju töötamisel üles ei tõsteta), magnetilisele kaole rootori südamikus p_{te2} ja lisakadudele p_{li}. Lisakaod tekivad põhiliselt magnetväljade kõrgematest harmoonilistest, mis omakorda on põhjustatud mähiste magneetimisergutuste kõrgemate harmooniliste olemasolust ning staatori ja rootori hambulisusest. Esiteks, välja kõrgemad harmoonilised indutseerivad mähistes elektromotoorjõud ja voolud, millega seoses tekivad elektromagnetilised lisakaod. Suuruse poolest on need kaod märgatavad ainult oravikmähisega roototorites. Teiseks, need harmoonilised põhjustavad magnetilised lisakaod staatori ja rootori hammaste pinnal (pinnakadu) ja sees (pulsatsioonikadu). Rootori hammaste liikumine staatori hammaste suhtes põhjustab neis magnetvoo pulsatsiooni, mistõttu vastavat osa kadudest nimetataksegi pulsatsioonikaoks. Magnetiline kadu rootori südamikus on normaalsetel töörežiimidel tavaliselt väga väike ja eraldi seda arvesse ei võeta.

Lisakadusid on raske arvutada ja katseliselt määrata. Seetõttu võetakse kooskõlas ГОСТ 183-66 nende kadude suuruseks 0,5% tarbitavast võimsusest nimikoormusel. Teistsugustel koormustel arvutatakse need kaod ümber võrdeliselt primaarvoolu ruuduga. Märgime, et mähistes tekivad ka lisakaod pöörisvooludest, seoses pinnaefektiga. Kuid neid arvestatakse vajaduse korral takistuste r_1 ja r_2 vastava suurendamisega ja seetõttu suuruse p_{li} hulka ei arvata.

Kasulik mehaaniline võimsus võllil või sekundaarvõimsus

$$P_2=P_{meh}-p_{meh}-p_{li}. \qquad (6\text{-}75)$$

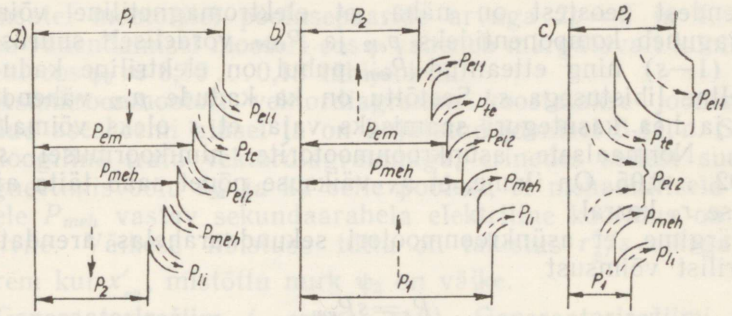
Vastavalt esitatule on joonisel 6-9, *a* kujutatud asünkroonmootori energeetiline diagramm.

Mootori kadude summa

$$p_\Sigma=p_{el1}+p_{te}+p_{el2}+p_{meh}+p_{li}$$

ja

$$P_2=P_1-p_\Sigma. \qquad (6\text{-}76)$$



Joon. 6-9. Asünkroonmasina energeetilised diagrammid· mootori- (*a*), generaatori- (*b*) ja vastulülitusrežiimis (*c*)

Mootori kasutegur

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{p_\Sigma}{P_1}. \tag{6-77}$$

Mootoritel nimivõimsusega $P_N = 1 \ldots 1000$ kW on kasutegur nimikoormusel vastavalt piirides $\eta_N = 0{,}72 \ldots 0{,}95$. Suurema võimsuse ja pöörlemiskiirusega mootoritel on ka kasutegur suurem.

Illustreerimiseks on toodud andmed kolmefaasilise asünkroonmootori kohta, mille $P_N = 14$kW, $U_N = 220/380$ V, $I_N = 27{,}2$ A (faasivool), $f_1 = 50$ Hz, $2p = 4$, $s_N = 0{,}028$, $n_N = 1460$ p/min, $\cos\varphi_N = 0{,}877$. Selle mootori nimirežiimil $P_2 = P_N = 14000$ W, $p_{el1} = 770$ W, $p_{te} = 318$ W, $p_{el2} = 411$, $p_{meh} = 205$ W, $p_{li} = 79$ W, kadude summa $p_\Sigma = 770 + 318 + 411 + 205 + 79 = 1783$ W. Primaarvõimsus $P_1 = 14000 + 1783 = 15783$ W. Kasutegur võrduse (6-77) järgi:

$$\eta_N = 1 - \frac{1783}{15783} = 0{,}887, \text{ ehk } 88{,}7\,\%.$$

Vaatleme veel mõningaid asünkroonmootorisse puutuvaid küsimusi.

Avaldistest (6-71), (6-72) ja (6-73) tulenevad järgmised tähtsad seosed:

$$p_{el2} = sP_{em}; \tag{6-78}$$

$$P_{meh} = (1 - s)P_{em}. \tag{6-79}$$

Nendest seostest on näha, et elektromagnetiline võimsus P_{em} jaguneb komponentideks p_{el2} ja P_{meh} võrdeliselt suurustega s ja $(1-s)$ ning etteantud P_{em} puhul on elektriline kadu p_{el2} võrdeline libistusega s. Seetõttu on ka kadude p_{el2} vähendamiseks ja hea kasuteguri saamiseks vaja, et s oleks võimalikult väike. Normaalsete asünkroonmootorite nimikoormusel $s_N = 0{,}02 \ldots 0{,}05$. On ilmne, et s_N väiksuse nõuet saab täita ainult väikese r_2 korral.

Märgime, et asünkroonmootori sekundaarahelas arendatavat elektrilist võimsust

$$P_s = sP_{em}$$

nimetatakse ka libistusvõimsuseks.

Joonisel 6-6 esitatud aseskeemi alusel võib vaadelda ka asünkroonmootori reaktiivvõimsuste bilanssi. Primaarahelast tarbitav reaktiivvõimsus

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1. \tag{6-80}$$

Primaarahela puisteväljade tekitamiseks kulutatav reaktiivvõimsus

$$q_1 = m_1 I_1^2 x_{\sigma 1}. \tag{6-81}$$

Reaktiivvõimsus

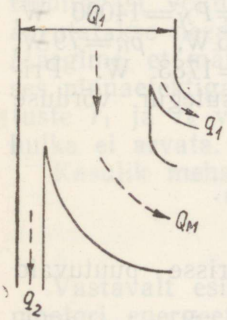
$$Q_M = m_1 E_1 I_{Mr} = m_1 I_M^2 x_M \tag{6-82}$$

kulutatakse masina põhimagnetvälja tekitamiseks ja reaktiivvõimsus

$$q_2 = m_1 I_2'^2 x_{\sigma 2} = m_2 I_2^2 x_{\sigma 2} \tag{6-83}$$

sekundaarahelas puisteväljade tekitamiseks. Seejuures

$$Q_1 = Q_M + q_1 + q_2. \tag{6-84}$$



Joon. 6-10. Asünkroonmasina reaktiivvõimsuse muundumisdiagramm

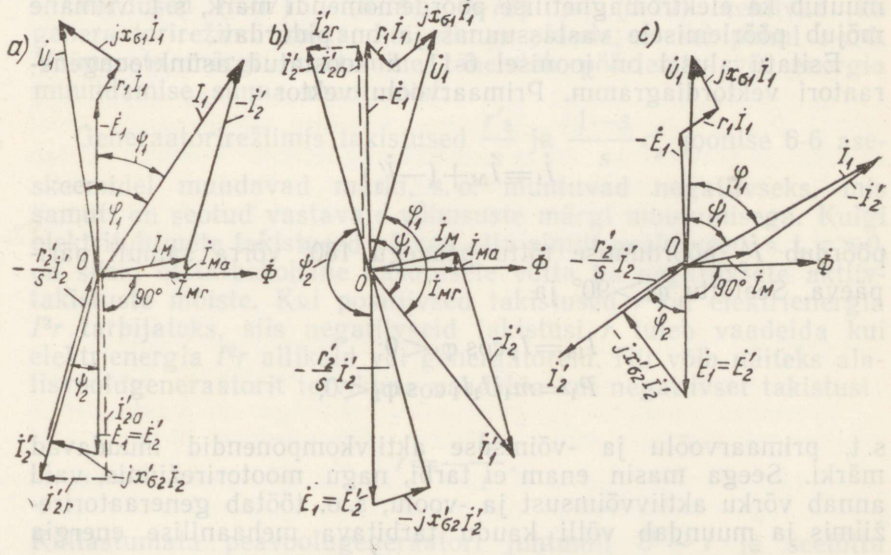
Mootori reaktiivvõimsuste diagramm on kujutatud joonisel 6-10. Põhilise osa reaktiivvõimsusest moodustab võimsus Q_M, mis õhupilu olemasolu ehk suure magneetimisvoolu I_M tõttu on märgatavalt suurem kui trafodes. Q_M ja I_M suured väärtused mõjutavad oluliselt võimsustegurit, vähendades selle väärtust. Tavaliselt asünkroonmootoritel $\cos \varphi_N = 0{,}70 \ldots 0{,}95$. Suuremad $\cos \varphi_N$ väärtused on

võimsatel mootoritel poolusepaaride arvuga $2p=2$ ja 4. Koormuse vähendamisel mootori $\cos\varphi$ väheneb märgatavalt kuni väärtuseni $\cos\varphi_0 \approx 0{,}10 \ldots 0{,}15$ tühijooksul.

Asünkroonmootori vektordiagramm koostatakse joonisel 6-6 toodud aseskeemi alusel ja on kujutatud joonisel 6-11, *a*. See on analoogiline trafo vektordiagrammiga, erinedes sellest suurema magneetimisvoolu I_M ja ka selle poolest, et mehaanilisele võimsusele P_{meh} vastav sekundaarahela elektriline koormus on puhtaktiivne. Väikese libistuse tõttu on takistus r'_2/s märgatavalt suurem kui $x'_{\sigma 2}$, mistõttu nurk ψ_2 on väike.

Generaatorirežiim $(-\infty < s < 0)$. Generaatorirežiimi viimiseks tuleb asünkroonmasin lülitada vahelduvvooluvõrku ja panna vastava ajammootoriga pöörlema (alalisvoolu- või sisepõlemismootor, hüdroturbiin) magnetvälja pöörlemise suunas sünkroonkiirusest n_1 suurema kiirusega n. Vastavalt avaldisele (1-6) on masina libistus seejuures negatiivne.

Teoreetiliselt võib kiirus n generaatorirežiimis muutuda piirides $n_1 < n < \infty$, millele vastab libistuse muutumine piirides $0 > s > -\infty$. Mehaanilise vastupidavuse seisukohalt on suured pöörlemiskiirused lubamatud. Kadude piiramise, suure kasute-



Joon. 6-11. Asünkroonmasina vektordiagrammid mootori- (*a*), generaatori- (*b*) ja vastulülitusrežiimis (*c*)

guri säilitamise ja kuumenemise piiramise seisukohalt on võimalikud libistuse absoluutväärtused generaatorirežiimis samas suurusjärgus kui mootorirežiimi puhulgi.

Vaatleme valemi (6-17) alusel voolu $\dot{I}_2$ komponente elektromotoorjõu $\dot{E}_2$ suhtes. Selleks loeme, et valemis (6-17) $\dot{E}_2 = E_2$, ning korrutame lugejat ja nimetajat nimetaja kaaskompleksarvuga. Siis saame

$$\dot{I}_2 = \frac{sE_2 r_2}{r_2^2 + s^2 x_{\sigma 2}^2} - \mathrm{j}\frac{s^2 E_2 x_{\sigma 2}}{r_2^2 + s^2 x_{\sigma 2}^2} = I_{2a} - \mathrm{j}I_{2r}, \qquad (6\text{-}85)$$

Mootorirežiimis on $s > 0$ ja mõlemad voolu I_2 komponendid I_{2a} *ja* I_{2r} on positiivsed. I_{2r} ees asuv kordaja — j tähendab vektori I_{2r} pööramist komplekstasandil I_{2a} suhtes päripäeva 90° võrra. See tähendab, et I_{2r} jääb I_{2a} 90° võrra maha, seega on I_{2r} induktiivne vool.

Generaatorirežiimis $s < 0$ ja kooskõlas avaldisega (6-85) on endiselt $I_{2r} > 0$, kuid suurus I_{2a} muudab märki, s. t. muutub negatiivseks ja muudab oma faasi 180° võrra. Füüsikaliselt seletub see sellega, et pöördväli pöörleb rootori suhtes mootorirežiimiga võrreldes vastupidises suunas, mistõttu elektromotoorjõu E_{2s} ja voolu I_2 aktiivkomponendi märk muutuvad. Seetõttu muutub ka elektromagnetilise pöördemomendi märk, s. t. viimane mõjub pöörlemisele vastassuunas ja on pidurdav.

Esitatu alusel on joonisel 6-11, *b* koostatud asünkroongeneraatori vektordiagramm. Primaarvoolu vektor

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_M + (-\dot{I}'_2)$$

pöördub $\dot{I}'_2$ pöördumise tõttu peaaegu 180° võrra samuti päripäeva. Seetõttu $\varphi_1 > 90°$ ja

$$I_{1a} = I_1 \cos \varphi_1 < 0;$$
$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 < 0,$$

s. t. primaarvoolu ja -võimsuse aktiivkomponendid muudavad märki. Seega masin enam ei tarbi, nagu mootorirežiimis, vaid annab võrku aktiivvõimsust ja -voolu, s. o. töötab generaatorirežiimis ja muundab võlli kaudu tarbitava mehaanilise energia elektriliseks. Pingelangu vektori $-\frac{r'_2}{s}\dot{I}'_2$ suund joonise 6-11, *b*

diagrammil ühtib $\dot{I}'_2$ suunaga, sest s väärtus on negatiivne ja seetõttu suurus $-\frac{r'_2}{s}$ on positiivne.

Vektordiagrammidest joonisel 6-11, *a* ja *b* selgub samuti, et primaarvoolu ja -võimsuse reaktiivkomponendid

$$I_{1r}=I_1 \sin \varphi_1$$

$$Q_1=m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1$$

säilitavad mootorirežiimist generaatorirežiimi üleminekul oma märgi. See tähendab, et asünkroongeneraator tarbib võrgust samuti reaktiivvõimsust ja induktiivvoolu nagu mootorgi. Järelikult võib asünkroongeneraator töötada ainult niisuguses võrgus, kuhu on lülitatud ka teisi reaktiivvõimsuse allikateks olevaid elektrimasinaid või seadmeid (näiteks sünkroongeneraatorid või -kompensaatorid, kondensaatorid). Asünkroongeneraator tarbib reaktiivvõimsust oma magnetvälja või magnetvoo (vaata ka § 11-2) tekitamiseks. Reaktiivvõimsuse tarbimine on asünkroongeneraatorite küllaltki oluline puudus, mistõttu neid generaatoreid kasutatakse väga harva.

Võrdused (6-67) ... (6-74), (6-78) ja (6-79) kehtivad ka generaatorirežiimi kohta, kui silmas pidada, et sel puhul $s<0$. Võimsuste märgi muutumine tähendab pöörlemis- või energia muundamise suuna muutumist.

Generaatorirežiimis takistused $\frac{r'_2}{s}$ ja $\frac{1-s}{s} r'_2$ joonise 6-6 aseskeemidel muudavad märki, s. o. muutuvad negatiivseks, mis samuti on seotud vastavate võimsuste märgi muutumisega. Kuigi elektrijuhtmete takistused võivad olla ainult positiivsed, s. t. $r>0$, on siiski otstarbekohane kasutusele võtta ka negatiivsete aktiivtakistuste mõiste. Kui positiivsed takistused r on elektrienergia I^2r tarbijateks, siis negatiivseid takistusi r tuleb vaadelda kui elektrienergia I^2r allikaid või generaatoreid. Nii võib näiteks alalisvoolugeneraatorit tervikuna vaadelda kui negatiivset takistust

$$r=-\frac{U}{I}.$$

Küllastumata peavoolugeneraatori juhtumil $U \sim I$ ja seetõttu tema jaoks $r=\text{const}$. Teiste generaatorite puhul $r \neq \text{const}$. Negatiivseid aktiivtakistusi $s<0$ puhul joonise 6-6 skeemidel tuleb samuti vaadelda kui võllilt tarbitavale mehaanilisele energiale

vastava elektrilise energia allikaid. Sel juhtumil aktiivenergia voog joonise 6-6 skeemidel on suunatud paremalt vasakule.

Joonisel 6-9, *b* on vastavalt eeltoodule kujutatud asünkroongeneraatori energeetiline diagramm.

Reaktiivvõimsuse muundamine asünkroongeneraatoris toimub samuti kui -mootoris [joon. 6-10].

Vastulülitusrežiim ($1 < s < \infty$). Selles režiimis pöörleb võrku lülitatud asünkroonmasina rootor väljastpoolt rakendatud mehaanilise energia arvel vastu pöördvälja pöörlemissuunda, mistõttu rootori pöörlemiskiirus $n < 0$ ja kooskõlas avaldisega (1-6), $s > 1$. Tavaliselt on selles režiimis $1 < s < 2$.

Et nii mootori- kui ka vastulülitusrežiimis $s > 0$, siis vastavalt avaldisele (6-85) on sekundaarvoolu aktiiv- ja reaktiivkomponent vastulülitusrežiimis samamärgiline kui mootorirežiimis. See tähendab, et ka vastulülitusrežiimis tarbib masin võrgust aktiivvõimsust ja arendab välja pöörlemissuunas mõjuvat positiivset pöördemomenti. Et aga rootor pöörleb vastupidises suunas, siis mõjub see moment pidurdavalt.

Vastulülitusrežiimis tarbib masin võlli või rootori kaudu ka mehaanilist võimsust, kuivõrd väline pöördemoment mõjub rootori pöörlemissuunas. Niihästi võrgust tarbitav elektriline kui ka võlli kaudu tarbitav mehaaniline võimsus muutub masinas kadudeks. Seetõttu masin kasulikku võimsust ei arenda ja kuumenemise suhtes on vaadeldav režiim raske.

Seosed (6-67) ... (6-76) ja (6-78), (6-79) on kehtivad ka vastulülitusrežiimi korral. Kui $s > 1$, siis kooskõlas avaldisega (6-71) $P_{em} > 0$ ja (6-78) $p_{el2} > P_{em}$. Seetõttu võrguenergia arvel saadav ja rootorisse antav elektromagnetiline võimsus katab ainult osa kadusid sekundaarmähises. Vastavalt seosele (6-74) on mehaaniline võimsus $P_{meh} < 0$, s. t. seda võimsust tarbitakse võllilt. Ta katab ülejäänud osa kadusid sekundaarmähisest, sest [vaata võrdust (6-73)]

$$p_{el2} = P_{em} - P_{meh},$$

ja antud juhtumil $P_{em} > 0$ ning $-P_{meh} > 0$.

Võrreldes mootori- ja generaatorirežiimiga on vastulülitusrežiimi takistus r_2/s väike. Seetõttu võib võrduse (6-18) alusel järeldada, et vool I_2 ja nurk $\psi_2 = \angle(\dot{E}_2, \dot{I}_2)$ on suured. Vastavalt sellele on suured ka primaarvool I_1 ja faasinihkenurk $\varphi_1 = \angle(\dot{U}_1, \dot{I}_1)$. See viitab samuti režiimi ohtlikkusele soojenemise suhtes. Sellest lähtudes lubatakse vaadeldavat režiimi $U_1 = U_{1N}$ puhul ainult lühiajaliselt.

Esitatu alusel ja vastavalt skeemidele joonisel 6-6 on vastu-

lülitusrežiimis töötava asünkroonmasina energeetiline diagramm kujutatud joonisel 6-9, *c* ja vektordiagramm joonisel 6-11, *c*. Reaktiivvõimsuse muundamine vastulülitusrežiimis toimub samuti kui mootorirežiimis (joon. 6-10).

Praktikas kasutatakse vastulülitusrežiimi asünkroonmootorite ja nende poolt käitatavate tööstusmehhanismide pidurdamiseks ja peatamiseks. Näiteks paljudel juhtudel, kui mootorit on vaja kiiresti peatada, muudetakse faasijärjestust ja välja pöörlemissuunda kolmefaasilise mootori kahe toitejuhtme ümberlülitamise abil. Seejuures pöörleb rootor mõninga aja vältel endises suunas, s. t. nüüd juba vastuvälja. Antud juhtumil arendatakse mehaanilist võimsust P_{meh} [vt. võrdust (6-74)] pöörlemiskiiruse vähenemisel vabaneva pöörlevate masside kineetilise energia arvel. Kui $n \approx 0$, tuleb masin võrgust välja lülitada, sest muidu hakkab ta vastassuunas pöörlema. Samuti võib toimuda ka mootori kiire reverseerimine (pöörlemissuuna muutmine), kusjuures, kui $s \approx 0$, mootorit võrgust välja lülitada loomulikult ei ole vaja. Reverseerimisprotsessi alguses esineb samuti vastulülitusrežiim.

Vastulülitusrežiimi nimetatakse ka elektromagnetilise piduri režiimiks. Tuleb siiski silmas pidada, et on olemas ka teisi asünkroonmasina elektromagnetilise pidurdamise viise.

Lühiserežiim. Asünkroonmasina lühiserežiimiks nimetatakse režiimi libistusel $s=1$, s. o. liikumatu rootori korral. See režiim vastab seisva asünkroonmootori käivituse algusele. Primaarklemmidelt mõõdetud asünkroonmasina takistust $s=1$ juures nimetatakse lühisetakistuseks Z_k. Kooskõlas aseskeemidega joonisel 6-6,

$$Z_k = Z_1 + \frac{Z'_2 Z_M}{Z'_2 + Z_M} \tag{6-86}$$

või ligikaudu

$$Z_k \approx Z_1 + Z'_2 = (r_1 + r_2) + j(x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}) = r_k + j x_k. \tag{6-87}$$

Tavaliselt asünkroonmasinates $Z_{k*} = 0{,}14 \ldots 0{,}20$. Seetõttu on lühisevool nimipinge juures $I_{1k} = (5 \ldots 7) I_N$.

Seitsmes peatükk

ASÜNKROONMASINA PÖÖRDEMOMENDID JA MEHAANILISED KARAKTERISTIKUD

7-1. ELEKTROMAGNETILINE MOMENT

Elektromagnetilise momendi avaldis. Elektromagnetiliste jõudude poolt asünkroonmasina rootoris tekitatav moment määratakse valemiga

$$M=\frac{P_{meh}}{\Omega}, \tag{7-1}$$

kus P_{meh} on avaldisega (6-74) määratav rootori mehaaniline võimsus;

Ω — rootori pöörlemise mehaaniline nurkkiirus.

Magnetvälja põhiharmoonilise pöörlemise nurkkiirus

$$\Omega_1=2\pi n_1$$

ehk avaldise (1-2) põhjal

$$\Omega_1=\frac{2\pi f_1}{p}=\frac{\omega_1}{p}. \tag{7-2}$$

Et rootori pöörlemiskiirus (pööret/min)

$$n=(1-s)\,n_1,$$

siis rootori pöörlemise mehaaniline nurkkiirus

$$\Omega=2\pi n=2\pi(1-s)\,n_1=(1-s)\,\Omega_1=\frac{(1-s)\,\omega_1}{p}. \tag{7-3}$$

Valemite (6-74), (7-1) ja (7-3) põhjal

$$M=\frac{pm_1}{\omega_1}I'^2_2\frac{r'_2}{s}. \tag{7-4}$$

Suurust M võib vaadelda ka elektromagnetilise võimsuse P_{em} ja Ω_1 kaudu jagatisena P_{em}/Ω_1. Asetades siia P_{em} avaldisest (6-71) ja Ω_1 avaldisest (7-2), saame valemiga (7-4) ühtiva tulemuse.

Avaldame M rakendatud faasipinge U_1, masina parameetrite

ja libistuse kaudu. Selleks väljendame nende suuruste abil I'_2 väärtuse ja asetame valemisse (7-4).

Eeldusel, et tegur c_1 võrdub oma mooduliga, saame avaldise (6-56) ja joonisel 6-7, *b* toodud aseskeemi põhjal

$$I'_2 = c_1 I''_2 = \frac{c_1 U_1}{\sqrt{\left(c_1 r_1 + c_1^2 \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (c_1 x_{\sigma 1} + c_1^2 x'_{\sigma 2})^2}}$$

ehk

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x'_{\sigma 2})^2}}. \qquad (7\text{-}5)$$

Seega võrduste (7-4) ja (7-5) alusel

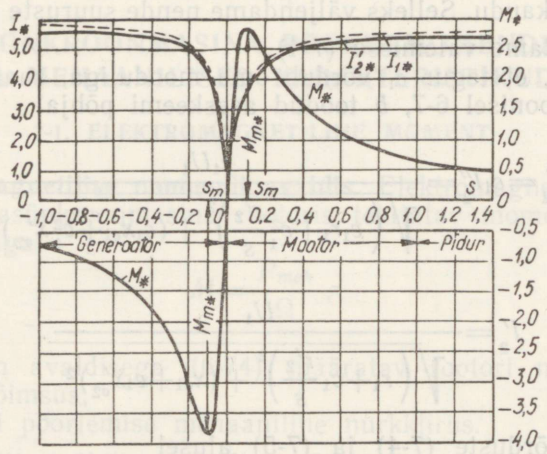
$$M = \frac{p m_1 U_1^2 \frac{r'_2}{s}}{\omega_1 \left[\left(r_1 + c_1 \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x'_{\sigma 2})^2\right]}. \qquad (7\text{-}6)$$

SI-süsteemi ühikute kasutamisel saadakse valemiga (7-6) leitav moment M njuutonmeetrites. Momendi M väärtuse saamiseks kilogramm-meetrites on vaja tulemus jagada 9,81.

Avaldise (7-6) kohaselt on elektromagnetiline moment igasuguse etteantud libistuse väärtuse puhul võrdeline rakendatud pinge ruuduga ning seda väiksem, mida suuremad on r_1 ja masina puisteinduktiivtakistused. Kooskõlas valemiga (7-4) on M suurus igasuguse etteantud s puhul võrdeline ka sekundaarvoolu ruuduga.

Uurime sõltuvust $M = f(s)$ pinge $U_1 = \text{const}$ puhul.

Valemi (7-6) kohaselt on $s > 0$ korral ka $M > 0$ (mootori- ja vastulülitusrežiim), kuid $s < 0$ puhul on ka $M < 0$ (generaatorirežiim). Peale selle, kui $s = 0$, on ka $M = 0$, mida võib kindlaks teha määramatuse kõrvaldamise abil valemist (7-6) või $s \to 0$ puhul, jättes kõrvale selle valemi kõik nurksulgudes olevad liikmed peale $c_1 \frac{r'_2}{s}$. Nende tulemusteni jõuti juba varem füüsikalistel kaalutlustel (vt. § 6-4 ja 6-5). Peale selle on valemi (7-6) kohaselt $s = +\infty$ puhul $M = 0$. Viimati mainitut saab seletada asjaoluga, et avaldise (6-18) kohaselt on $s = \infty$ puhul vool I_2 puhtreaktiivne ja seetõttu ei tekita pöördemomenti.



Joon. 7-1. Asünkroonmasina elektromagnetilise momendi ja voolude kõverad

Et punktides $s=-\infty$, 0 ja $+\infty$ moment $M=0$, siis momendi ekstreemumid (maksimum ja miinimum) paiknevad nende vahel.

Esitatu põhjal on kõveral $M=f(s)$, kui $U_1=\text{const}$, joonisel 7-1 kujutatud iseloom. Samal joonisel on näidatud ka valemi (7-5) põhjal konstrueeritud kõver $I_2'=f(s)$ ja primaarvoolu kõver $I_1=f(s)$. Kõik need kõverad on antud suhtelistes suurustes ja vastavad asünkroonmootorile võimsusega $P_N=15$ kW pingel $U_1=U_{1N}$ tingimusel, et masina parameetrid oleksid sõltumatud voolude ja libistuse suurusest. Libistuse s asemel võib abstsissteljele kanda ka rootori pöörlemiskiiruse $n=(1-s)n_1$.

Jooniselt 7-1 on näha, et elektromagnetiline moment saavutab negatiivse ja positiivse maksimumi mingisugustel $s=\pm s_m$ väärtustel, mida nimetatakse libistuse kriitilisteks väärtusteks. Libistuse suurenemisel piires $s=0$ kuni $s=s_m$ suureneb moment M koos libistusega s, libistuse edasisel suurenemisel aga moment M hakkab vaatamata I'_2 suurenemisele vähenema. Niisugust kõvera $M=f(s)$ kulgu seletab asjaolu, et s suurenemisel vool I'_2 muutub oma olemuselt üha rohkem induktiivseks. Seepärast kasvab M suurust määrav I'_2 aktiivkomponent s suurenemisel esialgu koos vooluga I'_2, kuid seejärel hakkab vähenema, vaatamata I'_2 suurenemisele. Samuti tuleb arvestada, et koos I_1 suurenemisega suureneb ka pingelang primaarahelas ning sellele vastavalt vähenevad

mõnevõrra elektromotoorjõud E_1 ja momenti tekitav magnetvoog Φ.

Vajab märkimist, et elektrimasina staatorile mõjub rootoriga võrdne, kuid vastassuunaline pöördemoment. Staatorile mõjuva momendi võtavad vastu masinat alusele kinnitavad osad ja sõlmed.

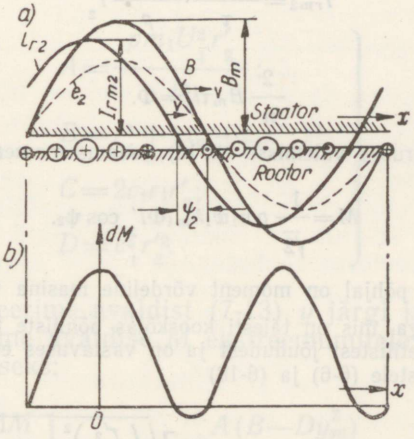
Elektromagnetiline moment kui magnetilise induktsiooni ja voolu ruumlainete vastastikuse toime tulemus. Mähise voolu ruumiline jaotus piki ankru ümbermõõtu, koosnevana erinevate vooluharmooniliste siinuseliste ruumlainete summast, on kirjeldatud § 4-4. Elektromagnetiliste jõudude ja pöördemomentide teket elektrimasinas võib vaadelda kui ülalmainitud voolulainete ja piki ankru ümbermõõtu jaotunud siinuseliste magnetilise induktsiooni lainete vastastikust toimet. Voolu ja magnetvälja sama järku ruumilised harmoonilised tekitavad vastastikku toimides nullist erineva pöördemomendi, kuid erinevat järku harmoonilised tekitavad piki ankru ümbermõõtu vahelduvmärgilisi elektromagnetilisi jõude ning momendi komponente, mis summaarselt võrduvad nulliga.

Joonisel 7-2, *a* on näidatud asünkroonmasina õhupilu resulteeriva magnetvälja põhiharmoonilise induktsioonikõver

$$B = B_m \cos \frac{\pi}{\tau} x \tag{7-7}$$

ja rootorimähise voolu ruumilise põhiharmoonilise kõver

$$i_{r2} = I_{rm2} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x - \psi_2 \right). \tag{7-8}$$



Joon. 7-2. Pöördemomendi tekkimine magnetilise induktsiooni ruumlainete ja voolu vastastikusel toimel

Ruumiline elektriline nihkenurk ψ_2 nende kõverate vahel võrdub rootorimähise elektromotoorjõu E'_2 ja voolu I'_2 vahelise faasinihkenurgaga [vt. avaldist (6-20) ja joonist 6-11].

Elektromagnetiliste jõudude poolt tekitatav elementaarmoment ankru ümbermõõdu pikkuselemendi dx ulatusel

$$dM = \frac{D_a}{2} I_\delta B i_{r2}\, dx.$$

Paneme toodud valemisse diameetri väärtuse

$$D_a = \frac{2p\tau}{\pi}$$

ning B ja i_{r2} väärtused avaldistest (7-7) ja (7-8). Seejärel, asendades koosinuste korrutise koosinuste summaga, saame:

$$dM = \frac{p\tau I_\delta}{2\pi} B_m I_{rm2} \left[\cos\psi_2 + \cos\left(\frac{2\pi}{\tau} x - \psi_2 \right) \right] dx. \qquad (7\text{-}9)$$

Sõltuvus $dM = f(x)$ on kujutatud joonisel 7-2, *b*.

Kogu elektromagnetiline moment

$$M = \int_{x=0}^{x=2p\tau} dM = \frac{p^2\tau^2 l_\delta}{\pi} B_m I_{rm2} \cos\psi_2, \qquad (7\text{-}10)$$

sest avaldise (7-9) nurksulgudes toodud teise liikme integraal võrdub nulliga.

Vastavalt avaldisele (4-53)

$$I_{rm2} = \frac{m_1\sqrt{2}}{\tau} \cdot \frac{w_1 k_{m1}}{p} I'_2$$

Peale selle

$$\frac{2}{\pi} B_m \tau l_\delta = \Phi.$$

Paigutades need suurused valemisse (7-10), saame momendi M avaldise teisel kujul

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_1 w_1 k_{m1} \Phi I'_2 \cos\psi_2. \qquad (7\text{-}11)$$

Avaldise (7-11) põhjal on moment võrdeline masina voo ja voolu I'_2 või I_2 aktiivkomponendiga, mis on täiesti kooskõlas põhiliste füüsikaliste ettekujutustega elektromagnetilistest jõududest ja on vastavuses eeltooduga.

Vastavalt avaldistele (6-6) ja (6-18)

$$\Phi = \frac{E'_2}{\pi\sqrt{2} f_1 w_1 k_{m1}} = \frac{I'_2 \sqrt{\left(\frac{r'_2}{s}\right)^2 + x'^2_{\sigma 2}}}{\pi\sqrt{2} f_1 w_1 k_{m1}}.$$

Peale selle, avaldise (6-18) või (6-20) põhjal

$$\cos\psi_2=\frac{\frac{r'_2}{s}}{\sqrt{\left(\frac{r'_2}{s}\right)^2+x'^2_{\sigma 2}}}.$$

Nende suuruste paigutamisel avaldisse (7-11) saame suhte (7-4). Siit järeldub, et avaldised (7-4), (7-6) ja (7-11) on täiesti võrdväärsed.

Maksimaalne elektromagnetiline moment. Elektromagnetilise momendi avaldis (7-6) on õige ka üldjuhtumil, s. t. ka siis, kui parameetrid r_1, $x_{\sigma 1}$, r'_2, $r'_{\sigma 2}$ ei ole konstantsed ning sõltuvad voolude ja libistuse suurusest. Sel juhtumil tuleb avaldisse (7-6) asetada libistuse s igale väärtusele vastavad parameetrite väärtused. Piirdume siin konstantsete parameetritega masina vaatlemisega ning uurime avaldisega (7-6) antud sõltuvuse $M=f(s)$ maksimumi ja miinimumi kui $U_1=\text{const}$ ja $f=\text{const}$.

Libistuse s asemel on otstarbekam vaadelda muutuvat suurust

$$y=\frac{1}{s}, \tag{7-12}$$

siis võib suhte (7-6) avaldada kujul

$$M=\frac{Ay}{B+Cy+Dy^2}, \tag{7-13}$$

kus

$$\left.\begin{aligned} A&=\frac{pm_1U_1^2r'_2}{\omega_1};\\ B&=r_1^2+(x_{\sigma 1}+c_1x'_{\sigma 2})^2;\\ C&=2c_1r_1r'_2;\\ D&=c_1^2r'^2_2. \end{aligned}\right\} \tag{7-14}$$

Kui diferentseerime avaldist (7-13) y järgi ja võrrutame selle nulliga, siis saame avaldise M ekstreemumitele vastavate $y=y_m$ väärtuste leidmiseks:

$$\left[\frac{dM}{dy}\right]_{y=y_m}=\frac{A(B-Dy_m^2)}{(B+Cy_m+Dy_m^2)^2}=0. \tag{7-15}$$

Võrrand (7-15) on rahuldatud, kui ta lugeja võrdub nulliga. Siis

$$y_m = \pm \sqrt{\frac{B}{D}} \tag{7-16}$$

ehk

$$s_m = \pm \sqrt{\frac{D}{B}},$$

mis avaldiste (7-14) põhjal annab

$$s_m = \pm \frac{c_1 r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x'_{\sigma 2})^2}}. \tag{7-17}$$

Momendi maksimaalväärtuse saame siis, kui paigutame $y = y_m$ valemist (7-16) valemisse (7-13)

$$M_m = \pm \frac{A}{\pm C + 2\sqrt{BD}} \tag{7-18}$$

või paigutades A, B, C, D väärtused valemist (7-14) valemisse (7-18)

$$M_m = \pm \frac{p m_1 U_1^2}{\sqrt{r_1^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x'_{\sigma 2})^2}}. \tag{7-19}$$

Plussmärgid nendes suhetes vastavad mootori-, miinusmärgid — generaatorirežiimile.

Normaalsetel asünkroonmasinatel on avaldistes (7-17) ja (7-19) suurust r_1 sisaldavad liikmed ülejäänud liikmetega võrreldes väikesed. Seetõttu eeldades, et $r_1 = 0$, saame

$$s_m \approx \pm \frac{c_1 r'_2}{x_{\sigma 1} + c_1 x'_{\sigma 2}}; \tag{7-20}$$

$$M_m \approx \pm \frac{p m_1 U_1^2}{2\omega_1 c_1 (x_{\sigma 1} + c_1 x'_{\sigma 2})}. \tag{7-21}$$

Saadud suhted lubavad järeldada, et maksimaalmomendi väärtus ei sõltu esiteks sekundaarahela aktiivtakistuse suurusest, nagu nähtub avaldistest (7-19) ja (7-21), teiseks on see võrdeline pinge ruuduga, kolmandaks — on suure täpsusega pöördvõrdeline puisteinduktiivtakistusega ja neljandaks — on generaatorirežiimis mõnevõrra suurem kui mootorirežiimis. Et $U_1 \approx f_1\Phi$, järeldub avaldisest (7-21) samuti, et maksimaalmoment on võrdeline masina magnetvoo ruuduga. Eriti on vaja alla kriipsutada, et kuigi moment M_m ei sõltu sekundaarahela aktiivtakistusest, on libistuse suurus s_m, mille juures see moment esineb, avaldiste (7-17) ja (7-20) kohaselt võrdeline selle takistusega.

Normaalehitusega asünkroonmootoreil on maksimaalse momendi suhteline väärtus nimipingel

$$k_m = \frac{M_m}{M_N} = 1{,}7 \ldots 3{,}0$$

ja $s_m = 0{,}06 \ldots 0{,}15$. Suuremad k_m väärtused on väikese pooluste arvuga mootoritel.

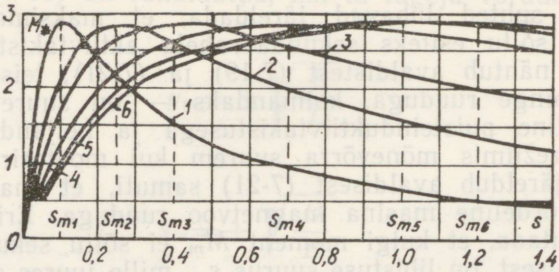
Kasutame avaldist (7-4) nimitöörežiimi jaoks (indeksiga N) ja maksimaalmomendiga režiimi jaoks (indeksiga m). Siis leiame voolude I'_{2m} ja $I'_2 = I'_{2N}$ suhte vastavalt libistuste $s = s_m$ ja $s = s_N$ puhul

$$\frac{I'_{2m}}{I'_{2N}} = \sqrt{\frac{s_m M_m}{s_N M_N}}. \qquad (7\text{-}22)$$

Asünkroonmootoritel on see suhe tavaliselt piires 2,5 ... 3,5.

Esitatu illustreerimiseks on joonisel 7-3 kujutatud sama 15 kW võimsusega asünkroonmasina, mille karakteristikud on antud joonisel 7-1, kõverad $M = f(s)$ mitmesuguste r'_2 väärtuste jaoks mootorirežiimis. Tuleb märkida, et suurus r'_2 hõlmab nii sekundaarmähise enda aktiivtakistust kui ka selle reostaadi takistust, mille võib lülitada faasirootoriga asünkroonmasina sekundaarahelasse. Kõver *1* joonisel 7-3 vastab sekundaarmähise takistuse normaalväärtusele r'_2, ülejäänud kõverad aga r'_2 suurematele väärtustele või juhtumitele, kui sekundaarahelasse on lülitatud reostaat.

Elektromagnetilise momendi ja selle maksimaalväärtuse suhte suurus. Konstantsete parameetritega masina momentide suhte jaoks võib saada lihtsa avaldise, mida on mugav kasutada mõningate praktiliste arvutuste puhul.



Joon. 7-3. Asünkroonmasina elektromagnetilise momendi kõverad sekundaarahela aktiivtakistuse mitmesugustel väärtustel

Avaldisest (7-16) leiame

$$\sqrt{B}=\pm y_m\sqrt{D}\,;\quad B=Dy_m^2.$$

Paigutame $\sqrt{B}$ ja B väärtused avaldistesse (7-13) ja (7-18) ning jagame saadud suhted teineteisega

$$\frac{M}{M_m}=\frac{y(C+2y_mD)}{y_m^2D+Cy+Dy^2}=\frac{\dfrac{C}{y_mD}+2}{\dfrac{y_m}{y}+\dfrac{C}{y_mD}+\dfrac{y}{y_m}}.$$

Otsitava sõltuvuse saame, kui paigutame siia C ja D väärtused valemist (7-14) ning samuti $y_m=\dfrac{1}{s_m}$ ja $y=\dfrac{1}{s}$. Siis

$$\frac{M}{M_m}=\frac{2+as_m}{\dfrac{s}{s_m}+\dfrac{s_m}{s}+as_m}, \tag{7-23}$$

kus

$$a=\frac{2r_1}{c_1r'_2}. \tag{7-24}$$

Jättes arvestamata teistega võrreldes väikesed liikmed as_m, saame

$$\frac{M}{M_m} \approx \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}. \tag{7-25}$$

Valemi (7-25) tuletas esimesena M. Kloss. Seoses sellega nimetatakse valemeid (7-23) ja (7-25) Klossi valemiteks.

Valemi (7-25) abil saab määrata M_m ja s_m suurused ning konstrueerida konstantsete parameetritega mootori kõverad $M = f(s)$, kui on teada M ja s väärtused mingisuguse kahe töörežiimi puhul, näiteks nimirežiimi (M_N, s_N) ja käivitusrežiimi (M_n, $s_n = 1$) puhul. Täpsema kõvera $M = f(s)$ saab ehitada võrrandi (7-23) alusel, kui on teada valemiga (7-24) määratud a väärtused. Ligikaudselt võib võtta $a = 2$.

Algkäivitusmoment M_n vastab elektromagnetilise momendi väärtusele käivitamise alghetkel, s. t. kui $s = 1$. Avaldise (7-6) kohaselt

$$M_n = \frac{pm_1 U_1^2 r'_2}{\omega_1 [(r_1 + c_1 r'_2)^2 + (x_{\sigma 1} + c_1 x'_{\sigma 2})^2]}. \tag{7-26}$$

Masina antud parameetrite väärtuste puhul on käivitusmoment võrdeline toitepinge ruuduga.

Avaldisest (7-26) ja jooniselt 7-3 järeldub, et r'_2 suurenemisel moment M_n suureneb senikaua, kuni saavutab $s_m = 1$ puhul väärtuse $M_n = M_m$. Seejuures vastavalt avaldisele (7-17)

$$r'_2 = \frac{1}{c_1} \sqrt{r_1^2 + (x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2})^2}. \tag{7-27}$$

Edasisel r'_2 suurenemisel moment M_n hakkab uuesti vähenema. Samal ajal käivitusvoolu väärtus

$$[I'_2]_{s=1} = I'_{2n}.$$

väheneb avaldise (7-5) kohaselt pidevalt r'_2 suurenemisel. Käivitusmomendi M_n suurenemist, vaatamata I'_2 vähenemisele r'_2 suurenemisel, avaldisega (7-27) määratud väärtuseni saab seletada voolu I'_2 ja elektromotoorjõu E_2 vahelise nihkenurga ψ_2 vähenemisega.

7-2. ASÜNKROONMOOTORI MEHAANILINE KARAKTERISTIK JA SELLELE ESITATAVAD EKSPLUATATSIOONINÕUDED

Kasulik pöördemoment M_2 mootori võllil on väiksem elektromagnetilisest momendist M suuruse

$$M_0=\frac{P_{meh}+p_{li}}{\Omega} \tag{7-28}$$

võrra. Viimane vastab rootori mehaanilise võimsuse P_{meh} arvel kaetavatele mehaanilise kao ja lisakaovõimsusele. Seepärast

$$M_2=M-M_0. \tag{7-29}$$

Mootori mehaaniline karakteristik kujutab endast pöörlemiskiiruse n sõltuvust võllil arendatavast momendist M_2

$$n=f(M_2)$$

või vastupidi

$$M_2=f(n),$$

kui pinge $U_1=\text{const}$ ja sagedus $f_1=\text{const}$.

Et masina koormamisel on moment M_0 momentidega M ja M_2 võrreldes väike, võib võtta $M_0 \approx 0$ või arvestada M_0 väärtus asünkroonmootorile koormuseks oleva töömasina või mehhanismi poolt arendatava staatilise pidurdusmomendi M_{st} väärtuse hulka. Seepärast vaatleme mootori mehaanilise karakteristikuna n (või s) sõltuvust elektromagnetilisest momendist M

$$n=f(M); \quad M=f(n). \tag{7-30}$$

Joonisel 7-1 ja 7-3 näidatud momendi M kõverad kujutavadki endast nimetatud tingimustel konstantsete parameetritega asünkroonmootori mehaanilisi karakteristikuid. Selgesti on näha, et mehaaniliste karakteristikute kuju sõltub suurel määral sekundaarahela aktiivtakistuse suurusest.

Asünkroonmootori käivitusprotsess ja püsitöörežiim. Vaatleme lühistatud sekundaarmähisega asünkroonmootori käivitusprotsessi lülitamisel nimipingele vastavale võrgupingele. Niimoodi käivitatakse suuremat osa ekspluatatsioonis olevatest asünkroonmootoritest. Käivitusprotsessi vaatlemisel ei arvestata elektromagnetilisi siirdeprotsesse, mis esinevad seetõttu, et ükskõik missuguse elektromagnetilise mehhanismi elektriahela pingestamisel või selle töörežiimi muutmisel voolud praktiliselt ei

saavuta oma lõppväärtusi mitte otsekohe, vaid pärast mõninga aja möödumist. Selle ajavahemiku suurus on võrdeline ahela induktiiv- ja aktiivtakistusest sõltuva elektromagnetilise ajakonstandiga T. Tavaliselt on see asünkroonmasina hoovõtuaeg käivitamisel nimikiiruse saavutamiseni tunduvalt pikem elektromagnetiliste siirdeprotsesside kestusest ja seepärast ei mõjuta need protsessid praktiliselt käivitusprotsessi kulgu. Järelikult võib käivitusprotsessi vaadelda lähtudes sõltuvustest, mis olid eespool pöördemomendi ja voolude jaoks saadud, kui mootor töötab püsirežiimis etteantud libistusega.

Joonisel 7-4 kujutatud asünkroonmootori mehaaniline karakteristik $M=f(n)$ ja selle mootoriga käitatava mingi töömasina mehaaniline karakteristik $M_{st}= f(n)$.

Agregaadi «mootor-töömasin» momendivõrrandil on kuju

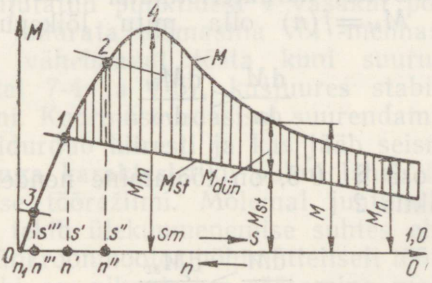
$$M=M_{st}+M_d, \tag{7-31}$$

kus

$$M_d=J\frac{d\Omega}{dt}=2\pi J\frac{dn}{dt} \tag{7-32}$$

kujutab endast agregaadi dünaamilist pöördemomenti, mis on võrdeline selle inertsimomendiga J. Kui $n=0$ puhul, nagu on näidatud joonisel 7-4, käivitusmoment $M_n>M_{st}$, siis $M_d>0$, $\frac{dn}{dt}>0$ ja mootori rootor hakkab pöörlema. Rootor pöörleb kiirenevalt senikaua, kuni (viirutatud piirkond joonisel 7-4)

$$M_d=M-M_{st}>0.$$



Joon. 7-4. Momentidevahelised seosed asünkroonmootori käivitamisel ja töötamisel

Punktis *1* joonisel 7-4 momendid tasakaalustuvad

$$M = M_{st}.$$

Seejuures $M_d = 0$, $\frac{dn}{dt} = 0$ ja algab koormatud mootori töötamine püsirežiimis pöörlemiskiirusega n' ning libistusega s'. Libistus s' on seda suurem, mida suurem on M_{st} ja järelikult, mida suurem on mootori koormus. Kui töötava mootori koormust (töömasina staatilist momenti M_{st}) suurendada (kõver *2* joonisel 7-4), siis s kasvab ja n väheneb. Koormuse vähenemisel (kõver *3* joonisel 7-4) aga vastupidiselt s väheneb ja n suureneb.

Füüsikaliselt toimub koormuse muutumisel mootori üleminek uude töörežiimi alljärgnevalt. Kui M_{st} kasvab, siis $M < M_{st}$, $M_d < 0$, $\frac{dn}{dt} < 0$ ja mootori rootori liikumine aeglustub. Seejuures libistus suureneb ja sellega kooskõlas suurenevad ka sekundaarahela elektromotoorjõud E_{2s} ja vool I_2. Selle tulemusena elektromagnetiline moment M suureneb ja n väheneb (s suureneb senikaua, kuni uuesti saabub momentide tasakaal, s. o. $M \doteq M_{st}$. Koormuse vähenemisel protsess kulgeb vastassuunas.

Jooniselt 7-4 selgub, et järsult tõusva momendikõvera $M = f(s)$ alg- (vasaku) osaga asünkroonmootoril on jäik mehaaniline karakteristik, s. t. koormuse muutumisel sellise mootori pöörlemiskiirus muutub suhteliselt vähe. Kõik normaalse ehitusviisiga asünkroonmootorid valmistatakse jäiga mehaanilise karakteristikuga, kusjuures r_2' ja s_m on suhteliselt väikesed. Seejuures s ning järelikult ka p_{el2} [vt. valem (6-72)] on nimitöörežiimil samuti väikesed ning mootori kasutegur on suur.

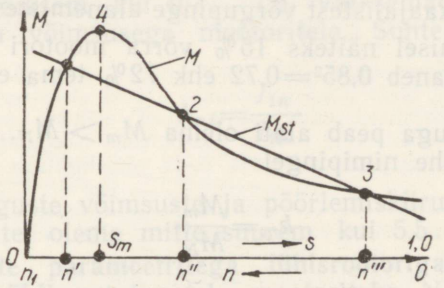
Stabiilse töö tingimused. Üldjuhtumil, nagu on näidatud joonisel 7-5, võib mootori karakteristikutel $M = f(n)$ ja töömasina karakteristikutel $M_{st} = f(n)$ olla mitu lõikepunkti. Punktides *1* ja *3*

$$\frac{dM}{dn} < \frac{dM_{st}}{dn} \tag{7-33}$$

ja vastavalt 1. osa § 10-3, on töötamine nendes punktides stabiilne, kuid punktis *2*

$$\frac{dM}{dn} > \frac{dM_{st}}{dn} \tag{7-34}$$

ning töötamine on ebastabiilne.



Joon. 7-5. Asünkroonmootori stabiilsed (punktid *1, 3*) ja mittestabiilsed (punkt *2*) tööreżiimid

Kui käivitada seisev mootor, siis see saavutab stabiilse pöörlemiskiiruse punktis n''' (joonis 7-5) ja kiiruse edasine suurenemine on võimatu, sest sellest punktist vasakul $M_{st} > M$. Kui mootor töötaks punktile *2* (joonis 7-5) vastavas režiimis, siis kõige väiksemategi režiimist kõrvalekaldumiste ja n muutuste puhul kujuneksid M ja M_{st} vahelised suhted niisugusteks, et mootor läheks üle tööreżiimi, mis vastaks ühele stabiilsetest punktidest *1* või *3*. Tööreżiim punktis *3* ei ole praktiliselt vastuvõetav, sest seda iseloomustavad väike pöörlemiskiirus, halb kasutegur ja suured voolud mähistes, mille tõttu mootor kiiresti soojeneb ning rivist välja langeb. Seepärast loetakse mootori normaalse stabiilse töö piirkonnaks mehaanilise karakteristiku lõiku, mis asub punktist *4* (joonis 7-4) vasakul pool, kus $0 < s < s_m$.

Asünkroonmootori ülekoormatavus. Kui mootor töötab mehaanilise karakteristiku normaalse stabiilse töö piirkonnas (joonisel 7-4 ja 7-5 kujutatud punktidest *4* vasakul pool), võib koormust, mida saab määrata töömasina või -mehhanismi staatilise momendiga M_{st}, vähehaaval tõsta kuni suuruseni $M_{st} = M_m$ (punkt *4* joonistel 7-4 ja 7-5), kusjuures stabiilne töö säilib kuni selle punktini. Koormuse edasisel suurendamisel, kui $M_{st} > M_m$, mootor pidurdub kiiresti ja kas jääb seisma või joonisel 7-5 näidatud kujuga karakteristiku puhul läheb üle väikese kiirusega stabiilsesse tööreżiimi. Mõlemal juhtumil, kui mootorit välja ei lülitata, tekib ülekuumenemise suhtes ohtlik režiim.

Seega võib asünkroonmootor põhimõtteliselt töötada piirkonnas $0 < M < M_m$. Siiski on pikaajaline töötamine maksimaalmomendiga $M \approx M_m$ soojenemise seisukohalt samuti lubamatu. Peale selle peab mootoril olema töötamisel teatav momendivaru, tingituna võimalikest lühiajalistest juhusliku iseloomuga ülekoormustest

ning lühi- või pikaajalistest võrgupinge alanemistest. Et $M_m \sim U_1^2$, siis U_1 vähenemisel näiteks 15% võrra mootori maksimaalmomendi suurus alaneb $0{,}85^2 = 0{,}72$ ehk 72% tema esialgsest väärtusest.

Seoses esitatuga peab alati olema $M_m > M_N$. Maksimaal- ja nimimomendi suhe nimipingel

$$k_m = \frac{M_m}{M_N} \tag{7-35}$$

määrab mootori momendiga ülekoormatavuse ning seda nimetatakse suhteliseks maksimaalmomendiks. Erinevate võimsuste ja pöörlemiskiirustega mootoritelt nõutakse vastavalt ГОСТ 186-52 ja ГОСТ 9362-60, et $k_m > 1{,}7 \ldots 2{,}2$. Väiksem piirväärtus kehtib mootoritele, mille pöörlemiskiirus $n \leqslant \leqslant 750$ pööret/min.

Suhteline algpöördemoment ja -käivitusvool. Asünkroonmootoreid käivitatakse tihti tühijooksul või kui võllile on rakendatud väike koormus ning koormatakse neid seejärel pärast normaalse pöörlemiskiiruse saavutamist kas nimi- või mingisuguse teise võimsuseni. Teistel juhtudel on töömehhanismidel ja -masinatel (näiteks ventilaatoritel) niisuguse kujuga mehaanilised karakteristikud $M_{st} = f(n)$, et $n = 0$ puhul staatiline moment M_{st} on väike ja kasvab koos pöörlemiskiiruse n suurenemisega. Sellisel juhul pole vaja, et mootor arendaks suurt käivitusmomenti. Mõnikord on aga siiski tarvis käivitada ka koormatud mootoreid (näiteks kraanamehhanismid, tõstukid, mitmesugused veskid jne.) ning neil juhtudel on vaja, et mootorid arendaksid suurt käivitusmomenti.

Faasirootoriga asünkroonmootoreid võib käivitada mootori sekundaarahelasse lülitatava reostaadi abil. Nagu järeldub § 7-1 (vt. joon. 7-3), mootori käivitusmoment seejuures suureneb ja käivitusvool väheneb. Seepärast pole faasirootoriga asünkroonmootorite käivitusmomendid ja -voolud standarditega reglementeeritud. Samal ajal peavad aga elektrimasinatehaste seeriaviisiliselt väljalastavad lühisrootoriga asünkroonmootorid rahuldama mitmesuguseid tööstusmehhanismide käivitustingimusi ning nende käivitusmomendid peavad olema küllalt suured.

Nimipingel käivitamisel ($s = 1$, $n = 0$) peab ГОСТ 186-52 ja ГОСТ 9362-60 kohaselt lühisrootoriga asünkroonmootorite suhteline algpöördemoment

$$k_n = \frac{M_n}{M_N} \tag{7-36}$$

olema mitte väiksem kui 0,7 ... 1,8. Väiksemad väärtused kehtivad suurema võimsusega mootoritele. Suhteline käivitusvool

$$k_{ni}=\frac{I_{1n}}{I_{1N}} \tag{7-37}$$

peab mitmesuguste võimsuste ja pöörlemiskiirustega lühisrootoritega mootoritel olema mitte suurem kui 5,5 ... 7,0.

Konstantsete parameetritega lühisrootoriga asünkroonmootorite sobivus üldkasutatavateks mootoriteks. Nagu juba öeldud, peavad asünkroonmootorid suure kasuteguri saamiseks töötama nimikoormusel võimalikult väikese libistusega ($s=0{,}02 \ldots 0{,}05$) ja seega olema jäiga mehaanilise karakteristikuga ($s_m=0{,}06 \ldots 0{,}15$). Konstantsete parameetritega lühisrootoriga asünkroonmootorite puhul on see tingimus vastuolus nõudega, et mootori käivitusmoment oleks küllaldane. Kõveralt *1* (joon. 7-3) on tõepoolest näha, et nendel tingimustel käivitusmoment on mitteküllaldane. Sama võib kindlaks teha ka suhte (7-25) abil, kirjutades selle üks kord käivitusrežiimi jaoks ($s=1$, $M=M_n$) ja teine kord nimirežiimi jaoks ($s=s_N$, $M=M_N$) ning jagades seejärel saadud avaldised teineteisega. Seejuures saame

$$\frac{M_n}{M_N}=\frac{\frac{s_n}{s_m}+\frac{s_m}{s_N}}{\frac{1}{s_m}+s_m}.$$

Näiteks, kui $s_N=0{,}03$ ja $s_m=0{,}10$, siis

$$\frac{M_n}{M_N}=\frac{\frac{0{,}03}{0{,}10}+\frac{0{,}10}{0{,}03}}{\frac{1}{0{,}10}+0{,}10}=\frac{3{,}63}{10{,}1}=0{,}36.$$

Seega ei arenda konstantsete parameetritega lühisrootoriga mootorid küllaldast käivitusmomenti. Seetõttu ehitatakse normaalsed üldkasutatavad asünkroonmootorid eranditult muutuvate parameetritega. Seejuures kasutatakse r'_2 suurendamiseks käivitusperioodil ning sellega ka M_n suurendamiseks pinnaefekti ehk voolu väljatõrjenähtust rootorimähises (vt. ptk. 9).

7-3. MAGNETVÄLJA KÕRGEMATEST HARMOONILISTEST TINGITUD JÕUD JA ELEKTROMAGNETILISED MOMENDID

Eespool vaatlesime magnetvälja põhiharmoonilise poolt tekitatavat elektromagnetilist momenti. Kuid põhiharmoonilise kõrval eksisteerivad ka välja kõrgemad ja subharmoonilised, mida põhjustavad mähiste magneetimisergutuse harmoonilised ning staatori ja rootori hambulisus. Need magnetvälja harmoonilised tekitavad samuti pöördemomente, mida võib liigitada asünkroonseteks ja sünkroonseteks.

Pöördemomente tekitavad tangentsiaalsed elektromagnetilised jõud. Peale nende toimivad ka radiaalsed elektromagnetilised jõud, mis põhjustavad masina vibratsiooni ja müra.

Mainitud momendid ja jõud esinevad kõige tugevamini ühele lähedasel libistusel, s. o. mootori käivitamisel ja pidurdamisel. Selle põhjuseks on esiteks see, et $s=1$ puhul on voolud suured. Teiseks pöörlevad magnetvälja kõrgemad harmoonilised aeglaselt, rootori sünkroonne pöörlemiskiirus nende harmooniliste suhtes on väike ning neist tingitud momendid saavutavad oma maksimaalväärtused sünkroonsete pöörlemiskiiruste lähikonnas.

Peatume lühidalt nendel nähtustel.

Asünkroonmomendid. Vaatleme näiteks staatorivälja seitsmendat harmoonilist ($\nu=7$), mis pöörleb põhiharmoonilisega ühes suunas kiirusega $n_7=\frac{1}{7}n_1$. See harmooniline, pööreldes rootori suhtes, indutseerib rootorimähises elektromotoorjõu ja voolud ning tekitab analoogiliselt magnetvälja põhiharmoonilisega pöördemomendi M_7. Käivitamise hetkel, kui $s=1$, moment $M_7>0$ ja ta mõjub põhiharmoonilise poolt tekitatava momendiga M_1 samas suunas (joon. 7-6). Kui rootor hakkab pöörlema magnetvälja põhiharmoonilisega samas suunas ($s<1$), siis seitsmenda harmoonilise pöörlemiskiirus rootori suhtes hakkab vähenema. Rootori pöörlemiskiirusel $n=\frac{n_1}{7}$ ehk $s=\frac{6}{7}$, jääb välja seitsmes harmooniline rootori suhtes liikumatuks ning $M_7=0$. Pöörlemiskiiruse n edasisel suurenemisel pöörleb rootor välja seitsmendast harmoonilisest kiiremini, mistõttu viimase suhtes tekib generaatorirežiim ning $M_7<0$ (joon. 7-6).

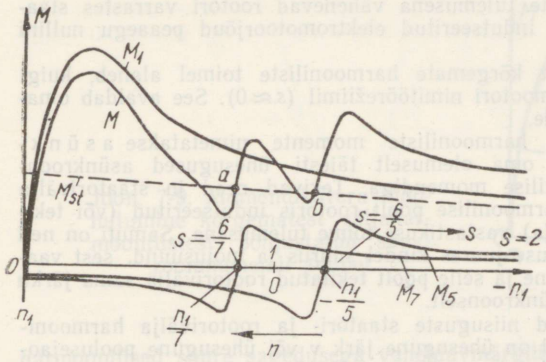
Magnetvälja viies harmooniline pöörleb põhiharmoonilisele vastassuunas ja selle suhtes saavutab rootor sünkroonse pöörlemiskiiruse pidurirežiimis, kui $n=\frac{n_1}{5}$ ehk $s=\frac{6}{5}$. Selle harmoonilise poolt tekitatud momendi M_5 kõver on samuti kujutatud joonisel 7-6.

Magnetvälja teised harmoonilised tekitavad analoogilisi momendikõveraid ning seepärast resulteeriva momendi kõver

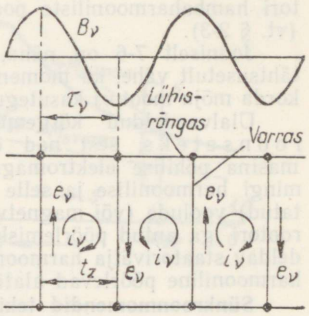
$$M=M_1+M_5+M_7+\ldots$$

moonutub (joon. 7-6) ning selles tekivad sisselõiked. Sügavate sisselõigete ning küllalt suure staatilise momendi M_{st} puhul võllil võib stabiilne töörežiim tekkida käivitusprotsessi ajal väikesel pöörlemiskiirusel (punkt *a*, joon. 7-6) või pidurdamisel (punkt *b*, joon. 7-6), mille tulemusena mootor ei saavutagi nimipöörlemiskiirust. Käivitamisel on ohtlik magnetvälja päriharmooniliste toime, pidurdamisel — vastuharmooniliste oma. Esitatu põhjal nimetatakse välja kõrgematest harmoonilistest põhjustatud momente p a r a s i i t m o m e n t i d e k s.

ГОСТ 186-52 kohaselt ei tohi käivitusprotsessi ajal esineva minimaal- ja nimimomendi suhe 0,6 ... 100-kW mootoritel olla väiksem kui 0,8.



Joon. 7-6. Momendikõvera moonutamine kõrgematest väljaharmoonilistest põhjustatud asünkroonsete parasiitmomentide toimel



Joon. 7-7. Kõrgemate väljaharmooniliste toimel oravikmähises indutseeritavad voolud

Faasimähisega rootori puhul on momendikõvera moonutused tühised. Ühest küljest saab seda seletada sellega, et niisuguse mähise mähisetegurite väikeste väärtuste tõttu välja kõrgematele harmoonilistele on viimaste poolt indutseeritavad elektromotoorjõud väikesed. Teisest küljest on sellise mähise puisteinduktiivtakistus välja kõrgemate harmooniliste poolt tekitatud vooludele suur. See on tingitud asjaolust, et staatorivälja *ν-järku* harmoonilise poolt rootorimähises indutseeritavad voolud tekitavad rootoriväljas peale *ν-järku* harmoonilise ka harmoonilise järguga $\nu=1$, mis on ülejäänud harmoonilistest tunduvalt suurem ja antud juhul moodustab indutseeriva *ν-järku* harmoonilise suhtes puistevälja.

Vajab märkimist, et rootori enda magnetvälja kõrgemad harmoonilised indutseerivad omakorda ka staatorimähises voole ja seepärast tekitavad samuti ülalvaadeldud iseloomuga parasiitmomente. Et aga staatoril on alati faasimähis, siis need momendid on tühised.

Reaalseks ohuks on magnetvälja kõrgemate harmooniliste momendid lühismähisega rootori puhul, sest seal võivad välja kõrgemate harmooniliste poolt tekitatud vooludele moodustuda naaber- või lähestikku paiknevatest varrastest ja nendevahelistest lühisrõngaste osadest üpris väikese takistusega lühisvooluringid (joon. 7-7). Viimaste moodustumise võimalus on seda suurem, mida suurem on rootori uurete arv Z_2.

Kõige tugevamad ja seetõttu ka ohtlikumad on staatori hambaharmoonilised (vt. ptk. 4 ja § 5-1)

$$\nu_z=\frac{Z_1}{p}\pm 1.$$

Seepärast ei tohi Z_2 ja Z_1 suhe olla liiga suur. Probleemi täpsem analüüs näitab, et momendikõvera tunduva moonutuse vältimiseks on vaja võtta

$$Z_2\leqslant 1{,}25(Z_1+p). \tag{7-38}$$

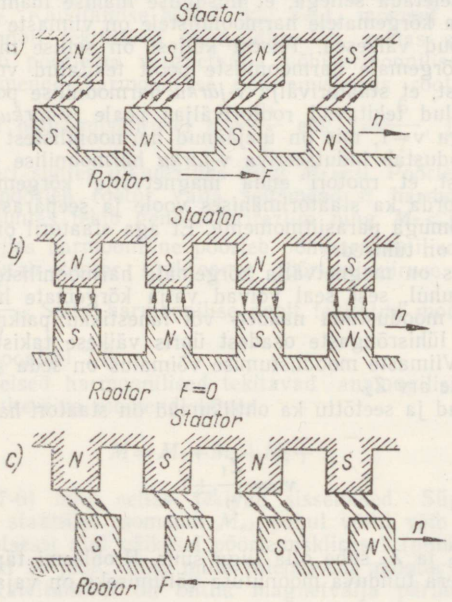
Peale selle saab staatori magnetvälja kõrgemate harmooniliste kahjulikku mõju momendikõverale vähendada rootori uurete kallutamisega staatori ühe

hambajaotuse võrra. Selle võtte tulemusena vähenevad rootori varrastes staatori hambaharmooniliste poolt indutseeritud elektromotoorjõud peaaegu nullini (vt. § 2-3).

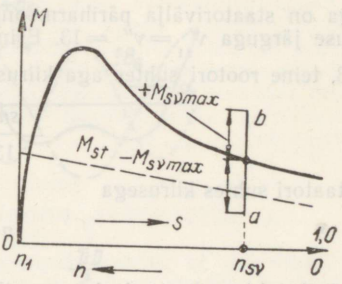
Jooniselt 7-6 on näha, et kõrgemate harmooniliste toimel alaneb, kuigi tähtsusetult vähe, ka moment mootori nimitöörežiimil ($s \approx 0$). See avaldab omakorda mõju mootori kasutegurile.

Ülalvaadeldud kõrgemate harmooniliste momente nimetatakse a s ü n k r o o n s e t e k s, sest nad on oma olemuselt täiesti ühesugused asünkroonmasina põhilise elektromagnetilise momendiga. Tekivad need ju staatorivälja mingi harmoonilise ja selle harmoonilise poolt rootoris indutseeritud (või tekitatud) voolude (või magnetvälja) vastastikuse toime tulemusena. Samuti on neil rootori iga antud pöörlemiskiiruse juures kindel suurus ja mõjusuund, sest vaadeldav staatorivälja harmooniline ja selle poolt tekitatud rootorivälja sama järku harmooniline pöörlevad alati sünkroonselt.

Sünkroonmomendid tekivad niisuguste staatori- ja rootorivälja harmooniliste vastastikusel toimel, millel on ühesugune järk ν või ühesugune poolusejaotus τ_ν, kuid mis on tekitatud üksteisest sõltumatult (nagu sünkroonmasina staatori ja rootori magnetväljad), s. o. kumbki neist ei ole teise toime tulemus. Niisugused välja harmoonilised ei pöörle üksteise suhtes sünkroonselt ja seepärast, olenevalt nende vastastikusest asendist antud hetkel, tekitavad pöördemomendi kas ühes või teises suunas (vt. joon. 7-8, kus vaadeldavad staatori ja rootori harmoonilised on tinglikult kujutatud magnetpoolustena ning nad tekitavad rootorile mõjuvad jõud F). Mittesünkroonse pöörlemise korral tekitavad need



Joon. 7-8. Kõrgematest väljaharmoonilistest põhjustatud sünkroonmomentide tekkimise põhimõte



Joon. 7-9. Momendikõvera moonutumine kõrgematest väljaharmoonilistest põhjustatud sünkroonmomendi toimel

harmoonilised suure sagedusega vahelduvmärgilise pöördemomendi, mille keskväärtus võrdub nulliga. Rootori suure mehaanilise inertsi tõttu see moment rootori liikumisele mõju ei avalda.

Teataval kindlal rootori kiirusel $n=n_{sv}$ võivad niisugused harmoonilised pöörelda sünkroonselt ja seejuures, sõltuvalt nende vastastikusest asendist, tekitada kas positiivse või negatiivse momendi M_{sv}, mille suurus võib olla mitmesugune piirides $-M_{svmax} \leqslant M_{sv} \leqslant M_{svmax}$. Selle momendi suurust kujutab kõveral $M=f(s)$ kindel punkt, mis paikneb sirge *ab* vertikaallõigul (joon. 7-9). Selle momendi toimel võib mootor käivitamisel «takerduda» pöörlemiskiirusel n_{sv} ja mitte «jõuda» nimikiiruseni (nn. roomenähe). Kuid erinevalt asünkroonmomentidest on antud juhtumil suurem tõenäosus, et rootor oma inertsi tõttu läheb üle ohtlikust sünkroonmomendi piirkonnast. Seepärast, kui sünkroonmomendid tekivad kiirusel $n \neq 0$, siis on nad vähem ohtlikud kui asünkroonmomendid.

Vaatleme näidet, kus sünkroonmomendi tekitajaiks on hambaharmoonilised, mis on kõige tugevamad.

Olgu staatorimähisel $m_1=3$, $2p=4$, $Z_1=24$, kuid lühisrootoril $Z_2=28$. Siis on staatorivoolu ja põhisagedusega $f_2=sf_1$ rootorivoolu poolt tekitatavad esimest järku hambaharmoonilised võrdsed: staatorivälja päriharmooniline

$$\nu'_{z1} = \frac{Z_1}{p} + 1 = \frac{24}{2} + 1 = 13$$

ja vastuharmooniline

$$\nu''_{z1} = \frac{Z_1}{p} - 1 = \frac{24}{2} - 1 = 11;$$

rootorivälja päriharmooniline

$$\nu'_{z2} = \frac{Z_2}{p} + 1 = \frac{28}{2} + 1 = 15$$

ja vastuharmooniline

$$\nu''_{z2} = \frac{Z_2}{p} - 1 = \frac{28}{2} - 1 = 13$$

Seega on staatorivälja päriharmooniline ja rootorivälja vastuharmooniline ühesuguse järguga $\nu'_{z1} = \nu''_{z2} = 13$. Esimene neist pöörleb staatori suhtes kiirusega $n_1/13$, teine rootori suhtes aga kiirusega

$$-\frac{sn_1}{13} = -\frac{n_1 - n}{13}$$

ja staatori suhtes kiirusega

$$n - \frac{n_1 - n}{13}.$$

Staatori suhtes on nende harmooniliste pöörlemiskiirused ühesugused, kui

$$\frac{n_1}{13} = n - \frac{n_1 - n}{13},$$

millest

$$n = \frac{n_1}{7},$$

s. t. sünkroonmoment tekib mootorirežiimis käivitamisel, kui mootori kiirus võrdub ühe seitsmendikuga sünkroonsest.

Vaadeldaval juhtumil $Z_2 - Z_1 = 4 = 2p$. Pole raske kogeda, et sünkroonmomendid tekivad alati esimest järku hambaharmooniliste vastastikuse toime tulemusena rootori pöörlemisel, kui

$$Z_2 - Z_1 = \pm 2p,$$

kus miinusmärk vastab sünkroonmomentide tekkele pidurirežiimis.

Kui $Z_2 = Z_1$, siis staatori ja rootori päripärgnevusega hambaharmooniliste järgud on võrdsed ning harmoonilised pöörlevad käivitamise alghetkel $n = 0$ juures sünkroonselt. See kehtib ka vastujärgnevusega hambaharmooniliste kohta. Seepärast tekivad antud juhtumil seisva rootori puhul tugevad sünkroonmomendid ja rootor ei saa pöörlema hakata.

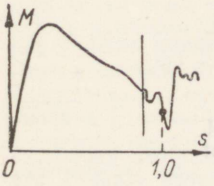
Öeldust järeldub, et suurte sünkroonmomentide vältimiseks on vaja, et

$$Z_2 \neq Z_1; \quad Z_2 - Z_1 \neq 2p. \tag{7-39}$$

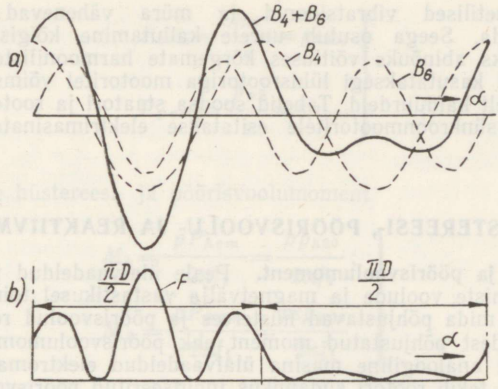
Mõnevõrra nõrgemad sünkroonmomendid tekivad ka teistsuguste Z_2 ja Z_1 vaheliste suhete puhul.

Sünkroonmomente võib mitmekordselt vähendada rootori uurete kallutamisega rootori hambajaotuse võrra, sest see põhjustab masina teljesuunalise ruumilise faasinihke vastastikku toimivate staatori- ja rootorivälja harmooniliste vahel. Lõpuks väheneb asünkroon- ja sünkroonmomentide suurus ka õhupilu suurendamisel.

Joonisel 7-10 on toodud Mölleri poolt katseliselt ülesvõetud asünkroonmootori, millel $2p = 4$, $Z_1 = 24$ ja $Z_2 = 28$, momendikõver märkimisväärsete parasiitmomentide olemasolu korral.



Joon. 7-10. Eksperimentaalselt saadud momentide kõver asünkroonmootoril, millel $2p = 4$, $Z_1 = 24$, $Z_2 = 28$



Joon. 7-11. Tasakaalustamata radiaalsete vibratsioonijõudude tekkimine

Radiaalsed vibratsioonijõud tekivad juhtumil, kui masina õhupilus eksisteerivad magnetväljad, mille poolusepaaride arvud p_1 ja p_2 on teineteisele lähedased. Näitena on joonisel 7-11, *a* esitatud kahe siinusvälja, millel $2p_1=4$ ja $2p_2=6$, induktsioonide B_4 ja B_6 kõverad ning samuti resulteeriva välja B_4+B_6 kõver. Staatori ja rootori osadele mõjuvad seejuures radiaaltõmbejõud F, mis on võrdelised avaldisega $(B_4+B_6)^2$ (joon. 7-11, *b*). Jooniselt 7-11, *b* järeldub, et tõmbejõudude summa on ümbermõõdu ühe poole ulatuses tunduvalt suurem kui teise. Selle tulemusena tekib rootori ühepoolne tõmbumine staatori poole. Kui väljad B_4 ja B_6 teineteise suhtes pöörlevad, siis pöörlevad ka vibratsioonijõud, põhjustades rootori vibreerimist. See on seda suurem, mida suuremad on lõtkud laagrites ja mida väiksem on rootori võlli jäikus. Staatori mitteküllaldase jäikuse puhul tekib samaaegselt ka staatori deformeerumine ja vibreerimine.

Joonisel 7-11, *a* näidatud juhtumil ei oma p_1 ja p_2 ühiseid tegureid. Radiaaljõudude ruumiline periood võrdub seejuures õhupilu ümbermõõduga. Kui p_1 ja p_2-l on suurim ühistegur $t>1$, siis moodustub jõu F ruumilise jaotuse t perioodi (näiteks $2p_1=8$ ja $2p_2=12$ puhul kaks üksteisele järgnevat kõverat joonisel 7-11, *b*). Sel juhtumil ei esine rootori ühepoolset tõmbumist staatori poole, sest jõud tasakaalustuvad, kuid tekib staatori ja rootori lainekujuline deformatsioon.

Asünkroonmootori käivitamisel ja töötamisel eksisteerib palju mitmesuguseid väljaharmoonilisi, mis üksteise suhtes pöörlevad ja mille hulgas on ka lähedase poolusepaaride arvuga magnetväljad. Kuid siiski tekitavad kõige suuremaid radiaaljõude, deformatsioone ja vibratsioone väikese pooluste arvuga magnetväljad, sest need on tavaliselt kõige tugevamad ja radiaaljõud jaotuvad seejuures ruumiliselt suurema perioodiga, mis põhjustabki deformatsiooni suurenemise.

Rootori pöörlemiskiiruse muutumisel käivitusperioodil muutuvad samuti radiaalsete vibratsioonijõudude pöörlemiskiirused ja vibratsiooni sagedus. Seejuures tekib rootori mõnedel kiirustel sageli ka staatori ja rootori omavõnkesagedusega resonantsinähtus. Vibratsioon muutub sel juhul suureks.

Elektromagnetiliste jõudude toime tulemusena tekkivad vibratsioonid kutsuvad esile ka masina müra. See ületab tavaliselt tunduvalt masina ventilatsioonimüra.

Elektromagnetilised vibratsioonid ja müra vähenevad tunduvalt, kui uurdeid kallutada. Seega osutub uurete kallutamine kõigist vaatekohtadest lähtudes tõhusaks abinõuks võitluses kõrgemate harmooniliste kahjuliku mõju vastu. Seepärast kasutataksegi lühisrootoriga mootoritel võimsusega 20 kW ja rohkem laialdaselt kalduurdeid. Tabelid soodsa staatori ja rootori uurete arvuga lühisrootoriga asünkroonmootoritele esitatakse elektrimasinate projekteerimise käsiraamatutes.

7-4. HÜSTEREESI-, PÖÖRISVOOLU- JA REAKTIIVMOMENT

Hüstereesi- ja pöörisvoolumoment. Peale ülalvaadeldud pöördemomentide, mis tekivad mähiste voolude ja magnetvälja vastastikusel toimel, eksisteerivad veel momendid, mida põhjustavad hüsterees ja pöörisvoolud rootori südamikus.

Pöörisvooludest põhjustatud moment ehk pöörisvoolumoment M_p on oma olemuselt täiesti analoogiline masina ülalvaadeldud elektromagnetilise momendiga, sest et see tekib rootori südamikus indutseeritud pöörisvoolude ja staatori magnetvälja vastastikusel toimel.

Hüstereesimomendi M_h tekitajaks on asjaolu, et rootori südamiku terases esineva hüstereesinähtuse tõttu toimub rootori ümbermagneetimine viimase suhtes liikuva staatori magnetvälja poolt mõningase hilinemise või mahajäämisega. Seetõttu on magnetilise induktsiooni lained staatori ja rootori pinnal teineteise suhtes mingi nurga φ_h võrra nihutatud. Viimast nimetatakse hüstereesinurgaks ja selle suurus sõltub rootori südamiku materjali magnetilistest omadustest. Hüstereesinähte tõttu tekib staatori ja rootori magnetvälja induktsioonilainete või «pooluste» niisugune vastastikune asend, nagu on kujutatud joonisel 7-8. Joon. 7-8, *a* vastab mootorirežiimile, kui rootor pöörleb aeglasemalt staatoriväljast ning seejuures tekib rootori pöörlemise suunas toimiv hüstereesimoment M_h. Joon. 7-8, *c* vastab generaatorirežiimile, kui rootor pöörleb staatoriväljast kiiremini ja seejuures M_h toimib pöörlemisele vastassuunas. Rootori sünkroonse pöörlemiskiiruse juures võib staatori ja rootori «pooluste» vastastikune asend vastata nii joon. 7-8, *a* ja *c* näidatud asenditele kui ka ükskõik missugusele vaheasendile, muu hulgas ka joon. 7-8, *b* kujutatule, mille puhul $M_h=0$. See sõltub masina võllile rakendatud välise pöördemomendi või mehaanilise võimsuse suurusest ja suunast. Seega võib sünkroonkiiruse juures hüstereesimoment M_h muutuda piirides mingisugusest väärtusest M_{hm} kuni väärtuseni $-M_{hm}$.

Öeldust järeldub, et nii mootori- kui ka generaatorirežiimis teevad hüstereesi- ja pöörisvoolumoment kasulikku tööd ja arendavad kasulikku mehaanilist võimsust $P_{h\,meh}$ ja $P_{p\,meh}$ samuti nagu masina põhiline elektromagnetiline moment.

Vaatleme M_h ja M_p sõltuvust libistusest.

Hüstereesikadu rootori südamikus p_{h2} on võrdeline ümbermagneetimise sagedusega $f_2=sf_1$, kuid pöörisvoolukadu p_{p2} on võrdeline sageduse ruuduga f_2^2. Seepärast $\Phi=\text{const}$ puhul

$$p_{h2}=sp_{h20},\quad p_{p2}=s^2p_{p20}, \tag{7-40}$$

kus p_{h20} ja p_{p20} on vastavad kaod $n=0$ ehk $s=1$ puhul.

Mehaanilisi võimsusi P_{hmeh}, P_{pmeh} ning kadusid p_{h2}, p_{p2} arendavad vastavad magnetvälja abil staatorist rootorisse edasiantavad elektromagnetilised võimsused P_{hem} ja P_{pem} ning seepärast kehtivad nende vahel samasugused seosed, nagu § 6-5 vaadeldud seosed P_{meh}, p_{e2} ja P_{em} vahel. Järelikult avaldiste (6-78) ja (7-40) põhjal

$$\left.\begin{aligned} P_{hem} &= \frac{p_{h2}}{s} = p_{h20}; \\ P_{pem} &= \frac{p_{p2}}{s} = sp_{p20}. \end{aligned}\right\} \tag{7-41}$$

Vastavalt sellele hüstereesi- ja pöörisvoolumoment

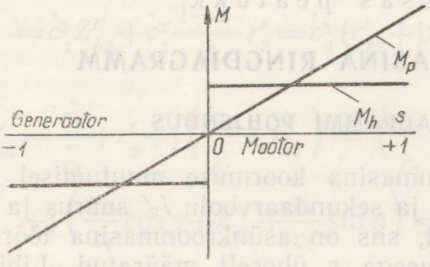
$$\left.\begin{aligned} M_h &= \frac{pP_{hem}}{2\pi f_1} = \frac{pp_{h20}}{2\pi f_1}; \\ M_p &= \frac{pP_{pem}}{2\pi f_1} = \frac{psp_{p20}}{2\pi f_1}, \end{aligned}\right\} \tag{7-42}$$

kus p on poolusepaaride arv.

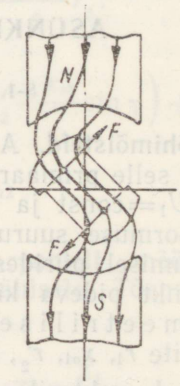
Ülalmainitu ning avaldiste (7-42) põhjal on joonisel 7-12 kujutatud M_h ja M_p sõltuvus libistusest $\Phi = \text{const}$ puhul.

Normaalsete asünkroonmasinate rootorite südamikud valmistatakse üksteisest isoleeritud elektrotehnilise terase lehtedest, millel on väike hüstereesikadu. Seepärast suurusi M_h ja M_p nende masinate projekteerimisel arvesse ei võeta. Kuid mõningate eritüüpi asünkroon- ja sünkroonmasinate töö põhineb täielikult pöörisvoolude või hüstereesinähtuse toimel (vt. § 11-3, 22-6).

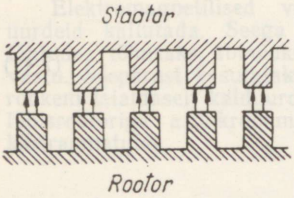
Reaktiivmomendid tekivad seoses sellega, et magnetväljas paiknevale ferromagnetilisele kehale (joon. 7-13) mõjuvad elektromagnetilised jõud F, mis püüavad pöörata seda keha sellisesse asendisse, mis vastab magnetahela kõige väiksemale magnetilisele takistusele. Reaktiivmomendid võivad tekkida välje-



Joon. 7-12. Hüstereesi- (M_h) ja pöörisvoolumomendi (M_p) sõltuvused libistusest



Joon. 7-13. Reaktiivmomentide tekke põhimõte



Joon. 7-14. Reaktiivmomentide tekkimine asünkroonmootoris, millel $Z_1 = Z_2$

poolustega või hambulise staatori ja rootoriga elektrimasinates. Olenevalt mitmesugustest asjaoludest võivad need momendid avaldada kas kahjulikku mõju masina tööle, või olla rakendatud kasuliku töö saamiseks.

Asünkroonmasinates tekivad tugevad reaktiivmomendid juhtumil, kui $Z_1 = Z_2$. Sel puhul püüavad staatori ja rootori hambad magnetvälja mõjul paigutuda kohakuti (joon. 7-14), mis puhul reaktiivmoment $M_r = 0$. Hammaste nihutamisel üksteise suhtes hakkab staatorile ja rootorile avalduma ühe- või teisesuunaline reaktiivmoment $M_r \neq 0$. Asünkroonmootorid, millel $Z_1 = Z_2$ ei saa selliste reaktiivmomentide tõttu käivitamisel pöörlema hakata (nõndanimetatud kleepumise nähtus), kuid rootori pöörlemisel tekivad pulseerivad momendid. Siin vaadeldavaid $Z_1 = Z_2$ puhul tekkivaid reaktiivmomente ei tohi segi ajada § 7-3 vaadeldud sünkroonmomentidega, sest viimased tekivad staatori- ja rootorivoolude poolt tekitatud magnetväljade kõrgemate harmooniliste vastastikusel toimel, samal ajal kui reaktiivmomendid tekivad isegi avatud rootorimähise puhul, kui vool selles puudub. Vajab märkimist, et $Z_1 = Z_2$ puhul tekkivat resulteerivat reaktiivmomenti võib uurete kallutamisega vähendada nullini.

Normaalsetel asünkroonmasinatel kujutavad Z_1 ja Z_2 endast küllaltki suuri, teineteisega mitte võrdseid ega ka teineteisega jaguvaid arve. Seetõttu on rootori üksikute hammaste asendid staatori hammaste suhtes erinevad ning summaarne reaktiivmoment võrdub nulliga või on sellele lähedane. Sellega seoses normaalsete asünkroonmasinate juures reaktiivmomente ei arvestata. Kuid mõningate eritüüpi elektrimasinate töö põhineb täielikult reaktiivmomentide toimel (vt. § 7-13, 22-4).

Kaheksas peatükk

ASÜNKROONMASINA RINGDIAGRAMM

8-1. RINGDIAGRAMMI PÕHJENDUS

Põhimõisteid. Asünkroonmasina koormuse muutumisel muutuvad selle primaarvoolu I_1 ja sekundaarvoolu I_2' suurus ja faas. Kui $U_1 = \text{const}$ ja $f = \text{const}$, siis on asünkroonmasina töörežiim ja koormuse suurus libistusega s üheselt määratud. Libistuse muutumisel piirides $+\infty$ kuni $-\infty$ joonistab vooluvektori I_1 otspunkt pideva kinnise kõvera, mida nimetatakse selle voolu geomeetriliseks kohakõveraks. Konstantsete parameetrite r_1, $x_{\sigma 1}$, r_2', $x_{\sigma 2}'$, r_M, x_M ja $U_1 = \text{const}$, $f_1 = \text{const}$ puhul on voolu I_1 vektorite otspunktide geomeetriliseks kohaks ringjoon, mida koos mõnede teiste geomeetriliste konstruktsioonidega nimetatakse asünkroonmasina ringdiagrammiks.

Ringdiagramm võimaldab määrata kõik masina tööreŽiimi iseloomustavad elektromagnetilised suurused libistuse igasugusel väärtusel ning annab ülevaatliku ettekujutuse nende suuruste muutumisest masina tööreŽiimi muutumisel. Seepärast on ringdiagrammil suur metoodiline väärtus. Peale selle on ringdiagrammil oluline praktiline väärtus asünkroonmasinate tööreŽiimide uurimisel niisugustel juhtudel, kui masina parameetreid võib pidada konstantseteks.

Asünkroonmasina ringdiagrammi olemasolu tõestas esimesena A. Heyland 1894. a. Hiljem arendasid asünkroonmasina ringdiagrammide ja geomeetriliste kohtade teooriat välismaa (A. Berend, A. Blondel, G. Osanna, R. Goldschmidt, E. Arnold, I. La Cour, O. Blohh jt.) ning kodumaa (K. A. Krug, M. P. Kostenko, B. I. Kuznetsov, G. N. Petrov, T. P. Gubenko jt.) teadlased.

Sekundaarahela takistussirge. Asünkroonmasina ringdiagrammi on sobiv vaadelda Γ-kujulise aseskeemi alusel (vt. joon. 6-7).

Uurime esialgu sekundaarvoolu I''_2 geomeetrilist kohta. Joonise 6-7 alusel

$$-\dot{I}''_2=\frac{\dot{U}_1}{Z_n}, \tag{8-1}$$

kus

$$Z_n=(\dot{c}_1r_1+\dot{c}_1^2r'_2)+j(\dot{c}_1x_{\sigma1}+\dot{c}_1^2x_{\sigma2})+\dot{c}_1^2\frac{1-s}{s}r'_2=$$

$$=\dot{c}_1^2Z'_{k2}+\dot{c}_1^2\frac{1-s}{s}r'_2=\dot{c}_1^2(r'_{k2}+jx'_{k2})+\dot{c}_1^2\frac{1-s}{s}r'_2. \tag{8-2}$$

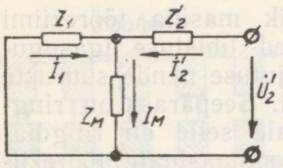
Siin

$$Z'_{k2}=\frac{\dot{r}_1}{\dot{c}_1}+r'_2+j\left(\frac{x_{\sigma1}}{\dot{c}_1}+x'_{\sigma2}\right)=\left(\frac{r_1}{c_1}\cos\gamma+r'_2-\frac{x_{\sigma1}}{c_1}\sin\gamma\right)+$$

$$+j\left(\frac{x_{\sigma1}}{c_1}\cos\gamma+x'_{\sigma2}+\frac{r_1}{c_1}\sin\gamma\right)=r_{k2}+jx_{k2} \tag{8-3}$$

kujutab endast asünkroonmasina sekundaarpoolelt mõõdetud lühisetakistust, mis on taandatud primaarmähisele. Tõepoolest, vastavalt skeemile joonisel 8-1

$$Z'_{k2}=Z'_2+\frac{Z_MZ_1}{Z_M+Z_1}=Z'_2+\frac{Z_1}{1+\frac{Z_1}{Z_M}}=Z'_2+\frac{Z_1}{\dot{c}_1}, \tag{8-4}$$



Joon. 8-1. Asünkroonmasina lühisetakistuse määramine, mõõdetuna sekundaarpoolelt

mis ühtib valemiga (8-3). Et $\dot{c}_1$ moodul on ligikaudu üks ja argument γ ligikaudu null, siis

$$Z'_{k2} \approx r_1 + r'_2 + j(x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}). \quad (8\text{-}5)$$

Suurus Z_k võrdub ligikaudu primaarpoolelt mõõdetud lühisetakistusega Z_{k1}.

Kujutame komplekstasandil (joon. 8-2, vasakpoolne veerand) võrrandi (8-2) järgi takistuse $Z'_{k2} = f(s)$ kompleksi.

Lõik

$$\dot{c}_1^2 x'_{k2} = c_1^2 x'_{k2} e^{-j2\gamma} = OA'$$

(joon. 8-2) on pikkusega $c_1^2 x'_{k2}$ ja pööratud imaginaarteljest kellaosuti liikumise suunas nurga 2γ võrra. Lõik

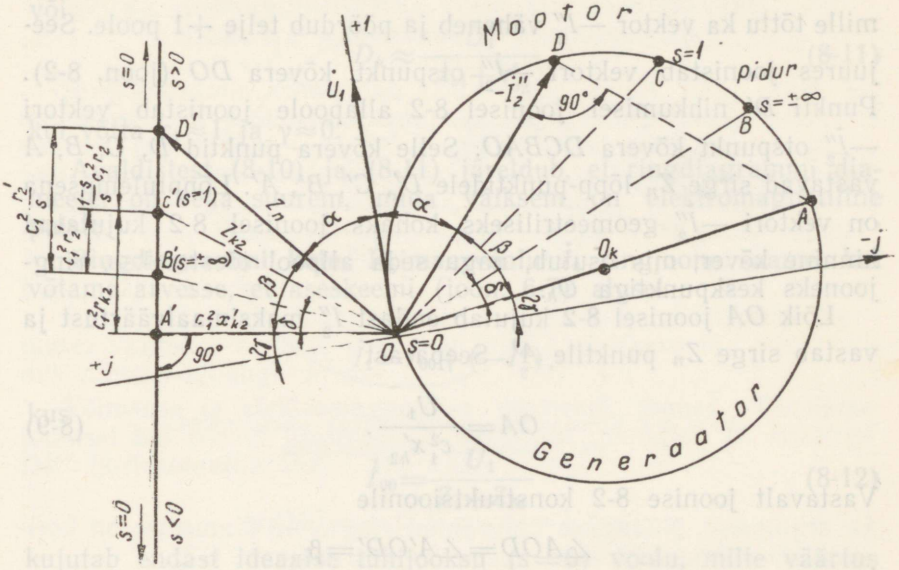
$$\dot{c}_1^2 r'_{k2} = c_1^2 r'_{k2} e^{-j2\gamma} = A'C'$$

on pikkusega $c_1^2 r'_{k2}$ ning pööratud reaalteljest kellaosuti liikumise suunas nurga 2γ võrra ja on risti lõiguga OA'. Lõigu $A'C'$ otspunkt C' vastab juhtumile $s=1$, sest $s=1$ puhul (8-2) viimane liige võrdub nulliga. Kui aga $s \neq 1$, siis võrrandi (8-2) viimane liige ei võrdu nulliga ja sellele vastav lõik $C'D'$ paigutatakse $0<s<1$ puhul lõigu $A'C'$ pikendusele, punktist C' ülespoole. Lõik OD' kujutab endast Z_n suurust [vt. avaldist (8-2)] mingil libistuse s väärtusel, mis asub piires $0<s<1$. Libistuse vähenemisel piires $s=1$ kuni $s=0$ nihkub punkt D' punktist C' ülespoole lõpmatuseni.

Libistuse suurenemisel piirides $s=1$ kuni $s=+\infty$ on võrrandi (8-2) viimane liige negatiivne ja paigutatakse punktist C' piki lõiku $C'A'$ allapoole. Punkt B vastab juhtumile $s=+\infty$, kui ka $s=-\infty$ ja asub ligikaudu lõigu $A'C'$ keskel.

Libistuse muutumisel negatiivsete väärtuste piirkonnas $s=-\infty$ kuni nullini jääb võrrandi (8-2) viimane liige negatiivseks ja kasvab absoluutväärtuselt $c_1^2 r'_2$-st kuni lõpmatuseni. Vektori Z_n otspunkt libiseb seejuures mööda sirget $C'A'$ punktist B' allapoole lõpmatuseni. Seega libistuse muutumisel piirides $-\infty \leqslant s \leqslant +\infty$ libiseb Γ-kujulise aseskeemi sekundaarahela takistuse

$$Z_n = z_n e^{j\alpha} \quad (8\text{-}6)$$



Joon. 8-2. Asünkroonmasina Γ-kujulise aseskeemi sekundaarahela takistussirge ja sekundaarvoolu kohakõver

otspunkt mõlemas suunas piki lõpmatut sirget $A'B'C'$ (joon. 8-2). Reaaltelje ja vektori Z_n vaheline nurk α on ka muutuv suurus.

Sekundaarvoolu ringjoon. Suuname primaarpinge U_1=const vektori piki reaaltelge (joon. 8-2). Vastavalt avaldistele (8-1) ja (8-6) on siis

$$-\dot{I}''_2=\frac{U_1}{z_n}e^{-j\alpha}. \tag{8-7}$$

Võrduse (8-7) alusel on vooluvektori $OD=-\dot{I}''_2$ moodul

$$I''=\frac{U_1}{z_n} \tag{8-8}$$

ja vektor on pööratud kellaosuti liikumise suunas reaaltelje suhtes nurga α võrra (joon. 8-2).

Seega vektor $-\dot{I}''_2$ on vektoriga Z_n suuruselt pöördvõrdeline ja asub reaaltelje suhtes vektori Z_n peegelkujutise suunas. Punkti D' nihkumisel (joon. 8-2) ülespoole z_n suureneb ja α väheneb,

mille tõttu ka vektor $-\dot{I}''_2$ väheneb ja pöördub telje $+1$ poole. Seejuures joonistab vektori $-\dot{I}''_2$ otspunkt kõvera DO (joon. 8-2). Punkti D' nihkumisel joonisel 8-2 allapoole joonistab vektori $-\dot{I}''_2$ otspunkt kõvera $DCBAO$. Selle kõvera punktid D, C, B, A vastavad sirge Z_n lõpp-punktidele D', C', B', A'. Lõpptulemusena on vektori $-\dot{I}''_2$ geomeetriliseks kohaks joonisel 8-2 kujutatud kinnine kõver, mis osutub, nagu seda allpool tõestatakse, ringjooneks keskpunktiga O_k.

Lõik OA joonisel 8-2 kujutab endast I''_2 maksimaalväärtust ja vastab sirge Z_n punktile A'. Seepärast

$$OA=\frac{U_1}{c_1^2 x'_{k2}}. \tag{8-9}$$

Vastavalt joonise 8-2 konstruktsioonile

$$\angle AOD=\angle A'OD'=\beta$$

ja

$$\cos\beta=\frac{OA'}{OD'}=\frac{c_1^2 x'_{k2}}{z_n}.$$

Lõigu OA projektsiooni suurus OD suunale on

$$OA\cos\beta=\frac{U_1}{c_1^2 x'_{k2}}\cdot\frac{c_1^2 x'_{k2}}{z_n}=\frac{U_1}{z_n}=I''_2,$$

s. o.

$$OA\cos\beta=OD$$

ja järelikult $\angle ODA=90°$. See kehtib igal s väärtusel ja punkti D mistahes asendis kinnisel kõveral $ODCBA$. Teisest küljest on teada, et ringjoone sisse joonestatud diameetrile toetuv nurk on täisnurk. Siit järeldub, et kõver $ODCBAO$ on ringjoon diameetriga OA, mida oligi vaja tõestada.

Voolu I''_2 ringjoonel on iseloomulikud punktid O, C ja B, mis vastavad libistustele $s=0$, 1 ja $\pm\infty$ ning jagavad ringjoone kolmeks, mootori, generaatori ja piduri töörežiimile vastavaks osaks.

Vastavalt avaldistele (8-3) ja (8-9) on ringdiagrammi diameeter vooluühikutes

$$D_k=\frac{U_1}{c_1^2 x_{k2}}=\frac{U_1}{c_1(x_{\sigma 1}\cos\gamma+r_1\sin\gamma+c_1 x'_{\sigma 2})} \tag{8-10}$$

või

$$D_k \approx \frac{U_1}{x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}}, \tag{8-11}$$

kui võtta $c_1 \approx 1$ ja $\gamma \approx 0$.

Avaldistest (8-10) ja (8-11) järeldub, et ringdiagrammi diameeter on seda suurem, mida väiksem on elektromagnetiline puiste.

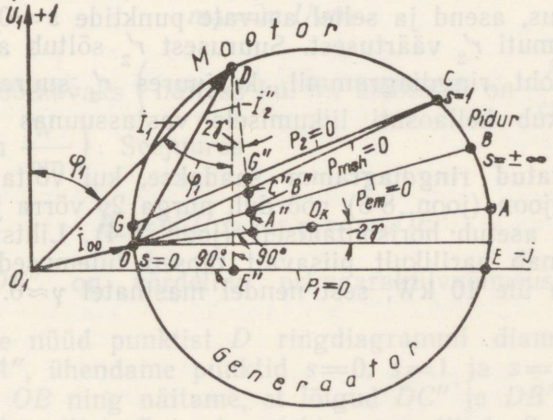
Ringdiagrammi kuju. Primaarvoolu $\dot{I}_1$ ringjoone saame, kui võtame arvesse, et aseskeemi (joon. 6-7) alusel

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{00} + (-\dot{I}''_2),$$

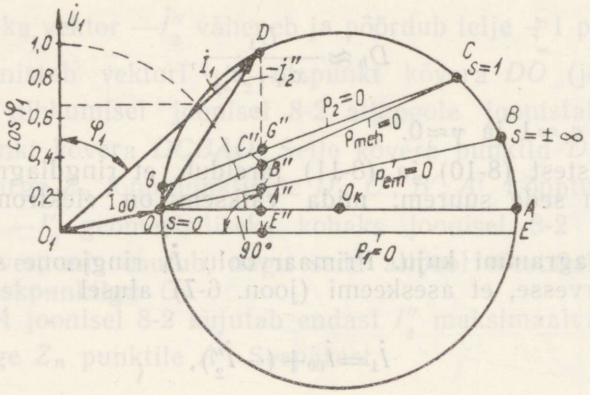
kus

$$\dot{I}_{00} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_M} \tag{8-12}$$

kujutab endast ideaalse tühijooksu ($s=0$) voolu, mille väärtus $U_1 = \text{const}$ ja $f_1 = \text{const}$ puhul ei muutu. Seepärast on vaja joonisel 8-2 koordinaatide alguspunkti nihutada suuruse $\dot{I}_{00}$ võrra, mille tulemusena saadakse joonisel 8-3 kujutatud täielik ringdiagramm. Seda diagrammi nimetatakse ka täpseks ringdiagrammiks, sest selles arvestatakse parandusteguri $\dot{c}_1$ moodulit



Joon. 8-3. Konstantsete parameetritega asünkroonmasina täpne ringdiagramm



Joon. 8-4. Konstantsete parameetritega asünkroonmasina lihtsustatud ringdiagramm

ja argumenti. Niisuguse diagrammi ringjoone diameeter on horisontaali suhtes pööratud nurga 2γ võrra (joon. 8-3).

Libistuse muutumisel punkt D ja vooluvektorite $\dot{I}_1$ ja $-\dot{I}_2''$ otspunktid libisevad ringdiagrammil (joon. 8-3) mööda ringjoont. Diagrammi piirkond ODC vastab asünkroonmasina mootori-, OAB — generaatori- ja CB — pidurirežiimile.

Nagu eeltoodust selgub, ei sõltu voolu I_{00}, diameetri D_k, nurga γ ja ringdiagrammi punkti $s=\pm\infty$ asukohta määrava takistuse $c_1^2(r'_{k2}-r'_2)$ väärtused suurusest r'_2. Seepärast ei sõltu voolu ringjoone suurus, asend ja sellel asuvate punktide $s=0$ ja $s=\pm\infty$ asukoht samuti r'_2 väärtusest. Suurusest r'_2 sõltub ainult punkti $s=1$ asukoht ringdiagrammil, kusjuures r'_2 suurenemisel see punkt nihkub kellaosuti liikumisele vastassuunas punkti $s=0$ poole.

Lihtsustatud ringdiagramm saadakse, kui võtta $\gamma=0$. Seejuures ringjoon (joon. 8-3) pöördub nurga 2γ võrra ja tema diameeter OA asetub horisontaalselt (joon. 8-4). Lihtsustatud diagramm annab harilikult piisavalt täpsed tulemused masinatele võimsusega üle 10 kW, sest nendel masinatel $\gamma\approx 0$.

8-2. ASÜNKROONMASINA TÖÖD ISELOOMUSTAVATE SUURUSTE MÄÄRAMINE RINGDIAGRAMMIST

Ringdiagramm võimaldab leida mitte ainult voole, vaid ka mitmesuguseid teisi asünkroonmasina töörežiimi iseloomustavaid suurusi (võimsused, pöördemomendid, kasutegur, libistus jne.). Selleks konstrueeritakse ringdiagrammile võimsuse- ja momendijooned, aga samuti ka libistuse, kasuteguri ja võimsusteguri skaalad. Neid skaalasid saab konstrueerida erinevatel viisidel. Allpool konstrueeritakse libistuse ja $\cos\varphi_1$ skaalad vastavalt ГОСТ 7217-59 soovitustele.

Ringdiagrammid joonestatakse faasivoolude väärtustele. Seejuures valitakse nendele vooludele kindel mõõtkava m_i, mis avaldub näiteks ühikuga A/cm.

Võimsuse ja elektromagnetilise momendi jooned. Tõmbame joonisel 8-3 teatud libistusele s vastavast punktist D ristsirge DE'' horisontaalile O_1E''. Siis lõik

$$m_iDE''=m_iO_1D\cos\varphi_1=I_1\cos\varphi_1 \tag{8-13}$$

kujutab endast primaarvoolu aktiivkomponenti. Seepärast suurus

$$m_1U_1m_iDE''=m_1U_1I_1\cos\varphi_1=P_1$$

võrdub võrgust tarbitava aktiivvõimsusega.

Nimetame suurust

$$m_p=m_1U_1m_i \tag{8-14}$$

võimsuse mõõtkavaks (näiteks kui m_i mõõtühik on $\frac{\text{A}}{\text{cm}}$, siis m_p mõõtühik on $\frac{\text{W}}{\text{cm}}$). Seejuures

$$P_1=m_1U_1I_1\cos\varphi_1=m_pDE'', \tag{8-15}$$

s. o. lõik DE'' on võrdeline primaaraktiivvõimsusega mõõtkavas m_p.

Tõmbame nüüd punktist D ringdiagrammi diameetrile OA ristsirge DA'', ühendame punktid $s=0$, $s=1$ ja $s=\pm\infty$ sirgetega OC ja OB ning näitame, et lõigud DC'' ja DB'' kujutavad masina mehaanilist P_{meh} ja elektromagnetilist P_{em} võimsust mõõtkavas m_p.

Tõepoolest, kolmnurgad ODA'', ODC'', ODB'' (joon. 8-3) on sarnased kolmnurkadega $OD'A'$, $OD'C'$, $OD'B'$ (joon. 8-2). Seepärast

$$\frac{DC''}{OD}=\frac{D'C'}{OD'},$$

millest

$$DC''=\frac{D'C'}{OD'}OD=\frac{\frac{1-s}{s}c_1^2r'_2\quad I''_2}{z_n}\cdot\frac{}{m_i}.$$

Korrutame selle seose vasakut ja paremat poolt suurusega m_p [vt. avaldis (8-14)] ja arvestame võrdust (8-8). Siis saame

$$m_pDC''=m_1c_1^2I''^2_2r'_2\frac{1-s}{s}=m_1I'^2_2r'_2\frac{1-s}{s},$$

s. o. vastavalt avaldisele (6-74)

$$P_{meh}=m_1I'^2_2r'_2\frac{1-s}{s}=m_pDC''. \qquad (8\text{-}16)$$

Vastavalt joonistele 8-2 ja 8-3 saame analoogiliselt

$$\frac{DB''}{OD}=\frac{D'B'}{OD'},$$

millest

$$DB''=\frac{D'B'}{OD'}OD=\frac{\frac{1-s}{s}c_1^2r'_2+c_1^2r'_2\quad I''_2}{z_n}\cdot\frac{}{m_i}=\frac{\frac{1}{s}c_1^2r'_2\quad I''_2}{z_n}\cdot\frac{}{m_i}.$$

Korrutame selle võrduse esimest ja viimast liiget suurusega m_p [vt. avaldis (8-14)] ja arvestame võrdust (8-8), siis saame

$$m_pDB''=m_1c_1^2I''^2_2r'_2\frac{1}{s}=m_1I'^2_2r'_2\frac{1}{s},$$

s. o. vastavalt võrrandile (6-71)

$$P_{em}=m_1I'^2_2\frac{r'_2}{s}=m_pDB''. \qquad (8\text{-}17)$$

Kooskõlas avaldistega (8-16), (8-17) ja (6-73)

$$m_p C''B'' = m_p (DB'' - DC'') = P_{em} - P_{meh} = p_{el\,2},$$

s. o. lõik $C''B''$ kujutab võimsuse mõõtkava elektrilist kadu sekundaarahelas:

$$p_{el\,2} = m_p C''B''. \tag{8-18}$$

Asünkroonmootori reaalse tühijooksu punkt G (joon. 8-3) asub mehaaniliste ja lisakadude olemasolu tõttu ideaalse tühijooksu punktist O pisut kõrgemal. Kui punktid G ja C ühendada sirgega, siis võib ligikaudselt arvestada, et lõik $G''C''$ määrab ära eelnimetatud kadude suuruse:

$$p_{meh} + p_{li} = m_p G''C'', \tag{8-19}$$

lõik DG'' aga kasuliku võimsuse väärtuse võllil:

$$P_2 = m_p DG''. \tag{8-20}$$

Ringdiagrammi punktidele G ja C annavad võrdused (8-19) ja (8-20) õiged väärtused $p_{meh} + p_{li}$ ja P_2 jaoks (mõlemas punktis $P_2 = 0$ ja punktis C kaod $p_{meh} + p_{li} = 0$, mis selgub füüsikalistest kaalutlustest). Libistuse s vahepealsetele väärtustele ei ole avaldised (8-19) ja (8-20) päris täpsed, sest kasuliku võimsuse P_2 joon tegelikult ei ole sirge. Kuid normaalsete töörežiimide piirkonnas asuvate s väärtuste puhul on viga tühine.

Seoses eeltooduga nimetatakse ringdiagrammi jooni O_1E, OB, OC ja GC samuti primaar-, elektromagnetilise, mehaanilise ja sekundaarvõimsuse joonteks ja tähistatakse vastavalt $P_1 = 0$, $P_{em} = 0$, $P_{meh} = 0$, $P_2 = 0$.

Generaatorirežiimile vastav diagrammi punkt D (joon. 8-3) asub allpool joont OB oleval ringjoone osal. Vastavate võimsuste lõike loetakse piki punktist D tõmmatud sirglõiguga OA ristiolevat sirget, kuni selle võimsuse jooneni. Võimsused P_{meh}, P_{em} ja P_2 muudavad märki, kui punkt D asub allpool abstsisstelge. Samal ajal aga ringjoone osadel abstsisstelje ja punktide O ja B vahel $P_1 > 0$. See tähendab, et vastavatel režiimidel on võllile antav võimsus P_2 ebapiisav masina kadude katmiseks töötamisel generaatorirežiimis ja need kaod kaetakse osaliselt võrgust tarbitava võimsuse P_1 arvel.

Lihtsustatud ringdiagrammis (joon. 8-4) asetub joon DA'', millelt loetakse võimsusi P_{em}, P_{meh} ja P_2, vertikaalselt ja ühtib võimsuse P_1 väärtust määrava joonega DE''.

Kuivõrd elektromagnetiline võimsus P_{em} on võrdeline elektromagnetilise momendiga M, siis lõigud DB'' joonistel 8-3 ja 8-4 määravad samuti M väärtuse, mistõttu sirget OB nimetatakse ka elektromagnetilise momendi jooneks. Seejuures

$$M = m_m DB'', \tag{8-21}$$

kus

$$m_m = \frac{m_p}{\Omega_1} = \frac{pm_p}{2\pi f_1} = \frac{pm_1 U_1 m_i}{2\pi f_1} \tag{8-22}$$

on momendi mõõtkavaks SI süsteemi ühikutes $\left(\text{näiteks } \frac{\text{N}\cdot\text{m}}{\text{cm}}\right)$. Kui on soovitav avaldada M kilogramm-meetrites, tuleb (8-22) paremat poolt jagada veel konstandiga 9,81.

Võimsusteguri $\cos\varphi_1$ skaala. Tõmbame punktist O_1 (joon. 8-4) kui tsentrist sobiva raadiusega (näit. 10 cm) ringjoone ja konstrueerime vertikaalteljele $\cos\varphi_1$ skaala, võttes selle telje ja mainitud ringjoone lõikepunktis $\cos\varphi_1 = 1$. Kanname selle ringjoone lõikepunkti vooluvektoriga I_1 või selle pikendusega vertikaalteljele ja loeme $\cos\varphi_1$ suuruse antud voolu väärtuse puhul, s. o. ringdiagrammi antud punkti jaoks.

Libistuse skaala. Tõmbame (joon. 8-5) läbi ringjoone punkti B ($s = \pm\infty$) puutuja BR, mis on risti raadiusega O_kB. Läbi mingi vabalt valitud punkti L sirgel OB tõmbame sirgele BR rööpsirge LQ. Punkt Q on määratud sirge LQ ja punkti C ($s = 1$) läbiva sirge BQ lõikepunktina. Näitame, et sirge LQ kujutab endast libistuse skaalat.

Tõmbame ringjoone mingist punktist D ristsirge DA'' diameetrile OA ja läbi punkti O tõmbame ringjoonele puutuja OT, mis on rööbiti sirgega DA''.

Vastavalt ülaltoodule on lõikude suhe (joon. 8-5)

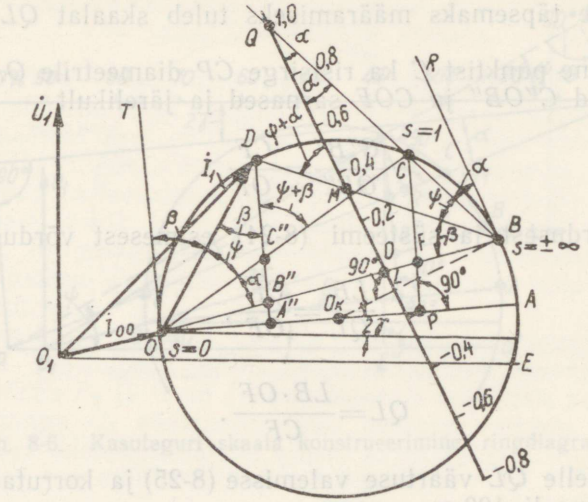
$$\frac{C''B''}{DB''} = \frac{p_{el2}}{P_{em}} = \frac{sP_{em}}{P_{em}},$$

s. o.

$$s = \frac{C''B''}{DB''}. \tag{8-23}$$

Vaatleme joonisel 8-5 esinevaist joontest moodustunud kolmnurki.

Järgmised nurgad on võrdsed kui ringjoone ühistele osadele toetuvad nurgad: $\angle C''OB'' = \angle QBR = \alpha$, $\angle DBO = \angle TOD = \beta$, $\angle DOC = \angle DBC = \psi$. Peale selle on omavahel võrdsed järgmised nurgad kui põiknurgad: $\angle TOD = \angle ODA'' = \beta$, $\angle RBQ =$



Joon. 8-5. Libistuse skaala konstrueerimine ringdiagrammil

$=\angle LQB=\alpha$, $\angle RBM=\angle BML=\psi+\alpha$. Selle tõttu on ka järgmised kolmnurgad sarnased: $\triangle C''OB''\sim\triangle BQL$, $\triangle DOB''\sim\sim\triangle MBL$ ja

$$\left.\begin{aligned}\frac{C''B''}{OB''}&=\frac{LB}{QL};\\ \frac{OB''}{DB''}&=\frac{ML}{LB}.\end{aligned}\right\}\qquad(8\text{-}24)$$

Korrutades need suhted omavahel ja arvestades võrdust (8-23) saame

$$s=\frac{ML}{QL}.\qquad(8\text{-}25)$$

Seega määratakse libistus ringdiagrammi antud punktis D sealt punkti B tõmmatud kiirega BD sirgel QL eraldatava lõigu ML suhtega lõigu QL pikkusesse. Diagrammi punktis O $ML=0$, punktis C aga $ML=QL$. Järelikult punktis L $s=0$, punktis Q aga $s=1$. Vastavalt sellele võib sirgele QL kanda libistuse skaala. Skaalat QL võib endaga rööbiti nihutada ja niiviisi mõõtkava muuta. Näiteks normaaltöörežiimidele vastavate väikeste

s väärtuste täpsemaks määramiseks tuleb skaalat QL nihutada vasemale.

Tõmbame punktist C ka ristsirge CP diameetrile OA. Siis on kolmnurgad $C''OB''$ ja COF sarnased ja järelikult

$$\frac{C''B''}{OB''}=\frac{CF}{OF}.$$

Sellest võrdusest ja süsteemi (8-24) esimesest võrdusest järgneb, et

$$\frac{LB}{QL}=\frac{CF}{OF},$$

millest

$$QL=\frac{LB\cdot OF}{CF}.$$

Asetades selle QL väärtuse valemisse (8-25) ja korrutades (8-25) mõlemaid pooli 100-ga, saame

$$s_{\%}=ML\frac{100\cdot CF}{LB\cdot OF}.$$

Oletame, et kõiki lõike mõõdetakse sentimeetrites. Siis järeldub viimasest võrdusest, et lõigu ML pikkus annab libistuse protsentides, kui valida

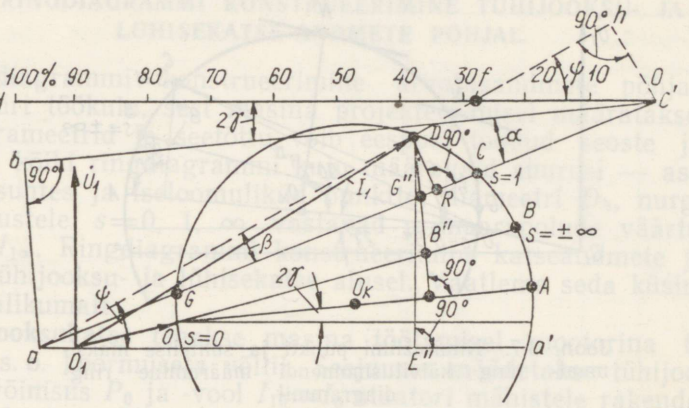
$$LB=100\frac{CF}{OF}. \qquad (8\text{-}26)$$

Samasugust soovitust sisaldab ka ГОСТ 7217-59.

Kasuteguri skaala. Teeme ringdiagrammil (joon. 8-6) järgmised konstruktsioonid: 1) pikendame võllil arendatava kasuliku võimsuse joont vasemale kuni lõikumiseni horisontaalteljega või selle pikendusega punktis a ja paremale kuni mingi punktini c'; 2) tõmbame diameetriga OA paralleelse joone $c'b$ ja horisontaalteljega paralleelse joone $c'd$; 3) tõmbame ristsirged punktist a joonele bc' ja mingist punktist D ringdiagrammil joonele ac'; 4) tõmbame punktist a läbi punkti D sirge ja joonestame talle punktist c' ristsirge $c'h$.

Lõik DE'' kujutab mootori primaarvõimsust P_1, lõik DG'' aga kasulikku võimsust P_2. Seepärast kasutegur

$$\eta=\frac{DG''}{DE''}.$$



Joon. 8-6. Kasuteguri skaala konstrueerimine ringdiagrammil

Joonisel 8-6 on kolm sarnaste kolmnurkade paari: 1) $\triangle DG''R \sim \triangle c'ab$, sest $\angle ac'b = \angle DG''R = \alpha$ kui ristuvate haaradega nurgad; 2) $\triangle DRa \sim \triangle c'ha$, sest $\angle DaR = \beta$ on neil ühine; 3) $\triangle DE''a \sim \triangle c'hf$, sest $\angle DaE'' = \angle c'fh = \psi$ kui paralleelsete sirgete aa' ja dc' kaasnurgad.

Nende kolmnurkade sarnasusest tulenevad suhted:

$$\frac{DG''}{DR} = \frac{ac'}{bc'}; \quad \frac{DR}{Da} = \frac{hc'}{ac'}; \quad \frac{Da}{DE''} = \frac{c'f}{hc'}.$$

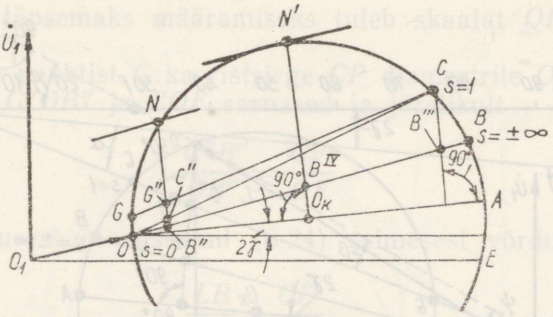
Korrutades need suhted, saame

$$\eta = \frac{DG''}{DE''} = \frac{c'f}{bc'}. \tag{8-27}$$

Seepärast, kui konstrueerimisel võtta lõik $dc' = bc'$ ja lugeda teda 100%, siis lõik $c'f$ määrab kasuteguri suuruse. Kasuteguri maksimaalväärtus määratakse ringjoone puutujaga punktist a kuni lõikumiseni skaalaga $c'd$.

Nimirežiimile vastav tööpunkt, ülekoormatavus ja suhteline käivitusmoment. Mootori nimitöörežiimile vastava punkti N leiame ringdiagrammil (joon. 8-7), kui tõmbame kasuliku võimsuse joonest GC risti diameetriga OA lõigu

$$NG'' = \frac{P_N}{m_p}.$$



Joon. 8-7. Nimirežiimi punkti ja suhtelise maksimaal- ning käivitusmomendi määramine ringdiagrammil

Samas suunas võib kanda ka mehaanilise võimsuse joonest OC lõigu

$$NC'' = \frac{P_N + p_{meh} + p_{li}}{m_p}.$$

Analoogilisel viisil võib leida ringdiagrammil ükskõik millistele etteantud võimsuse väärtustele vastavad punktid.

Lõik NB'' joonisel 8-7 võrdub momendi mõõtkavas elektromagnetilise momendiga nimirežiimil M_N, lõik CB''' aga käivitusmomendiga M_n, kui käivitamisel $U_1 = U_N$. Maksimaalne elektromagnetiline moment M_m määratakse lõigu $N'B^{IV}$ suurusega, mille leiame, kui tõmbame ringjoonele lõiguga OB paralleelse puutuja ja puutepunktist N' tõmbame ristsirge diameetrile OA. Mootori ülekoormatavus momendiga ehk suhteline maksimaalmoment

$$k_m = \frac{M_m}{M_N} = \frac{N'B^{IV}}{NB''} \qquad (8\text{-}28)$$

ja suhteline käivitusmoment

$$k_n = \frac{M_n}{M_N} = \frac{CB'''}{NB''}. \qquad (8\text{-}29)$$

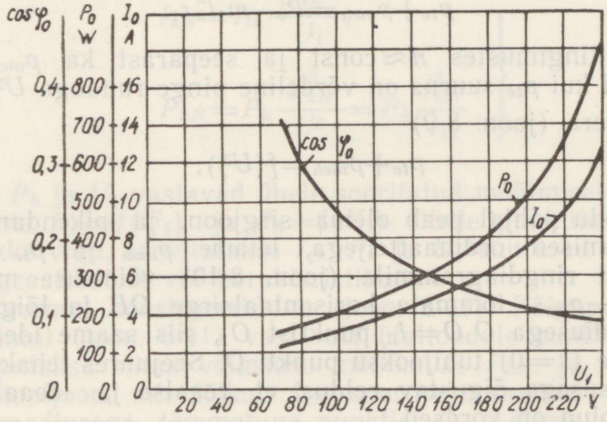
8-3. RINGDIAGRAMMI KONSTRUEERIMINE TÜHIJOOKSU- JA LÜHISEKATSE ANDMETE PÕHJAL

Ringdiagrammi konstrueerimine arvutusandmete põhjal ei nõua suurt töökulu, sest masina projekteerimisel määratakse ka selle parameetrid ja seetõttu võib eespool toodud seoste järgi arvutada kõiki ringdiagrammi kuju määravaid suurusi — asendi telgede suhtes ja iseloomulikud punktid, diameetri D_k, nurga γ ja libistustele $s=0$, 1, ∞ vastavad primaarvoolude väärtused I_{00}, I_{1k}, $I_{1\infty}$. Ringdiagrammi konstrueerimine katseandmete järgi toimub tühijooksu- ja lühisekatse alusel. Vaatleme seda küsimust üksikasjalikumalt.

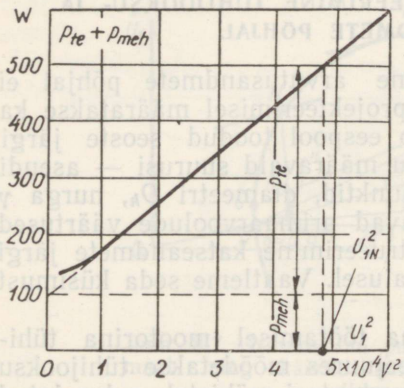
Tühijooksukatse tehakse masina töötamisel mootorina tühijooksul, s. o. koormuseta võllil. Seejuures mõõdetakse tühijooksu primaarvõimsus P_0 ja -vool $I_{10}=I_0$ staatori mähistele rakendatud erinevatel pinge U_1 väärtustel (siin peetakse silmas faasisuurusi U_1 ja I_0). Nende andmete alusel arvutatakse

$$\cos\varphi_0=\frac{P_0}{m_1 I_{10} U_1}$$

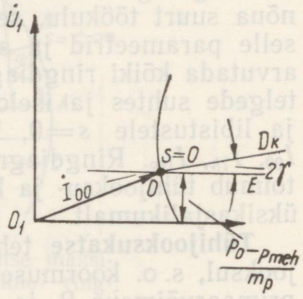
ning esitatakse suurused P_0, I_0 ja $\cos\varphi_0$ kõverate kujul funktsioonina U_1-st (joon. 8-8). Märgime, et normaalsetel seeriavii-



Joon. 8-8. Asünkroonmootori tüüp A 71-6 võimsusega 14 kW, 220/380 V, 51,0/29,6, $\cos\varphi=0{,}93$, $\eta=87\%$ tühijooksukarakteristik



Joon. 8-9. Asünkroonmootori magnetilise ja mehaanilise kao eraldamine



Joon. 8-10. Punkti $s=0$ leidmine ringdiagrammil

siliselt toodetavail asünkroonmootoritel $U_1=U_N$ puhul vool $I_0=(0{,}25\ldots0{,}5)\ I_{1N}$ ja $\cos\varphi_0=0{,}09\ldots0{,}18$.

Reaalsel tühijooksul $s\neq0$ ja seetõttu tuleb leida ideaalse tühijooksu $s=0$ punkt.

Lahutades võimsusest P_0 elektrilise kaovõimsuse primaarmähises p_{el1}, leiame igale pinge U_1 väärtusele magnetilise p_{te} ja mehaanilise kaovõimsuse p_{meh} summa:

$$p_{te}+p_{meh}=P_0-m_1I_0^2r_1.$$

Katse tingimustes $n\approx$const ja seepärast ka $p_{meh}=$const, samal ajal kui p_{te} suurus on võrdeline pinge ruuduga U_1^2. Joonistanud kõvera (joon. 8-9)

$$p_{te}+p_{meh}=f(U_1^2),$$

mis eeltoodu põhjal peab olema sirgjoon, ja pikendanud seda kuni lõikumiseni ordinaatteljega, leiame p_{meh} ja p_{te} $U_1=U_N$ jaoks. Kui ringdiagrammile (joon. 8-10) võimsuse mõõtkavas kanda P_0-p_{meh}, tõmmata horisontaalsirge OE ja lõigata seda sirget raadiusega $O_1O=I_0$ punktist O_1, siis saame ideaalse või sünkroonse ($s=0$) tühijooksu punkti O. Seejuures tehakse ennast suure täpsusega õigustav eeldus, et reaalse ja ideaalse tühijooksu voolud on võrdsed.

Märgime, et väikese U_1 puhul kõver $p_{te}+p_{meh}$ (joon. 8-9) võib kalduda sirgest ülespoole, sest väikeste pingete puhul moodustab mehaaniline kadu mootorile suhteliselt suure koormuse

ja seetõttu suureneb tunduvalt libistus. Seejuures muutub elektriline kadu rootori mähises suuruselt märgatavaks; ülaltoodud konstruktsioonides loeti see võrdseks nulliga. See kõvera osa tuleb ekstrapoleerimisel kõrvale jätta.

Tühijooksul võrdub faasinihe E_1 ja I_0 vahel suure täpsusega 90°. Seepärast [vt. joon. 6-8]

$$\sin\gamma=\frac{I_0 r_1}{U_1}$$

ja

$$\sin 2\gamma=\frac{2I_0 r_1}{U_1}. \qquad (8\text{-}30)$$

Seos (8-30) võimaldab määrata diameetri OA suuna (joon. 8-10).

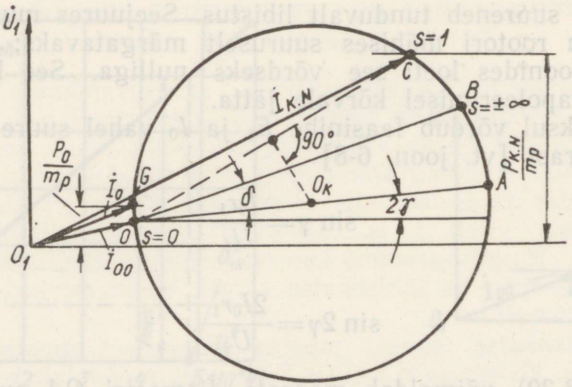
Lühisekatse tehakse lühistatud sekundaarmähise ja pidurdatud rootoriga, milleks rootori võll vajalikul viisil kinnitatakse. Seejuures mõõdetakse primaarvõimsust P_k ja primaarset faasivoolu I_{1k} primaarpinge U_1 mitmel erineval väärtusel. Konstantsete parameetrite puhul on sõltuvus $I_{1k}=f(U_1)$ sirgjoon, sõltuvus $P_k=f(U_1)$ ruutparabool, aga $\cos\varphi_k=\text{const}$.

Suurte voolude tekke ja mähiste ülekuumenemise vältimiseks tehakse lühisekatse õppelaboratooriumides harilikult madalamal pingel, nii et $I_{1k}\leqslant(1{,}0\ldots1{,}2)I_{1N}$. Nimipingel on lühisevoolu ja -võimsuse väärtus:

$$\left.\begin{aligned} I_{kN}&=I_{1k}\frac{U_{1N}}{U_1};\\ P_{kN}&=P_k\frac{U_{1N}^2}{U_1^2}=P_k\frac{I_{kN}^2}{I_{1k}}, \end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}31)$$

kus I_{1k}, P_k ja U_1 vastavad ühele sooritatud mõõtmisele või karakteristikute $I_{1k}=f(U_1)$ ja $P_k=f(U_1)$ ühele punktile. Et vältida juhuslikke vigu, soovitatakse I_{1k}, P_k ja U_1 suurused võtta vastavatest graafikutest või karakteristikutest.

Diagrammi konstrueerimine (joon. 8-11). Kõigepealt leitakse diagrammil (joon. 8-11) vastavalt ülaltoodule punkt $s=0$. Seejärel kantakse sinna võimsuse mõõtkavas P_{kN} ja tõmmatakse horisontaaljoon, mis lõikub I_{kN} suurusele vastava voolu mõõtkavas raadiusega, tõmmatuna punktist O_1. Lõikepunkt C annab seejuures ringdiagrammi punkti $s=1$. Ühendades punktid O ja C sirgega, tõmbame ringjoone kõõlu keskelt ristsirge. Selle ristsirge lõikepunkt diameetri OA suunaga määrab ringjoone kesk-



Joon. 8-11. Ringdiagrammi konstrueerimine katseandmete järgi

punkti O_k. Pärast seda võib joonistada voolu ringjoone raadiusega O_kO.

Vastavalt joonisele 8-2 määratakse nurk δ diameetri OA ja elektromagnetilise võimsuse joone OB vahel võrdusega

$$\operatorname{tg}\delta=\frac{c_1^2 r_{k2}-c_1^2 r'_2}{c_1^2 x_{k2}}$$

või avaldiste (8-3) ja (8-10) põhjal

$$\operatorname{tg}\delta=\frac{m_i D_k (c_1 r_1 \cos\gamma - c_1 x_{\sigma 1}\sin\gamma)}{U_1}\approx\frac{m_i D_k r_1}{U_1}. \qquad (8\text{-}32)$$

Siin peetakse silmas, et diameeter D_k on avaldatud pikkusühikutes.

ГОСТ 7217-59 järgi tõmmatakse sirge OB (joon. 8-11) diameetrile OA nurga δ all, mis määratakse ligikaudse võrdusega (8-32).

Reaalse tühijooksu punkti G ringdiagrammil saame, kui kanname horisontaalteljelt tühijooksuvõimsuse P_0 väärtuse $U_1=U_N$ puhul võimsuse mõõtkavas ja tõmbame horisontaaljoone kuni lõikumiseni ringjoonega (joon. 8-11). Sellega lõpeb ringdiagrammi ehitamine ja võib alustada otsitavate suuruste määramist vastavalt § 8-2 kirjeldatule.

8-4. TÄPSUSE HINDAMINE JA RINGDIAGRAMMI KASUTAMINE

Nagu juba märgiti, on ringdiagramm õige ainult masina parameetrite konstantsuse tingimusel. Töörežiimi muutmisel need parameetrid tegelikult muutuvad, sest:
1) voolude suurenemisel mähistes suureneb puistevoogude suurenemise tõttu hambapeade ja hammaste küllastus, mille tulemusena puisteinduktiivtakistused $x_{\sigma 1}$ ja $x'_{\sigma 2}$ vähenevad; 2) libistuse ja sekundaarvoolu sageduse suurenemisel suureneb pinnaefekti mõjul r'_2, $x'_{\sigma 2}$ aga väheneb.

Pinnaefekti mõju $f_1=50$ Hz puhul muutub märgatavaks libistuse vahemikus $0<|s|<1$ ja seda tuleb arvestada, kui rootori lühis- ja faasimähise vaskvarraste kõrgus on üle 10 mm, alumiiniumvarraste kõrgus aga üle 16 mm. Normaalsetel lühisrootoriga asünkroonmootoritel võimsusega üle 1 kW valitakse käivitusmomendi suurendamise eesmärgil (vt. § 7-2) varraste kõrgus alati nendest mõõtmetest suurem. Faasirootoriga mootoritel võimsusega üle 100 kW tehakse rootorimähis varrastest ja varraste mõõtmed on seejuures samuti eeltoodutest suuremad. Seepärast tuleb normaalsetes asünkroonmasinates enamikul juhtudel arvestada pinnaefekti märgatavat mõju.

Hambatsooni küllastuse mõju normaalsetes asünkroonmasinates hakkab märgatavalt avalduma $I>(1{,}5\ldots 2)I_N$ puhul. Lahtiste uurete korral on see mõju väiksem kui poollahtiste või poolkinniste puhul. Sõltuvalt uurete kujust vähenevad puisteinduktiivtakistused võrreldes nende väärtustega $I=I_N$ puhul lühisel $U_1=U_{1N}$ juures 1,15 ... 1,4 korda. Kriitilisel libistusel on $I=(2{,}5\ldots 3{,}5)I_N$, $x_{\sigma 1}+x'_{\sigma 2}$ aga 1,1 ... 1,2 korda väiksem kui $I=I_N$ korral.

Seoses esitatuga tuleb märkida, et parameetrid on konstantsed ainult äärmiselt väikeste asünkroonmootorite puhul võimsusega kuni 200 W, sest nendes masinates on küllastus ja varraste mõõtmed väikesed. Normaalsetes asünkroonmasinates on aga parameetrid praktiliselt konstantsed ainult nimi- või sellele lähedaste töörežiimide puhul, kui $I\leqslant(1{,}0\ldots 1{,}5)I_N$ ja $s\leqslant 0{,}05\ldots$ ... 0,08. Seepärast on ringdiagramm neile masinaile õige ainult normaalsete töörežiimide piirkonnas.

Uute asünkroonmasinate tüüpteimimise programmi kuulub elektrimasinatehastes garanteeritud väärtuste kontrollimine: 1) η, $\cos\varphi_1$ ja s nimikoormusel; 2) maksimaalmoment ja 3) lühisrootoriga mootorite puhul käivitusmoment ja -vool $U_1=U_N$ puhul. Nii teimitakse uue masinaseeria esimesi ja muudetud konstruktsiooniga masinaid, aga samuti perioodiliselt ka pidevalt toode-

tava seeria üksikuid masinaid. Mootoritele võimsusega $P_N \leqslant 100$ kW nõuab ГОСТ 7217-59 näidatud suuruste vahetut määramist vastavatest katsetest, masinatele võimsusega $P_N > 100$ kW lubatakse aga neid suurusi määrata ka ringdiagrammide abil, mis konstrueeritakse vastavalt § 8-3 toodule.

Kasuteguri, $\cos\varphi_1$ ja s määramiseks $P = P_N$ puhul konstrueeritakse ringdiagramm tühijooksu- ja lühisekatse andmete alusel kuni $I_{1k} = I_{1N}$. Viimase katse andmed arvutatakse ümber pingele $U_1 = U_N$ (vt. § 8-3).

Kui rootori varraste mõõtmed on ülalnäidatutest suuremad, tehakse lühisekatse sagedusel $f_1 \approx 5$ Hz, et vältida pinnaefekti mõju mootori parameetritele. Seejuures arvutatakse katseandmed ümber sagedusele $f_1 = f_{1N} = 50$ Hz.

Täpsemate tulemuste saamiseks näeb ГОСТ 7217-59 ette kasuteguri määramist mitte kasuteguri skaalalt, vaid üksikute kadude järgi arvutusega. Seejuures määratakse ringdiagrammist ainult suurused P_1, I_1 ja s, p_{meh} ja p_{te} leitakse aga $U = U_{1N}$ puhul tühijooksukatse andmetest, nagu näidati § 8-3. Arvutanud elektrilise kao primaarmähises

$$p_{el1} = m_1 I_1^2 r_1,$$

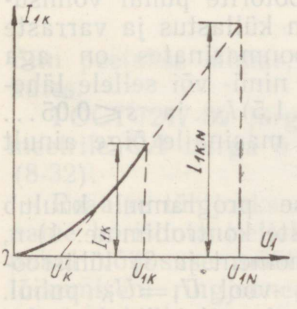
leiame elektromagnetilise võimsuse

$$P_{em} = P_1 - p_{el1} - p_{te}$$

ja elektrilise kao sekundaarahelas

$$p_{el2} = sP_{em}.$$

Nimikoormusel võetakse lisakaod võrdseks suurusega $0{,}005\,P_1$, teiste koormuste jaoks aga arvutatakse ümber võrdeliselt primaarvoolu ruuduga. Seejärel arvutatakse kasutegur valemi (6-77) järgi.



Joon. 8-12. Asünkroonmootori lühisekarakteristik

M_m määramiseks tehakse lühisekatse $I_{1k} = (2{,}3 \ldots 3{,}0) I_{1N}$ puhul, vajaduse korral aga ka $f_1 = 5$ Hz juures, kusjuures andmed arvutatakse ümber pingele $U_1 = U_{1N}$ ja sagedusele $f_1 = f_{1N}$ niisamuti nagu eelmisel juhtumilgi. Täpsemad näpunäited ringdiagrammide konstrueerimiseks kõikide nende juhtumite jaoks on toodud ГОСТ 7217-59.

Algkäivitusmomendi ja -käivitusvoolu määramiseks tehakse lühisekatse nimisagedusel kuni $I_{1k} = (2{,}5 \ldots 3) I_{1N}$ ja

joonestatakse karakteristik $I_{1k}=f(U_1)$ (joon. 8-12). Kui see karakteristik on küllastuse tõttu mittelineaarne, tõmmatakse sirge, mis on puutujaks ülesvõetud karakteristiku ülemisele osale ja eeldatakse et edasisel I_1 suurenemisel karakteristik jätkub piki seda sirget (kriipsjoon — joon. 8-12). I_{1k} suurus $U_1=U_{1N}$ puhul määratakse (vt. joon. 8-12) valemiga

$$I_{1kN}=\frac{U_{1N}-U'_k}{U_{1k}-U'_k}I_{1k}, \tag{8-33}$$

lühisevõimsus $U_1=U_{1N}$ puhul aga valemiga

$$P_{1kN}=\left(\frac{U_{1N}-U'_k}{U_{1k}-U'_k}\right)^2 P_{1k}=\left(\frac{I_{1kN}}{I_{1k}}\right)^2 P_{1k}, \tag{8-34}$$

kus P_{1k} väärtus vastab voolule I_{1k}.

Alg-käivitusmoment $U_1=U_{1N}$ puhul.

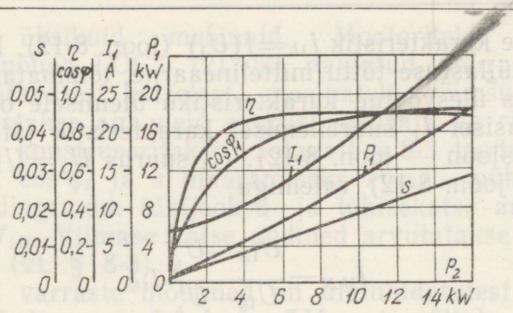
$$M_{nN}=\left(\frac{I_{1kN}}{I_{1k}}\right)^2 M_k, \tag{8-35}$$

kus M_k on lühisekatse $I_1=I_{1k}$ puhul mõõdetud või arvutatud momendi väärtus. M_k arvutuslik väärtus määratakse elektromagnetilise võimsuse järgi lühisekatsel, milleks P_{1k}-st lahutatakse kaod primaarmähises ja teraseskadu $U_1=U_{1k}$ korral.

8-5. ASÜNKROONMOOTORI TÖÖKARAKTERISTIKUD

Asünkroonmootori töökarakteristikuteks nimetatakse tarbitava võimsuse P_1, primaarvoolu I_1, võimsusteguri $\cos\varphi_1$, võllile rakendatava momendi M_2, libistuse s ja kasuteguri η sõltuvust kasulikust võimsusest P_2 nimipinge ja -sagedusega töötamisel. Töökarakteristikud võimaldavad leida kõiki põhisuurusi, mis määravad mootori töörežiimi mitmesugustel koormustel. Neid karakteristikuid võib joonestada arvutusandmete järgi mootori projekteerimisel, mootori vahetu koormamise andmetest või tühijooksu- ja lühisekatse andmete alusel ehitatud ringdiagrammist.

Ringdiagrammi kasutamisel anname ette rea võimsuse väär-



Joon. 8-13. 15-kW võimsusega asünkroonmootori töökarakteristikud

tusi võllil, näiteks $P_2=0{,}25P_N$, $0{,}5P_N$, $0{,}75P_N$, P_N, $1{,}25P_N$, ja vastavalt § 8-2 toodule leiame neile võimsustele vastavad punktid ringdiagrammil, mille järel võib ringdiagrammi abil leida kõik mootori tööd iseloomustavad vajalikud suurused. Kui on teada mootori parameetrid, siis võib kasutada aseskeemi. Andnud libistusele ette mõned väärtused selle muutumise oodatavas piirkonnas, võib alguses arvutada voolud, seejärel aga eelmistes peatükkides toodud seoste järgi ka kõik teised suurused.

Joon. 8-13 on kujutatud 15 kW võimsusega asünkroonmootori töökarakteristikud. Kui $P_2=0$, siis I_1 ja $\cos\varphi_1$ väärtused vastavad tühijooksurežiimile.

Üheksas peatükk

LÜHISROOTORIGA ASÜNKROONMOOTOR VOOLU VÄLJATÕRJEGA ROOTORIMÄHISEST

9-1. SÜGAVUURETEGA MOOTORID

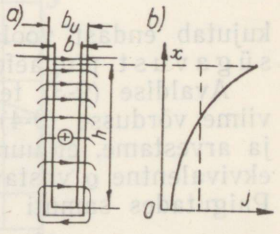
Ehitus ja töötamispõhimõte. Paragrahvist 7-2 selgus, et hea kasuteguri saamiseks peab asünkroonmootoril olema väike libistus ($s_N \approx 0{,}02 \ldots 0{,}05$), millele vastavalt peaks rootorimähiste aktiivtakistus r_2 olema küllalt väike. Kuid sealsamas selgus ka, et rootorimähise niisuguse väikese takistusega mootori käivitusmoment on tunduvalt väiksem nimimomendist. See välistab niisuguste lühisrootoriga mootorite käivitusvõimaluse nimikoormusel, aga lisaks võib magnetvälja kõrgemate harmooniliste mõjul esinev momendikõvera moonutus käivitust raskendada juba suhteliselt väikesel koormusel. Küllaldase käivitusmomendi tagami-

seks on järelikult tingimata vaja r_2 suurendada. Seega tekib vajadus valmistada niisuguseid lühisrootoriga asünkroonmootoreid, mille rootorimähise aktiivtakistus oleks käivitusel küllalt suur ja väheneks üleminekul normaaltöörežiimile. Seda ülesannet lahendatakse voolu väljatõrje (pinnaefekti) nähtuse kasutamisega erikonstruktsiooniga rootorimähistes.

Üks niisuguste mootorite esindaja on sügavuuretega rootoriga mootor (joon. 9-1, *a*) kõrgete (30...60 mm) varrastega oravikmähisega. Voolu väljatõrje oravikmähise varrastes toimub uurde puistevoogude $\Phi_{\sigma u}$ poolt indutseeritavate elektromotoorjõudude mõjul. Varrast (joon. (9-1, *a*) võib kujutleda koosnevana suurest hulgast rööbiti lülitatud niitidest. Alumised niidid ahelduvad voo $\Phi_{\sigma u}$ jõujoonte suurema, ülemised niidid aga väiksema hulgaga. Käivitamisel, kui rootorivoolu sagedus on suur ($f_2=f_1$), indutseeritakse varda alumistes niitides suurem endainduktsiooni elektromotoorjõud kui ülemistes ning voolutihedus jaotub juhtme kõrguse ulatuses üsna ebaühtlaselt (joon. 9-1, *b*). Samuti võib öelda, et niisugune ebaühtlane voolujaotus on tingitud varda alumiste niitide suuremast induktiivtakistusest, võrreldes ülemistega. Seega tõrjutakse varda vool selle ülemistesse kihtidesse, mis oma olemuselt ongi pinnaefekti avaldumisvormiks ferromagnetilisse keskkonda sängitatud juhtmetes.

Voolu väljatõrje ehk pinnaefekti toimel suureneb mootori käivitamisel varda aktiivtakistus. Veidi lihtsustatult võib kujutada, et käivitamisel töötab ainult varda ülemine osa ning sellega varda töötav ristlõige väheneb. Voolu väljatõrje tõttu väheneb samaaegselt ka varda puisteinduktiivtakistus, sest voog $\Phi_{\sigma u}$ varda alumise osa voolu vähenemise tõttu väheneb. Varda aktiivtakistuse r_v suurenemise ning puistetakistuse x_v vähenemise tõttu väheneb käivitamisel pöördvälja poolt vardas indutseeritava elektromotoorjõu ning varda voolu vaheline faasinihkenurk ψ_2. Selle tagajärjel käivitusmoment suurenebki.

Samaaegselt mootori pöörlemiskiiruse kasvuga käivitamisel väheneb rootorivoolu sagedus ning muutub nimikiiruse saavutamisel üsna väikeseks ($f_2=s_N f_1 \leqslant \leqslant 1...3$ Hz). Seejuures voo $\Phi_{\sigma u}$ poolt indutseeritavad elektromotoorjõud vähenevad, voolu väljatõrje praktiliselt lakkab ning vool jaotub varda ristlõikes ühtlaselt. Varda aktiivtakistus seejuures väheneb ning mootor töötab suure kasuteguriga.



Joon. 9-1. Sügavuuretega mootori rootori uurde ristlõige ja voolu jaotus vardas käivitamisel

Oravikmähise parameetrid. Praktiliselt

esineb voolu väljatõrje ainult rootorimähise uurdes paiknevas varda osas. Seetõttu võib rootori aktiiv- ja puisteinduktiivtakistuse (resp. r'_2 ja $x'_{\sigma 2}$) avaldada kujul

$$\left.\begin{aligned} r'_2 &= k_r r'_{2u} + r'_{2l}, \\ x'_2 &= k_x x'_{2u} + x'_{2l}, \end{aligned}\right\} \tag{9-1}$$

kus r'_{2u} ja x'_{2u} on mähise uurdes oleva osa takistused voolu ühtlasel jaotumisel varda ristlõikes,

r'_{2l}, x'_{2l} — mähise laupühenduste takistused,

k_r, k_x — voolu väljatõrje tagajärjel takistuse muutumist arvestavad tegurid.

Märgime, et x väärtused avaldistes (9-1) vastavad sagedusele $f_2 = f_1$.

Voolu väljatõrje probleemi sügavuurdes asuvas vardas vaatles esimesena F. Emde. Selle küsimuse analüüs näitab, et

$$\left.\begin{aligned} k_r &= \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}, \\ k_x &= \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}, \end{aligned}\right\} \tag{9-2}$$

kus

$$\xi = \frac{h}{h_s}. \tag{9-3}$$

Siinjuures

$$h_s = \sqrt{\frac{2}{\mu \gamma \omega}} \tag{9-4}$$

kujutab endast voolu nn. ekvivalentset sissetungisügavust pinnaefekti puhul.

Avaldise (9-3) teisendamiseks praktikas kasutatavasse kujju, viime võrdusse (9-4) varda erijuhtivuse γ asemel eritakistuse ϱ ja arvestame, et uurde laiuse mittetäielik hõivatus juhtmega on ekvivalentne ϱ vastava suurenemisega b_u/b korda (vt. joon. 9-1). Paigutades samuti

$$\omega = s\omega_1 = 2\pi s f_1$$

ja

$$\mu = \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \frac{\mathrm{H}}{\mathrm{m}},$$

saame (9-3) asemel

$$\xi = 2\pi 10^{-3} h \sqrt{\frac{s f_1}{10\varrho} \cdot \frac{b}{b_u}}. \qquad (9\text{-}5)$$

Sügavuuretega mootori rootorimähisel puudub isolatsioon ning seepärast $b = b_u$. Vaskvarraste puhul on temperatuuril 50° C $\varrho = 0{,}02\ \Omega \cdot mm^2/m = 0{,}02 \cdot 10^{-6}\ \Omega \cdot m$. Kui peale selle $f_1 = 50$ Hz ning avaldises (9-5) kõrgus h väljendada sentimeetrites, saame vaskvarda puhul

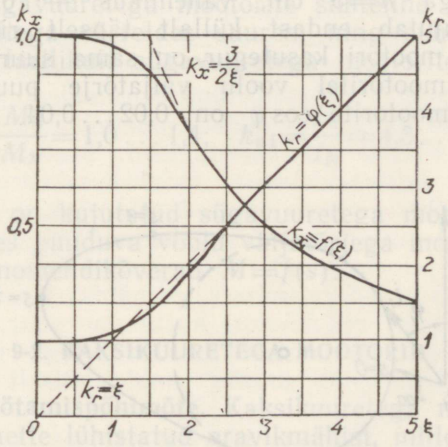
$$\xi = 2\pi 10^{-3} \frac{h}{100} \sqrt{\frac{50s}{10 \cdot 0{,}02 \cdot 10^{-6}}}$$

või

$$\xi \approx h\sqrt{s}. \qquad (9\text{-}6)$$

Seega sageduse $f_1 = 50$ Hz ja $s = 1$ korral on vaskvardal $\xi = h$ sentimeetrites. Valatud alumiiniumvarda eritakistus on vase eritakistusest ligikaudu kaks korda suurem ja seetõttu saame alumiiniumi jaoks samadel tingimustel

$$\xi \approx \frac{h}{1{,}41}\sqrt{s} = 0{,}71h\sqrt{s}. \qquad (9\text{-}7)$$



Joon. 9-2. Sügavuuretega mootori varda aktiiv- ja induktiivtakistuse tegurid k_r ja k_x

Kõverad $k_r=\varphi(\xi)$ ja $k_x=f(\xi)$ on toodud joonisel 9-2.

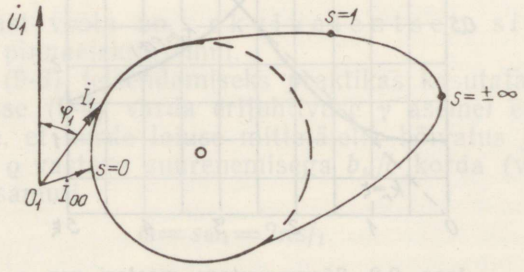
Juhul kui $\xi>2$, ei pruugi avaldistes (9-2) trigonomeetrilisi funktsioone nende väiksuse tõttu hüperboolsetega võrreldes arvestada, ja eeldada, et $\operatorname{sh} 2\xi \approx \operatorname{ch} 2\xi$. Siis saame (9-2) asemel

$$k_r \approx \xi; \quad k_x \approx \frac{3}{2\xi}. \tag{9-8}$$

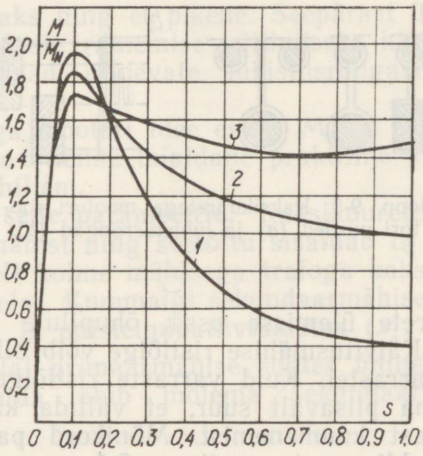
Sõltuvused (9-8) on joonisel 9-2 näidatud kriipsjoonega.

Jooniselt 9-2 ning seostest (9-6) ja (9-7) järeldub, et voolu väljatõrje mõju hakkab sagedusel $f_1=50$ Hz vaskvarraste puhul avalduma siis, kui $h > 1{,}0$ cm ja alumiiniumvarraste korral, kui $h > 1{,}4$ cm. Vaskvarraste aktiivtakistus osutub $h=5$ cm ja $f_1=50$ Hz korral mootori käivitamisel ($s=1$) $k_r=5$ korda suuremaks, puistetakistus aga $1/k_x=3{,}33$ korda väiksemaks kui töörežiimil.

Voolude geomeetriline koht ja karakteristikud. Sügavuuretega mootori aseskeem on harilik (vt. joon. 6-6). Tuleb ainult arvestada, et sekundaartakistused on vastavalt seostele (9-1) ... (9-8) libistuse s funktsioonid. Kõik vajalikud arvutused (voolude, pöördemomentide jne. määramine) võib teha vastavalt aseskeemile ja eelmistes peatükkides toodud seostele. Et sügavuuretega mootori rootori parameetrid on muutuvad, siis rootorivoolu geomeetriline koht ei ole ringjoon, vaid palju keerukam kõver (joon. 9-3). Kuid selle kõvera väikestele libistustele (näiteks vaskvarrastel kõrgusega $h=5$ cm, vahemikus $-0{,}05 < s < 0{,}05$) vastav osa kujutab endast küllalt täpselt ringjoone kaart. Sügavuuretega mootori kasutegur on sama suur kui faasi- või lühisrootoriga mootoritel voolu väljatõrje puudumisel. Kuid sügavuuretega mootorite $\cos\varphi$ on 0,02...0,04 võrra väiksem,



Joon. 9-3. Sügavuuretega mootori voolude geomeetriline koht



Joon. 9-4. Asünkroonmootorite momentide kõverad $M=f(s)$:
1 — rootorimähisest voolu väljatõrjumiseta; *2* — sügavuuretega mootor ja *3* — kaksikuuretega mootor

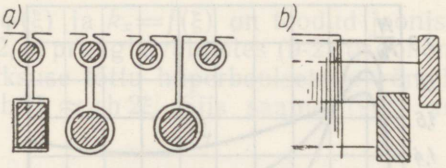
sest sügavale südamikku paigutamise tõttu on rootorimähise puistetakistus suurem. Sellega seoses on sügavuuretega mootorite suhteline maksimaalmoment samuti veidi väiksem. Samal ajal on aga sügavuuretega mootorite suhteline käivitusmoment harilike mootoritega võrreldes suurem ning suhteline käivitusvool väiksem. Harilikult sügavuuretega mootoritel

$$k_n=\frac{M_n}{M_N}=1{,}0\ldots1{,}4;\quad k_{ni}=\frac{I_n}{I_N}=4{,}5\ldots6{,}0.$$

Joonisel 9-4 on kujutatud sügavuuretega mootori (kõver *2*) ja rootorimähises puuduva voolu väljatõrjega mootori (kõver *1*) iseloomulikud momendikõverad $M=f(s)$.

9-2. KAKSIKUURETEGA MOOTORID

Ehitus ja töötamispõhimõte. Kaksikuuretega mootorite rootoril on kaks omaette lühistatud oravikmähist, millest üks kujutab nn. käivitus-, teine aga töömähist. Viimane valmistatakse vaskvarrastest ja paigutatakse uurete alumisse ossa, käivitusmähis valmistatakse aga valgevask- või pronksvarrastest ja



Joon. 9-5. Kaksikuuretega mootori rootori uurded (*a*) ja lühistusrõngad (*b*)

paigutatakse uurete ülemisse ossa, õhupilule lähemale(joon. 9-5, *a* vasakul). Käivitusmähise ristlõige võib olla veidi väiksem kui töömähise varrastel. Kuid varraste ristlõige ja soojusmahtuvus peab olema piisavalt suur, et vältida käivitamisel selle mähise ülemäärast kuumenemist. Mõnikord pannakse töö- ja käivitusmähis eraldi uuretesse (joon. 9-5, *a* paremal). Õelduga seoses on käivitusmähise aktiivtakistus r_n harilikult 2 ... 4 korda töömähise aktiivtakistusest r_t suurem. Käivitusmähise puiste-induktiivtakistus $x_{\sigma n}$ on aga vastupidi, mitu korda väiksem töömähise vastavast takistusest $x_{\sigma t}$, sest viimane on sängitatud sügavamale rootorisüdamiku terasesse.

Mootori pöördmagnetväli indutseerib rootori mõlemas mähises ühesuguse elektromotoorjõu. Rootorivoolu suure sageduse tõttu käivitamisel on töömähise induktiivtakistus suhteliselt suur, olles tunduvalt suurem käivitusmähise näivtakistusest. Seepärast on käivitamisel põhiliselt ainult käivitusmähis vooluga koormatud ning selle aktiivtakistuse suure väärtuse tõttu arendab mootor suurt käivitusmomenti. Mootori pöörlemiskiiruse suurenemisel rootorivoolu sagedus väheneb, ning normaalsel pöörlemiskiirusel (s=0,02 ... 0,05) on rootorimähise puisteinduktiivtakistus 20 ... ... 50 korda väiksem kui käivitamisel. Seetõttu on töötamisel rootorimähiste aktiivtakistused induktiivtakistustest tunduvalt suuremad ja mähiste näivtakistused määratakse just nende väärtusega. Selle tulemusena on töömähise näivtakistus mootori nimirežiimil töötamisel tunduvalt väiksem kui käivitusmähisel ning vooluga on koormatud peamiselt töömähis. Selle mähise väikse aktiivtakistuse tõttu on mootori kasutegur suur.

Seega toimub käivitamisel kaksikuuretega mootori rootorivoolu väljatõrje õhupilu suunas analoogiliselt sügavuuretega mootoritega.

Kaksikuuretega mootori käivitusmähises eraldub rasketes käivitustingimustes (ajamagregaadi suur hoomoment ning käivitamine koormusel) suur hulk soojust, mistõttu mähis käivitamisel tunduvalt pikeneb, samal ajal kui töömähis jääb käivitusel

praktiliselt külmaks ning ei pikene. Seepärast ühendatakse varraste keevisühenduste riknemise vältimiseks käivitus- ja töömähise varraste otsad erinevate lühistusrõngaste külge (joon. 9-5, *b*).

Kaksikuuretega mootori idee esitas M. O. Dolivo-Dobrovolski juba 1893. a., kuid nende laialdane praktiline kasutamine algas 25 ... 30 aastat hiljem.

Aseskeem ja selle parameetrid. Kaksikuuretega mootoril on kaks sekundaarmähist ning seetõttu sisaldab ta aseskeem (joon. 9-6) analoogiliselt kolme mähisega trafoga kaks rööbiti ühendatud sekundaarahelat. Kummalgi sekundaarmähisel on oma aktiivtakistus (r'_t, r'_n) ja puisteinduktiivtakistus (x'_t, x'_n). Peale selle on mõlemal ahelal primaarmähise suhtes ühine puisteinduktiivtakistus x'_{tn}, mida läbib mõlema sekundaarmähise voolude summa

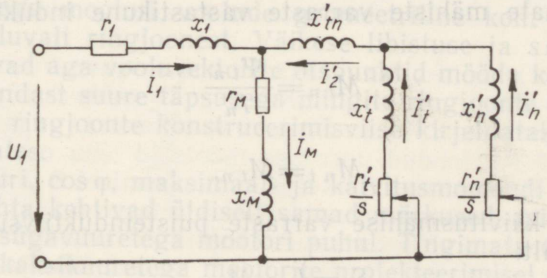
$$\dot{I}'_2 = \dot{I}'_t + \dot{I}'_n.$$

Selle takistuse olemasolu seletub asjaoluga, et voolu kulgemisel ühes või mõlemas sekundaarmähises luuakse üldine uurde puistevoog, mis aheldub mõlema mähisega (joon. 9-7, *a*) ja indutseerib neis mõlemas ühesuguse elektromotoorjõu

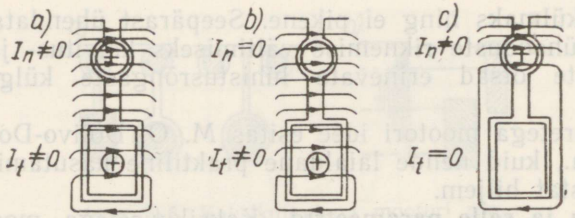
$$\dot{E}'_{tn} = -\mathrm{j}x'_{tn}(\dot{I}'_t + \dot{I}'_n). \qquad (9\text{-}9)$$

Viimane on võrdeline mõlema sekundaarmähise voolude summaga. See voog osutub puistevooks primaarmähise ning vastastikuse induktsiooni vooks sekundaarmähiste suhtes.

Oma olemuselt range ja praktilisest seisukohast mugav para-



Joon. 9-6. Kaksikuuretega mootori aseskeem



Joon. 9-7. Kaksikuuretega mootori rootorimähiste uurdeväljad

meetrite x'_t, x'_n ja x'_{tn} määramise arvutuslik-teoreetiline meetod seisneb järgnevas.

Töömähise voolu poolt tekitatava uurdevälja pildi (joon. 9-7, *b*) abil leitakse töömähise varda oma aheldusvoog Ψ_t ja vastastikune aheldusvoog käivitusmähise vardaga Ψ_{nt}. Seosed

$$L_t = \frac{\Psi_t}{I_t}, \quad M_{nt} = \frac{\Psi_{nt}}{I_t}$$

määravad töömähise varda omainduktiivsuse L_t ja töö- ning käivitusmähise varraste vastastikuse induktiivsuse uurdevälja suhtes M_{nt}.

Analoogiliselt määratakse käivitusmähise voolu poolt (joon. 9-7, *c*) tekitatud väljapildi alusel käivitusmähise oma aheldusvoog Ψ_n ja mõlemate mähiste vastastikune aheldusvoog Ψ_{nt}, kuid samuti ka käivitusmähise varda omainduktiivsus

$$L_n = \frac{\Psi_n}{I_n}$$

ning mõlemate mähiste varraste vastastikune induktiivsus uurdeväljast

$$M_{tn} = \frac{\Psi_{tn}}{I_n}.$$

Ilmselt

$$M_{nt} = M_{tn}.$$

Töö- ja käivitusmähise varraste puisteinduktiivsused võrduvad vastavalt:

$$S_t = L_t - M_{nt},$$
$$S_n = L_n - M_{nt}. \qquad (9\text{-}10)$$

Suurusi L_t, L_n ja M_{nt} võib arvutada analoogiliselt varem vaadeldud (vt. § 5-3) uurde puiste arvutamise meetodiga. Suurustele S_t, S_n ja M_{tn} on tingimata vaja lisada mähiste laupühenduste puisteväljadest tingitud vastavad induktiivsused, mida võib määrata samal viisil. Korrutades sel viisil leitud induktiivsused suurustega $\omega_1 = 2\pi f_1$ ja takistuste taandamisteguriga k [vt. võrdus (6-32)], saame joonise 9-6 aseskeemi induktiivtakistused x_t', x_n' ja x'_{nt}.

Joonistelt 9-7, *b* ja *c* järeldub, et käivitusmähise uurdevoog on tunduvalt väiksem töömähise omast. Peale selle nähtub jooniselt 9-7 *c*, et käivitusmähise voog tekitab mõlema mähisega peaaegu ühesuguse aheldusvoo. Seepärast

$$L_n \approx M_{nt}.$$

Vastavalt avaldistele (9-10) on S_n väike ja

$$S_t \gg S_n.$$

Samal põhjusel on samuti ka

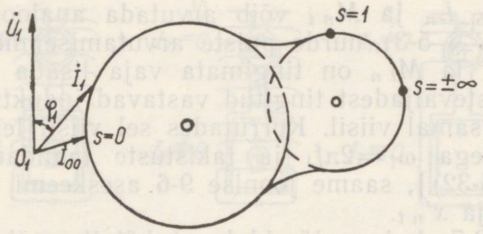
$$x'_t \gg x'_n$$

ning mõnikord võetakse kaksikuuretega mootorite projekteerimisel

$$x'_n \approx 0.$$

Voolude geomeetriline koht ja karakteristikud. Aseskeemi sekundaarahela (joon. 9-6) kahe rööpharu ekvivalentne aktiivtakistus r kujutab endast keerukamat libistuse funktsiooni kui tavaliste uuretega mootori sekundaarahela takistus r'_2/s (joon. 6-6). Peale selle osutub ka nende harude ekvivalentne induktiivtakistus x (joon. 9-6) libistuse funktsiooniks. Seepärast erineb kaksikuuretega mootori voolude geomeetriline koht (joon. 9-8) samuti tunduvalt ringjoonest. Väikese libistuse ja $s \approx 1$ piirkondades liiguvad aga vooluvektorite otspunktid mööda kõveraid, mis kujutavad endast suure täpsusega mingite ringjoonte kaari (joon. 9-8). Nende ringjoonte konstrueerimisviise kirjeldatakse paljudes käsiraamatutes.

Kasuteguri, $\cos\varphi$, maksimaal- ja käivitusmomendi ning käivitusvoolu kohta kehtivad üldiselt samad märkused, mis on tehtud § 9-1 lõpus sügavuuretega mootori puhul. Tingimata on vaja aga märkida, et kaksikuuretega mootorite projekteerimisel on võimalik teatud kindlates piirides muuta niihästi üksikute varraste ristlõiget ja eritakistust, kui ka töömähise paigutussügavust. Sellega



Joon. 9-8. Kaksikuuretega mootori voolude geomeetriline koht

seoses võivad suhtelised käivitusmomendid ja -voolud kaksikuuretega mootorite korral muutuda suurtes piirides. Harilikult on kaksikuuretega mootoreil

$$k_n = \frac{M_n}{M_N} = 1{,}2 \ldots 2{,}0,$$

$$k_{ni} = \frac{I_n}{I_N} = 4{,}0 \ldots 6{,}0.$$

Sõltuvuse $M=f(s)$ iseloomulik kuju kaksikuuretega mootoreil on toodud joonisel 9-4 (kõver *3*).

9-3. VOOLU VÄLJATÕRJEGA ASÜNKROONMOOTORITE TEISI ERILIIKE. KODUMAISED ASÜNKROONMOOTORID

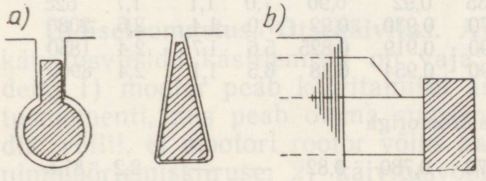
Voolu väljatõrjega mootorite teiste konstruktiivsete variantide hulgast levisid kõrvuti § 9-1 ja 9-2 vaadeldutega kõige rohkem pudeli- ja kiilukujuliste uuretega mootorid (joon. 9-9). Lühistusrõngaste kuju pudelikujuliste uurete korral on näidatud joonisel 9-9 paremal.

Varraste alumise osa paksendamine suurendab takistuste muutumise efekti voolu väljatõrjel, võrreldes sügavuuretega mootoriga (vt. joon. 9-1). Seepärast lähenevad vastavalt skeemile joonisel 9-9 toodud uuretega mootorid oma omadustelt kaksikuuretega mootoritele. Samal ajal on joonisel 9-9 toodud uuretega mootorite valmistamine kaksikuuretega mootoritest tehnoloogiliselt lihtsam. Kõrvuti pudelikujuliste uuretega mootoritega ehitatakse raskete käivitustingimuste korral ka kaksikuuretega mootoreid. Mootorites $P_N > 100$ kW ja $2p \geqslant 6$ kasutatakse harilikult sügavuuretega rootoreid.

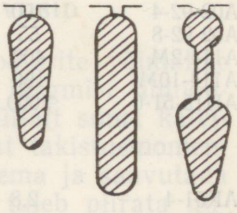
Lühisrootoriga mootorites, millel $2p=2$, tuleb rootorid sageli valmistada ringikujuliste uuretega, sest rootorisüdamiku väike läbimõõt ei võimalda ülalvaadeldud kujuga uurdeid kasutada. Sel juhul ümbritsetakse rootori mõlemas otsas asuvad lühistusrõngad massiivsete terasrõngastega. Käivitamisel indutseerivad lühistusrõngaste voolud terasrõngastes suured voolud ning neis tekivad tunduvad kaod. See on ekvivalentne sekundaarmähise aktiivtakistuse suurenemisega, mis põhjustab ka käivitusmomendi suurenemist. Töörežiimil on aga väikese sageduse tõttu terasrõngastes indutseeritavad voolud tähtsusetud. Seetõttu lähenevad niisugused mootorid oma omadustelt sügavuuretega mootoritele.

Asünkroonmootoritel võimsusega kuni 100 kW valatakse rootorimähis alumiiniumist. Seejuures rakendatakse voolu väljatõrje nähtuse kasutamiseks ja käivituskarakteristikute parandamiseks radiaalsuunas venitatud ühe- või teisekujulisi uurdeid (joon. 9-10), mis täidetakse kogu ristlõike ulatuses alumiiniumiga. Samaaegselt valatakse ka lühistusrõngad koos ventilatsioonitiivakestega.

Seoses esitatuga on vaja märkida, et kõikides NSV Liidus valmistatavates lühisrootoriga asünkroonmootorites alates võimsusest 500 ... 600 W rakendatakse voolu väljatõrjet ning seetõttu, aga samuti ka puistevoogudest läbitavate osade küllastumise tagajärjel on niisugustel mootoritel muutuvad parameetrid. Voolude ringdiagrammid neil mootoritel on reaalsed ainult normaalsete töörežiimide piires. Mootoritel võimsusega kuni mõnikümmend vatti on rootori uurete mõõtmed niivõrd väikesed, et voolu väljatõrje kasutamine on neis harilikult võimatu. Niisugustel mootoritel on peale selle ka magnetahela lõigud nõrgalt küllastunud, mille tõttu nende parameetrid on konstantsed ning ringdiagramm vastab täiel määral tegelikkusele.



Joon. 9-9. Rootorite pudeli- ja trapetsikujuliste varraste ristlõige



Joon. 9-10. Alumiiniumvaluga täidetud rootori uurete kujud

NSV Liidus valmistatakse asünkroonmootoreid unifitseeritud seeriatena. Kõige massilisem on üldtööstusliku otstarbega 0,6... ...100-kW mootorite väljalase. Terve rea sõjajärgsete aastate kestel toodeti sellise võimsusega lühisrootoriga mootoreid seeriast A ja AO. Käesoleval ajal toimub üleminek moderniseeritud seeriate A2 ja AO2 tootmisele, mille tehnilis-majanduslikud näitajad on paremad (A ja A2 — kaitstud, AO ja AO2 — kinnise ülepuhutava ehitusviisiga). Selle seeria mootorid haaravad 9 gabariiti, 1.-st kuni 9.-ni staatorisüdamiku välisläbimõõduga 133 kuni 458 mm-ni ja mitme pikkusega igas gabariidis. Viie esimese gabariidi mootoreid toodetakse ainult kinnise ehitusviisiga. Seeria kõikide mootorite rootorite mähised on valatud alumiiniumist. Näiteks tähendab tüüp AO2-72-4 järgmist: kolmefaasiline 7. gabariidi 2. pikkusega 4-pooluseline lühisrootoriga mootor seeriast AO2 (kinnise ülepuhutava ehitusviisiga). Näitena tuuakse tabelis 9-1 mitmete asünkroonmootorite nimi- ja mõned teised andmed.

Seeriate A2 ja AO2 normaalmasinate baasil, kasutades nende põhidetaile ja -sõlmi, nähakse ette ka eriehitusviisiga mootoreid:

Tabel 9—1

Asünkroonmootorite andmed

Tüüp	P kW	U_l V	n p/min	η	cos φ	$\frac{I_n}{I_N}$	$\frac{M_n}{M_N}$	$\frac{M_m}{M_N}$	Mass kg
				Lühisrootoriga					
A02-11-4	0,6	220/380	1360	0,72	0,76	7,0	1,8	2,2	15
A02-11-6	0,4	220/380	915	0,68	0,65	6,5	1,8	2,2	15
A02-41-4	4,0	220/380	1440	0,86	0,85	7,0	1,5	2,0	55
A02-41-6	3,0	220/380	955	0,83	0,78	6,5	1,3	1,8	55
A02-71-4	22	220/380	1450	0,90	0,90	7,0	1,2	2,0	208
A02-71-8	13	220/380	725	0,89	0,84	7,0	1,1	1,7	200
A02-92-4	100	220/380	1480	0,93	0,92	7,0	1,1	2,0	640
A02-92-8	55	220/380	735	0,92	0,90	7,0	1,1	1,7	625
A114-2M	400	6000	2970	0,930	0,92	7,0	1,4	2,6	2080
A114-10M	160	3000	590	0,919	0,825	5,6	1,75	2,4	1850
AH15-51-6	2000	6000	990	0,954	0,88	6,5	1,1	2,4	8900
				Faasirootoriga					
AK51-4	2,8	220/380	1370	0,780	0,82	—	—	2,2	81,5
AK71-8	10,0	220/380	700	0,815	0,76	—	—	1,9	230
AK92-4	100	220/380	1460	0,905	0,88	—	—	2,8	715
AK114-4M	320	6000	1480	0,929	0,90	—	—	2,8	2100
AKH-15-51-6	2000	6000	990	0,954	0,89	—	—	2,7	9600

1) suurendatud käivitusmomendiga, 2) suurendatud libistusega, 3) tekstiilitööstusele, 4) mitmekiiruselised, 5) faasirootoriga, aga samuti veel rida teisi eriehitusviise (väikese müraga liuglaagritel, sisseehitatud elektromagnetilise piduriga kiireks peatamiseks, kaevanduste, troopilise kliima jaoks jt.).

Suurem käivitusmoment saavutatakse rootoriuurete erikujuga, suurem nimilibistus aga rootorimähise valamisel silumiinist (alumiiniumi ja räni sulam), millel on võrreldes alumiiniumiga palju suurem eritakistus. Suurema libistusega mootoritel on pulseeriva koormuse teatud juhtudel parimad keskmised kaalulis-energeetilised näitajad. Enamikul tekstiilimasinate mootoritel on suur kasutamistegur, s. t. nad töötavad suurema osa ööpäevast ning on koormatud nimi- või sellele lähedase koormusega. Niisugustes tingimustes on majanduslikult kasulik mootorite kasutegurit tõsta; see saavutatakse mootori valmistamisel antud gabariitidega määratud võimsusest väiksemale võimsusele. Metallitöötlemispinkidele (trei-, frees- jt.) paigutatakse käigukasti kergendamiseks ja odavamaks muutmiseks enamikul juhtudel lühisrootoriga asünkroonmootorid, mille staatorimähis võimaldab ümberlülitamist mitmesugustele pooluste arvule. Selle tulemusena on mootoril mitu nimipöörlemiskiirust (vt. § 10-2).

Peale seeria A2 ja AO2 masinate valmistatakse NSV Liidus ka asünkroonmasinate teisi seeriaid, sealjuures võimsustele kuni 0,6 kW ja üle 100 kW. Toodetakse samuti eriseeriate mootoreid (plahvatusohutuid, kraanamootoreid jt.).

Kümnes peatükk

KOLMEFAASILISTE ASÜNKROONMOOTORITE KÄIVITAMINE JA NENDE PÖÖRLEMISKIIRUSE REGULEERIMINE

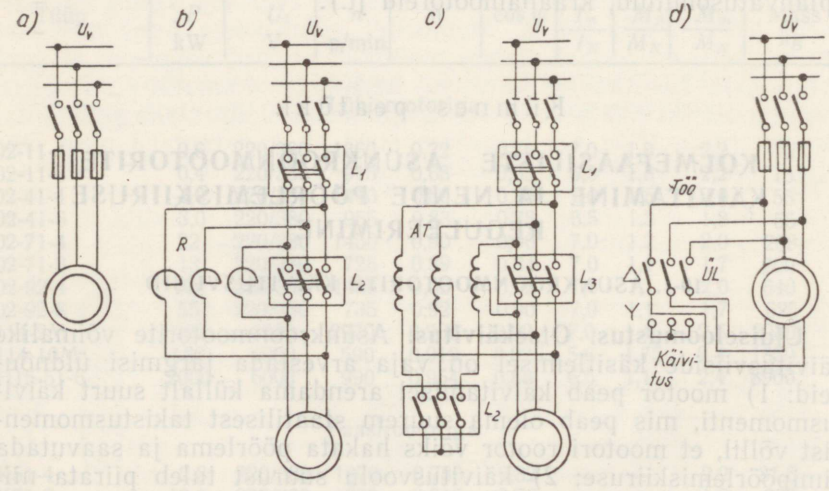
10-1. ASÜNKROONMOOTORITE KÄIVITUSVIISID

Üldiseloomustus. Otsekäivitus. Asünkroonmootorite võimalike käivitusviiside käsitlemisel on vaja arvestada järgmisi üldnõudeid: 1) mootor peab käivitamisel arendama küllalt suurt käivitusmomenti, mis peab olema suurem staatilisest takistusmomendist võllil, et mootori rootor võiks hakata pöörlema ja saavutada nimipöörlemiskiiruse; 2) käivitusvoolu suurust tuleb piirata niisuguse väärtuseni, mis väldiks mootori vigastumist ja võrgu normaalse töörežiimi rikkumist; 3) käivitusskeem peab olema võimalikult lihtne ja käivitusseadmete hulk ning maksumus väike.

Asünkroonmootori tühijooksul käivitamisel eraldub selle sekundaarahela aktiivtakistusel soojusenergia, mis võrdub pöörlema pandavate hoomasside kineetilise energiaga. Koormusel käivitamisel aga vabaneva energia hulk vastavalt suureneb. Primaarahelas vabanev energia on harilikult veidi suurem kui sekundaarahelas. Sagedastel käivitustel, aga ka küllalt rasketes käivitustingimustes, kui liikuma pandavate mehhanismide hoomassid on suured, tekib mootori mähiste ülekuumenemise oht. Üksikasjalikult vaadeldakse käivitusel esinevat elektriajami liikumisdünaamikat ja energeetilisi seoseid elektriajamite kursuses. Asünkroonmootori soojenemistingimuste alusel lubatud käivituste arv tunnis on seda suurem, mida väiksem on mootori nimivõimsus ja mida väiksemad on selle võlliga sidurdatud hoomassid. 3...10-kW võimsusega mootoreid võib harilikes tingimustes käivitada 5...10 korda tunnis.

Lühisrootoriga asünkroonmootorid on lihtsama ehitusega, odavamad ja töökindlamad kui faasirootoriga mootorid; samuti on neid lihtsam hooldada. Seepärast kasutatakse kõikjal, kus see on võimalik, lühisrootoriga mootoreid, mistõttu enamik ekspluatatsioonis olevaist asünkroonmootoreist on lühisrootoriga.

Kõige lihtsam lühisrootoriga mootori käivitusviis on selle lülitamine võrku staatorimähise nimipingele (joon. 10-1, *a*). Seda



Joon. 10-1. Lühisrootoriga käivitusviiside skeeme:
a — otse-, *b* — reaktor-, *c* — autotrafo-, *d* — «täht-kolmnurk» ümberlülitamisega käivitus

nimetatakse otsekäivituseks. Seejuures on mootori käivitusvool $I_n = (4 \ldots 6{,}5) I_N$.

Nüüdisaegsed lühisrootoriga asünkroonmootorid projekteeritakse sellise arvestusega, et käivitusel tekkivad ja mähistele mõjuvad elektrodünaamiliste jõudude suurused ning mähiste soojenemistingimused võimaldaksid otsekäivitust. Seepärast on otsekäivitus alati võimalik, kui võrk on küllalt võimas, s. t. mootorite käivitusvoolud ei põhjusta võrgus lubamatult suuri pingelange (mitte üle 10 ... 15%). Nüüdisaegsed energiasüsteemid, võrgud ja võrgu trafoalajaamad on niisuguse võimsusega, mis võimaldab enamikul juhtudel asünkroonmootorite otsekäivitust. Seepärast on lühisrootoriga mootorite normaalne käivitusviis otsekäivitus ja küllalt tihti käivitatakse sel viisil mootoreid võimsusega isegi kuni $P_N = 1000 \ldots 2000$ kW.

Kui võrgu lubatud pingelangust lähtudes ei ole lühisrootoriga mootori otsekäivitus võimalik, kasutatakse mitmesuguseid mootori käivitusviise madaldatud pingel (joon. 10-1, *b*, *c* ja *d*). Seejuures aga väheneb mootori staatorimähise klemmipinge ruuduga võrdeliselt ka käivitusmoment, mis on madalamal pingel käivitamise puuduseks. Seepärast saab neid käivitusviise kasutada mootori tühijooksul või mittetäielikul koormusel. Madaldatud pingel käivitatakse kõige rohkem võimsaid kõrgepingemootoreid.

Reaktorkäivitus toimub vastavalt skeemile joon. 10-1, *b*. Alguses suletakse lüliti L_1 ning mootor saab toidet kolmefaasilise reaktori (reaktiiv- või induktiivpooli) R kaudu, mille takistus x_R piirab käivitusvoolu suurust. Normaalse pöörlemiskiiruse saavutamise järel suletakse reaktorit šunteeriv lüliti L_2, millega antakse mootorile normaalne võrgupinge.

Käivitusreaktorid valmistatakse harilikult ferromagnetilise südamikuga (vt. I osa, § 18-4) ja arvutatakse soojenemise seisukohast ainult lühiaegsele tööle, mis võimaldab vähendada nende kaalu ja maksumust. Küllalt võimsate mootorite puhul kasutatakse ka ferromagnetilise südamikuta reaktoreid, mille mähised on kinnitatud betoonkarkassile. Lüliti L_1 valitakse niisugusele lahutusvõimsusele, mis võimaldab mootorit välja lülitada ka vahetul lühisel lüliti järel, lüliti L_2 võib olla väiksema lahutusvõimsusega.

Kui mootori lühisetakistuse komponendid on r_k ja x_k, siis algkäivitusvool otsekäivitusel

$$I_{n0} = \frac{U_N}{\sqrt{r_k^2 + x_k^2}},$$

reaktorkäivitusel reaktori aktiivtakistust mitte arvestades aga

$$I_{nR}=\frac{U_N}{\sqrt{r_k^2+(x_k+x_R)^2}}.$$

Järelikult väheneb reaktorkäivitusel algkäivitusvool

$$\frac{I_{n0}}{I_{nR}}=\sqrt{\frac{r_k^2+(x_k+x_R)^2}{r_k^2+x_k^2}} \qquad (10\text{-}1)$$

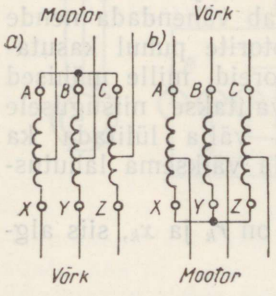
korda. Sama palju kordi väheneb käivituse alghetkel ka mootori klemmipinge. Algkäivitusmoment reaktorkäivitusel M_{nR} väheneb võrreldes vastava momendiga otsekäivitusel M_{n0}

$$\frac{M_{nR}}{M_{n0}}=\frac{r_k^2+(x_k+x_R)^2}{r_k^2+x_k^2} \qquad (10\text{-}2)$$

korda.

Toodud seostes ei arvestata suuruse x_k muutumist käivitusvoolu suuruse muutumisel. Vajaduse korral ei ole aga seda muutumist raske arvestada.

Autotrafokäivitus toimub joonisel 10-1 toodud skeemi alusel järgmiselt. Alguses suletakse lülitid L_1 ja L_2 ning mootorile antakse läbi autotrafo AT madalam pinge. Peale kindlaksmääratud kiiruse saavutamist mootori poolt lüliti L_2 lahutatakse ning mootor saab toidet läbi autotrafo AT mähise osa, mis antud juhul töötab reaktorina. Lõpuks suletakse lüliti L_3, mille tulemusena mootor saab nimipinge.



Joon. 10-2. Käivitus-autotrafode päri- (*a*) ja vastulülitusskeem (*b*)

Lüliti L_1 tuleb valida lühise lahutusvõimsusele, L_2 ja L_3 võivad olla väiksema lahutusvõimsusega. Käivitus-autotrafod arvutatakse lühiaegsele tööle. Vastavalt ГОСТ 3211-46 peavad käivitus-autotrafodel olema väljavõtted, mis vastavad sekundaarpingete väärtustele 73, 64 ja 55% primaarpingest pärilülituse korral ning 45, 36 ja 27% vastulülituse korral (joon. 10-2). Igal konkreetsel juhul valitakse sobiv pingeaste.

Kui käivitus-autotrafo vähendab mootori käivituspinget k_{at} korda, siis käivitusvool mootoris või trafo alampinge poolel $I_{n\,moot}$ väheneb ka k_{at} korda, aga käivitusvool autotrafo ülempinge poolel või

võrgus I_{nv} väheneb k_{at}^2 korda. Mootori klemmipingega võrdeline käivitusmoment M_n väheneb samuti k_{at}^2 korda.

Seega vähenevad autotrafokäivitusel M_n ja I_{nv} võrdne arv kordi. Samal ajal osutub reaktorkäivitusel mootori käivitusvool $I_{n\,moot}$ samuti ka käivitusvooluks võrgus I_{nv} ning käivitusmoment M_n väheneb käivitusvoolust kiiremini (ruutsuhetes). Seepärast on ühesuguste I_{nv} väärtuste korral autotrafokäivitusel käivitusmoment suurem. See autotrafokäivituse eelis saavutatakse käivitusaparatuuri tunduvalt keerukamaks ja kallimaks muutmise hinnaga. Seepärast kasutatakse autotrafokäivitust reaktorkäivitusest harvemini ja ainult sellistes rasketes käivitustingimustes, kus reaktorkäivitus ei kindlusta vajalikku käivitusmomenti.

«Täht-kolmnurk» ümberlülitamisega käivitust (joon. 10-1, *d*) võib kasutada juhul kui staatorimähise kõik kuus otsa on välja toodud ja mootor normaalselt töötab kolmnurka ühendatud staatorimähisega. Näiteks, kui mootor pingega 380/220 V mähiste ühenduse korral Y/Δ saab toidet 220 V võrgust. Sel juhul lülitatakse staatorimähis käivitamisel tähte (ümberlüliti *ÜL* alumine asend joon. 10-1, *d*), normaalse pöörlemiskiiruse saavutamisel aga lülitatakse ümber kolmnurka (ümberlüliti *ÜL* ülemine asend joon. 10-1, *d*). Niisugusel käivitusel väheneb mähiste faasipinge, võrreldes otsekäivitusega, kolmnurka ühendatud mähisega $\sqrt{3}$ korda, käivitusmoment $(\sqrt{3})^2=3$ korda, käivitusvool faasimähises väheneb $\sqrt{3}$ korda, võrgus aga $\sqrt{3}\cdot\sqrt{3}=3$ korda. Seega on vaadeldav käivitusviis võrdväärne autotrafokäivitusega, kui $k_{at}=\sqrt{3}$.

Võrreldes reaktor- ja autotrafokäivitusega, on selle käivitusviisi puuduseks asjaolu, et käivitusel vajalikel ümberlülitamistel mootori ahel katkeb, millega kaasneb kommutatsiooniliigpingete tekkimine. Seda meetodit kasutati varem madalpingemootorite käivitamisel laialdaselt, kuid võrkude võimsuse suurenemisega kaotas oma esialgse tähtsuse ja käesoleval ajal kasutatakse seda võrdlemisi harva.

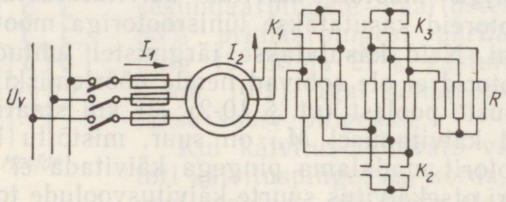
Faasirootoriga mootori käivitus käivitusreostaadiga. Faasirootoriga mootoreid kasutatakse lühisrootoriga mootoreist tunduvalt harvemini. Neid kasutatakse järgmistel juhtudel: 1) lühisrootoriga mootorid ei ole sobivad nende pöörlemiskiiruse reguleerimise võimaluste poolest (vt. § 10-2); 2) kui staatiline takistusmoment võllil käivitamisel M_{st} on suur, mistõttu lühisrootoriga asünkroonmootorit madalama pingega käivitada ei saa, aga niisuguse mootori otsekäivitus suurte käivitusvoolude toime tõttu toitevõrgule ei ole lubatav; 3) kui liikumapandavad massid on niivõrd suured, et mootori sekundaarahelas eralduv soojus põhjustaks

lühisrootoriga mootori rootorimähise lubamatut ülekuumenemist.

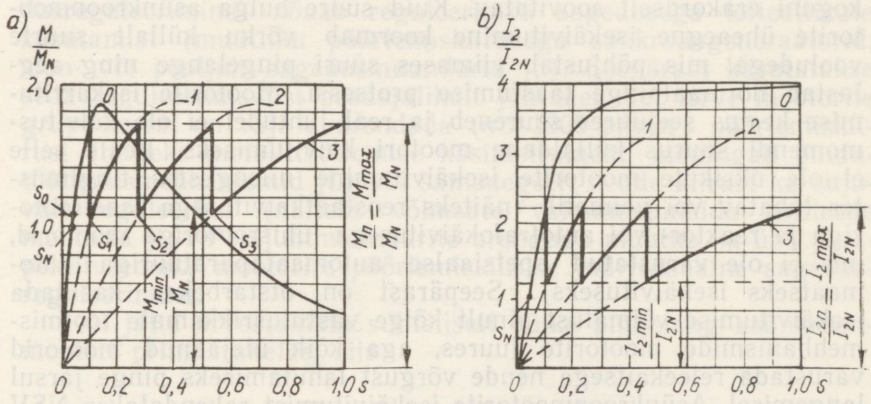
Faasirootoriga mootoreid käivitatakse rootoriahelasse ühendatava käivitusreostaadiga (joon. 10-3). Kasutatakse traat-, malmivalu elementidega, aga ka vedelikreostaate. Soojenemistingimuste suhtes arvutatakse reostaadid lühiaegsele tööle. Metallreostaatide takistuselemendid paigutatakse jahutamiseks harilikult trafoõliga täidetud paaki. Metallreostaadid on astmelised. Ümberlülitamine ühelt astmelt teisele toimub kas kontrolleri (mille oluliseks elemendiks on võll koos sellele kinnitatud kontaktidega) käepideme abil käsitsi või ka automaatselt (automatiseeritud seadmetes) kontaktorite või elektriajamiga kontrolleriga. Vedelikreostaat kujutab endast elektrolüüdiga, näiteks sooda või keedusoola vesilahusega täidetud anumat, millesse on paigutatud elektroodid.

Vaatleme faasirootoriga mootori käivitust astmelise metallreostaadi abil (joon. 10-3), mida juhitakse kontaktoritega K.

Enne käivitust peavad harjad asuma rootori kontaktrõngastel ja reostaadi kõik astmed olema sisse lülitatud. Edasi lülitatakse käivitusprotsessi vältel järjekorras kontaktorid K_3, K_2, K_1. Mootori pöördemomendi $M=f(s)$ ja sekundaarvoolu $I_2=f(s)$ karakteristikud reostaadi mitmesugustel astmetel töötamisel on kujutatud joonisel 10-4, *a* ja *b*. Eeldame, et käivitusreostaadi astmete takistused ja ümberlülitamise ajavahemikud on valitud nii, et mootori moment M muutub käivitamisel vahemikus M_{max} kuni M_{min}-ni ning võrku lülitamisel $M_n=M_{max}>M_{st}$ (kõver *3* joonisel 10-4, *a*). Käivituse alguses töötab mootor tehiskarakteristiku *3* järgi. Rootori pöörlema hakkamisel hakkab libistus s vähenema ning $s=s_3$ puhul, kui $M=M_{min}$, lülitatakse reostaat ümber astmele *2*. Seejärel töötab mootor tehiskarakteristiku *2* järgi, kusjuures mootori edasisel kiirenemisel libistus väheneb $s=s_3$ kuni $s=s_2$, moment aga väärtusest $M=M_{max}$ kuni $M=M_{min}$. Edasi toimub ümberlülitamine astmele *1* jne. Peale reostaadi viimase astme väljalülitamist hakkab mootor tööle loomulikul karakteristikul O ning saavutab püsipöörlemiskiiruse.



Joon. 10-3. Asünkroonmootori reostaatkäivituse skeem



Joon. 10-4. Pöördemomendi (*a*) ja voolu (*b*) järkjärguline muutumine asünkroonmootori reostaatkäivitusel

Kui mootoril on lühistav mehhanism, tõstetakse harjad peale käivitust selle abil kontaktrõngastelt ning rõngad lühistatakse, reostaat aga pöördub tagasi algasendisse. Sellega on käivitusaparatuur valmis järgmiseks käivituseks. Tuleb märkida, et kontaktrõngaste lühistusmehhanismi distantsjuhtimist on keerukas teha, sest see raskendab mootori automaatjuhtimist. Seepärast ehitatakse viimasel ajal faasirootoriga asünkroonmootorid niisuguste mehhanismideta. Sel juhul asuvad harjad pidevalt kontaktrõngastel, mis veidi suurendab mootori kadusid ja harjade kulumist. Käivitusreostaadi astmete arv valitakse automatiseeritud seadmete käivitusskeemi lihtsustamiseks ja aparatuuri odavamaks muutmiseks väike (harilikult 2 . . . 3 astet).

Asünkroonmootori käivituskarakteristikud on reostaatkäivitusel kõige soodsamad, sest momentide suured väärtused saavutatakse suhteliselt väikestel käivitusvooludel.

Käivitusreostaatide arvutusega seotud küsimusi käesolevas raamatus ei vaadelda.

Asünkroonmootori isekäivitumine. Elektrivõrkudes juhtuvad lühiste tõttu lühiaegsed (kestusega kuni mõni sekund) ja seejuures suured pinge alanemised või toite katkestused. Võrku lülitatud asünkroonmootorid hakkavad seejuures pidurduma ja jäävad tavaliselt täielikult seisma. Pinge taastumisel algab kohe võrgust lahutamata mootorite isekäivitumine. Niisugune mootorite isekäivitumine võimaldab taastada tootmismehhanismide normaaltööd ning on seepärast otstarbekas ja paljudel juhtudel

koguni erakordselt soovitatav. Kuid suure hulga asünkroonmootorite üheaegne isekäivitumine koormab võrku küllalt suurte vooludega, mis põhjustab viimases suuri pingelange ning aeglustab normaalpinge taastumise protsessi. Mootorite isekäivitumise kestus seejuures suureneb ja real juhtudel ei ole käivitusmomendi suurus küllaldane mootori käivitumiseks. Peale selle ei ole üksikute mootorite isekäivitumine niisugustes tingimustes lubatav või võimalik (näiteks reostaatkäivitusega faasirootoriga ja reaktor- või autotrafokäivitusega lühisrootoriga mootorid, mis ei ole varustatud spetsiaalse automaataparatuuriga automaatseks isekäivituseks). Seepärast on otstarbekas kasutada isekäivitumise võimalust ainult kõige vastutusrikkamate tootmismehhanismide mootorite juures, aga kõik ülejäänud mootorid varustada releekaitsega nende võrgust lahutamiseks pinge järsul langemisel. Asünkroonmootorite isekäivitumist rakendatakse NSV Liidus laialdaselt elektrijaamade mehhanismide mootorite puhul.

10-2. LÜHISROOTORIGA ASÜNKROONMOOTORITE PÖÖRLEMISKIIRUSE REGULEERIMINE

Üldmärkmeid. Asünkroonmootori rootori pöörlemiskiirus

$$n = n_1(1-s). \tag{10-3}$$

Asünkroonmootorite pöörlemiskiiruse reguleerimisviise võib vastavalt avaldisele (10-3) jaotada kahte rühma: 1) primaarmagnetvälja pöörlemiskiiruse reguleerimine

$$n_1 = \frac{f_1}{p}, \tag{10-4}$$

mis saavutatakse kas primaarsageduse f_1 reguleerimisega või mootori poolusepaaride arvu p muutmisega; 2) mootori libistuse muutmine $n_1 = \text{const}$ korral. Esimesel juhul jääb mootori kasutegur suureks, teisel juhul aga väheneb seda rohkem, mida suurem on s, sest seejuures libistusvõimsus (vt. § 6-5)

$$P_s = sP_{em} \tag{10-5}$$

kulutatakse mootori sekundaarahelas (libistusvõimsust rakendatakse kasulikult ainult kaskaadseadmeis, vt. § 10-3).

Vaatleme siin tähtsamaid pöörlemiskiiruse reguleerimisviise.

Kiiruse reguleerimine primaarsageduse muutmisega (sage-

dusreguleerimine) nõuab reguleeritava sagedusega toiteallikate kasutamist (muutliku pöörlemiskiirusega sünkroongeneraatorid, ioon- või pooljuht-sagedusmuundurid jt.). Seepärast kasutatakse seda reguleerimisviisi peaasjalikult juhtudel, kui terve mootorite grupi korral on vaja suurendada ($n>3000$ p/min) pöörlemiskiirusi (näiteks metallitöötlemise käsiinstrument, mõningad puidutöötlemismehhanismid jt.) või samaaegselt nende kiirust ka sujuvalt reguleerida (näiteks võimsate valtsimispinkide rullteede mootorid jt.). Pooljuhtmuundurite arenguga muutub ka üha perspektiivsemaks mootorite pöörlemiskiiruse individuaalne sagedusreguleerimine.

Kui jätta arvestamata suhteliselt väike pingelang asünkroonmootori primaarahelas, siis

$$U_1 = E_1 = 4{,}44 f_1 w_1 k_{m1} \Phi. \qquad (10\text{-}6)$$

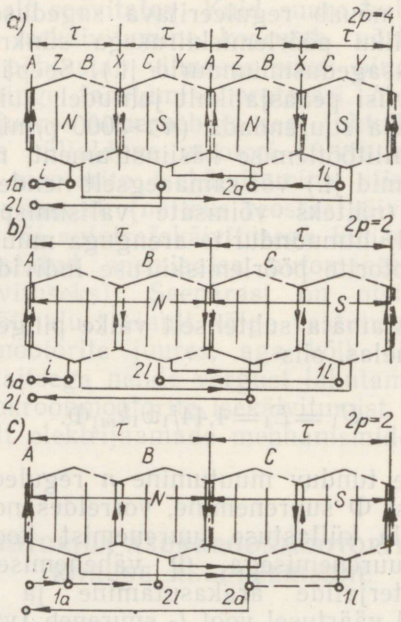
Voo Φ suuruse tunduv muutumine n reguleerimise korral ei ole soovitatav, sest Φ suurenemine, võrreldes normaalsega, põhjustab magnetahela küllastuse suurenemist koos magneetimisvoolu tunduva suurenemisega, Φ vähenemisel aga väheneb masina aktiivmaterjalide ärakasutamine ja ülekoormatavus. Momendi M samal väärtusel vool I_2 suureneb [vt. võrdus (7-11)] jne. Seepärast on enamikul juhtumitel otstarbekas hoida $\Phi = \text{const}$. Peale selle järeldub seosest (10-6), et samaaegselt sageduse reguleerimisega peab sellega võrdeliselt muutma ka pinget, s. o. hoidma

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const}. \qquad (10\text{-}7)$$

Sellest reeglist kõrvalekaldumine on otstarbekas ainult siis, kui n vähenemisega väheneb kiiresti ka M_{st} (näiteks ventilaatorite ajamid, kus $M_{st} \sim n^2$). Sel juhul parandab U_1 palju kiirem vähenemine võrreldes f_1-ga mootori energeetilisi näitajaid ($\cos\varphi_1$ ja kasutegurit — vt. § 11-7). Samal ajal ei ole M_m vähenemine ülekoormatavuse seisukohast ohtlik.

Sagedusreguleerimise puudusteks on reguleerseadme kohmakus ning toiteseadme kõrge maksumus.

Kiiruse reguleerimist poolusepaaride arvu p muutmisega kasutatakse ainult lühisrootoriga mootoreis, sest sel juhul tuleb muuta ainult staatorimähise poolusepaaride arvu. Poolusepaaride arvu p võib muuta kahel viisil: 1) mitme ühistesse uuretesse paigutatud erineva poolusepaaride arvuga p mähise kasutamisel staatoris; 2) eritüüpi mähise kasutamine, mis võimaldab saada p



Joon. 10-5. Mähise ühe faasi pooluste arvu ümberlülitamise põhimõtteskeemid: $2p=4$ (*a*), $2p=2$ (*b* ja *c*)

erinevaid väärtusi mähise ühendusskeemide muutmisel (ümberlülitamisel). On esitatud suur hulk mitmesuguseid mähiste skeeme pooluste arvu muutmise võimalusega, kuid laialdasemalt levisid neist ainult mõned. Mitme mähise kasutamine ei ole otstarbekas, sest siis on vaja uurete piiratud ruumi tõttu iga mähise juhtmete ristlõiget vähendada, millega kaasneb mootori võimsuse vähenemine. Pooluste arvu muutmise võimalusega mähiste kasutamine põhjustab kommutatsiooniaparatuuri keerukamaks muutumise, eriti kui ühe mähisega soovitakse saada üle kahe pöörlemiskiiruse või siis kaht kiirust, mille omavaheline suhe ei võrdu kahega.

Mootoreid, mille pooluste arvu on võimalik muuta, nimetatakse mitmekiiruselisteks. Harilikult toodetakse neid 2, 3 või 4 pöörlemiskiirusega, kusjuures kahe kiirusega mootoreid valmistatakse ühe staatorimähisega, mille poolusepaaride arvu saab muuta suhtega $p_2 : p_1 = 2 : 1$, kolme kiirusega mootoreid — kahe staatorimähisega, millest üks valmistatakse ümberlülitata-

vana $p_2 : p_1 = 2 : 1$, nelja kiirusega mootoreid — kahe staatorimähisega, millest kumbki valmistatakse pooluste arvu ümberlülitamise suhtega 2 : 1. Näiteks mootoril sagedusega $f_1 = 50$ Hz sünkroonpöörlemiskiirustega 1500/1000/750/500 p/min on üks mähis pooluste ümberlülitamisega $2p = 4$ ja 8, ning teine — $2p = 6$ ja 12.

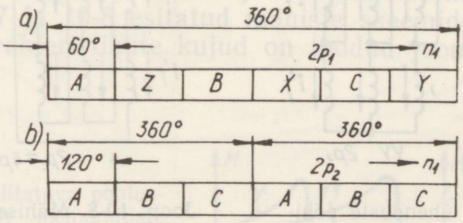
Mitme kiirusega mootoreid kasutatakse metallilõike- ja puidutöötlemispinkides, kauba- ja reisiliftides, ventilaatorite ja pumpade ajamites ning paljudel teistel juhtudel.

Poolusepaaride arvu muutmisega vahekorras 2 : 1 koosneb mähise iga faas (joon. 10-5) kahest ühesuguse pooligruppide arvuga osast või poolest. Kui mähise mõlemaid osi läbivad samasuunalised voolud, tekitab mähis suurema pooluste arvuga magnetvälja (joon. 10-5, *a*, $2p = 4$), kuid mähise ühe osa voolu suuna muutmisel vastupidiseks väheneb pooluste arv kaks korda (joon. 10-5, *b* ja *c*, $2p = 2$). Sarnased ümberlülitused toimuvad mähise kõikides faasides samaaegselt, kusjuures neid ümberlülitatavaid osi võib ühendada järjestikku (joon. 10-5, *a* ja *b*) või rööbiti (joon. 10-5, *c*).

Pooligrupi poolide külgedega hõivatud faasitsooni laius ja hambajaotustes väljendatud mähisesammu suurus on pooluste mõlema arvu korral võrdsed. Et poolusepaaride arvu ümberlülitamisel suhtega 2 : 1 poolusejaotus muutub kaks korda, siis muutub ka faasitsooni suurus elektrilistes kraadides ning mähise suhteline samm seejuures samuti kahekordseks.

Ümberlülitatav mähis valmistatakse nii, et väiksema poolusepaaride arvu (p_1) korral on faasitsoon $\alpha = 60$ el. kraadi. Kahekordse poolusepaaride arvu ($p_2 = 2p_1$) korral on selle tsooni laius aga $\alpha = 120$ el. kraadi.

Faasitsoonide normaalne vaheldumine mõlemal pöörlemiskiirusel magnetvälja ühesuguse pöörlemissuuna korral peab olema



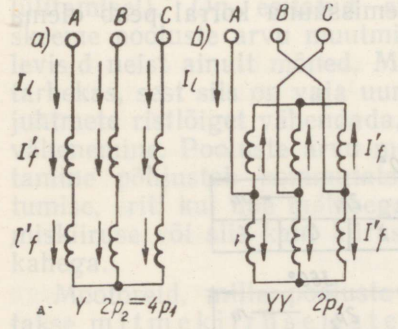
Joon. 10-6. Mähise faasitsoonide järjestus pooluste ümberlülitamisel suhtega 1 : 2

selline, nagu on näidatud joonisel 10-6. Jooniselt nähtub, et poolusepaaride arvu ümberlülitamisel (joon. 10-6, *b*) tuleb peale voolude suuna vastupidiseks (s. t. nende muutmist tsoonideks *A*, *B*, *C*) muutmist tsoonides *X*, *Y*, *Z* (joon. 10-6, *a*) pöördvälja ja seega ka rootori pöörlemissuuna säilitamiseks mähise kaks faasi ümber vahetada (näiteks faasid *B* ja *C*).

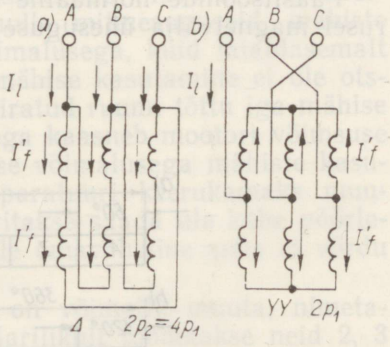
Mähis valmistatakse suurema pooluste arvuga ($2p_2$) täissammuga (180 el. kraadi), sest mähisetsooni $\alpha = 120°$ korral on niisuguse mähise magneetimisergutuse kõver kõige lähemal siinuselisele. Sel juhul on väiksema pooluste arvu korral suhteline samm $\beta = 0{,}5$.

Öeldust järeldub, et ümberlülitatava pooluste arvuga mähise magneetimisergutus tekitab magnetvälja, mille kõrgematel harmoonilistel on suurem väärtus kui normaalse kolmefaasilise mähise magnetväljal parameetritega $\alpha = 60°$ ja $\beta = 5/6$. See põhjustab ümberlülitatava pooluste arvuga mootorite energeetiliste näitajate mõningat halvenemist, võrreldes normaalmasinatega.

Joonistel 10-7 ja 10-8 on toodud kõige sagedamini kasutatavate ümberlülitatava poolusepaaride arvuga mähiste skeemid suhtega $p_2 : p_1 = 2:1$. Määrame samasuguste mähiste skeemidega mootorite poolt arendatava võimsuse ja momendi muutumatu võrgu liinipinge U_1 ja maksimaalselt lubatava (nimi-) voolu I'_f korral mähise poolfaasis. Jättes arvestamata jahutustingimuste erinevuse pöörlemiskiiruse muutumisel, võib suurust I'_f lugeda ühesuguseks mõlemal pöörlemiskiirusel. Ligikaudu võib arvestada, et võimsus-



Joon. 10-7. Mähise ühenduste põhimõtteskeem pooluste arvu ümberlülitamisel konstantse momendi korral suhtega 2 : 1



Joon. 10-8. Mähise ühenduste põhimõtteskeem pooluste arvu ümberlülitamisega konstantse võimsuse korral suhtega 2 : 1

ja kasutegur on I'_f ühesugustel väärtustel mõlema pöörlemiskiiruse korral samuti ühesugused.

Neil tingimustel on võimsus võllil joonisel 10-7, *a* ja *b* toodud skeemidele vastavalt võrdne

$$P_2 = \sqrt{3} U_1 I'_f \eta \cos \varphi_1,$$

$$P_1 = \sqrt{3} U_1 2 I'_f \eta \cos \varphi_1.$$

Seega

$$\frac{P_1}{P_2} = 2$$

ning järelikult üleminekul väiksemalt pöörlemiskiiruselt (joon. 10-7, *a*) suuremale (joon. 10-7, *b*), suureneb lubatav võimsus võllil kaks korda. Pöördemoment jääb seejuures ilmselt konstantseks ning seepärast nimetatakse ümberlülitusskeemi Y/YY (joon. 10-7) ka konstantse momendiga ($M = \text{const}$) ümberlülitusskeemiks.

Joonisel 10-8, *a* ja *b* toodud skeemide korral saame vastavalt:

$$P_2 = \sqrt{3} U_1 I_1 \eta \cos \varphi_1 = \sqrt{3} U_1 \sqrt{3} I'_f \eta \cos \varphi_1,$$

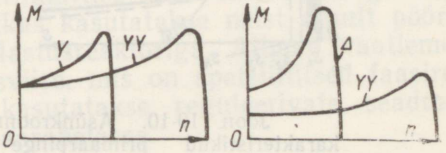
$$P_1 = \sqrt{3} U_1 I_1 \eta \cos \varphi_1 = \sqrt{3} U_1 2 I'_f \eta \cos \varphi_1,$$

millest

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}15.$$

Harilikult antakse joonise 10-8 skeemi kasutamisel mõlema pöörlemiskiiruse jaoks ühesugune nimivõimsus, s. t. loetakse, et $P_1 = P_2$. Ümberlülitusskeemi Δ/YY (joon. 10-8) nimetatakse ka konstantse võimsusega ($P = \text{const}$) ümberlülitusskeemiks.

Joonistel 10-7 ja 10-8 esitatud mähiste skeemidega mootorite mehaaniliste karakteristikute kujud on toodud joonisel 10-9.



Joon. 10-9. Ümberlülitatava pooluste arvuga mootorite mehaaniliste karakteristikute kuju: vasakul — joonisel 10-7, paremal — joonisel 10-8 toodud skeemi korral

Mitmekiiruseliste mootorite mähiste ümberlülitamisel muutuvad üldjuhul magnetilised induktsioonid magnetahela üksikutes osades. Seda on vaja silmas pidada mootori projekteerimisel, et ühest küljest saavutada võimalikult täielikku mootori materjalide ärakasutamist, teisest küljest aga mitte lubada magnetahela ülemäärast küllastust.

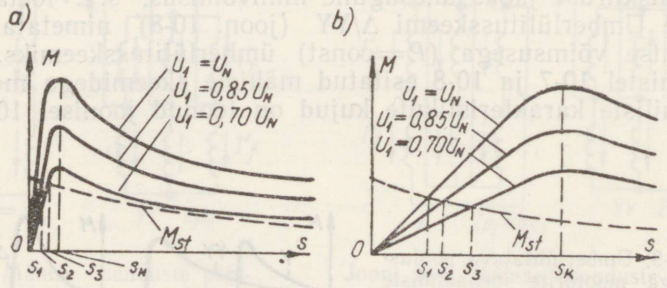
Mitmekiiruseliste mootorite kaal ja maksumus on veidi suurem kui sama võimsusega normaalkonstruktsiooniga asünkroonmootoril. Hoolimata sellest on see parim ning laialdaseimalt kasutatav lühisrootoriga mootorite kiiruse reguleerimisviis.

Kiiruse reguleerimine primaarpinge vähendamisega. Pinge U_1 vähenemisel muutub mootori moment võrdeliselt U_1^2-ga ja vastavalt muutuvad ka mehaanilised karakteristikud (joon. 10-10). Selle tulemusena muutuvad ka töölibistuste s_1, s_2, s_3 ... väärtused sõltuvuse $M_{st}=f(s)$ antud kuju korral. On ilmne, et s reguleerimine on sel juhul võimalik piirides $0<s<s_k$, s_m. Piisavalt suure kiiruse reguleerimise piirkonna saamiseks on vaja, et rootoriahela aktiivtakistus ja sellele vastav s_k oleks küllalt suur (joon. 10-10, *b*).

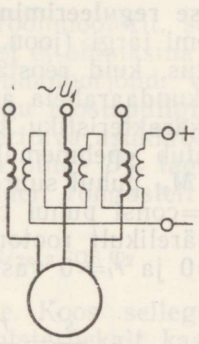
Tuleb arvestada, et sekundaarahelas tekib libistusvõimsusega P_s võrdne võimsuskadu, mis põhjustab rootori suuremat soojenemist.

Seda reguleerimismeetodit kasutatakse ka faasirootoriga mootorite puhul, kusjuures siis lülitatakse rootoriahelasse lisatakistus.

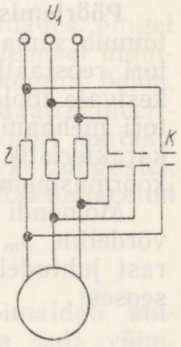
Seoses kasuteguri vähenemise ja pinge reguleerimise raskustega rakendatakse seda meetodit ainult väikese võimsusega mootorite juures. Seejuures võib U_1 reguleerimiseks kasutada primaarahelasse järjestikku lülitatud reguleeritavaid autotrafosid või takisteid. Viimastel aastatel kasutatakse sel otstarbel üha



Joon. 10-10. Asünkroonmootorite mehaanilised karakteristikud primaarpinge mitmesugustel väärtustel



Joon. 10-11. Asünkroonmootori kiiruse reguleerimise skeem alalisvoolu eelmagneetimisega reaktori abil



Joon. 10-12. Asünkroonmootori pöörlemiskiiruse impulssreguleerimise skeem

sagedamini küllastusreaktoreid (joon. 10-11), mida reguleeritakse alalisvoolu-eelmagneetimisega (vt. I osa, § 18-4). Eelmagneetimis-alalisvoolu suuruse muutmisel muutub reaktori induktiivtakistus, mis põhjustab mootori klemmipinge muutumist. Eelmagneetimisvoolu automaatse reguleerimisega võib laiendada kiiruse reguleerimise tsooni piirkonnani $s > s_k$ ja saada jäigad mehaanilised karakteristikud.

Kiiruse impulssreguleerimist (joon. 10-12) tehakse mootori perioodilise sisse- ja väljalülitamisega võrku või staatoriahelasse järjestikku lülitatud takistite perioodilise šunteerimisega kontaktori *K* abil. Sel puhul asub mootor rootori pöörlemiskiiruse pideva suurenemise või vähenemise siirderežiimis ning, sõltuvalt impulsside sagedusest ja kestusest, töötab mingi ligikaudselt konstantse pöörlemiskiirusega. Kiiruse niisuguse reguleerimisega kaasneb energeetiliste näitajate tunduv halvenemine ja seda rakendatakse üsna väikese võimsusega mootorite juures ($P_N < 30 \ldots 50$ W).

Üksikasjalikumalt vaadeldakse mõningaid asünkroonmootorite kiiruse reguleerimise küsimusi elektriajamite kursuses.

10-3. FAASIROOTORIGA ASÜNKROONMOOTORITE PÖÖRLEMISKIIRUSE REGULEERIMINE

Faasirootoriga mootorites võib põhimõtteliselt kasutada samasid pöörlemiskiiruse reguleerimisviise mis lühisrootoriga mootoriteski (vt. § 10-2). Praktikas kasutatakse neist ainult pöörlemiskiiruse reguleerimist küllastusreaktoriga. Allpool vaatlemegi pöörlemiskiiruse reguleerimisviise, mis on spetsiifilised faasirootoriga mootoritele ja kus kasutatakse reguleerivate seadmete lülitamise võimalust sekundaarahelasse.

Pöörlemiskiiruse reguleerimine rootoriahelas oleva takistiga toimub sama skeemi järgi (joon. 10-3) nagu faasirootoriga mootori reostaatkäivitus, kuid reostaat peab nüüd olema arvutatud kestvale tööle. Sekundaarahela aktiivtakistuse suurenemisel mootori mehaanilise karakteristiku kuju muutub (vt. joon. 10-4, *a*): karakteristik muutub «pehmemaks» ja mootori libistus sama koormusmomendi M_{st} puhul suureneb.

Momendi M_{st}=const puhul on töölibistus s suure täpsusega võrdeline s_m ja järelikult rootoriahela aktiivtakistusega. Seepärast juhtudel $r_l=0$ ja $r_l\neq 0$ vastavad libistused s ja s' leitakse seosest

$$\frac{s'}{s}=\frac{r_l+r_2}{r_2},$$

millest libistuse s' saamiseks vajaliku r_l suurus võrdub

$$r_l=\left(\frac{s'}{s}-1\right)r_2. \qquad (10\text{-}8)$$

Vaadeldav kiiruse reguleerimisviis on seotud tunduva energiakaoga takistis r_l ning seetõttu ebamajanduslik. Seda rakendatakse peamiselt lühiaegsel või vaheajalisel töötamisel (näiteks mõnede masinate käivitus-seadistusrežiimid, kraanaseadmed jm.), aga samuti ventilaatorimomendiga ajameis. Viimase puhul langeb võimsus võllil kiiruse vähenemisega kiiresti ning seetõttu libistusvõimsus ja kaod rootoriahelas on piiratud suurusega.

Kiiruse reostaatreguleerimise puudusteks on veel ka mehaaniliste karakteristikute «pehmus» ning reguleerimispiirkonna sõltuvus koormuse suurusest. Näiteks kiiruse reguleerimine tühijooksul on praktiliselt võimatu.

Pöörlemiskiiruse reguleerimine lisa-elektromotoorjõu juhtimisega mootori sekundaarahelasse. Asünkroonmootori pöörlemiskiiruse reguleerimisel selle libistuse suurendamisega vabaneb mootori sekundaarahelas tunduv elektriline libistusvõimsus

$$P_s=sP_{em},$$

mis reostaatreguleerimisel peaaegu täielikult muundub kaovõimsuseks reostaadis. Seepärast tekib loomulikult mõte seda võimsust otstarbekalt kasutada ja sel viisil kasutegurit tõsta.

Libistusvõimsuse otstarbekas kasutamine on võimalik, kui ühendada reostaadi asemel faasirootoriga mootori kontaktrõngaste külge elektrienergia tarbija selleks eesmärgiks sobiva abielektrimasina näol. See masin hakkab töötama mootorirežiimis ning

mõjutama reguleeritavat asünkroonmootorit, suurendades pinget viimase sekundaarklemmidel, sest et abimasina pöörlemisel indutseeritakse viimase ankru elektromotoorjõud. Võib koguni öelda, et abimasina ülesandeks on nagu reostaadilgi reostaatreguleerimisel pingevaru loomine reguleeritava asünkroonmootori kontaktrõngastel. See on vajalik kindla pinge U_{2r} tagamiseks rõngastel, mis on vältimatu tingimus nendelt rõngastelt kindlaksmääratud võimsuse

$$P_{sr}=m_2U_{2r}I_2\cos\varphi_2$$

andmiseks mootori välisahelasse. Koos sellega võimaldab abimasin (erinevalt reostaadist) otstarbekalt kasutada seda võimsust.

Kõigepealt vaatleme kontaktrõngaste abil mootori sekundaarahelasse viidava välise lisa-elektromotoorjõu E_{li} mõju faasirootoriga asünkroonmootori tööle tingimusel, et selle lisa-elektromotoorjõu sagedus on võrdne sekundaarvoolu ja mootori enda elektromotoorjõu sagedusega $f_2=sf_1$.

Joonisel 10-13 on kujutatud asünkroonmootori sekundaaraheia vektordiagramm, kui $E_{li}=0$. Mootori sekundaarvoolul

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_{2s}}{Z_{2s}}=\frac{s\dot{E}_2}{r_2+\mathrm{j}sx_{o2}} \qquad (10\text{-}9)$$

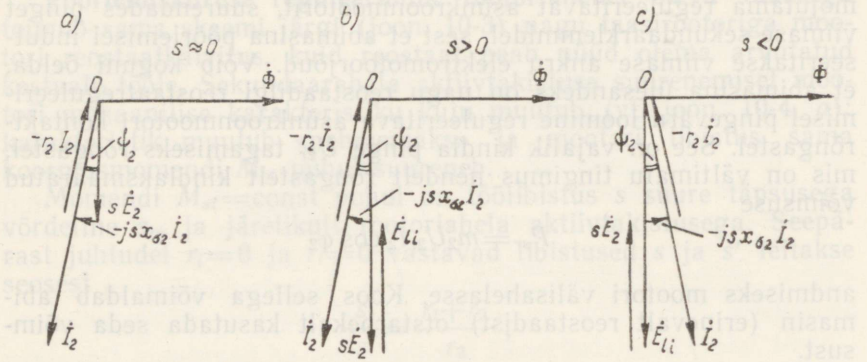
on suurus, mis on tarvilik vajaliku elektromagnetilise momendi M tekitamiseks vastavalt võllile rakendatud koormusmomendi M_{st} suurusele.

Kui nüüd sekundaarahelasse juhtida elektromotoorjõud E_{li} vastassuunaliselt libistuse elektromotoorjõule E_{2s} samas ahelas, siis sekundaarvool

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_{2s}-\dot{E}_{li}}{Z_{2s}}=\frac{s\dot{E}_2-\dot{E}_{li}}{r_2+\mathrm{j}sx_{o2}} \qquad (10\text{-}10)$$

esimesel hetkel väheneb. Seepärast väheneb ka mootori poolt arendatav moment M, mootor hakkab pidurduma ja libistus s suureneb. Seejuures vool I_2 ja koos sellega ka moment M suurenevad vastavalt võrdusele (10-10). See protsess kestab seni, kuni saabub jälle momentide tasakaal võllil $M=M_{st}$. Mootor hakkab seejuures töötama suurema libistusega s ja sekundaarahela vektordiagramm saab joonisel 10-13, *b* esitatud kuju. On ilmne, et suuruse E_{li} reguleerimisega võib reguleerida libistuse s suurust ja järelikult ka mootori pöörlemiskiirust.

Eeldame nüüd, et elektromotoorjõul E_{li} on võrreldes vaa-



Joon. 10-13. Asünkroonmootori sekundaarahela vektordiagrammid lisaelektromotoorjõu puudumisel (*a*) ning selle juhtimisel sekundaarahelasse pöörlemiskiiruse vähendamiseks (*b*) ja suurendamiseks (*c*)

deldud juhtumiga vastupidine suund ning ta ühtib faasis elektromotoorjõuga $s\dot{E}_2$ joonisel 10-13, *a*. Siis saame avaldise (10-9) asemel

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_{2s}+\dot{E}_{li}}{Z_{2s}}=\frac{s\dot{E}_2+\dot{E}_{li}}{r_2+\mathrm{j}sx_{\sigma 2}}. \qquad (10\text{-}11)$$

Vool I_2 ja moment M seejuures kasvavad, mootor hakkab kiirenema ja s väheneb. Suuruse E_{li} küllaldase väärtuse juures $s=0$, ja kui seejuures ainult E_{li} mõjul tekitatav vool I_2 on ikkagi veel suur võrreldes momendi $M=M_{st}$ saavutamiseks vajaliku vooluga, siis mootori kiirenemine jätkub ning ületab sünkroonse. Libistus s muudab seejuures märki ($s<0$) ja kasvab absoluutväärtuselt seni, kuni vool ei ole vastavalt avaldisele (10-11) langenud vajaliku väärtuseni. Libistuse $s<0$ korral nurk $\psi_2=\mathrm{arctg}\frac{sx_{\sigma 2}}{r_2}$ on negatiivne ning mootori sekundaarahela vektordiagrammil on joonisel 10-13, *c* toodud kuju.

Seega võib lisa-elektromotoorjõu E_{li} suuruse ja suuna muutmisega läbi viia mootori kiiruse kahetsoonilist sujuvat reguleerimist: sünkroonkiirusest alla- ja ülespoole. Kui jätta kaod arvestamata, siis võrdub lisa-elektromotoorjõu E_{li} allika võimsus libistusvõimsusega sP_{em}, kusjuures $s>0$ korral see allikas osutub tarbijaks, võttes energiat mootori sekundaarahelast, kuid $s<0$ korral — generaatoriks ja annab võimsust mootori sekundaar-

ahelasse. Mootori magnetvälja poolt arendatav mehaaniline võimsus

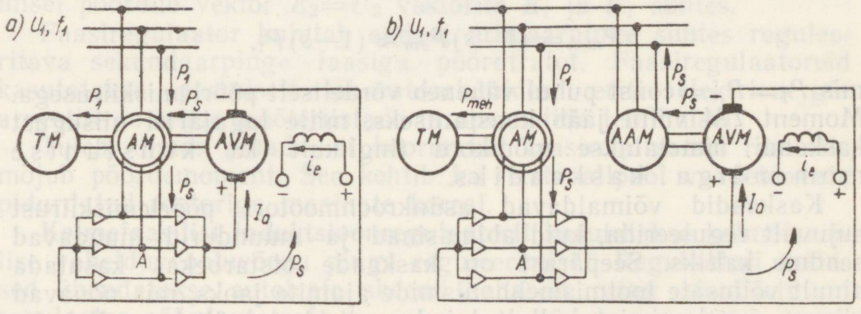
$$P_{meh} = (1-s)P_{em}$$

on $s>0$ korral väiksem kui P_{em}, aga $s<0$ puhul, vastavalt libistusvõimsuse märgile, on $P_{meh}>P_{em}$.

Faasirootoriga asünkroonmootori ja alalisvoolumasina kaskaad. Faasirootoriga asünkroonmootori pöörlemiskiiruse reguleerimise vaadeldud viisi realiseerimine lisa-elektromotoorjõu abil toimub mootori ja abielektrimasina kaskaadühendusega. Vaatleme siin asünkroonmasina kaskaadühendust alalisvoolumasinaga.

Joonisel 10-14, *a* on kujutatud faasirootoriga asünkroonmootori *AM* ja viimase poolt käitatava mingi töömasina *TM* kaskaad sõltumatu ergutusega alalisvoolumasinaga *AVM*. Masina *AVM* ankruahel on lülitatud asünkroonmootori kontaktrõngaste külge ioon- või pooljuhtalaldi *A* kaudu, mis on ühendatud kolmefaasilisse sildskeemi. Alaldi muundab libistussagedusega $f_2=sf_1$ vahelduvvoolu *AM* sekundaarahelas alalisvooluks *AVM* ankruahelas. Elektromotoorjõud *AVM* ankrus ongi antud juhul too eespool vaadeldud lisa-elektromotoorjõud E_{li}, mis (antud juhul alaldi *A* kaudu) juhitakse mootori *AM* sekundaarahelasse. Selle elektromotoorjõu suuruse ja *AM* pöörlemiskiiruse reguleerimine toimub *AVM* ergutusvoolu reguleerimisega.

Joonisel 10-14, *a* toodud skeemil on alalisvoolumasin *AVM* sidurdatud asünkroonmootori *AM* võlliga. See masin muundab *AM* sekundaarahelast tarbitava libistusvõimsuse P_s mehaaniliseks võimsuseks, mis mootori *AM* võlli kaudu koos mootori mehaanilise võimsusega P_{meh} antakse üle töömasinale *TM*. Niisugust kaskaadi nimetatakse elektromehaaniliseks. Kui pöörlemis-



Joon. 10-14. Asünkroonmasina *AM* ja alalisvoolumasina *AVM* elektromehaanilise (*a*) ja elektrilise kaskaadi skeemid (*b*)

kiiruse reguleerimisel tagada *AM* võimsuse täielik kasutamine ($P_1 = P_N = \text{const}$) ning jätta arvestamata kaod, siis selles kaskaadis töömasinale *TM* üleantav võimsus

$$P_{TM} = P_{meh} + P_s = (1-s)P_N + sP_N = P_N,$$

jääb ka kõikidel kiirustel konstantseks ning võrdseks nimivõimsusega. Seetõttu nimetatakse elektromehaanilist kaskaadi mõnikord tinglikult ka konstantse võimsusega kaskaadiks. Kaskaadi abimasina (antud juhul *AVM*) vajalik nimivõimsus sõltub kiiruse reguleerimispiiridest:

$$P_{AVM} = s_{max} P_N.$$

Alalditega kaskaad võimaldab kiirust reguleerida ainult allapoole sünkroonset ($s > 0$). Kui alaldi asendada tüüritava ioon- või pooljuhtmuunduriga, mis on võimeline ka vastassuunaliselt muundama: alalisvoolu vahelduvaks, siis on võimalik kiirust reguleerida ka ülespoole sünkroonset ($s < 0$). Joonisel 10-14 näidatud libistusvõimsuse ülekandesuund $s < 0$ korral muutub vastupidiseks. Seoses niisuguse muunduri juhtimissüsteemi keerukuse ja teiste põhjustega ei ole need kaskaadid senini rakendamist leidnud.

Joonisel 10-14, *b* on kujutatud kaskaadi skeem, mis erineb joonisel 10-14, *a* toodud skeemist sellega, et *AVM* on mehaaniliselt ühendatud abiasünkroon- või sünkroonmasinaga *AAM*. Selles kaskaadis antakse libistusvõimsus P_s $s > 0$ korral generaatorirežiimis töötava *AAM* kaudu vahelduvvooluvõrku tagasi. Libistuse $s < 0$ puhul töötab *AAM* mootorirežiimis. Niisugust kaskaadi nimetatakse elektriliseks. Selles kaskaadis antakse masinale *TM* üle ainult mootori *AM* mehaaniline võimsus

$$P_{meh} = (1-s)P_{em} \approx (1-s)P_1,$$

mis $P_1 = P_N = \text{const}$ puhul väheneb võrdeliselt pöörlemiskiirusega. Moment *TM* võllil jääb konstantseks, mille tagajärjel niisugust kaskaadi nimetatakse mõnikord tinglikult ka konstantse momendiga kaskaadiks.

Kaskaadid võimaldavad asünkroonmootori pöörlemiskiirust sujuvalt reguleerida, kuid abimasinad ja muundurid muudavad seadme kalliks. Seepärast on kaskaade otstarbekas kasutada ainult võimsate tootmismehhanismide ajamite jaoks, mis nõuavad kiiruse reguleerimist küllalt laiades piirides (näiteks valtsimispingid, küllalt võimsad ventilaatorid jt.). Ülalpool vaadeldud kaskaadühendusi nimetatakse seoses nende puhul ioon- ja pool-

juhtventiilide kasutamisega ka ventiilkaskaadideks. Viimastel aastatel hakatakse üha laialdasemalt kasutama elavhõbealaldite ja alalisvoolumasinatega kaskaade. Pooljuhttehnika arenemise tõttu sarnaste kaskaadide rakendamise perspektiivid kasvavad veelgi. On olemas ka teisi kaskaadiskeeme, nimelt vahelduvvoolu-kommutaatormasinate kasutamisega (vt. § 23-3).

Üheteistkümnes peatükk

MITMEFAASILISTE ASÜNKROONMASINATE ERILIIGID JA SPETSIAALSED TÖÖREŽIIMID

11-1. LIIKUMATU ROOTORIGA ASÜNKROONMASINAD

Faasiregulaator (joon. 11-1, *a*) kujutab endast kontaktrõngastega masinat, mille rootor on pidurdatud ning mida saab käsitsi või abimootoriga (täiturmootoriga) pöörata 360 el. kraadi võrra. Rootorit pööratakse ja pidurdatakse tavaliselt isepidurduva tiguajamiga. Faasiregulaatori primaarpool on ühendatud võrguga, sekundaarpool —koormusega (joon. 11-1, *a*, takistus Z_{krm}).

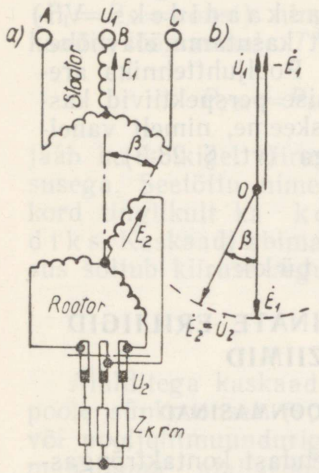
Tähistame rootori faasimähise telje elektrilise pöördenurga staatori vastava telje suhtes β-ga (joon. 11-1, *a*). Kui oletada lihtsuse mõttes, et vaadeldava masina puhul $r_1=r_2=x_{\sigma 1}=x_{\sigma 2}=0$, siis $U_1=E_1$ ja $U_2=E_2$, ning faasiregulaatori pingete vektordiagramm näeb välja nii, nagu on kujutatud joonisel 11-1, *b*. Elektromotoorjõud E_1 ja E_2 indutseeritakse ühise pöördvälja poolt ning on staatori ja rootori vastavates faasides teineteise suhtes nurga β võrra nihutatud. Rootori pööramisel ja nurga β muutumisel pöördub vektor $\dot{E}_2=\dot{U}_2$ vektorite $\dot{E}_1$ ja $\dot{U}_1$ suhtes.

Faasiregulaator kujutab endast primaarpinge suhtes reguleeritava sekundaarpinge faasiga pöördtrafot. Faasiregulaatoreid kasutatakse peamiselt laboratooriumides, eriti elektrienergia arvestite ja teiste mõõteriistade ja aparaatide teimimisel.

Tuleb silmas pidada, et koormatud faasiregulaatori rootorile mõjub pöördemoment. See kehtib ka teiste allpool vaadeldavate pidurdatud rootoriga masinate korral.

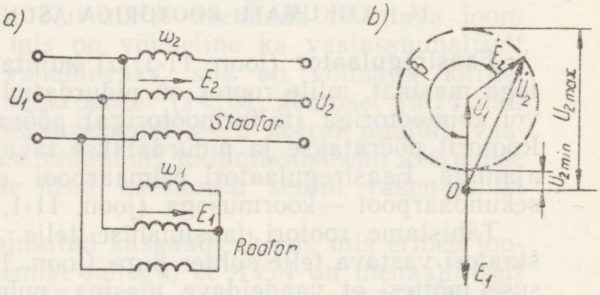
Kolmefaasilist induktsioonregulaatorit kasutatakse kolmefaasilise vahelduvvooluvõrgu pinge reguleerimisel. Regulaatori mähised ühendatakse autotrafo skeemi kohaselt, ning sisuliselt on regulaator pöördautotrafo.

Laialdasemalt kasutatava kolmefaasilise induktsioonregulaatori skeem on toodud joonisel 11-2, *a*. Üks mähistest (w_1) on primaarmähis ning ühendatakse rööbiti võrku, mille primaarpinge



Joon. 11-1. Faasiregulaatori skeem (*a*) ja pingete vektordiagramm (*b*)

Joon. 11-2. Kolmefaasilise induktsioonregulaatori mähiste ühendusskeem (*a*) ja pingete vektordiagramm (*b*)



on U_1, sekundaarmähis (w_2) aga ühendatakse sellesse võrku järjestikku. Primaarmähisena kasutatakse tavaliselt rootorimähist, sest sel juhul on vaja kontaktrõngaste ja harjade või painduvate juhtmete kaudu välja tuua ainult kolm mähise otsa. Primaarmähis võib olla ühendatud nii tähte, kui ka kolmnurka. Selguse mõttes peame allpool silmas tähtühendust.

Primaarmähis tarbib primaarvõrgust magneetimisvoolu, mis tekitab pöörleva voo Φ. Kui mitte arvestada pingelange, siis see voog indutseerib mähistes elektromotoorjõud $E_1 = U_1$ ja

$$E_2 = \frac{w_2 k_{m2}}{w_1 k_{m1}} E_1 = \frac{w_2 k_{m2}}{w_1 k_{m1}} U_1.$$

Elektromotoorjõud E_2 liitub pingega U_1 nurga β all (joon. 11-2, *b*), mis on võrdne sekundaarmähise faasi elektrilise pöördenurgaga primaarmähise faasi suhtes. Vektorite $\dot{E}_2$ ja $\dot{U}_2$ otspunktid, kui $\dot{U}_1 = \text{const}$, liiguvad nurga β muutudes mööda ringjoont.

Sekundaarpinge piirväärtused, kui ei arvesta pingelange, on $\beta = 180°$ korral

$$U_{2max} = U_1 + E_2,$$

aga kui $\beta = 0°$,

$$U_{2min} = U_1 - E_1.$$

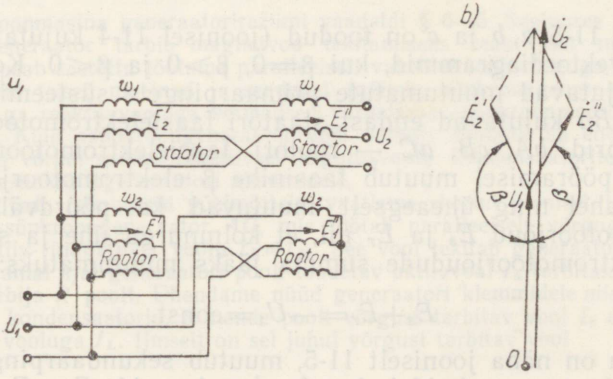
Kui staatori- ja rootorimähise keerdude arv on võrdne, siis

$$E_2 = E_1 = U_1$$

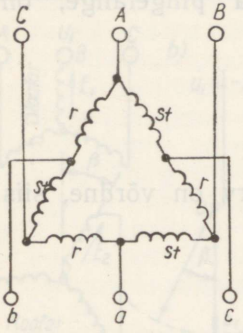
ja

$$U_{2max} \approx 2U_1; \quad U_{2min} \approx 0.$$

Regulaatoril (joon. 11-2) muutub üheaegselt niihästi pinge U_2 suurus kui ka faas, mis mõnikord ei ole soovitav. Niisugusel juhul kasutatakse kaksik-induktsioonregulaatorit (joon. 11-3), mille primaarmähised on primaarvõrku ühendatud paralleelselt, sekundaarmähised teineteisega aga järjestikku. Mõlemad regulaatorid on kinnitatud ühisele võllile ning teisel regulaatoril on kahe faasi ühendused primaar- ja sekundaarpoolel omavahel ära vahetatud. Seetõttu pöörlevad kahe regulaatori magnetväljad vastassuundades ning pöörates ühe regulaatori rootorit välja pöörlemise suunas, pöördub teise regulaatori rootor välja pöörlemisele vastassuunas. Regulaatorite sekundaarelektromotoorjõudude vektorid $\dot{E}_2'$ ja $\dot{E}_2''$ pöörduvad seetõttu vektordiagrammil (joon. 11-3, *b*) vastassuun-



Joon. 11-3. Kolmefaasilise kaksik-induktsioonregulaatori mähiste ühendusskeem (*a*) ja pingete vektordiagramm (*b*)



Joon. 11-4. Kolmefaasilise induktsioonregulaatori skeem, staatori- ja rootorimähiste ühendamisel ühisesse kolmnurka

dades, ning kui pingelange ei arvesta, jääb sekundaarmähise pinge

$$\dot{U}_2=\dot{U}_1+\dot{E}'_2+\dot{E}''_2$$

faas muutumatuks. Kaksik-induktsioonregulaatori võllil on pöördemoment võrdne nulliga. Selle regulaatori puuduseks on kahe masina vajadus, mis teeb seadme kalliks.

Muutumatu faasiga sekundaarpinget võib saada ka induktsioonregulaatorist, mille staatori (*st*) ja rootori (*r*) faasimähised on ühendatud ühisesse kolmnurka (joon. 11-4), kui staatori ja rootori keerdude arvud on võrdsed. Primaarpinge $U_1=\text{const}$ antakse niisuguse regulaatori pingekolmnurga *ABC* tippudele, sekundaarpinge $U_2=\text{var}$ saadakse aga selle kolmnurga keskpunktidest *a*, *b*, *c* (joon. 11-4).

Joonisel 11-4 kujutatud regulaatori pingete vektordiagrammide joonestamisel võib arvestada, et ühe ja sama kolmnurga külje staatori ja rootori faasi elektromotoorjõud E_s ja E_r on $w_s k_{ms}= =w_r k_{mr}$ korral suuruselt võrdsed ja teineteisest faasis nihutatud rootori pöördenurga β võrra staatori suhtes ning nende summa on võrdne rakendatud faasipingega:

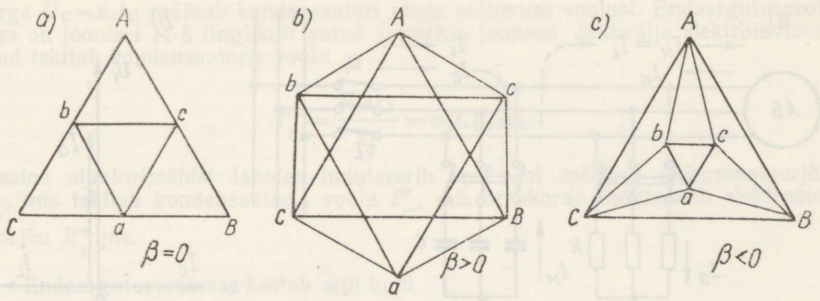
$$\dot{U}_1=-(\dot{E}_s+\dot{E}_r).$$

Joon. 11-5, *a*, *b* ja *c* on toodud (joonisel 11-4 kujutatud) regulaatori vektordiagrammid, kui $\beta=0$, $\beta>0$ ja $\beta<0$. Kolmnurgad *ABC* kujutavad muutumatute primaarpingete süsteemi. Vektorid *Cb*, *Ac*, *Ba* kujutavad endast staatori faasielektromotoorjõude E_s ja vektorid *bA*, *cB*, *aC* — rootori faasielektromotoorjõude E_r. Rootori pööramisel muutub faasinihe β elektromotoorjõudude E_s ja E_r vahel ning üheaegselt muutuvad ka pöördväli Φ ning elektromotoorjõud E_s ja E_r nii, et kolmnurga ühe ja sama külje faasielektromotoorjõudude summa jääks muutumatuks:

$$E_s+E_r=-U_1=\text{const}.$$

Nagu on näha jooniselt 11-5, muutub sekundaarpingete kolmnurga *abc* suurus, kuid kui $w_s k_{ms}=w_r k_{mr}$ ehk $E_s=E_r$, ei muutu selle kolmnurga asend ja järelikult ei muutu ka sekundaarpinge faas.

Märgime, et koormuse puudumisel sekundaarpoolel kujutab



Joon. 11-5. Joonisel 11-4 toodud skeemil kujutatud induktsioonregulaatori elektromotoorjõudude ja pingete vektordiagramm rootori mitmesuguste asendite puhul

regulaator (joon. 11-4) oma omadustelt reguleeritavat kolmefaasilist paispooli.

Nii nagu autotrafodes, nii tuleb ka induktsioonregulaatorites eristada välis- ehk läbilaske- ja sise- ehk arvutusvõimsust (vt. I köide, § 18-2). Nende võimsuste vahelised suhted on induktsioonregulaatorites ja autotrafodes ühesuguste mähiste ühendusskeemide ning keerdude arvude suhete puhul ühesugused (skeemile joon. 11-2, *a*, kui $\beta = 180°$, ja skeemile joon. 11-4, kui $\beta = 0$).

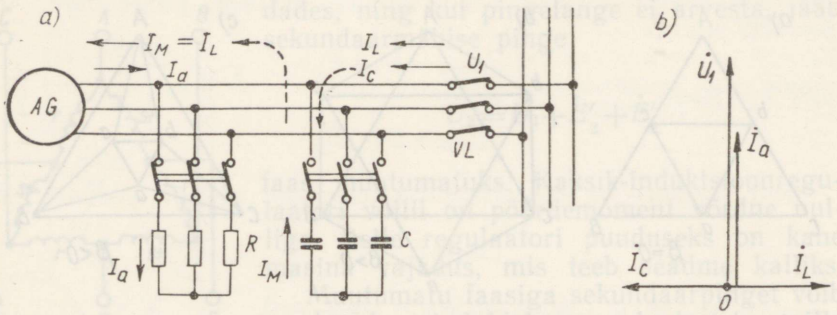
11-2. ENDAERGUTUSEGA ASÜNKROONGENERAATOR

Asünkroonmasina generaatorirežiimi vaadeldi § 6—5. Seejuures selgitati, et asünkroongeneraator tarbib magnetvoo tekitamiseks reaktiivset magneetimisvoolu ning peab seetõttu töötama paralleelselt vahelduvvooluvõrguga, mille külge on ühendatud teised masinad ja seadmed (näiteks sünkroongeneraatorid). Viimased on aga reaktiivvooluga võimelised varustama asünkroonmootoreid ja teisi tarbijaid. Kuid asünkroongeneraator võib samuti töötada ka endaergutusrežiimis eraldi võrku, saades reaktiivset ergutusvoolu kondensaatoritest, mis on ühendatud asünkroongeneraatori klemmidele.

Et selgitada mõningaid põhimõtteid, vaatleme skeemi joonisel 11-6, kus on kujutatud asünkroongeneraator *AG*, mis töötab paralleelselt võrguga, tarbides sellest reaktiiv-(induktiiv-) voolu $I_L = I_M$. See vool tekitab generaatoris magnetvälja, sest samal ajal generaatori poolt toodetav aktiivvool I_a tarbitakse täielikult kohaliku tarbija *R* poolt. Ühendame nüüd generaatori klemmidele niisuguse mahtuvusega *C* kondensaatorid, et nende poolt võrgust tarbitav vool I_c oleks suuruselt võrdne vooluga I_L. Ilmselt on sel juhul võrgust tarbitav vool

$$\dot{I}_C + \dot{I}_L = 0.$$

Seega võib vinnaklüliti *VL* lahutada ja asünkroongeneraator *AG* hakkab töötama isoleeritud võrku tarbijatega *R* ja *C*. Et seejuures ühelt poolt generaator jätkab voolu $I_L = I_M$ tarbimist, teiselt poolt aga kondensaatorid tarbivad endiselt voolu



Joon. 11-6. Asünkroongeneraatori *AG* skeem kohaliku koormusega *R* ning kondensaatorpatareiga *C* (*a*) ning vektordiagramm (*b*)

$I_C = I_L$, siis võib teha järgmised järeldused: 1) generaatorile on reaktiivse magneetimisvoolu $I_M = I_L$ allikaks nüüd kondensaatorid; 2) väited, et «kondensaator tarbib võrgust (või asünkroongeneraatorist) mahtuvusvoolu» ja «kondensaator annab võrku (või asünkroongeneraatorile) induktiivvoolu» on samaväärsed; 3) samaväärsed on ka väited, et «asünkroonmasin tarbib võrgust induktiivvoolu» ja «asünkroonmasin annab võrku mahtuvusvoolu».

Energiasüsteemi praktikas on tavaks seostada mõisteid «reaktiivvool» ja «reaktiivvõimsus» faasis mahajääva (induktiiv-) vooluga. Seejuures räägitakse, et kondensaatorid annavad võrku reaktiivvoolu ja reaktiivvõimsust ning on reaktiivvõimsuse generaatoriteks.

Öeldust järeldub, et asünkroongeneraatori puhtaktiivse koormuse puhul kondensaatori võimsus peab võrduma generaatori reaktiiv- ehk magneetimisvõimsusega. Kui on tegemist aktiiv-induktiivse iseloomuga segakoormusega, tuleb kondensaatorpatarei võimsust vastavalt suurendada, nii et see kataks ka tarbija reaktiivvõimsuse. Aktiiv-mahtuvusliku iseloomuga segakoormuse puhul vajatakse väiksema võimsusega kondensaatorpatareid, ning teatavail tingimustel on see patarei isegi liigne.

Joonisel 11-7 on kujutatud kondensaatoritega iseergutuva asünkroongeneraatori aseskeem koos koormusega Z_{krm}. Selle skeemi alusel võib leida kõik generaatori töörežiimi iseloomustavad vahekorrad ja suurused. Nimelt võib reaktiivvõimsuste bilansi alusel, arvestades reaktiivvõimsuskadu takistustes x_{61}, $x'_{\sigma 2}$ ja x_M, määrata kondensaatorite vajaliku võimsuse ja mahtuvuse. Iseergutuva asünkroongeneraatori vektordiagramm on tavaline ning ei sõltu sellest, kust generaator saab vajaliku reaktiivvõimsust.

Selgitades üldjoontes iseergutuva asünkroongeneraatori tööd püsirežiimis, vaatleme selle endaergutusprotsessi tühijooksul (joon. 11-8), arvestamata aktiivtakistusi.

Jääkmagnetvälja olemasolu tõttu asünkroonmasina rootoris indutseeritakse staatorimähises rootori pöörlemisel teatud elektromotoorjõud $E_{jääk}$ (joon. 11-8). See tekitab kondensaatorites voolu I'_C, mis läbides masina staatorimähist tugevdab magnetvoogu. Selle tulemusena indutseeritud elektromotoorjõud mähises ja vool kondensaatoris suureneb jne.

Joonisel 11-8 on kujutatud staatorimähises indutseeritud elektromotoorjõud E_1 sõltuvalt magneetimisvoolust selles mähises I_M ehk kondensaatori voolust $I_c = I_M$ antud tühijooksukõvera ehk magneetimiskõvera ($x_{\sigma 1} + x_M$) I_c näol.

Sirge $U_C = x_C I_C$ määrab kondensaatori pinge sõltuvuse voolust. Endaergutusprotsess on joonisel 11-8 tinglikult antud astmelise joonena. Jääkvälja elektromotoorjõud tekitab kondensaatoris voolu

$$I'_C = \frac{E_{jääk}}{x_C} = \omega_1 C E_{jääk}.$$

Masina staatorimähist läbides indutseerib see vool mähises elektromotoorjõu E'_1, mis tekitab kondensaatoris voolu I''_C, mis omakorda indutseerib elektromotoorjõu E''_1 jne.

Endaergutusprotsess kestab seni kuni

$$(x_{\sigma 1} + x_M) I_C > x_C I_C,$$

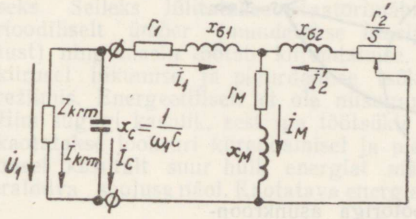
ning lõpeb siis, kui küllastuse suurenedes takistus x_M väheneb niipalju, et tekib võrdsus (punkt A joon. 11-8):

$$(x_{\sigma 1} + x_M) I_C = x_C I_C.$$

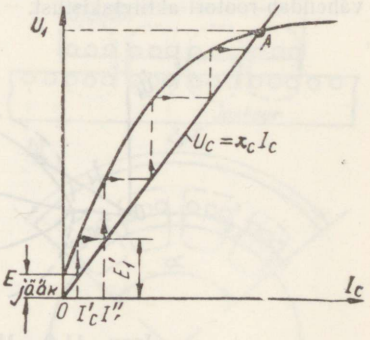
On ilmne, et asünkroongeneraatori endaergutusprotsess on paljus samane alalisvoolugeneraatori iseergutumisega (vt. I köide, § 9-4).

Endaergutusega asünkroongeneraatori kondensaatorpatarei võimsus on küllalt suur (70 ... 100% generaatori nimivõimsusest), mis teeb seadme kalliks. Seetõttu leiavad niisugused generaatorid tänapäeval väga piiratud kasutamist. Mõnikord leiab asünkroonmasina iseergutamine temaga ühendatud kondensaatorite abil kasutamist asünkroonmootorite pidurdamisel peale nende võrgust lahutamist. Pidurdamine toimub sel juhul endaergutusega masinas ja temaga ühendatud takistustes esinevate kadude arvel.

Asünkroonmasina iseergutumine on võimalik ka kondensaatorite ühendamisel sekundaarahelasse. Kuid väikese sageduse tõttu rootoriahelas on see meetod ebamajanduslik.



Joon. 11-7. Iseergutuva asünkroongeneraatori aseskeem koormusega Z_{krm} ning kondensaatorpatareiga, mahtuvustakistusega x_C



Joon. 11-8. Asünkroongeneraatori iseergutumise tingimuste selgitamine

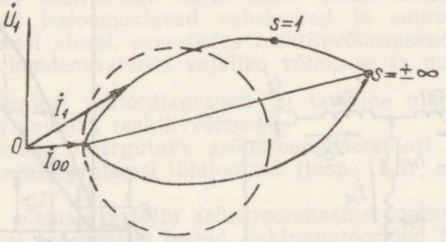
11-3. MASSIIVROOTORIGA ASÜNKROONMASINAD

Asünkroonmasina rootori võib valmistada massiivsest terassepisest ja ilma uureteta. Niisugusel juhul on rootorimähiseks massiivrootor ise, milles pöördväli indutseerib voole.

Mehaanilise tugevuse seisukohalt on massiivrootoril suuri eeliseid. Seoses sellega ehitatakse suure kiirusega asünkroonmootorid (10 000 ... 100 000 p/min) massiivrootoriga. Niisuguseid mootoreid kasutatakse spetsiaalseadmeis, nagu güroskoop-navigatsiooniseadmeis. Neid toidetakse suure sagedusega vooludega (400 ... 1000 Hz).

Massiivrootori aktiiv- ja induktiivtakistused r_2 ja $x_{\sigma 2}$ sõltuvad tunduva pinnaefekti tõttu suurel määral libistusest. Nii näiteks kui $f_1 = 50$ Hz, on käivitamisel ($s = 1$) ekvivalentne voolude sisenemissügavus vaid 3 mm, kui $s = 0{,}02$ — ligi 20 mm, kui $s = 0{,}001$ — ligi 100 mm. Seepärast on takistus r_2 käivitamisel väga suur ja $x_{\sigma 2}$ väike, sest libistuse vähenedes takistus r_2 väheneb ja $x_{\sigma 2}$ suureneb. Parameetrite muutumise niisuguse iseloomu tõttu on massiivrootoriga masina voolude geomeetriline koht niisugune, nagu näidatud pideva joonega joonisel 11-9. Võrdluseks on samas kriipsjoonega näidatud ka muutumatute parameetritega asünkroonmootori ringdiagramm.

Tunduva pinnaefekti tõttu on massiivrootoriga mootori käivitusmoment küllalt suur ($M_n/M_N = 1{,}5 \ldots 2{,}0$). Massiivrootoritega väikese ja keskmise võimsusega mootorite kasutegur ja võimsustegur, kui $f = 50$ Hz, on paraku madalad. See on tingitud sellest, et libistamisel $s = 0{,}02 \ldots 0{,}05$ on voolu ja voo sisenemissügavus terasrootorisse väike, rootori aktiiv- ja magnetiline takistus magnetvoole on suur, mille tõttu mootoril on suur nimilibistus ja suur magneetimisvool. Masina geomeetriliste mõõtmete suurenedes, samuti nimipöörlemiskiiruse kasvades mootori töökarakteristikud paranevad. Nii näiteks massiivrootoriga asünkroonmootoril $f = 50$ Hz ja $P = 20\,000 \ldots 50\,000$ kW puhul on libistus ühest protsendist tunduvalt väiksem. Suhteliselt väikese võimsusega mootorites suurte pöörlemiskiiruste puhul kaetakse mõnikord töökarakteristikute parandamiseks massiivrootori pind vasega. Sama eesmärgiga kasutatakse ka vaskrõngaid, mis kinnitatakse massiivrootori otspindadele. Nende rõngaste ülesanne on analoogiline oravikmähise otsmiste lühisrõngastega, ning selliste rõngastega rootori aktiivtakistus väheneb. Mõnikord tehakse silindrilise rootori pinnale ka uurded, kuid mähist nendesse ei asetata. Sel juhul suureneb vooludega koormatud rootori välispind, mis omakorda vähendab rootori aktiivtakistust.



Joon. 11-9. Massiivrootoriga asünkroonmasina voolude kohaköver

11-4. LINEAARSED JA KAARSTAATORIGA ASÜNKROONMASINAD

Kui kujutleda, et tavaline silindriline asünkroonmootori staator on lahti lõigatud piki diametraaltasapinda ja sirgestatud tasapinnaks või tõmmatud lähtesilindri raadiusest suurema raadiusega kaareks, saadakse lineaarse (joon. 11-10, *a*) või kaarstaatoriga (joon. 11-10, *b*) asünkroonmasin. Sellise staatori mähis tekitab staatorisüdamiku ulatuses olevas õhupilus vastavalt kulg- või pöördvälja.

Lineaarmasina liikuvat osa nimetatakse jooksuriks, kaarstaatoriga masinal aga rootoriks. Jooksur ja rootor võivad olla samasuguse konstruktsiooniga kui normaalsetel lühismähisega asünkroonmootoritel, s. o. südamikud elektrotehnilisest terasest ning oravikmähisega jooksuri või rootori südamiku uuretes. Jooksur ja rootor võivad olla ka massiivsed, terasest või malmist, kus sekundaarmähiseks on jooksuri või rootori enda keha. Energeetiliste näitajate parandamiseks tehakse mõnikord rootori massiivsesse ferromagnetilisse kehasse uurded, kuhu paigutatakse vasest või alumiiniumist oravikmähis. Lineaarset asünkroonmasinat võib teha ka kahe, teineteine vastas asuva staatoriga, jooksuriks on sel juhtumil keha, mis asub staatoritevahelises pilus.

Vaadeldavate masinate töötamispõhimõte on sama, mis normaalsetel asünkroonmasinatel: staatori kulg- või pöördväli indutseerib jooksuri- või rootorimähises voolud, mille vastastikusel mõjul magnetväljaga tekivad jooksurile või rootorile mõjuvad elektromagnetilised jõud. Püsirežiimis on jooksuri või rootori liibistus magnetvälja suhtes harilikult väike.

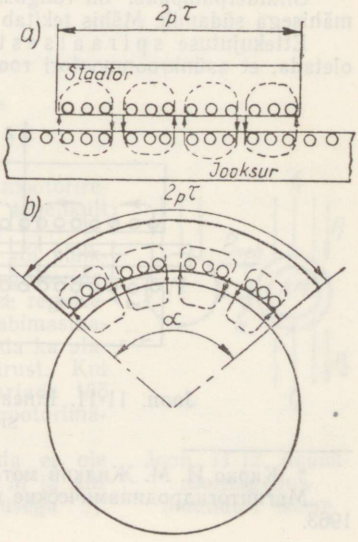
Kaarstaatoriga masina iseärasuseks on asjaolu, et selle pöörlemiskiirus ei sõltu poolusepaaride arvust p ja sagedusest f_1 nii jäigalt kui normaalsel asünkroonmasinal. Tõepoolest, olgu masina staatoril (joonisel 11-10, *b*) p poolusepaari, ning selle ulatus vastaku kaarele kesknurgaga α. Voolu ühe perioodi jooksul paigutab pöördväli ümber 2τ ehk nurga α/p võrra, ühe sekundi jooksul teeb väli

$$n_1 = \frac{\alpha}{2\pi} \cdot \frac{f_1}{p}$$

pööret. Valides erinevad α väärtused, saame erinevad pöörlemiskiirused. Kui $\alpha = 2\pi$, siis saame normaalse asünkroonmasina

$$n_1 = \frac{f_1}{p}\left[\frac{1}{s}\right].$$

Lineaarseid asünkroonmasinaid võib kasutada edasi-tagasi kulgeva liikumise saamiseks. Selleks lülitatakse staatorimähis perioodiliselt ümber (muudetakse faasijärjestust) ning masin töötab kiirendamise, püsikiirusel liikumise ja pidurdamise tsüklilises režiimis. Energeetiliselt ei ole niisugune režiim sugugi kasulik, sest iga töötsükli puhul kaotatakse jooksuri kiirendamisel ja pidurdamisel kasutult suur hulk energiat mähistes eralduva soojuse näol. Kaotatava energia hulk



Joon. 11-10. Lineaarne (*a*) ja kaarstaatoriga (*b*) asünkroonmasin

on seda suurem, mida suurem on jooksuri mass ja tema maksimaalne kiirus. Seetõttu ei ole edasi-tagasi-liikumisega mootorid kuigi levinud. Pisut rohkem kasutatakse mõnedel erijuhtudel (näiteks liikuvate kehade kiirendamine ja pidurdamine) lineaarseid asünkroonmasinaid.

Kaarstaatoriga asünkroonmootori soovitas kasutusele võtta P. Fridkin 1936. a. Mõnel juhul saab neis masinais kasutada rootoritena töömasinate silindrilisi osi. Olgugi et kaarstaatoriga masinad senini palju ei ole levinud, on nii lineaarsete ja kaarstaatoriga asünkroonmasinate kui ka nendega sarnaste magnetohüdrodünaamiliste masinate (vt. § 11-5) kasutamine eriotstarbeliste masinatena perspektiivikas.

Lineaarsetes ja kaarstaatoriga asünkroonmasinates tekivad ääreefektid, mis on tingitud sellest, et nende staatorid ei ole suletud rõngaiks, vaid on lõpliku pikkusega. Seetõttu on lineaar- ja kaarstaatoriga masinate energeetilised näitajad halvemad kui normaalsetel asünkroonmasinatel.

11-5. VAHELDUVVOOLU MAGNETOHÜDRODÜNAAMILISED MASINAD*

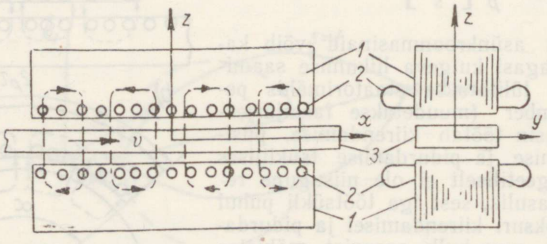
Vahelduvvoolu magnetohüdrodünaamiliste masinate üks liik on vedelmetalli induktsioonpumbad, mis jagunevad lineaarseteks ja spiraalseteks.

L i n e a a r s e d i n d u k t s i o o n p u m b a d on sarnased lineaarsete asünkroonmasinatega (vt. § 11-4) ning jagunevad lamedateks ja silindrilisteks. Lamepumbal (joon. 11-11) on tavaliselt kaks induktorit, kusjuures kumbki neist koosneb südamikust *1* ja mitmefaasilisest (tavaliselt kolmefaasilisest) mähisest *2*. Induktorite vahel asub nelinurkse ristlõikega lame kanal *3* vedela metalliga.

Kanali seinad võivad vedelmetalli omadustest sõltuvalt olla nii metallist kui ka keraamilised. Kanali seinte ja induktorite vahel on tavaliselt soojusisolatsiooni kiht. Induktorite kulgväli tekitab vedelas metallis voolusid. Nende voolude ja magnetvälja vastastikusel mõjul tekivad vedelmetalli osakestele mõjuvad elektromagnetilised jõud. Selle tulemusena tekib rõhk ja vedelmetall hakkab liikuma magnetvälja liikumise suunas, kuid mõninga libistusega *s* selle suhtes.

Silinderpumpadel on rõngaskanal, mille sees asub mähiseta ja väljaspool mähisega südamik. Mähis tekitab magnetvoo, mis kulgeb piki kanali telgi.

Ettekujutuse s p i r a a l s e s t i n d u k t s i o o n p u m b a s t võib saada, kui oletada, et asünkroonmootori rootor on pidurdatud, rootori hambad koos mähi-



Joon. 11-11. Lineaarse lameda vedelmetalli induktsioonpumba ehitus

* Кирко И. М. Жидкий металл в электромагнитном поле, «Энергия», 1964. Магнитогидродинамические генераторы электрической энергии, ВИНИТИ, 1963.

sega maha lõigatud ning pilusse, mis tekib välis- ja sisesüdamiku vahel, on mähitud spiraalkanal.

Induktsioonpumpasid kasutatakse kiirete neutronitega aatomireaktoritega uurimis-, transpordi- ja tööstuslikes seadmeis. Soojuse ärajuhtimiseks nendest kasutatakse vedelmetall-soojuskandjaid (naatriumi, kaaliumi, nende sulameid ja teisi). Katseseadmeid luuakse ka metallurgias ja valutootmises. Kõik induktsioonpumbad on pööratavad. Pumbad võivad töötada asünkroongeneraatori režiimis, kui nende kanalite kaudu pumbata välise energiaallika arvel vedelmetalli magnetvälja liikumise kiirusest suurema kiirusega. Vedelmetallidega, kui ka vedelmetallide aurudega magnetohüdrodünaamiliste generaatorite praktiline kasutamine aatomireaktoritega energeetilistes seadmetes on perspektiivikas.

Vedelmetalli asemel võib vahelduvvoolu magnetohüdrodünaamilistes generaatorites kasutada gaasitaolist juhtivat keskkonda, s. o. plasmat. Selliste generaatorite loomise võimalikkust uuritakse reas maades. Kuid on vaja märkida, et magnetohüdrodünaamilistel induktsioongeneraatoritel on oluline puudus — madal võimsustegur. Seda seetõttu, et nad peavad magneetimiseks tarbima vahelduvvoolu võrgust suurt reaktiivvõimsust.

11-6. ASÜNKROONSAGEDUSMUUNDUR

Asünkroonsagedusmuundur (joon. 11-12) koosneb kolmefaasilisest kontaktrõngastega asünkroonmasinast *AM* ning temaga ühendatud ajammootorist *M*. Üks asünkroonmasina mähistest (näiteks staatori) ühendatakse primaarvõrku sagedusega f_1, sekundaarmähis aga toidab sekundaarvõrku libistussagedust $f_2 = sf_1$ omava vooluga.

Asünkroonmasin *AM* töötab kas vastulülituses pidurirežiimis, kui $s > 1$ ja $f_2 > f_1$, või mootorirežiimis, kui $s < 1$ ja $f_2 < f_1$. Mootorirežiimis *AM* rootor pöörleb primaarvälja pöörlemise suunas, pidurirežiimis aga välja pöörlemisele vastassuunas. *AM* generaatorirežiimi sagedusmuundurites tavaliselt ei kasutata.

Kui mitte arvestada kadusid, siis *AM* primaarvõimsus

$$P_1 = P_{em}$$

ja sekundaar-, ehk libistusvõimsus

$$P_2 = sP_{em} = sP_1.$$

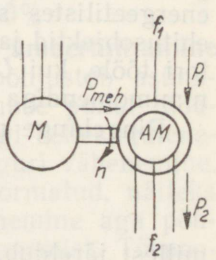
Mootori *M* poolt arendatav mehaaniline võimsus

$$P_{meh} = P_2 - P_1 = (s-1)P_1.$$

Kui $s > 1$ ja $f_2 > f_1$, töötab ajammootor *M* mootorirežiimis ja $P_{meh} > 0$. Kui $s < 1$, töötab mootor *M* tegelikult generaatorirežiimis ja $P_{meh} < 0$.

Ajammootoriks *M* on tavaliselt asünkroon- või sünkroonmootor. Kui sekundaarsagedust on vaja reguleerida, siis *AM* primaarmähist sagedusega f_1 ergutatakse reguleeritava sagedusega sünkroon- või kommutaatorabimasinaga. Samaks otstarbeks võib mootorina *M* kasutada ka alalisvoolumasinat, reguleerides selle pöörlemiskiirust. Kui $f_2 > f_1$, siis $P_2 > P_1$ ning kontaktrõngaste ja harjade töö kergendamiseks kasutatakse primaarmähisena rootorimähist.

Lihtsamal juhul, kui sagedust f_2 reguleerida ei ole vaja, võib sünkroon- või asünkroonajammootorit *M* ja *AM* primaarmähist toita ühisest võrgust sagedusega f_1.



Joon. 11-12. Asünkroonsagedusmuunduri skeem

Seejuures ajammootori ja kogu agregaadi pöörlemiskiirus, kui asünkroonajammootori puhul mitte arvestada libistust,

$$n=\pm\frac{f_1}{p_M},$$

kus p_M on mootori poolusepaaride arv ning märk pluss vastab mootori- ja märk miinus — *AM* pidurirežiimile.

AM rootorivälja pöörlemiskiirus

$$n_1=\frac{f_1}{p_{AM}},$$

rootori libistus

$$s=\frac{n_1-n}{n_1}=\frac{p_M\mp p_{AM}}{p_M}$$

ja sekundaarsagedus

$$f_2=sf_1=\frac{p_M\mp p_{AM}}{p_M}f_1. \qquad (11\text{-}1)$$

Kui näiteks $p_M=1$, $p_{AM}=2$ ja *AM* rootor pöörleb vastu välja pöörlemissuunda, siis

$$f_2=\frac{1+2}{1}f_1=3f_1.$$

11-7. KOLMEFAASILISTE ASÜNKROONMOOTORITE TÖÖTAMINE NIMIREŽIIMIST ERINEVATES TINGIMUSTES

Sageduse muutumine. Võrgu sagedus f_1 võib erineda nimisagedusest f_N ja seda just eriti autonoomsetes väikese võimsusega energeetilistes seadmetes (transport, metsavarumine, isoleeritud ehitusobjektid ja muu). Vaatleme sageduse muutumise mõju mootori tööle, kui $U_1=U_{1N}=$const ja koormusmoment võllil M_{st} on nimimomendiga võrdne või sellele lähedane.

Pingelange mitte arvestades

$$U_1=4{,}44f_1w_1k_{m1}\Phi, \qquad (11\text{-}2)$$

millest järeldub, et kui $U_1=$const, põhjustab sageduse f_1 muutumine mootori voo Φ muutumist. Teiselt poolt

$$M=k\Phi I_2\cos\psi_2,$$

millest omakorda järeldub, et kui M_{st}=const, siis Φ muutus põhjustab sekundaarvoolu I_2 ja primaarvoolu koormuskomponendi muutumist.

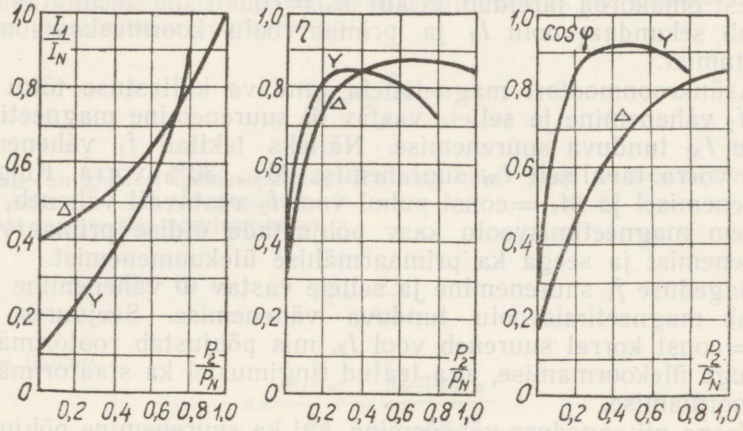
Asünkroonmootori magnetahela tunduva küllastuse tõttu tingib f_1 vähenemine ja sellele vastav Φ suurenemine magneetimisvoolu I_M tunduva suurenemise. Näiteks tekitab f_1 vähenemine 10% võrra tavaliselt I_M suurenemise 20...30% võrra. Kuigi Φ suurenemisel ja M_{st}=const puhul vool I_2 vastavalt väheneb, võib suurem magneetimisvoolu kasv põhjustada üldise primaarvoolu suurenemist ja seega ka primaarmähise ülekuumenemist.

Sageduse f_1 suurenemine ja sellele vastav Φ vähenemine põhjustab magneetimisvoolu tunduva vähenemise. Seejuures aga M_{st}=const korral suureneb vool I_2, mis põhjustab rootorimähise vooluga ülekoormamise, aga teatud tingimustel ka staatorimähise ülekoormamise.

Seega nii sageduse vähenemine, kui ka suurenemine põhjustab asünkroonmootorite töötingimuste halvenemist, kui need töötavad nimiolukorrale lähedastel koormustel. Seepärast peab võrgusageduse kõikumisi piirama. Standardi ГОСТ 183-66 järgi peavad mootorid arendama nimivõimsust, sageduse hälbimisel nimisuurusest ±5% võrra.

Pinge muutumine, kui $f_1=f_{1N}$, vastavalt võrrandile (11-2), kutsub esile samad tagajärjed kui sageduse muutumine, ainult selle erinevusega, et U_1 vähenemine põhjustab ka Φ vähenemise ja vastupidi. Seepärast toob U_1 muutumine nimiolukorrale lähedastel koormustel, kui f_1=const, endaga samuti kaasa asünkroonmootorite töötingimuste halvenemise. Seetõttu peab piirama ka U_1 kõikumisi. ГОСТ 183-66 alusel peavad mootorid arendama nimivõimsust võrgupinge erinemisel nimisuurusest —5 kuni +10% piirides. Pinge ja sageduse üheaegsel hälbimisel nimisuurustest peavad vahelduvvoolumootorid, vastavalt ГОСТ 183-66, arendama nimivõimsust, kui nende hälbimiste protsentuaalsete suuruste summa, märke arvestamata, ei ületa 10%.

Alakoormatud asünkroonmootorite mähiste ümberlülitamine kolmnurgast tähte. Nagu oli kindlaks tehtud, põhjustab asünkroonmootori toitepinge vähenemine suure koormuse puhul mootori mähiste vooludega ülekoormamise koos kõigi sellest tulenevate tagajärjedega (kadude suurenemine, kasuteguri vähenemine, mähiste ülekuumenemine). Kui mootor on alakoormatud, näiteks 35...40% nimivõimsusest, võib pinge U_1 vähenemine aga põhjustada mootori energeetiliste parameetrite paranemist. Tõepoolest, magnetvoo vähenemise tõttu väheneb tunduvalt magneetimisvool I_M ja järelikult suureneb märgatavalt ka võimsustegur. Võrdeliselt U_1^2-ga väheneb ka magnetiline kadu. Kuigi M_{st}=const



Joon. 11-13. Asünkroonmootori, 28 kW, 975 p/min töököverad staatorimähise ühendamisel kolmnurka ja tähte, mootori nimifaasipingega võrdse võrgupinge korral

puhul U_1 vähenemine kutsub esile I'_2 mõningase suurenemise, ei tarvitse see mootori alakoormuse tõttu ületada nimiväärtust. Voolu I_1 koormuskomponent suureneb samuti kui I'_2, kuid arvestades I_M vähenemist võib I_1 resulteeriv suurus isegi väheneda. Nimetatud põhjustel võib kasuteguri η suurus isegi suureneda.

Mitmetel põhjustel võivad mõned asünkroonmootorid olla tugevasti alakoormatud. Kui nende mootorite staatorimähised on normaalselt ühendatud kolmnurka, siis võib osutuda kasulikuks nende ühendamine tähte, et parandada võimsustegurit $\cos\varphi$ ja kasutegurit η.

Faasipinged vähenevad seejuures $\sqrt{3}$ korda, mis põhjustab ka Φ vähenemise $\sqrt{3}$ korda, I_M vähenemise 2 ... 2,5 korda ning tingimusel et $M_{st}=\text{const}$, I'_2 suurenemise $\sqrt{3}$ korda. Kui seejuures kasutegur paraneb või isegi jääb muutumatuks, on $\cos\varphi$ parandamiseks otstarbekohane staatorimähised ümber ühendada tähte. Suurim koormus, mille puhul niisugune ümberühendamine on veel otstarbekohane, tuleb kindlaks teha arvutuse teel või siis katseliselt.

Joonisel 11-13 on öeldu illustreerimiseks toodud 28 kW, 975 pööret minutis mootori karakteristikud. Neist karakteristikutest on näha, et $\cos\varphi$ parandamiseks on selle mootori mähiste ümberühendamine tähte otstarbekohane 40% alla nimikoormustel, kus $\cos\varphi$ ja η on suuremad, kui ühendamisel kolmnurka.

11-8. ASÜNKROONMOOTORITE MITTESÜMMEETRILISED TÖÖREŽIIMID

Eelnevaid märkusi. Asünkroonmootorite mittesümmeetrilised tööreŽiimid tekivad: 1) võrgupingete sümmeetria moonutuse puhul, 2) takistuste mittesümmeetrilisuse puhul staatori- ja rootoriahelates, 3) mähiste mittesümmeetrilisel ühendusel. Niisugused režiimid võivad tekkida mootori töötingimuste kõrvalekaldumisel normaalsetest, eriti just rikete ja avariide tõttu. Paljudel juhtudel kasutatakse mittesümmeetrilisi režiime eriliste omadustega karakteristikute saamiseks. Vaatleme mõnda mittesümmeetrilist režiimi ning oletame, et asünkroonmasina ehitus tervikuna ning tema mähiste faasid on sümmeetrilised.

Asünkroonmasinate mittesümmeetrilisi tööreŽiime on otstarbekohane uurida sümmeetriliste komponentide meetodiga, jättes tähele panemata magnetilise küllastuse ning kasutades superpositsioonimeetodit. Nulljärgnevuskomponenti asünkroonmootorite mähiste vooludes tavaliselt ei esine, sest nende mähiste nullpunktid on tähtühenduse korral harilikult isoleeritud. Seepärast on tarvis vaadelda asünkroonmasinate käitumist voolude ja pingete päri- ja vastujärgnevuskomponentide suhtes.

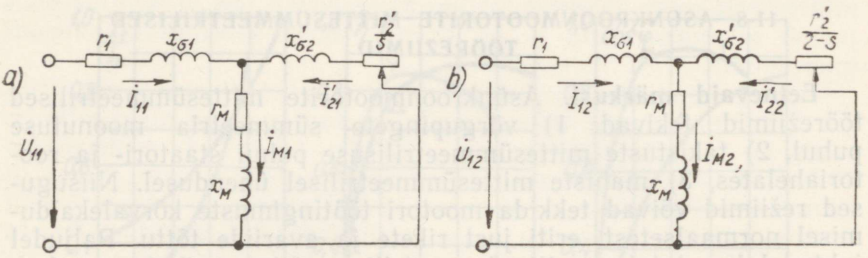
Asünkroonmasina töötamine mittesümmeetrilise toitepingete süsteemi puhul. Olgu asünkroonmasina primaarmähisele rakendatud kolmefaasiline pingesüsteem mittesümmeetriline, sisaldades päri- (U_{11}) ja vastujärgnevuskomponente (U_{12}). Kõik eelmistes peatükkides käsitletu oli kehtiv asünkroonmasinas pärijärgnevuspingete ja -voolude korral. Kordame lühidalt ülalpool saadud tulemusi, kasutades lisaindeksit *1* pärijärgnevuse märkimiseks, seejärel aga laiendame need tulemused vastujärgnevuspingetele ja -vooludele (lisaindeksiga *2*).

Pinged U_{11} tekitavad masina primaarahelas pärijärgnevusvoolud I_{11}. Need voolud tekitavad omakorda pärijärgnevus-magnetvälja ja -voo, mis pöörlevad kiirusega

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \tag{11-3}$$

ning indutseerivad pärijärgnevusvoolud I_{21} sekundaarmähises. Voolud I_{11} ja I_{21} tekitavad summaarse pärijärgnevus-magnetvälja, mis pöörleb kiirusega n_1. Rootori libistus selle välja suhtes on pärijärgnevuslibistus:

$$s_1 = s = \frac{n_1 - n}{n_1}, \tag{11-4}$$



Joon. 11-14. Asünkroonmasina aseskeemid päri- (*a*) ja vastujärgnevusvooludele (*b*) (resp. pingetele)

kus n on rootori pöörlemiskiirus, mis on positiivne, kui rootor pöörleb pärijärgnevusvälja suunas.

Pärijärgnevusvoolude ja -pingete süsteemi korral on kehtiv aseskeem joonisel 11-14, *a*, mis on samaväärne aseskeemidega joonisel 6-6. See skeem võimaldab arvutada voolud I_{11} ja I'_{21}, kui on teada U_{11} ja masina parameetrid.

Pärijärgnevusvoolud ja -väli tekitavad pärijärgnevus-pöördemomendi

$$M_1 = m_1 I'^2_{21} \frac{r'_2}{s}. \qquad (11\text{-}5)$$

Primaarmähisele rakendatud vastujärgnevuspinged U_{12} tekitavad selles vastujärgnevusvoolud I_{12}. Viimased tekitavad vastujärgnevusvälja, mis pöörleb sama kiirusega kui pärijärgnevusväli, kuid vastassuunas, sest need voolud on vastupidise faasijärjestusega. Järelikult vastujärgnevusvälja pöörlemiskiirus

$$n_2 = -n_1 = -\frac{f_1}{p}. \qquad (11\text{-}6)$$

See väli indutseerib sekundaarahelas vastujärgnevusvoolud I'_{22}. Voolud I_{12} ja I'_{22} loovad summarse vastujärgnevusvälja. Rootori libistus selle magnetvälja suhtes ehk vastujärgnevuslibistus

$$s_2 = \frac{n_2 - n}{n_2} = \frac{-n_1 - n}{-n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1}.$$

Asetame siia pärijärgnevuslibistuse kaudu väljendatud rootori kiiruse

$$n = (1 - s) n_1, \qquad (11\text{-}7)$$

siis saame

$$s_2 = 2 - s. \tag{11-8}$$

Vastujärgnevusvoolude ja -pingete süsteemi puhul kehtib aseskeem joon. 11-14, *b*, mis on analoogiline skeemiga joon. 11-14, *a*, kuid $s_1 = s$ asemel on libistus $s_2 = 2 - s$.

Vastujärgnevusvoolud ja -väli tekitavad vastujärgnevuspöördemomendi

$$M_2 = -m_1 I'^2_{22} \frac{r'_2}{s_2} = -m_1 I'_{22} \frac{r'_2}{2-s}. \tag{11-9}$$

Miinusmärk on siin võetud seepärast, et kui $s_2 > 0$, mõjub moment M_2 vastujärgnevusvälja pöörlemissuunas ning on seetõttu negatiivne.

Masina rootorile mõjub üldine pöördemoment

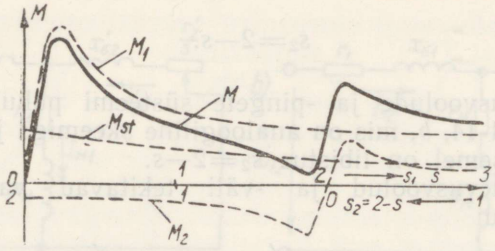
$$M = M_1 + M_2 = m_1 I'^2_{21} \frac{r'_2}{s} - m_1 I'^2_{22} \frac{r'_2}{2-s}. \tag{11-10}$$

Tingimata on vaja märkida, et peale momentide M_1 ja M_2 tekivad rootori vastujärgnevusvoolude ja pärijärgnevusvälja, ning pärijärgnevusvoolude ja vastujärgnevusvälja vastastikusel mõjul lisapöördemomendid. Kuid need lisamomendid pulseerivad suure sagedusega (võrdne $2f_1$-ga) ning nende keskväärtus on null. Seepärast need rootori liikumisele praktiliselt mõju ei avalda. Ühtlasi tekivad päri- ja vastujärgnevusväljade vastastikusel mõjul radiaalsed vibratsioonijõud sagedusega $2f_1$.

Tuleb samuti märkida, et üldjuhul on sekundaarahela parameetrid r'_2 ja $x'_{\sigma 2}$ päri- ja vastujärgnevusvooludele erinevad, sest nende voolude sagedused $f_{21} = sf_1$ ning $f_{22} = (2-s)f_1$ on erinevad ja sellepärast avaldub voolu väljatõrje efekt nende suhtes erinevalt. Seda asjaolu tuleb arvestada praktiliste arvutuste puhul.

Joonisel 11-15 on kujutatud momentide M_1, M_2 ja M kõverad juhul, kui U_{12} ja U_{11} on suuruselt konstantsed ja $U_{12}/U_{11} = 0{,}5$. Et pärijärgnevuskomponent on suurem, on masina tööreziim määratud selle mõjuga. Nagu on näha jooniselt 11-15, väheneb vastujärgnevusvoolude mõjul rootori resulteeriv moment M, libistus sama takistusmomendi M_{st} puhul aga suureneb ning seega suurenevad masina kaod ja soojenemine, samuti väheneb ka kasutegur. Kõik see on selle tulemuseks, et masin vastujärgnevussüsteemi suhtes, kui $0 < s < 1$, töötab pidurirežiimis ($1 < s_2 < 2$).

Öeldust selgub, et vastujärgnevusvoolude esinemine halvendab asünkroonmootorite töötingimusi ning seetõttu toitepingete süs-



Joon. 11-15. Asünkroonmasina päri- (M_1) ja vastujärgnevus- (M_2) ning resulteeriva momendi (M) sõltuvused libistusest

teemi sümmeetria moonutamine ei ole soovitatav. Paljudel juhtudel kasutatakse seda siiski eriotstarbeks.

Takistuste mittesümmeetrilisus sekundaarahelas võib tekkida mitmesuguste vigade tõttu (näiteks, kontakti puudumine kolmefaasilise rootori ühes faasis ehk valuvigadest tingitud ühe või mitme alumiiniumist rootorivarda katkemine). Mõnikord, et vähendada reostaadi või kontrolleri kontaktide arvu, säilitades seejuures küllaldast käivitusastmete arvu, kasutatakse mittesümmeetrilisi käivitusreostaate. Neis reostaatides ei toimu takistusastmete ühendamine erinevates faasides üheaegselt. Näiteks, kui kolmefaasilise käivitusreostaadi igal faasil on $n=2$ astet ning astmete ümberühendamine toimub kõigis faasides üheaegselt, saame $2+1=3$ käivitusastet. Kui aga iga faasi astmed ühendada järjekorras, saame $2 \cdot 3+1=7$ käivitusastet. Viimasel juhul saadakse suurem käivitusastmete arv suhteliselt lihtsa ja odava käivitusaparatuuriga.

Vaatleme, kuidas mõjub rootoriahela mittesümmeetrilisus mootori tööle. Oletame seejuures, et rootorimähis on kolmefaasiline.

Võrgupingete U_1 sümmeetriline süsteem tekitab staatorimähises voolud $I_1=I_{11}$ sagedusega f_1. Pärijärgnevus-pöördväli, mis tekitatakse nende vooludega, indutseerib rootori faasides elektromotoorjõud E_2 sagedusega $f_2=sf_1$. Üksikute faaside takistuste erinevuse tõttu osutuvad voolud rootori faasides erinevateks. Neid võib lahutada päri- (I_{21}) ja vastujärgnevus- (I_{22}) vooludeks.

Rootori pärijärgnevusvoolud I_{21} sagedusega sf_1 tekitavad pärivälja, mis pöörleb sünkroonselt staatorivoolude $I_1=I_{11}$ magnetväljaga. Selle tulemusena tekib resulteeriv ehk üldine mootori päriväli. Selle välja vastastikusel mõjul rootorivooludega I_{21} tekib pärijärgnevus-pöördemoment M_1, millel on sama iseloom nagu tavalisel mootori momendil sümmeetrilisel töörežiimil.

Rootori vastujärgnevusvoolud I_{22} on samuti sagedusega $f_2 = sf_1$, tekitades välja, mis pöörleb kiirusega

$$n_{2r} = sn_1$$

rootori suhtes, kuid vastassuunas. Rootor ise pöörleb kiirusega

$$n = (1-s)n_1$$

pärisuunas, ning seetõttu rootori vastuvälja kiirus staatori suhtes

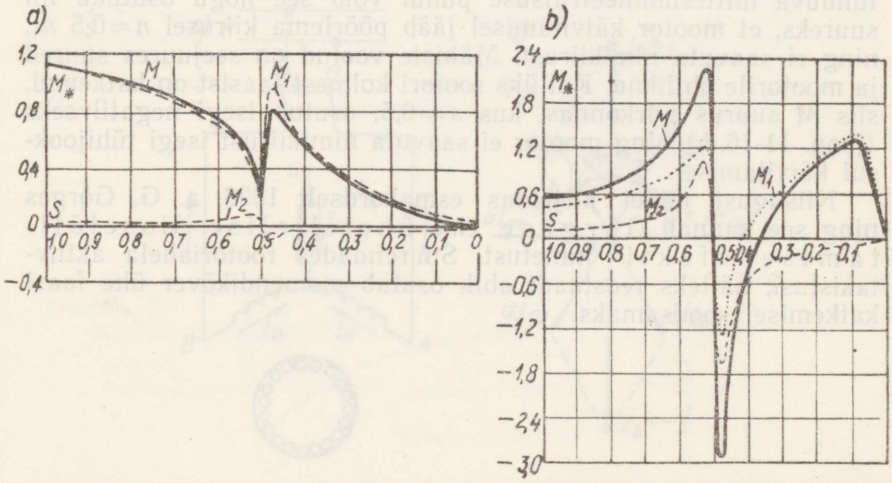
$$n_2 = n - n_{2r} = (1-s)n_1 - sn_1 = (1-2s)n_1. \qquad (11\text{-}11)$$

See väli indutseerib staatoris voolud I_{12} sagedusega

$$f_{2s} = (1-2s)f_1, \qquad (11\text{-}12)$$

mis sulguvad läbi võrgu ning liituvad vooludega I_{11} sagedusega f_1. Et primaarvõrgus endas ei ole pingeid ja elektromotoorjõude sagedusega f_{2s} ning võrgu takistus mootori mähiste takistustega võrreldes on väike, võib lugeda, et staatorimähis voolude I_{12} suhtes on lühistatud.

Rootori- ja staatorivoolud I_{22} ning I_{12} tekitavad ühise pöörd-



Joon. 11-16. Asünkroonmootori pöördemomentide kõverad mittesümmeetriliste faasitakisuste puhul (*a*) ja ühe faasi katkemisel (*b*) rootorimähises

välja, mille koosmõjul rootorivooluga I_{22} tekib rootorile mõjuv moment M_2. Üldine rootorile mõjuv pöördemoment

$$M=M_1+M_2. \tag{11-13}$$

Libistustel $0,5<s<1$ on vastavalt võrrandile (11-11) $n_2<0$, s. t. vastuväli pöörleb staatori suhtes negatiivses suunas. Seejuures tekkiv moment M_2 mõjub aga positiivses suunas ($M_2>0$), mille tulemusena ka rootor ise pöörleb välja pöörlemisele vastu. Need nähted on täiesti analoogilised rootori poolt toidetava asünkroonmootori omadega, kui rootor pöörleb vastu välja suunda. Libistustel $0<s<0,5$ [vt. avaldis (11-11)] on $n_2<0$, s. t. vastuväli pöörleb positiivses suunas, mille tõttu $M_2<0$. Kui $s=0,5$ [vt. avaldis (11-11)], on $n_2=0$, vastuväli on staatori suhtes liikumatu, mistõttu staatoris voole I_{12} ei indutseerita ja $M_2=0$.

Momendi $M_2=f(s)$ kõvera iseloom on näha joonisel 11-16, *a*. Samas on näidatud ka kõvera $M_1=f(s)$ ja $M=M_1+M_2=f(s)$ iseloom. Kõveral M_1 on piirkonnas $s=0,5$ nõgu, seoses sellega, et $s=0$ korral on vool $I_{12}=0$ ja voolude I_{12} lahtimagneetiv mõju rootorivoolude I_{22} välja suhtes puudub («ideaalse tühijooksu» režiim). Seepärast on induktiivtakistus vooludele I_{22} suur, mille tõttu kõikide voolude I_{22}, I_{21} ja $I_1=I_{11}$ suurus, kui $s\approx0,5$, väheneb.

Seoses ülalöelduga on mootori momentide $M=f(s)$ kõveral samuti nõgu piirkonnas, kus $s=0,5$. Sekundaarahela takistuste tunduva mittesümmeetrilisuse puhul võib see nõgu osutuda nii suureks, et mootor käivitamisel jääb pöörlema kiirusel $n\approx0,5\ n_1$, ning ei saavuta nimikiirust. Mähiste voolud on seejuures suured ja mootorile ohtlikud. Kui üks rootori kolmest faasist on katkenud, siis M suurus piirkonnas, kus $s=0,5$, osutub isegi negatiivseks (joon. 11-16, *b*) ning mootor ei saavuta nimikiirust isegi tühijooksul käivitamisel.

Niisugust nähet kirjeldas esmakordselt 1896. a. G. Görges ning see kannab Görgese ehk üheteljelise sisselülitamise efekti nimetust. Suurendades rootoriahela aktiivtakistusi, näiteks reostaadi abil, osutub momendikõver ühe faasi katkemisel soodsamaks.

Kaheteistkümnes peatükk

ÜHEFAASILISED ASÜNKROONMASINAD

§ 12-1. ÜHEFAASILISTE ASÜNKROONMOOTORITE TEOORIA ALUSED

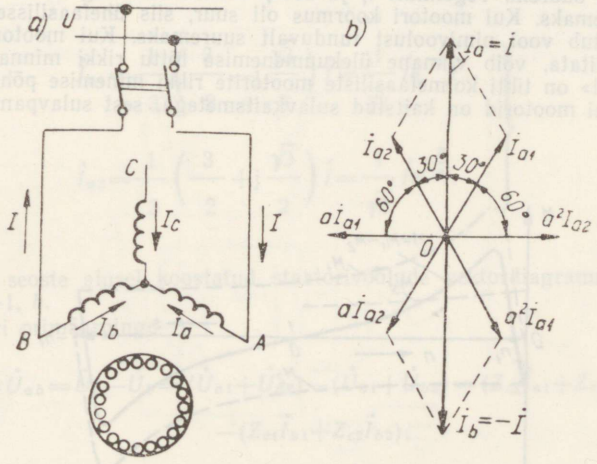
Põhialused. Neil juhtudel, kui elektrienergia tarbimine on väike (elamud, kaubandusettevõtted jne.), või kui kolmefaasiliste võrkude ehitamine on raskendatud (näiteks vahelduvvooluga elektrifitseeritavad raudteed), kasutatakse ühefaasilisi elektrivõrke. Siis tekib vajadus ühefaasiliste vahelduvvoolumootorite (5 ... 10 kW) kasutamise järele.

Ühefaasilise asünkroonmootori staatoril on ühefaasiline mähis, rootoril aga, nii nagu kolmefaasilisel lühisrootoriga mootorilgi, oravikmähis. Ühefaasilist mootorit võib ette kujutada, saaduna kolmefaasilisest mootorist ühe faasi katkestamise teel (joon. 12-1, *a*). Staatori ülejäänud kaks 60°-se faasitsooniga faasimähist moodustavad koos ühefaasilise, 120°-se faasitsooniga mähise. Viimasel on see eelis, et ta ei tekita õhupilus magnetvoo kolmandat harmoonilist ning tal on küllalt suur mähisetegur.

Ühefaasilise mootori staatori ühefaasiline vool I_1 tekitab pulseeriva magnetvälja, mida saab lahutada kaheks, ühesuguse amplituudi ja kiirusega vastassuundades pöörlevaks väljaks

$$n_1 = \frac{f_1}{p}.$$

Liikumatu rootori puhul ($n=0$, $s=1$) tekitavad need väljad ühesuurused,



Joon. 12-1. Ühefaasilise asünkroonmootori skeem (*a*) ja voolude diagramm (*b*), vaadelduna ühe väljalülitatud faasiga kolmefaasilise mootorina

kuid vastasmärgilised momendid M_1 ja M_2 (joon. 12-2). Seepärast ilma eriliste käivitusseadmeteta mootori resulteeriv moment käivitamisel

$$M = M_1 - M_2$$

on null ning mootor ei käivitu. Kui aga rootor mingis suunas pöörlema panna, siis üks momentidest, kas M_1 või M_2 saavutab ülekaalu. Kui seejuures $M > M_{st}$, saavutab mootor teatud lõpliku püsikiiruse. Mootori mõlemad pöörlemissuunad on samaväärsed ja pidurirežiim puudub.

Tööomadustelt on ühefaasiline mootor lähedane kolmefaasilisele, kui viimane töötab tugevasti moonutatud toitepingete süsteemiga (vaata § 11-8). Seepärast on ka ühefaasilise mootori energeetilised näitajad halvemad kui kolmefaasilisel; materjale kasutatakse samuti halvemini. Samade gabariitmõõtmete puhul on ühefaasilise mootori võimsus mitte üle 50 ... 60% kolmefaasilise mootori võimsusest. See on tingitud asjaoludest, et ühefaasilise mootori staatorimähis ei hõiva staatori kõiki uurdeid ning on olemas vastuväli, mis vähendab pöördemomenti, suurendab mootori kadusid ja kutsub esile lisasoojenemise.

Kolmefaasiline mootor töötab ühefaasilisena, kui üks staatoriahela faasidest katkeb (näiteks ühe faasi sulavkaitse põleb läbi). Seejuures tekib mootorile ohtlik töörežiim.

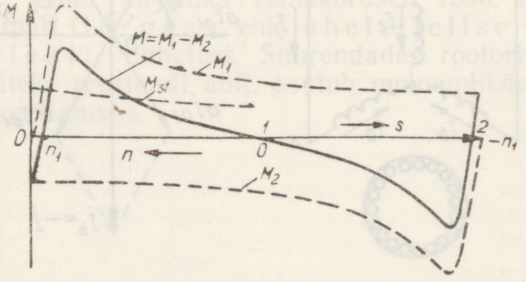
Tõepoolest, mootori kasulik võimsus kolmefaasilises režiimis

$$P_3 = \sqrt{3} U I_3 \eta_3 \cos \varphi_3$$

ühefaasilises aga

$$P_1 = U I_1 \eta_1 \cos \varphi_1.$$

Kolmefaasilise mootori üleminekul ühefaasilisse režiimi pöörlemiskiirus praktiliselt ei muutu ja seepärast võimsus võllil $P_1 \approx P_3$. Kui kasutegur ja $\cos \varphi$ ei muutuks, siis vool ühefaasilises režiimis I_1 oleks voolust kolmefaasilises režiimis $I_3 \sqrt{3}$ korda suurem. Tegelikult η ja $\cos \varphi$ vähenevad ning voolu kasv osutub veelgi suuremaks. Kui mootori koormus oli suur, siis ühefaasilisse režiimi üle minnes osutub vool nimivoolust tunduvalt suuremaks. Kui mootorit seejuures välja ei lülitata, võib viimane ülekuumenemise tõttu rikki minna. Töötamine «kahel faasil» on tihti kolmefaasiliste mootorite rikki minemise põhjuseks. Seda eriti siis, kui mootorid on kaitstud sulavkaitsmetega, sest sulavpanuse läbipõle-



Joon. 12-2. Ühefaasilise mootori momentide kõverad

mise vool võrdub umbes $2{,}5I_N$, selleks et kaitsmed mootori käivitamisel läbi ei põleks.

Ühefaasilise mootori teooria alused. Ühefaasilise mootori töörežiimi on otstarbekas uurida samuti kui kolmefaasilise mootori mittesümmeetrilist töörežiimi.

Vastavalt joonisele 12-1, *a*

$$\dot{I}_a = -\dot{I}_b = \dot{I}; \quad \dot{I}_c = 0. \tag{12-1}$$

Staatori faasi *a* voolu sümmeetrilised komponendid on siis:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{a1} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a\dot{I}_b + a^2\dot{I}_c) = \frac{1}{3}(1-a)\dot{I}; \\ \dot{I}_{a2} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a^2\dot{I}_b + a\dot{I}_c) = \frac{1}{3}(1-a^2)\dot{I}; \\ \dot{I}_{a0} &= \frac{1}{3}(\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c) = 0, \end{aligned}\right\} \tag{12-2}$$

kus

$$a = e^{\frac{j2\pi}{3}} = \cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2};$$

$$a^2 = e^{\frac{j4\pi}{3}} = \cos\frac{4\pi}{3} + j\sin\frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Seega

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{a1} &= \frac{1}{3}\left(\frac{3}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\dot{I} = \frac{1}{\sqrt{3}}\dot{I}e^{-j\frac{\pi}{6}}; \\ \dot{I}_{a2} &= \frac{1}{3}\left(\frac{3}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\dot{I} = \frac{1}{\sqrt{3}}\dot{I}e^{j\frac{\pi}{6}}. \end{aligned}\right\} \tag{12-3}$$

Nende seoste alusel koostatud staatorivoolude vektordiagramm on toodud joonisel 12-1, *b*.

Mootori primaarpinge

$$\dot{U} = \dot{U}_{ab} = \dot{U}_a - \dot{U}_b = (\dot{U}_{a1} + \dot{U}_{a2}) - (\dot{U}_{b1} + \dot{U}_{b2}) = (Z_{c1}\dot{I}_{a1} + Z_{c2}\dot{I}_{a2}) - \\ -(Z_{c1}\dot{I}_{b1} + Z_{c2}\dot{I}_{b2}),$$

kus Z_{c1} ja Z_{c2} on kolmefaasilise mootori faaside päri- ja vastujärgnevustakistused, mõõdetuna primaarmähise klemmidelt, võttes arvesse ka sekundaarmähise takistusi.

Asetades viimasesse võrrandisse

$$\dot{I}_{b1}=a^2\dot{I}_{a1};\quad \dot{I}_{b2}=a\dot{I}_{a2}$$

ning $\dot{I}_{a1}$ ja $\dot{I}_{a2}$ väärtused avaldistest (12-2), saame

$$\dot{U}=\frac{1}{3}(1-a^2)(1-a)Z_{c1}\dot{I}+\frac{1}{3}(1-a)(1-a^2)Z_{c2}\dot{I},$$

kus

$$\frac{1}{3}(1-a^2)(1-a)=\frac{1}{3}(1-a^2-a+a^3)=1,$$

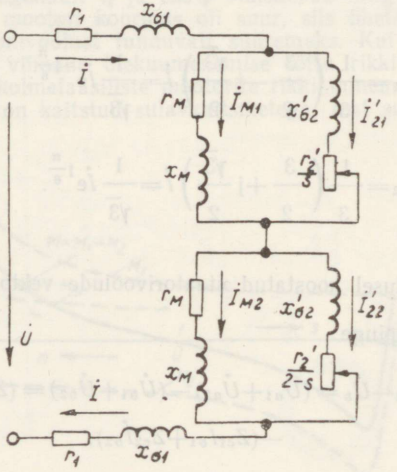
ja seetõttu

$$\dot{U}=(Z_{c1}+Z_{c2})\dot{I}. \tag{12-4}$$

Takistused Z_{c1} ja Z_{c2} on joonisel 11-14 toodud aseskeemi takistused. Vastavalt võrrandile(12-4) ühendatakse need takistused järjestikku ning seetõttu on ühefaasilise mootori aseskeem niisugune, nagu näha jooniselt 12-3. Skeemi ülemine osa vastab pärijärgnevus-, alumine aga vastujärgnevusvooludele. Et avaldise (12-3) alusel

$$I=I_a=\sqrt{3}I_{a1}=\sqrt{3}I_{a2}, \tag{12-5}$$

siis joonisel 12-3 kujutatud skeemi kõik voolud ja pinged on nende sümmeetrilistest komponentidest $\sqrt{3}$ korda suuremad. Tuleb rõhutada, et joonisel 12-3



Joon. 12-3. Ühefaasilise asünkroonmootori aseskeem

näidatud skeemi takistused on kolmefaasilise mootori faasitakistuseks ja takistused r'_2, $x'_{\sigma 2}$ on voolu väljatõrje esinemisel skeemi ülemisele ja alumisele osale erinevad, arvestades rootorivoolu päri- ja vastujärgnevuskomponentide erinevaid sagedusi.

Ühefaasilise mootori pöördemoment

$$M = M_1 - M_2 = 3\left(\frac{I'_{21}}{\sqrt{3}}\right)^2 \frac{r'_2}{s} - 3\left(\frac{I'_{22}}{\sqrt{3}}\right)^2 \frac{r'_2}{2-s}$$

ehk

$$M = I'^2_{21} \frac{r'_2}{s} - I'^2_{22} \frac{r'_2}{2-s}, \qquad (12\text{-}6)$$

kus sekundaarvoolud I'_{21} ja I'_{22} vastavad aseskeemile joonisel 12-3.

Mootori parameetrite muutumatuse puhul eksisteerib selle vooludele ka ringdiagramm, mida siinkohal ei vaadelda.

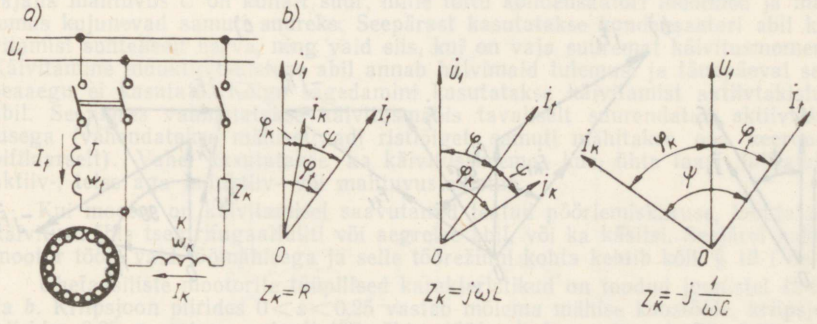
12-2. ÜHEFAASILISTE ASÜNKROONMOOTORITE LIIGID

Nagu eespool kindlaks tehti, ei arenda ühefaasiline mootor käivitusmomenti ning ei saa hakata pöörlema. See tingib mootoris käivitusmomendi tekitamiseks lisaabinõude kasutamist. Need on käivitamisel suunatud pärivälja tugevdamisele ning vastuvälja nõrgendamisele, et $s=1$ puhul oleks

$$M = M_1 - M_2 > 0.$$

Parimad käivitustingimused saadakse siis, kui vastuväli täielikult hävitatakse ja seega $M_2=0$. Mitmesugused ühefaasilised asünkroonmootorid erinevad üksteisest nullist erineva käivitusmomendi tekitamise viiside poolest.

Käivitusmähisega mootorid (joon. 12-4) on levinumaid ühefaa-



Joon. 12-4. Käivitusmähisega ühefaasilise asünkroonmootori skeem (*a*) ja vektordiagrammid (*b*)

silised mootorid. Nende staatoril on peale 120°-se faasitsooniga töömähise T ka 60°-se faasitsooniga käivitusmähis, mis töömähise suhtes on 90 el. kraadi võrra nihutatud. Käivitusmähisega ühendatakse järjestikku voolu faasi nihutav element (takistus) Z_k voolude I_t ja I_k vahelise faasinihke ψ tekitamiseks.

Kahe mähise magneetimisergutused

$$\left.\begin{aligned} \dot{F}_t &= w_t k_{mt} \dot{I}_t; \\ \dot{F}_k &= w_k k_{mk} \dot{I}_k \end{aligned}\right\} \tag{12-7}$$

tekitavad üldjuhul, kui $F_t \neq F_k$ ja $\psi \neq 90°$ (joon. 12-5, *a*), mittesümmeetrilise kahefaasilise vektorite süsteemi, mida saab lahutada päri- ($\dot{F}_1$) ja vastujärgnevussüsteemiks ($\dot{F}_2$). Võttes arvesse, et kolmefaasilise süsteemi operaatori

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

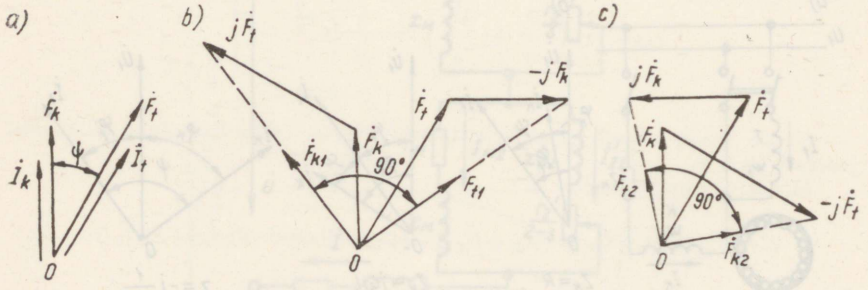
asemel kehtib kahefaasilise süsteemi operaator

$$a = e^{j\frac{\pi}{2}} = j,$$

on käivitusmähise magneetimisergutuse vektori sümmeetrilised komponendid

$$\left.\begin{aligned} \dot{F}_{k1} &= \frac{1}{2}(\dot{F}_k + j\dot{F}_t); \\ \dot{F}_{k2} &= \frac{1}{2}(\dot{F}_k - j\dot{F}_t) \end{aligned}\right\} \tag{12-8}$$

ja töömähise magneetimisergutuse sümmeetrilised komponendid



Joon. 12-5. Ühefaasilise asünkroonmootori mähiste magneetimisergutuste vektordiagrammid (*a*) ja magneetimisergutuste päri- (*b*) ning vastujärgnevuskomponendid (*c*)

$$\left.\begin{aligned} \dot{F}_{t1} &= -\mathrm{j}\dot{F}_{k1} = \frac{1}{2}(\dot{F}_t - \mathrm{j}\dot{F}_k); \\ \dot{F}_{t2} &= \mathrm{j}\dot{F}_{k2} = \frac{1}{2}(\dot{F}_t + \mathrm{j}\dot{F}_k). \end{aligned}\right\} \tag{12-9}$$

Joonisel 12-5, *a* toodud vektorite süsteemi sümmeetrilised komponendid, vastavalt avaldistele (12-8) ja (12-9) on kujutatud joonistel 12-5, *b* ja *c*.

Kui F_k ja F_t on võrdsed ja faasis 90° nihutatud, s. t. kui

$$\dot{F}_k = \dot{F}_t e^{j\frac{\pi}{2}} = j\dot{F}_t \tag{12-10}$$

või

$$\dot{F}_k = \dot{F}_t e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j\dot{F}_t, \tag{12-11}$$

siis esineb ainult üks magneetimisergutuse sümmeetriline komponent. Et mähised on ka ruumiliselt 90 el. kraadi võrra nihutatud, siis sellisel juhul tekib vaid üks pöörlev magnetväli, nii nagu kolmefaasilises mootoris faaside sümmeetrilisel koormusel.

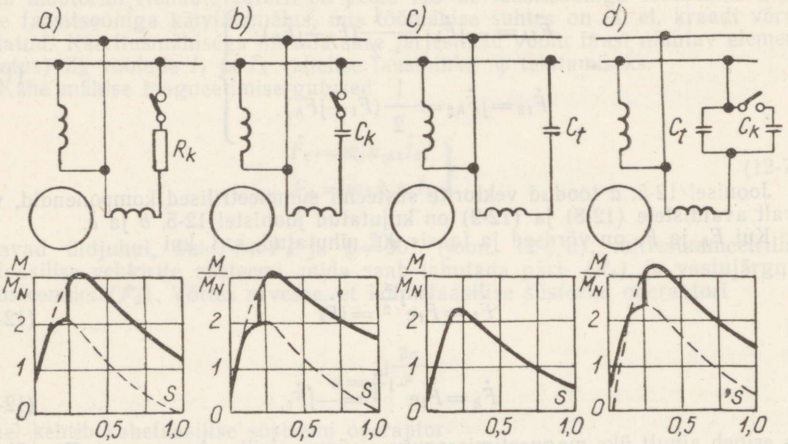
Faasi nihutava elemendina võib kasutada aktiiv- ($Z_k = R$), induktiiv- ($Z_k = \mathrm{j}\omega L$) ja mahtuvus- $\left(Z_k = -\mathrm{j}\frac{1}{\omega C}\right)$ takistust (joon. 12-4). Arvesse võttes, et mähiste endi takistused koosnevad aktiiv- ja induktiivkomponentidest, võib järeldada, et kui $Z_k = R$ ja $Z_k = -\mathrm{j}\frac{1}{\omega C}$, siis vool I_k on voolust I_t ees, aga kui $Z_k = \mathrm{j}\omega L$, siis I_k jääb voolust I_t maha. Faasinihet $\psi = 90°$ võib saada vaid mahtuvustakistusega. Kahel ülejäänud juhul tekib alati kaks vastassuundades pöörlevat välja, kusjuures üks nendest on tugevam. Selle tulemusel tekib pöördemoment M ja kui $M_k > M_{st}$, hakkab mootor pöörlema. Kui $Z_k = \mathrm{j}\omega L$, on pöörlemissuund kahe ülejäänud juhtumiga võrreldes vastupidine.

Käivitustingimused on parimad, kui käivitusfaasi lülitada mahtuvus. Kuid vajalik mahtuvus C on küllalt suur, mille tõttu kondensaatori mõõtmed ja maksumus kujunevad samuti suureks. Seepärast kasutatakse kondensaatori abil käivitamist suhteliselt harva, ning vaid siis, kui on vaja suuremat käivitusmomenti. Käivitamine induktiivtakistuse abil annab halvimaid tulemusi ja tänapäeval seda peaaegu ei kasutata. Kõige sagedamini kasutatakse käivitamist aktiivtakistuse abil. Seejuures valmistatakse käivitusmähis tavaliselt suurendatud aktiivtakistusega (vähendatakse mähisetraadi ristlõiget, samuti mähitakse osa keerdusid bifilaarselt). Vahel kasutatakse ka käivitusskeeme, kus ühte faasi lülitatakse aktiiv-, teise aga induktiiv- või mahtuvustakistus.

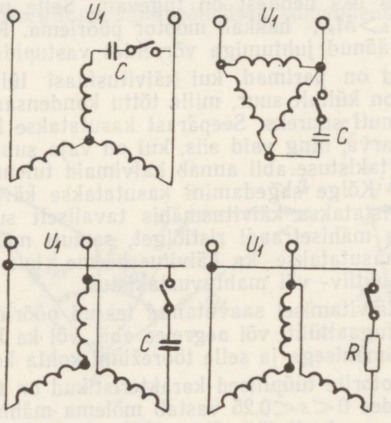
Kui mootor on käivitamisel saavutanud teatud pöörlemiskiiruse, lahutatakse käivitusmähis tsentrifugaallüliti või aegrelee abil, või ka käsitsi. Seejärel hakkab mootor tööle vaid töömähisega ja selle tööreŽiimi kohta kehtib kõik § 12-1 öeldu.

Ühefaasiliste mootorite tüüpilised karakteristikud on toodud joonistel 12-6, *a* ja *b*. Kriipsjoon piirides $0 < s < 0{,}25$ vastab mõlema mähise koostööle, kriipsjoon piirides $0{,}25 < s < 1$ aga ainult töömähise töötamisele.

Ka kolmefaasilisi mootoreid võib kasutada töötamiseks ühefaasilisest võrgust. Niisuguste mootorite parimad lülitusskeemid on toodud joonisel 12-7. Kaht viimast skeemi joonisel 12-7 kasutatakse juhul, kui mähise kõik kuus otsa on



Joon. 12-6. Ühefaasiliste asünkroonmootorite ühendusskeemid ning mehaanilised karakteristikud käivitusmähisega (*a*, *b*) kondensaatoritega (*c*, *d*) mootoritel



Joon. 12-7. Mõned kolmefaasiliste asünkroonmootorite ühendusskeemid ühefaasilise toite korral

välja toodud. Joonisele 12-7 vastava mähiste ühendusega mootorid on praktiliselt samaväärsed ühefaasilistena projekteeritud mootoritega. Seejuures moodustab nende nimivõimsus 40...50% sümmeetrilise kolmefaasilise režiimi võimsusest. Peale käivitamise lõppemist lahutatakse käivitustakistusega faas võrgust.

Asünkroonse kondensaatormootori staatoril (joon. 12-8) on kaks mähist, mis mõlemad on töömähised. Ühte neist lülitatakse mahtuvus C_t, mille suurus arvutatakse nii, et nimikoormusel esineks masinas ainult pärijärgnevusega pöördväli. Mõlema mähise faasitsoonid võrduvad 90 el. kraadiga, olles teineteise suhtes ruumis samuti 90 el. kraadi võrra nihutatud. Mõlema mähise võimsus, kui $P=P_N$, on samuti võrdne, kuid nende keerdude arvud, voolud ja pinged on erinevad. Oma olemuselt on kondensaatormootor kahefaasiline mootor, mis on kondensaatori C_t abil ühendatud ühefaasilisse võrku, omades $P=P_N$ puhul faaside sümmeetrilist koormust. Teistel koormustel rikutakse faaside magneetimisergutuste sümmeetriat ja tekib ka vastassuunaline magnetväli, sest mootori erinevatel koormustel on ka faaside sümmeetrilise koormuse saavutamiseks vajalikud mahtuvuste suurused üksteisest erinevad.

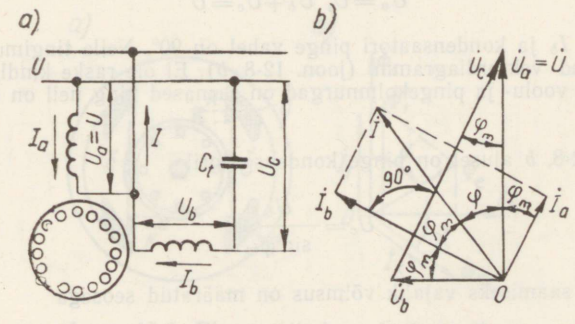
Mahtuvuse C_t suurus, mis on valitud töörežiimile vastavalt, ei ole suure käivitusmomendi saamiseks küllaldane (joon. 12-6, *c*). Sellepärast lülitatakse vajalikel juhtudel käivitamise ajaks mahtuvusega C_t paralleelselt lisakäivitusmahtuvus C_k (joon. 12-6, *d*).

Kondensaatormootoris kasutatakse paremini materjale ning kasutegur on tunduvalt suurem kui ühefaasilistel käivitusmähisega mootoritel, olles peaaegu sama suur kui kolmefaasilistel mootoritel. Kondensaatori tõttu on kondensaatormootori võimsustegur suurem kui sama võimsusega kolmefaasilistel mootoritel.

NSV Liidus valmistatakse ühtlusseeria ühefaasilisi mootoreid käivitustakistusega (АОЛБ), käivitusmahtuvusega (АОЛГ) ja kondensaatormootoreid tööja käivitusmahtuvusega (АОЛД), võimsusega 18...600 W.

Aktiivtakistusega käivitatavaid mootoreid kasutatakse pesumasinais, külmutuskappides, lüpsiagregaatides, lambapügamismasinais, tsentrifuugides, väikeste tööpinkide ajamites jne. Kondensaatorkäivitusega mootoreid kasutatakse siis, kui käivitusmomendile esitatakse suurendatud nõudmisi (õhu konditsioneerimise seadmed, kompressorid jne.).

Kondensaatormootori töömahtuvus määratakse järgmistest tingimustest (joon. 12-8).



Joon. 12-8. Asünkroonse kondensaatormootori skeem (*a*) ja vektordiagramm ringvälja puhul (*b*)

Ülekandeteguriks k nimetatakse kondensaatoriga (b) ja kondensaatorita (a) mähiste keerdude suhet:

$$k=\frac{w_b}{w_a}, \tag{12-12}$$

mille suurus on praktiliselt üle ühe. Puhtringvälja puhul on faaside pinged teineteisest faasis 90° nihutatud ja

$$U_b=\frac{w_b}{w_a}U_a, \tag{12-13}$$

ehk

$$U_b=kU_a. \tag{12-14}$$

Mähiste magneetimisergutused

$$I_b w_b k_m=I_a w_a k_m \tag{12-15}$$

ja voolud I_a ning I_b on teineteisest faasis samuti 90° nihutatud.

Korrutades võrrandite (12-13) ja (12-15) vasakuid ja paremaid pooli omavahel, saame

$$U_b I_b=U_a I_a, \tag{12-16}$$

s. t. mähiste koguvõimsused ringvälja puhul on võrdsed ja

$$\frac{U_b}{U_a}=\frac{I_a}{I_b}=k. \tag{12-17}$$

Et mähise faaside pinged ja voolud on üksteise suhtes faasis 90° nihutatud, siis kummagi mähise pinge ja voolu vahelised faasinihkenurgad on võrdsed:

$$\angle(\dot{U}_b, \dot{I}_b)=\angle(\dot{U}_a, \dot{I}_a)=\varphi_m,$$

mistõttu on võrdsed ka mähise faaside aktiivvõimsused.

Peale selle (joon. 12-8, a),

$$\dot{U}_a=\dot{U},\ \dot{U}_b+\dot{U}_c=\dot{U}$$

ning faasinihe I_b ja kondensaatori pinge vahel on 90°. Neile tingimustele vastavalt on ehitatud vektordiagramm (joon. 12-8, b). Ei ole raske kindlaks teha, et seal kujutatud voolu- ja pingekolmnurgad on sarnased ning neil on φ_m-ga võrdsed nurgad.

Joonise 12-8, b alusel on pinge kondensaatoril

$$U_c=\frac{U_b}{\sin\varphi_m}.$$

Ringvälja saamiseks vajalik võimsus on määratud seosega

$$I_b=\frac{U_c}{x_c}=\omega C\frac{U_b}{\sin\varphi_m},$$

kust

$$C=\frac{I_b \sin \varphi_m}{\omega U_b}. \tag{12-18}$$

Kondensaatori võimsus

$$Q_c=U_c I_b=\frac{U_b I_b}{\sin \varphi_m}. \tag{12-19}$$

Teiselt poolt, võrgust võetav mootori koguvõimsus

$$S=U_a I=U_c I \cos \varphi_m=U_c I_b=\frac{U_b I_b}{\sin \varphi_m}. \tag{12-20}$$

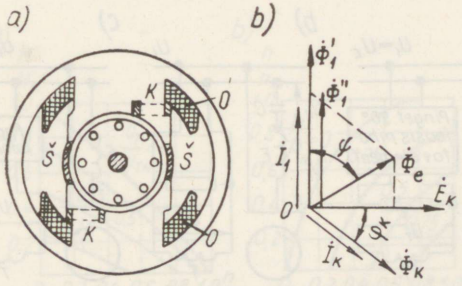
Siit järgneb, et kondensaatori võimsus peab võrduma mootori koguvõimsusega ringvälja puhul. Seega on kondensaatori võimsus küllaltki suur.

Ekraneeritud poolustega mootori (joon. 12-9, *a*) staatoril on väljepoolused ühefaasilise mähisega 0 ja rootoril on oravikmähis. Osa igast poolusemähisest on haaratud (ekraneeritud) lühiskeeruga *K*. Staatorivool I_1 tekitab pooluse ekraneerimata ja ekraneeritud osades pulseerivad vood Φ'_1 ja Φ''_1 (joon. 12-9, *b*).

Voog Φ''_1 indutseerib lühiskeerus elektromotoorjõu E_k, mis jääb voost Φ''_1 faasis 90° maha. Lühiskeerul on teatav aktiiv- ja induktiivtakistus ning selle vool I_k jääb elektromotoorjõust E_k nurga $\varphi_k<90°$ võrra maha. Vool I_k tekitab voo Φ_k ning pooluse ekraneeritud osa resulteeriv voog

$$\dot{\Phi}_e=\dot{\Phi}''_1+\dot{\Phi}_k$$

on pooluse ekraneerimata osa voo Φ'_1 suhtes mingi nurga ψ võrra faasis nihutatud. Et vood Φ'_1 ja Φ_e on nihutatud ka ruumis, siis tekib pöörlev magnetväli.



Joon. 12-9. Ekraneeritud poolustega ühefaasilise asünkroonmootori ehitus (*a*) ja staatori voogude vektordiagramm (*b*)

See ei ole ring-, vaid elliptiline väli, s. t. ta sisaldab ka vastujärgnevuskomponenti, sest vood Φ'_1 ja Φ_e ei ole suuruselt võrdsed ning on ruumis ja ajas nihutatud mitteküllaldaste nurkade võrra. Sellele vaatamata tekib käivitamisel pöördemoment $M_n = (0{,}2 \ldots 0{,}5) M_N$.

Lihtsaima ekraneeritud mootori magnetväli sisaldab tunduvat kolmandat ruumilist harmoonilist, mis põhjustab momendikõveras suurt nõgu (vaata § 7-3). Välja kõvera kuju parandamiseks kasutatakse järgmisi abinõusid: naaberpooluste poolusekingade vahele paigutatakse lehtterasest magnetšundid S (joon. 12-9, *a*), suurendatakse pooluse ekraneerimata osa alust õhupilu, igale poolusele paigutatakse kaks kuni kolm erineva laiusega lühiskeerdu.

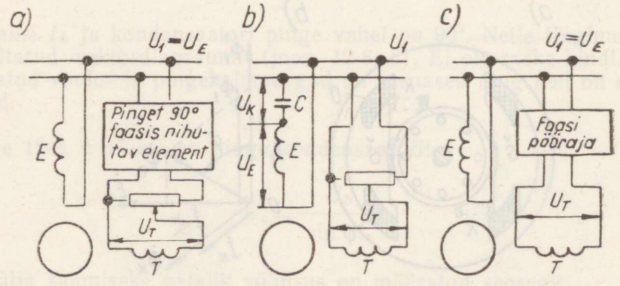
Suurte kadude tõttu lühiskeerus on mootori kasutegur madal (25 ... 40%). Lihtsaima konstruktsiooniga ekraneeritud mootorid ehitatakse võimsustele alates vati murdosast kuni 30 W, täiustatud konstruktsiooni puhul aga kuni 300 W. Nende mootorite kasutusala — laua- ja muud ventilaatorid, grammofonid, magnetofonid jne.

Kolmeteistkümnes peatükk

AUTOMAATSEADMETE ASÜNKROONSED MIKROMASINAD

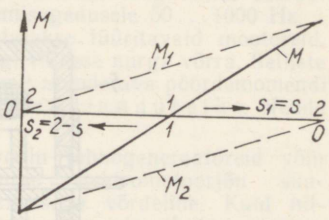
13-1. ASÜNKROONSED TÄITURMOOTORID JA TAHHOGENERAATORID

Asünkroonseid täiturmootoreid kasutatakse laialt automaatjuhtimissüsteemides. Nad kujutavad endast väikese võimsusega (0,1 ... 300 W) kahefaasilise staatorimähise ja lühisrootoriga asünkroonmootoreid (joon. 13-1). Ühte staatori mähist, mis töötab konstantsel pingel U_E, nimetatakse ergutusmähiseks (E), teist aga tüürmähiseks (T). Viimast toidetakse pingega U_T, mille suurus (joon. 13-1, *a* ja *b*) või faas (joon. 13-1, *c*) juhtimissignaali mõjul muutub. Esimesel juhul on tegemist amplituud-, teisel juhul aga faasjuhtimisega. Mõlemal juhul on pinged U_E ja U_T teineteise suhtes faasis nihutatud, mistõttu mootor on võimeline pöördemomenti arendama.



Joon. 13-1. Asünkroonsete täiturmootorite ühendusskeemid

Tavaliselt esitatakse täiturmootoritele järgmised nõudmised: 1) vabakäigu puudumine, s. o. mootori isepidurdumise ja seiskumise vajadus tüürpinge U_T mahavõtmisel; 2) stabiilne töötamine kiiruste kogu diapasoonis; 3) pöörlemiskiiruse muutumine laias diapasoonis, tüürpinge suuruse või faasi muutudes; 4) lineaarsetele lähedased mehaanilised [$M=f(n)$, kui $U_T=\text{const}$] ja reguleerimis- [$n=f(U_T)$, kui $M=\text{const}$] karakteristikud; 5) suur käivitusmoment; 6) väike tüürvõimsus; 7) kiiretoimelisus; 8) töökindlus; 9) väikesed gabariitmõõtmed ja kaal.



Joon. 13-2. Asünkroonse täiturmootori pöördemomentide kõverad, kui $U_T=0$.

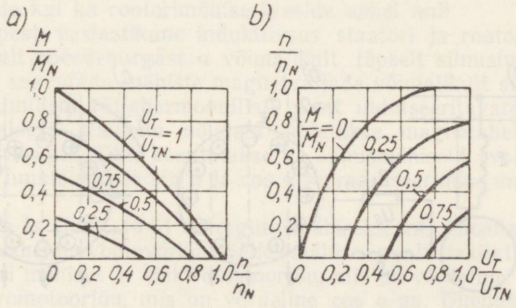
Täiturmootorid ehitatakse nii, et ringpöördväli tekiks neis ainult käivitamisel. See soodustab suure käivitusmomendi saamist. Vabakäigu puudumise, stabiilse töötamise ja karakteristikute lineaarsuse saavutamiseks valitakse rootori aktiivtakistus nii suur, et kriitiline libistus $s_k=3\ldots4$. Neil tingimustel on päri- ja vastujärgnevusmomentide M_1 ja M_2 kõverad niisugused, nagu on näidatud joonisel 13-2.

Jooniselt on näha, et lahutades tüürpinge, siis kui päri- ja vastujärgnevusvoolud on võrdsed (vaata § 12-1), on resulteeriv moment $M=M_1+M_2$ libistuse töödiapasoonis ($0>s>1$) negatiivne. Seepärast, kui $U_T=0$, jääb täiturmootori rootor seisma erinevalt normaalsest mootorist ühefaasilises režiimis (§ 12-1). Samal ajal tingib täiturmootori rootori takistuse suurendamine samade gabariitmõõtmete korral selle nimivõimsuse vähenemist kaks, kolm korda.

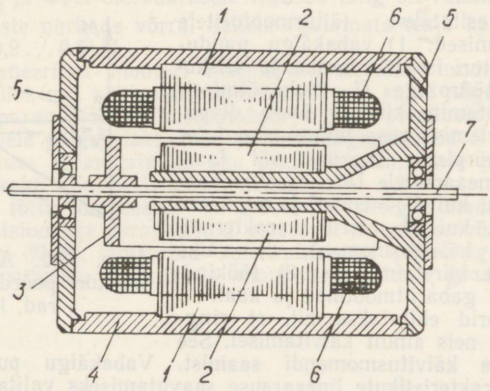
Asünkroonsete täiturmootorite mehaaniliste ja reguleerimiskarakteristikute kuju amplituudjuhtimisel on näidatud joonisel 13-3.

Asünkroonsetes täiturmootorites kasutatakse järgmisi rootorite konstruktsioone: 1) oravikmähis, 2) mittemagnetiline õõsrootor ja 3) ferromagnetiline õõsrootor. Mittemagnetilise õõsrootoriga mootoril (joon. 13-4) on väline ja sisemine staator elektrotehnilisest lehterasest, mille vahel pöörleb õhukeseseinaline (0,2 ... 1 mm) alumiiniumsulamist õõsrootor. Kahefaasiline mähis paigutatakse välisele staatorile.

Ferromagnetilise õõsrootoriga mootoril ei ole sisemist staatorit, sest rootor



Joon. 13-3. Asünkroonse täiturmootori mehaaniliste (*a*) ja reguleerimiskarakteristikute (*b*) kuju amplituudjuhtimisel

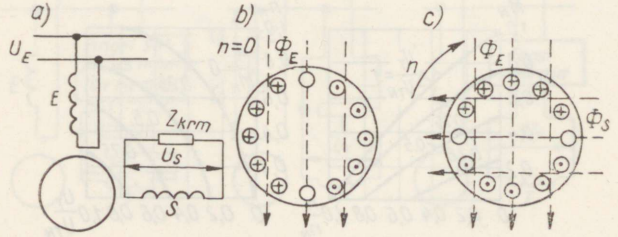


Joon. 13-4. Mitteferromagnetilise õõsrootoriga asünkroonse täiturmootori ehitus:
1 — välisstaator; *2* — sisestaator; *3* — õõsrootor; *4* — kere; *5* — laagrikilbid; *6* — mähis; *7* — võll

ise täidab magnetahela ülesannet. Mootori tehniliste omaduste parandamiseks kaetakse niihästi selle ferromagnetilise rootori silindriline välispind ja ka otspinnad mõnikord vasega.

Mitteferromagnetilise õõsrootoriga mootoritel on väike mehaaniline inerts, mistõttu need on väga kiiretoimelised. Kuid nende magnetahela mittemagnetiline pilu välise ja sisemise staatori vahel on suur (0,5 ... 1,5 mm), mis põhjustab kasuteguri ja võimsusteguri vähenemist ning gabariitmõõtmete ja kaalu suurenemist. Viimase kahe faktori tõttu kaob real juhtudel nende mootorite eelis kiiretoimelisuse mõttes. Need mootorid on ka vähem töökindlad kui oravikmähisega mootorid.

Ferromagnetilise õõsrootoriga mootoritel on rootori aktiivtakistus väga suur ning seetõttu on nende kasutegur veelgi madalam kui mitteferromagnetilise õõsrootoriga mootoritel.



Joon. 13-5. Asünkroonse tahhogeneraatori skeem (*a*) ning transformatsiooni- (*b*) ja pöörlemisvoolude (*c*) jaotus rootoris

Kõige tihedamini kasutatakse oravikmähise ja mitteferromagnetilise õõsrootoriga mootoreid. Täiturmootorid valmistatakse nimisagedusele 50 ... 1000 Hz.

Mõningais automaatjuhtimissüsteemides kasutatakse tüüritavaid mootoreid, mille rootorid ei pöörle, vaid ainult pöörduvad mingi väikese nurga võrra. Selliste mootorite mõju juhitavale objektile sõltub nende poolt arendatava pöördemomendi suurusest. Niisuguseid mootoreid nimetatakse momendiandureiks. Nende momendi suurus sõltub ka tüürmähise pingest.

Asünkroonsed tahhogeneraatorid. Vahelduvvoolu tahhogeneraatoreid võib ehitada väikeste sünkroongeneraatoritena, mille elektromotoorjõu suurus konstantse ergutusvoo puhul on pöörlemiskiirusega võrdeline. Kuid niisuguste tahhogeneraatorite sagedus on muutuv, mis on nende oluline puudus. Seetõttu kasutatakse enamikul juhtudel asünkroonseid tahhogeneraatoreid (joon. 13-5), mille ehitus on analoogiline õõsrootoriga täiturmootoriga.

Tahhogeneraatori ergutusmähist E toidetakse vahelduvvooluvõrgust, kus $f = \text{const}$, mistõttu masinas tekib pulseeriv voog Φ_E. Liikumatu rootori puhul (joon. 13-5, *b*) indutseerib see voog rootoris transformatsiooni elektromotoorjõu, mis tekitab seal voolusid. Need voolud tekitavad piki ergutusmähise telge suunatud magnetvoo, mis ei aheldu signaalmähisega S, sest see mähis on mähise E suhtes ruumiliselt 90° võrra nihutatud. Seepärast, kui $n = 0$, on signaalmähise pinge $U_s = 0$. Rootori pöörlemisel indutseeritakse rootoris endas pöörlemise elektromotoorjõud, mis tekitab ka teise voolusüsteemi (joon. 13-5, *c*). Viimane omakorda tekitab signaalmähisega ahelduva voo Φ_S, mis pulseerib ergutusvoolu sagedusega, olles suuruselt võrdeline kiirusega n. Mähises S indutseeritakse seejuures elektromotoorjõud $E_\varphi \sim n$. Signaalmähise külge ühendatakse koormus mõõteriista või automaatreguleerimissüsteemi elemendi näol.

13-2. PÖÖRDTRAFOD

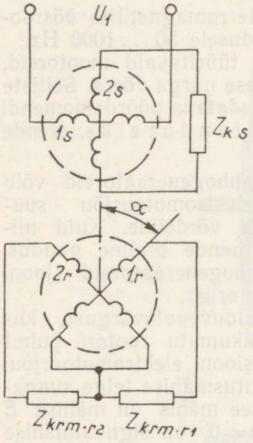
Pöörlevaid ehk pöördtrafosid kasutatakse automaat- ja arvutusseadmeis, et saada vahelduvpingeid, mis on võrdelised trafo rootori pöördenurga α siinuse ja koosinusega või ka pöördenurga endaga.

Konstruktiivselt on pöördtrafo analoogiline faasirootoriga asünkroonmootoriga, mille staatoril ja rootoril on sümmeetrilised kahefaasilised mähised, mis on ruumiliselt teineteisest 90 el. kraadi võrra nihutatud (joon. 13-6). Rootorimähise otsad tuuakse välja harjade, või kui pöördenurk on piiratud, siis painduvate juhtmete abil.

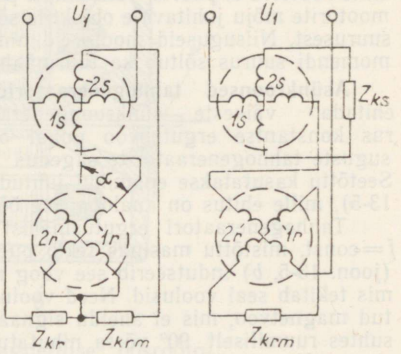
Mähiste 90 el. kraadi nihutamise tõttu on vastastikune induktiivsus nii staatorimähise faaside kui ka rootorimähise faaside vahel null.

Samal ajal peab vastastikune induktiivsus staatori ja rootori faaside vahel muutuma sõltuvalt pöördenurgast α võimalikult täpselt siinusfunktsiooni järgi. Selleks püütakse saavutada mähiste magnetväljade võimalikult siinuselist jaotust ja kõrgemate ruumiliste väljaharmooniliste poolt indutseeritavate elektromotoorjõudude minimaalsust. Rangeid nõudeid esitatakse magnetahela valmistamise täpsusele ja kvaliteedile. Tihti kasutatakse ka siinusmähiseid (vaata § 4-4). Real juhtudel ei ületa funktsioonide sin α ja cos α reprodutseerimise maksimaalne viga 0,02 ... 0,03%.

Staatorimähis 1*s* (joon. 13-6) on ergutusmähiseks, mis ühendatakse stabiliseeritud pingega vahelduvvooluvõrku. Selle mähise poolt tekitatav ergutusvoog indutseerib rootori mähises 1*r* elektromotoorjõu, mis on võrdeline sin α-ga, mähises 2*r* aga elektromotoorjõu, mis on võrdeline cos α-ga. Ühendades rootori ühe või mõlema mähise külge koormused, tekivad neis voolud, mis põhjustavad masinas sekundaarse magnetvoo. Selle voo poolt indutseeritud elektromotoorjõud võivad moonutada sekundaarpingete siinus- ja koosinussõltuvust pöördenurgast.



Joon. 13-6. Siinus-koosinus pöördtrafo ühendusskeem



Joon. 13-7. Lineaarse pöördtrafo ühendusskeem

Selle vältimiseks on sekundaarmähiste ahelaisse tarvis ühendada võrdsed koormustakistused $Z_{krm\ r2} = Z_{krm\ r1}$, või sulgeda staatori teine mähis $2s$ läbi takistuse Z_{ks}, mille suurus on võrdne mähise $1s$ vooluahela sisetakistusega. Seejuures indutseeritakse mähises $2s$ vool, mis kompenseerib ergutusmähise teljega risti mõjuvat sekundaarmagnetvoogu. Neid abinõusid nimetatakse vastavalt p ö ö r d t r a f o s e k u n d a a r s e k s j a p r i m a a r s e k s s ü m m e t r e e r i m i s e k s.

Skeemid, kus koormustakistusel Z_{krm} saadakse rootori pöördenurgast lineaarselt sõltuvad pinged, on toodud joonisel 13-7. Takistuste Z_{ks} ja Z_{kr} sobival valikul saadakse selle pinge lineaarne sõltuvus piires $0 < \alpha < 60°$.

Pöördtrafosid kasutatakse ka (sekundaarpingete suuruste järgi) täisnurkse kolmnurga hüpotenuusi määramiseks, kui on antud tema kaatetid, või ühe kaateti määramiseks, kui on antud hüpotenuus ja teine kaatet. Analoogiliselt leitakse ka mingi vektori suurus selle komponentide järgi ja vastupidi. Trafo väljundpinged antakse automaatreguleerimissüsteemi sisendelementidele.

Viimasel ajal valmistatakse ka trükimähistega pöördtrafosid, mille mähised on paigutatud staatori ja rootori ketas- või silinderpindadele. Niisugused mähised, mida valmistatakse analoogiliselt trükiskeemidega, võimaldavad vältida vigu, mida põhjustavad tavalise pöördtrafo staatori ja rootori hambulisus jm.

13-3. ÜHEFAASILISED SELSÜÜNID

Selsüüne (lühend, mis on tuletatud ingliskeelsest sõnast self-synchronizing) kasutatakse kahe või mitme üksteisega mehaaniliselt sidestamata võlli sünkroonseks pöörlemiseks või pööramiseks ja ka mõneks muuks otstarbeks.

Ühefaasilistel selsüünidel on kõige sagedamini järgmine ehitus (joon. 13-8). Staatori väljepoolustel asub koondatud ergutusmähis, silinderrootori uuretes aga kolm jaotatud sünkroniseerimismähist, mis on üksteise suhtes ruumis 120 el. kraadi võrra nihutatud ning on täiesti sarnased normaalse vahelduvvoolumasina

kolmefaasilise mähisega. Rootorimähised ühendatakse välisahelatega kontaktrõngaste ja harjade kaudu. Staatori- ja rootorisüdamik on koostatud elektrotehnilisest lehtterasest.

Vaatleme ühefaasiliste selsüünide peamisi töörežiime.

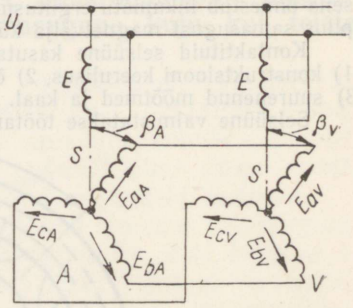
Indikaatorirežiimis (joon. 13-8) üks selsüünandur *A* tüürib ühe või mitme selsüünvastuvõtja *V* tööd. Neis selsüünides ühendatakse ergutusmähised *E* üldisesse võrku, sest sünkroniseerimismähised *S* ühendatakse üksteisega nii, nagu näidatud joonisel 13-8. Pulseeriv ergutusväli indutseerib sünkroniseerimismähiste faasides elektromotoorjõu. Kui anduri ja vastuvõtja vastavate faaside pöördenurgad pooluste telgede suhtes β_A ja β_V on ühesugused ($\beta_A = \beta_V$), siis on ka üksteisega ühendatud sünkroniseerimismähiste faaside elektromotoorjõud võrdsed

$$\dot{E}_{aA} = \dot{E}_{aV}; \quad \dot{E}_{bA} = \dot{E}_{bV}; \quad \dot{E}_{cA} = \dot{E}_{cV},$$

ning need on suunatud üksteisele vastu. Seejuures sünkroniseerimismähistes ei teki mingisuguseid voole ning selsüünide elektromagnetilised momendid on võrdsed nulliga. Kui aga selsüünide, s. t. anduri ja vastuvõtjate rootorid võtavad erineva asendi ning seetõttu niinimetatud l a h k k õ l a s t u s n u r k

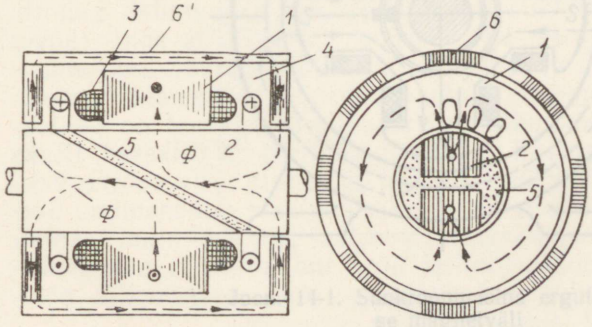
$$\Delta\beta = \beta_A - \beta_V$$

ei ole võrdne nulliga, siis ülaltoodud elektromotoorjõudude võrrandid ei kehti, sünkroniseerimismähistes tekivad voolud ja selsüünide rootoritele mõjuvad elekt-



Joon. 13-8. Ühefaasiliste selsüünide ühendusskeemid indikaatorirežiimis

Joon. 13-9. Kontaktitu selsüüni ehitus



romagnetilised momendid M_A ja M_V. Selle küsimuse täpsem analüüs näitab, et anduri ja vastuvõtja momentidel on erinevad märgid ja mõlemad mõjuvad lahkkõlastusnurga $\Delta\beta$ vähendamise suunas. Kui selsüünvastuvõtja võllil takistusmoment oleks võrdne nulliga, siis $\Delta\beta = 0$. Järelikult selle selsüüni rootor jälgiks täpselt selsüünanduri rootori liikumist, seejuures mitte üksi aeglase pööramise režiimis, vaid ka viimase teatava kiirusega pöörlemisel.

Tegelikult mõjuvad selsüünvastuvõtja rootorile teatavad, kuigi väikesed pidurdusmomendid. Need on momendid hõõrdumisest laagrites, kontaktrõngastel ja õhus, samuti ka selsüünvastuvõtja võlliga ühendatud mehhanismi takistusmoment (mõõteriista-indikaatori osuti ehk skaala, väikese reostaadi liugkontakt jne.). Seepärast esineb pöördenurga ülekandmisel alati väike nurgaviga $\Delta\beta$. Mõningane viga tekib ka selsüünide valmistamise ebatäpsuse, nende rootorite hambulisuse jne. tõttu. Erinevate täpsusklassidega selsüünidel on maksimaalselt lubatavad lahkkõlastusnurga (vea) väärtused 0,25...2,5°. Selsüünvastuvõtjate maksimaalne moment on tavaliselt 0,02...0,2 Nm piirides.

Kasutatakse ka teistsuguseid selsüünide lülitusskeeme ja tööreźiime.

Kontaktitutel selsüünidel (joon. 13-9), mida soovitasid A. G. Josifian ja A. B. Svetšarnik 1938. a., on see eelis, et libisevate harikontaktide puudumise ja hõõrdekao vähenemise tõttu suureneb selsüünide töökindlus ning väheneb nende viga. Niisugustes selsüünides paiknevad mõlemad mähised staatoril *1*, rootor *2* on aga mähisteta. Selle selsüüni sünkroniseerimismähised *3* asetsevad staatoril, mille ehitus sarnaneb asünkroonmootori staatori ehitusega. Ergutusmähis, mis ümbritseb rootorit, koosneb rõngakujulistest koaksiaalpoolidest. Rootori ehituse erinevuseks on see, et tal on mittemagnetiline osa *5*, mille tõttu rootori poolused on jaotatud. Voog Φ suundub rootori ühest poolusest läbi liikumatu välise magnetahela *6* rootori teise poolusesse ja läbi rootori uuesti staatorisse. Selle tulemusena õnnestub liikumatu ergutusmähisega saada rootori ja staatori vahelises õhupilus samasugust magnetvälja kui tavalises selsüünis.

Kontaktituid selsüüne kasutatakse laialdaselt, nende puuduseks on aga: 1) konstruktsiooni keerulisus, 2) õhupilu suuruse kahekordistumine magnetahelas, 3) suurenenud mõõtmed ja kaal.

Selsüüne valmistatakse töötamiseks sagedustel $f = 50...1000$ Hz.

KOLMAS OSA

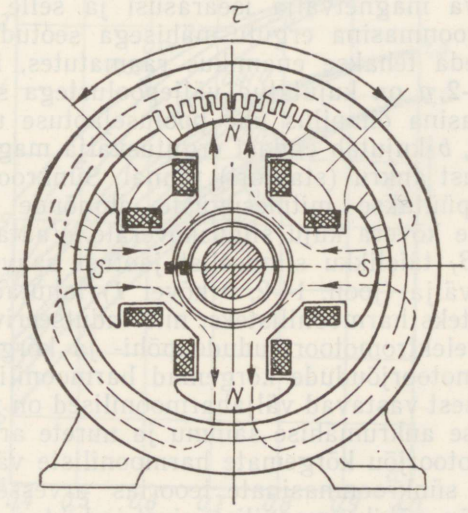
SÜNKROONMASINAD

Neljateistkümnes peatükk

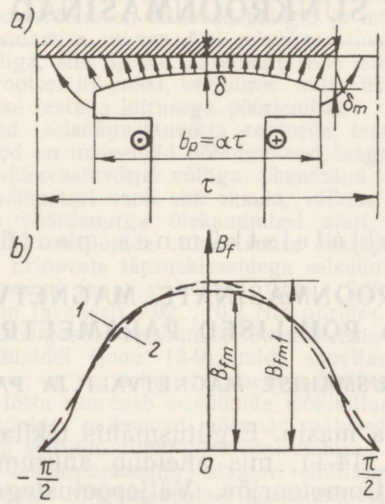
SÜNKROONMASINATE MAGNETVÄLJAD JA PÕHILISED PARAMEETRID

14-1. ERGUTUSMÄHISE MAGNETVÄLI JA PARAMEETRID

Väljepoolustega masin. Ergutusmähis tekitab sünkroonmasina ergutusvoo (joon. 14-1), mis aheldub ankrumähisega ja indutseerib selles elektromotoorjõu. Väljepoolustega sünkroonmasina magnetahel arvutatakse analoogiliselt alalisvoolumasina magnetahelaga. Seda arvutust vaadeldakse üksikasjalikult elektrimasinate projekteerimist käsitlevais teostes. Sünkroonmasina magnetilisel karakteristikul $\Phi = f(i_f)$ on samasugune kuju kui teiste



Joon. 14-1. Sünkroonmasina ergutusmähise magnetväli



Joon. 14-2. Väljepoolustega sünkroonmasina ergutusmähise magnetväli õhupilus

elektrimasinate omadelgi. Vaatleme alljärgnevalt ergutusmähise poolt tekitatava magnetvälja iseärasusi ja selle mähise induktiivsusi. Sünkroonmasina ergutusmähisega seotud suurusi tähistame, nagu seda tehakse enamikus raamatutes, indeksiga *f*.

Joonisel 14-2, *a* on kujutatud väljepoolustega sünkroonmasina magnetväli masina õhupilus ühe poolusejaotuse ulatuses. Kõver *1* joonisel 14-2, *b* kujutab endast ergutusvälja magnetilise induktsiooni B_f jaotust ankru (staatori) pinnal. Sünkroonmasinate projekteerimisel püütakse mitmesuguste abinõude rakendamisega lähendada selle kõvera kuju siinuskõverale. Vaatamata sellele ei ole võimalik B_f täielikku siinuselist jaotust saavutada. Seetõttu võime ergutusvälja (joon. 14-2, *b* kõver *1*) lahutada põhi- (kõver *2*) ja kõrgemateks harmoonilisteks, mis indutseerivad ankrumähises vastavalt elektromotoorjõudude põhi- ja kõrgemaid harmoonilisi. Elektromotoorjõudude kõrgemad harmoonilised on suhteliselt väikesed, sest vastavad väljaharmoonilised on väikesed; lisaks sellele saadakse ankrumähise sammu ja uurete arvu sobiva valikuga elektromotoorjõu kõrgemate harmooniliste vähenemine. Seetõttu võetakse sünkroonmasinate teoorias arvesse ainult ankru elektromotoorjõu põhiharmoonilist ning induktori- ja ankruvahelise vastastikuse induktsiooni vooks loetakse ergutusvälja põhiharmoonilist (kõver *2* joon. 14-2, *b*).

Ergutusvälja põhiharmoonilise amplituudi B_{fm1} suhet selle välja tegelikku maksimaalväärtusesse B_{fm} (vt. joon. 14-2, *b*)

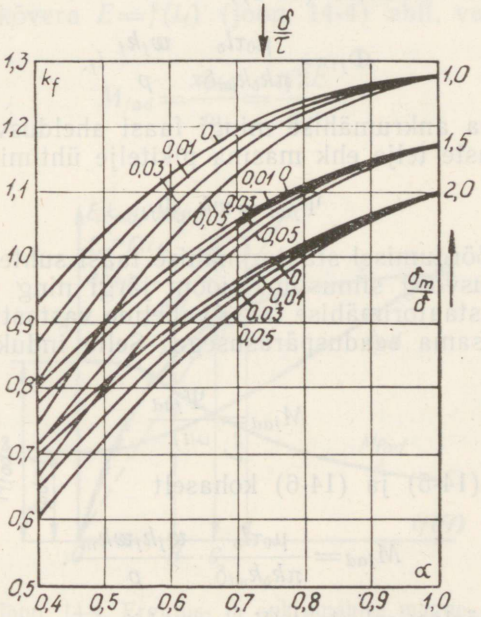
$$k_f = \frac{B_{fm1}}{B_{fm}} \tag{14-1}$$

nimetatakse ergutusvälja kõvera kujuteguriks. Teguri k_f väärtus (joon. 14-3) sõltub suhetest δ_m/δ, δ/τ ja pooluse kattetegurist $\alpha = \frac{b_p}{\tau}$. Tavaliselt $\delta_m/\delta = 1 \ldots 2{,}5$; $\alpha = 0{,}65 \ldots 0{,}75$ ja $k_f = 0{,}95 \ldots 1{,}15$.

Ergutusmähise magneetimisergutus ühe pooluse kohta

$$F_f = \frac{w_f i_f}{2p}, \tag{14-2}$$

kus w_f on kogu ergutusmähise keerdude arv ja
i_f — ergutusvool.



Joon. 14-3. Väljepoolustega sünkroonmasina ergutusvälja kõvera kujutegurid k_f

Ergutusvälja põhiharmoonilise amplituud

$$B_{fm1}=k_f B_{fm}=\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}F_f k_f, \tag{14-3}$$

kus k_δ on õhupilutegur ja $k_{\mu d}$ — magnetahela küllastustegur, arvestatuna pikitelje, s. o. pooluste telje suunas. Üldjuhul ei ole õhupilu suurus poolusekinga ulatuses ühesugune ja k_δ väärtus arvutatakse õhupilu keskmise suuruse $\delta_k=\delta+\frac{1}{3}(\delta_m-\delta)$ järgi.

Avaldiste (14-2) ja (14-3) alusel

$$B_{fm1}=\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{w_f k_f}{2p}i_f. \tag{14-4}$$

Ergutusvälja põhiharmoonilise voog

$$\Phi_{f1}=\frac{2}{\pi}B_{fm1}\tau l_\delta$$

ehk, vastavalt võrdusele (14-4),

$$\Phi_{f1}=\frac{\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{w_f k_f}{p}i_f. \tag{14-5}$$

Voo Φ_{f1} ja ankrumähise mingi faasi aheldusvoog selle faasi telje ja pooluste telje ehk masina pikitelje ühtimise korral

$$\Psi_{fad}=wk_m\Phi_{f1}. \tag{14-6}$$

Rootori pöördumisel staatorimähise faasi suhtes muutub ergutusvoo aheldusvoog siinusfunktsiooni järgi ning järelikult ergutusmähise ja staatorimähise faasi vaheline vastastikune induktiivsus muutub sama seaduspärasusega. Selle induktiivsuse amplituud

$$M_{fad}=\frac{\Psi_{fad}}{i_f}$$

on avaldiste (14-5) ja (14-6) kohaselt

$$M_{fad}=\frac{\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{w_f k_f w k_m}{p}. \tag{14-7}$$

Rootori pöörlemisel elektrilise nurkkiirusega

$$\omega_1=2\pi f_1$$

muutub ergutusvälja põhiharmoonilise voog ja ankrumähise faasi aheldusvoog seaduspärasusega $\Psi_{fadt}=\Psi_{fad}\cos\omega_1 t=M_{fad}i_f\cos\omega t$. Seejuures indutseeritakse ankrus elektromotoorjõud

$$e=-\frac{d\Psi_{fadt}}{dt}=\omega_1 M_{fad}i_f\sin\omega t.$$

Selle elektromotoorjõu amplituudi- ja efektiivväärtus

$$\left.\begin{aligned} E_m&=\omega_1 M_{fad}i_f=x_{fad}i_f;\\ E&=\frac{E_m}{\sqrt{2}}=\frac{x_{fad}}{\sqrt{2}}i_f, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}8)$$

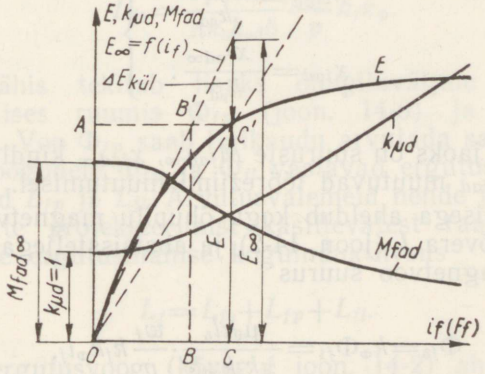
kus

$$x_{fad}=\omega_1 M_{fad} \qquad (14\text{-}9)$$

on ergutusmähise ja ankrumähise vastastikuse induktsiooni induktiivtakistus.

Avaldise (14-7) kohaselt sõltub M_{fad} amplituud magnetahela küllastusest ja vastavalt (14-8) on selle väärtust võimalik määrata tühijooksukõvera $E=f(i_f)$ (joon. 14-4) abil, valemiga

$$M_{fad}=\frac{x_{fad}}{\omega_1}=\frac{\sqrt{2}E}{\omega_1 i_f}. \qquad (14\text{-}10)$$



Joon. 14-4. Ergutus- ja ankrumähise magnetilised karakteristikud ja vastastikuse induktiivsuse sõltuvus küllastusest

Jooniselt 14-4 määratud M_{fad} väärtust võib vaadelda i_f või E funktsioonina. Õigem on lugeda M_{fad} väärtust E funktsiooniks, sest $E \sim \Phi$ ning küllastus sõltub voo suurusest.

Kõrvuti mittelineaarse tühijooksukõveraga $E=f(i_f)$ (joon. 14-4) võib samuti vaadelda küllastumata magnetahelaga masina lineariseeritud (sirgestatud) tühijooksukõverat OB' ja küllastunud magnetahelaga masina lineariseeritud tühijooksukõverat OC'. Neist esimene on tegeliku tühijooksukõvera puutujaks — puutepunktiga koordinaatide alguspunktis; teine läbib punkti C', vastavalt vaadeldavale töörežiimile, kus elektromotoorjõud $E=CC'$.

Ühesugusel ergutusvoolu $i_f=OC$ väärtusel indutseeritakse küllastumata magnetahela puhul ($\mu_{te}=\infty$) ankrumähises elektromotoorjõud E_∞, mis on E väärtusest suurem $\Delta E_{kül}=E_\infty-E$ võrra.

Kolmnurkade OBB' ja OCC'' (joon. 14-4) sarnasusest leiame avaldisse (14-7) kuuluva küllastusteguri $k_{\mu d}$ jaoks seose

$$k_{\mu d}=\frac{OC}{OB}=\frac{F}{F_\delta}=\frac{E_\infty}{E}.$$

Kõver $k_{\mu d}=f(i_f)$ on toodud joonisel 14-4.

Küllastumata magnetahelale vastavate vastastikuse induktiivsuse $M_{fad\,\infty}$ ja vastastikuse induktsiooni induktiivtakistuse $x_{fad\,\infty}$ väärtused on seotud küllastusele vastavate väärtustega M_{fad} ja x_{fad} seosega:

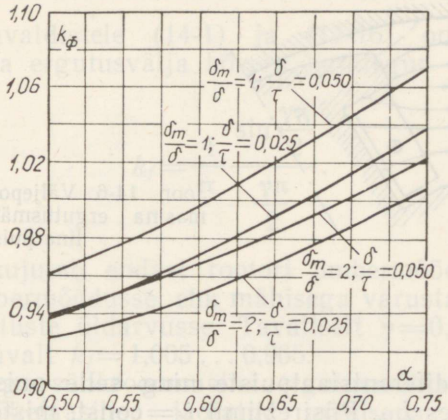
$$\left.\begin{aligned} M_{fad}&=\frac{M_{fad\infty}}{k_{\mu d}}\,;\\ x_{fad}&=\frac{x_{fad\infty}}{k_{\mu d}}\,. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}11)$$

Iga masina jaoks on suuruste $M_{fad\,\infty}$, $x_{fad\,\infty}$ kindlad väärtused, kuid M_{fad} ja x_{fad} muutuvad töörežiimi muutumisel.

Ergutusmähisega aheldub kogu õhupilu magnetvoog $\Phi_{f\delta}$, mis on määratud kõvera *1* (joon. 14-2) ja abstsissteljega piiratud pinnaga. Selle magnetvoo suurus

$$\Phi_{f\delta}=k_\Phi\Phi_{f1}=\frac{\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{w_f}{p}k_f k_\Phi i_f, \qquad (14\text{-}12)$$

kus tegur k_Φ (joon. 14-5) kujutab endast kõverate *1* ja *2* ning abstsissteljega (joon. 14-2) piiratud pindade suhet.



Joon. 14-5. Väljepoolustega sünkroonmasina ergutusvoo teguri k_Φ kõverad

Õhupiluväljast tingitud ergutusmähise omainduktiivsus

$$L_{f\delta}=\frac{\Psi_{f\delta}}{i_f}=\frac{w_f\Phi_{f\delta}}{i_f},$$

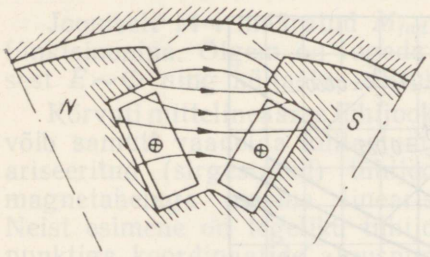
määratakse vastavalt avaldisele (14-12) seosega

$$L_{f\delta}=\frac{\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{w_f^2}{p}k_f k_\Phi. \qquad (14\text{-}13)$$

Ergutusmähis tekitab lisaks õhupiluväljale ka puistevoo poolustevahelises ruumis Φ_{fp} (joon. 14-6) ja laupühenduste puistevoo Φ_{fl}. Voo Φ_{fp} saab ligikaudu arvutada samuti kui uurde puistevoo. Voogudele Φ_{fp} ja Φ_{fl} vastavad ergutusmähise puisteinduktiivsused L_{fp} ja L_{fl}. Arvutusvalemeid nende jaoks võib leida elektrimasinate projekteerimist käsitlevatest raamatutest. Vastavalt öeldule ergutusmähise koguinduktiivsus

$$L_f=L_{f\delta}+L_{fp}+L_{fl}. \qquad (14\text{-}14)$$

Õhupilu ergutusvoog (kõver *1* joon. 14-2) aheldub täielikult ergutusmähisega, aheldusvoo ankruga tekitab ainult selle põhiharmooniline (kõver *2* joon. 14-2). Nimetatud asjaolu, aga samuti ka ergutus- ja ankrumähise erinev ruumiline jaotus põhjustavad



Joon. 14-6. Väljepoolustega sünkroonmasina ergutusmähise poolustevaheline puistevoog

ergutusmähise diferentsiaalpuiste ning selle puiste induktiivsus sisaldub suuruses $L_{f\delta}$. Püsirežiimil $i_f = \text{const}$, mistõttu ergutusmähise endainduktsiooni elektromotoorjõud

$$e_f = -L_f \frac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} \tag{14-15}$$

on võrdne nulliga. Siirdeolukorras $e_f \neq 0$.

Ergutusmähise aktiivtakistus r_f on hõlpsasti arvutatav mähise teadaolevate andmete järgi (keerdude arv, nende ristlõige ja pikkus).

Peitpoolustega masin. Joonisel 14-7, *a* on toodud peitpoolustega masina ergutusvälja jaotus õhupilus ühe poolusejaotuse ulatuses.

Nendes masinates on uurdeava laius võrreldes õhupilu suurusega δ suhteliselt väike. Seetõttu on uurete mõju samuti väike ning võib eeldada, et ergutusvälja induktsiooni jaotuskõver piki õhupilu on trapetsikujuline (joon. 14-7, *b* — kõver *1*). Selle välja põhiharmoonilise amplituud (kõver *2*)

$$B_{fm1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} B_f \cos\alpha \,\mathrm{d}\alpha = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{(1-\gamma)\pi}{2}} B_{fm} \cos\alpha \,\mathrm{d}\alpha +$$

$$+ \frac{4}{\pi} \int_{\frac{(1-\gamma)\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2}{\gamma\pi} B_{fm} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \cos\alpha \,\mathrm{d}\alpha = \frac{4}{\pi} \frac{\sin\frac{\gamma\pi}{2}}{\frac{\gamma\pi}{2}} B_{fm}. \tag{14-16}$$

Vastavalt avaldistele (14-1) ja (14-16) on peitpoolustega sünkroonmasina ergutusvälja kõvera kujutegur

$$k_f = \frac{4}{\pi} \frac{\sin \frac{\gamma\pi}{2}}{\frac{\gamma\pi}{2}}. \qquad (14\text{-}17)$$

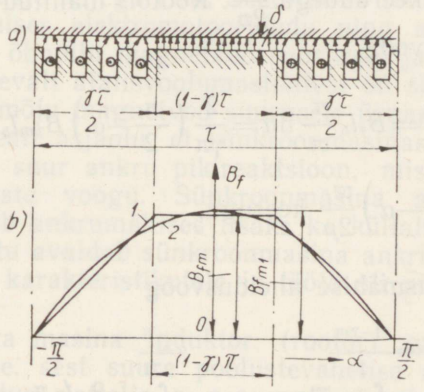
Suurus γ kujutab endast rootori ümbermõõdu mähitud osa suhet kogu ümbermõõdusse, ehk mähisega varustatud uurete arvu suhet uurdejaotuste üldarvusse. Tavaliselt $\gamma = 0{,}65 \ldots 0{,}80$, ning seejuures vastavalt $k_f = 1{,}065 \ldots 0{,}965$.

Peitpoolustega sünkroonmasina ergutusmähist võib vaadelda täissammuga ühefaasilise jaotatud mähisena, ning võrduses (14-17) sisalduv suurus

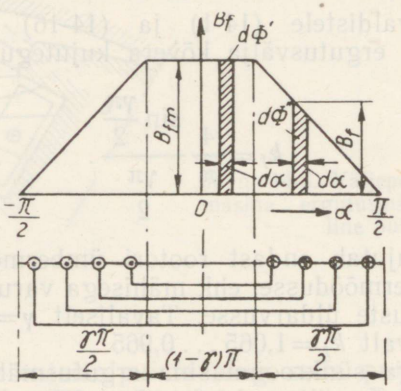
$$k_{mf} = \frac{\sin \frac{\gamma\pi}{2}}{\frac{\gamma\pi}{2}} \qquad (14\text{-}18)$$

kujutab endast sel juhul selle mähise jaotustegurit või mähisetegurit.

Avaldised (14-2) ... (14-11) kehtivad samuti ka peitpoolustega masinale. Et aga viimasel on ergutusmähis jaotatud, siis selle



Joon. 14-7. Peitpoolustega sünkroonmasina ergutusmähise magnetväli õhupilus



Joon. 14-8. Peitpoolustega sünkroonmasina ergutusmähise endainduktsiooni aheldusvoo määramine

omainduktiivsust $L_{f\delta}$, mis vastab õhupilu väljale, tuleb arvutada teisiti.

Joonisel 14-8 on kujutatud induktsiooni B_f kõver piki õhupilu ühe poolusejaotuse ulatuses. Suure hamba ulatuses aheldub elementaarvoog

$$d\Phi' = B_{fm} l_\delta \, dx = B_{fm} l_\delta \frac{\tau}{\pi} d\alpha$$

pooluse kõikide keerdudega $\frac{w_f}{2p}$. Rootori mähitud osa ulatuses aheldub elementaarvoog

$$d\Phi'' = B_f l_\delta \frac{\tau}{\pi} d\alpha = \frac{2}{\gamma\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) B_{fm} l_\delta \frac{\tau}{\pi} d\alpha$$

pooluse $\frac{2}{\gamma\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\frac{w_f}{2p}$ keeruga.

Kogu ergutusmähise aheldusvoog

$$\Psi_{f\delta} = 2p\left[2\int_{\alpha=0}^{\alpha=\frac{(1-\gamma)\pi}{2}} \frac{w_f}{2p} d\Phi' + 2\int_{\alpha=\frac{(1-\gamma)\pi}{2}}^{\alpha=\frac{\pi}{2}} \frac{2}{\gamma\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\frac{w_f}{2p} d\Phi''\right].$$

Asendame siin suurused $d\Phi'$ ja $d\Phi''$ ning integreerime. Edasi arvestame, et

$$B_{fm}=\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{w_f i_f}{2p}$$

ja jagame tulemuse i_f-ga. Siis saame

$$L_{f\delta}=\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{w_f^2}{2p}\tau l_\delta\left(1-\frac{2}{3}\gamma\right). \qquad (14\text{-}19)$$

Kasutame peitpoolustega masina korral samuti avaldist (14-13), arvestades et sel juhul k_f on määratav võrdusega (14-17). Võrdsustades seejuures avaldiste (14-13) ja (14-19) paremad pooled, leiame, et peitpoolustega masinal

$$k_\Phi=\frac{\pi}{2}\cdot\frac{1-\frac{2}{3}\gamma}{k_f}=\frac{\pi^2}{8}\cdot\frac{1-\frac{2}{3}\gamma}{k_{mf}}. \qquad (14\text{-}20)$$

14-2. ANKRUMÄHISE MAGNETVÄLI JA PARAMEETRID

Üldalused. Sünkroonmasina ankrumähise koormamisel vooluga tekitab see oma magnetvälja, mida nimetatakse ankrureaktsiooni väljaks.

Alalisvoolu normaalmasinates, harjade paiknemisel geomeetrilisel neutraalil, on ankrureaktsiooni väli ristteljesuunaline, s. t. ta mõjub peapooluste teljega risti. Seetõttu ei indutseeri see magnetväli ankrumähises elektromotoorjõudu ning avaldab suhteliselt väikest mõju õhupilu magnetvoo suurusele ja masina karakteristikutele. Erinevalt alalisvoolumasinatest on sünkroonmasinas ankrureaktsiooni mõju magnetvoo suurusele üsnagi tunduv. Seda põhjustab kõigepealt asjaolu, et sünkroonmasinas tekib üldjuhul samuti ka küllalt suur ankru pikireaktsioon, mis tugevdab või nõrgendab pooluste voogu. Sünkroonmasina ankrureaktsiooni ristväli indutseerib ankrumähises lisaks ka küllalt suure elektromotoorjõu. Seetõttu avaldab sünkroonmasina ankrureaktsioon olulist mõju masina karakteristikutele ja tööle nii püsi- kui ka siirderežiimidel.

Väljepoolustega masina induktor (rootor) on magnetiliselt mittesümmeetriline, sest suure poolustevahelise ruumi tõttu on magnetiline takistus risttelje q, s. o. poolustevahelise telje suunas mõjuvale voole tunduvalt suurem kui pikitelje d suunas mõju-

vale voole. Seetõttu tekitab ankru ühesuguse suurusega magneetimisergutus pikiteljel mõjudes suurema magnetvoo kui ristteljel. Lisaks sellele on nii välje- kui ka peitpoolustega masinate rootorid elektriliselt mittesümmeetrilised, sest nende ergutusmähised paiknevad ainult pikiteljel d, s. t. tekitavad d-teljel mõjuva voo ning ahelduvad samuti ainult samal teljel mõjuva ankruvooga. Sünkroonmasinate induktorite elektriline ebasümmeetria avaldab tunduvat mõju masinate tööle mittesümmeetrilistel ja siirderežiimidel.

Induktori mittesümmeetrilist ehitusviisi silmas pidades tekib vajadus ankrureaktsiooni mõju vaatlemiseks eraldi piki- ja ristteljel. Niisuguse vaatlusmeetodi esitas esmakordselt 1895. a. prantsuse elektrotehnik A. Blondel ning see kannab *kahe reaktsiooni meetodi ehk teooria nimetust*. Seda meetodit arendati hiljem oluliselt edasi, eriti just sünkroonmasinate siirdeprotsesside käsitlemisel ameerika (R. Park, R. Dogerty, C. Nikkel, S. Kreyer, C. Concordia, A. Rankin jt.) ning nõukogude (A. A. Gorev, D. A. Gorodski, E. J. Kazovski, L. G. Mamikonjants, I. D. Urussov, M. I. Aljabjev, A. A. Janko-Trinitski jt.) teadlaste töödes.

Kahe reaktsiooni meetod põhineb superpositsiooni printsiibil. Seejuures eeldatakse, et ristteljelised vood ei mõju pikiteljeliste voogude suurusele, ning vastupidi. Magnetahela üksikosade teatud küllastuse tõttu ei ole see eeldus päris õige. Et küllastuse mõju arvessevõtmine on väga keeruline, siis esialgu seda ei arvestata ning täiendavad suurused viiakse sisse lõpuks.

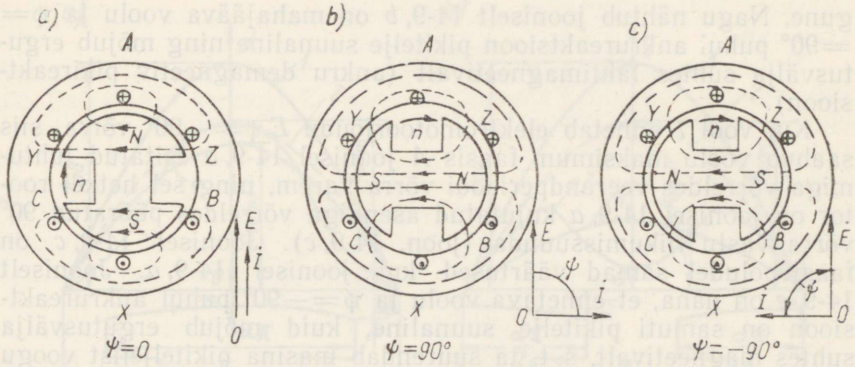
Ankru piki- ja ristreaktsioon. Vaatleme mitmefaasilise sünkroonmasina ankrureaktsiooni toimet statsionaarsel sümmeetrilisel koormusel (joon. 14-9).

Ülevaatlikkuse mõttes uurime kahepooluselist masinat ning oletame, et see töötab generaatorina. Saadavate tulemuste laiendamine mootorirežiimile ei valmista raskusi. Lihtsustamise ja ülevaatlikkuse huvides on joonisel 14-9 mähise iga faas kujutatud ühe täissammuga keeruna ($A-X$, $B-Y$, $C-Z$) kusjuures ergutusvälja jõujooni ei näidata.

Alguses vaatleme juhtumit, kus ankruvoolu I ja ergutusvoolu või -välja mõjul ankrumähises indutseeritud elektromotoorjõu E vaheline faasinihe ψ võrdub nulliga (joon. 14-9, a). Rootor pöörleb elektrilise nurkkiirusega

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{2\pi n_1}{p},$$

ning joonisel 14-9, a kujutatud rootori asendi puhul on faasi A



Joon. 14-9. Sünkroonmasina ankrureaktsiooni ristkomponent (*a*), demagneetiv (*b*) ja magneetiv pikikomponent (*c*)

elektromotoorjõud maksimaalne. Et $\psi=0$, siis selle faasi vool on samuti maksimaalne ja

$$i_a=I_m;\quad i_b=i_c=-\frac{1}{2}I_m.$$

Voolude i_a, i_b ja i_c suundi on lihtne kindlaks määrata paremakäejuhise järgi ja on tähistatud joonisel *I* 14-9, *a* ristikeste ning punktidega.

Märgitud suundadega voolude korral on ankrureaktsiooni välja jõujooned, vastavalt joonisele 14-9, *a* suunatud risti pooluste teljega *d*. Seega mõjub ankrureaktsiooni voog Φ_a risttelje suunas. Ankrureaktsiooni välja niisugune iseloom $\psi=0$ puhul säilib pöörleva rootori igas asendis, sest rootor ja ankrureaktsiooni väli pöörlevad sünkroonselt. Järelikult on sünkroonmasina ankrureaktsioonil $\psi=0$ puhul ainult ristkomponent.

Samuti nagu alalisvoolumasinates, moonutab ankru ristreaktsioon ka siin õhupilu välja kõverat. Sünkroonmasinas ei piirdu see mõju ainuüksi sellega, vaid ankru ristreaktsiooni pöördväli indutseerib ankrumähises ka elektromotoorjõu. Viimase suurus määratakse allpool.

Kui vool *I* jääb elektromotoorjõust *E* $\psi=90°$ maha, siis saabub voolu maksimum faasis *A*, võrreldes joonisel 14-9, *a* esitatud juhtumiga, veerandperioodi võrra hiljem, seega hetkel, kui rootor on pöördunud kellaosuti liikumise suunas 90° võrra (joon. 14-9, *b*). Joonisel 14-9, *b* on faasivooludel samad väärtused kui joonisel 14-9, *a*, mistõttu ankru magnetvoo ruumiline asend on samasu-

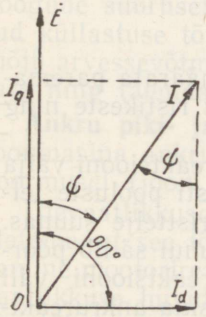
gune. Nagu nähtub jooniselt 14-9, *b* on mahajääva voolu ja $\psi = 90°$ puhul ankrureaktsioon pikitelje suunaline ning mõjub ergutusvälja suhtes lahtimagneetivalt (ankru demagneetiv pikireaktsioon).

Kui vool I ennetab elektromotoorjõudu E $\psi = -90°$ võrra, siis saabub voolu maksimum faasis A joonisel 14-9, *a* esitatud juhtumiga võrreldes veerandperioodi võrra varem, ning sel hetkel rootor on joonisel 14-9, *a* kujutatud asendiga võrreldes pööratud 90° võrra vastu liikumissuunda (joon. 14-9, *c*). Joonisel 14-9, *c* on faasivooludel samad väärtused kui joonisel 14-9, *a*. Jooniselt 14-9, *c* on näha, et ennetava voolu ja $\psi = -90°$ puhul ankrureaktsioon on samuti pikitelje suunaline, kuid mõjub ergutusvälja suhtes magneetivalt, s. t. ta suurendab masina pikiteljelist voogu (ankru magneetiv pikireaktsioon).

Nagu nähtub jooniselt 14-9, tekitab elektromotoorjõuga E faasis olev vool I ankru ristreaktsiooni, elektromotoorjõu E suhtes $\psi = 90°$ võrra faasis nihutatud vool I aga ankru pikireaktsiooni. Seetõttu üldjuhul, kui $\psi \neq 0$ ja $\psi \neq 90°$, võib voolu I lahutada kaheks komponendiks (joon. 14-10):

$$I_d = I \sin \psi; \qquad (14\text{-}21)$$

$$I_q = I \cos \psi. \qquad (14\text{-}22)$$



Joon. 14-10. Ankruvoolu I lahutamine pikikomponendiks (I_d) ja ristkomponendiks (I_q)

Esimest neist nimetatakse voolu pikikomponendiks ehk ankru pikivooluks ja see tekitab ankru pikireaktsiooni. Teist nimetatakse vastavalt voolu ristkomponendiks ehk ankru ristvooluks ja see tekitab ankru ristreaktsiooni. Nurka ψ loetakse positiivseks, kui I jääb E-st faasis maha.

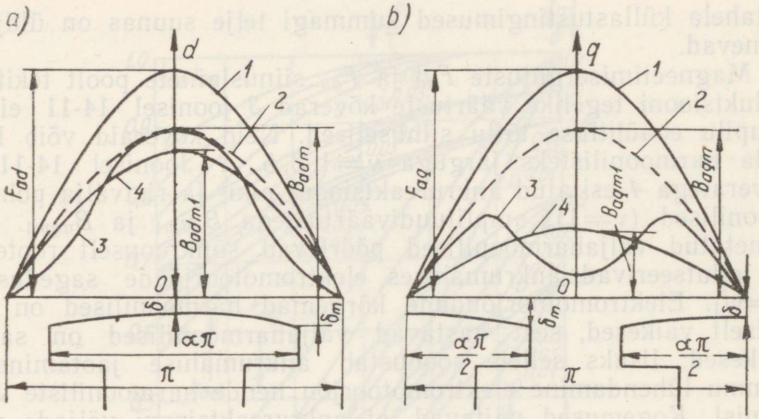
Ankru piki- ning ristreaktsiooni magnetväljad ja neist tingitud elektromotoorjõud. Vaatleme ankru magneetimisergutuse põhiharmoonilisi sümmeetrilisel koormusel.

Pikivoog I_d tekitab ankru pikiteljelise magneetimisergutuse amplituudiga

$$F_{ad} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{wk_m}{p} I_d, \qquad (14\text{-}23)$$

ning ristvool I_q vastavalt ankru ristteljelise magneetimisergutuse amplituudiga

$$F_{aq} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{wk_m}{p} I_q. \qquad (14\text{-}24)$$



Joon. 14-11. Väljepoolustega sünkroonmasina ankru piki- (*a*) ja ristreaktsiooni (*b*) väljakõverad

Magneetimisergutusi F_{ad} ja F_{aq} võib vaadelda ankru resulteeriva magneetimisergutuse

$$F_a = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{wk_m}{p} I \tag{14-25}$$

d ja q — teljeliste komponentidena, kusjuures

$$\left.\begin{aligned} F_{ad} &= F_a \sin\psi; \\ F_{aq} &= F_a \cos\psi. \end{aligned}\right\} \tag{14-27}$$

Magneetimisergutuse F_{ad} laine maksimum asub pikiteljel ja F_{aq} laine maksimum — ristteljel (joon. 14-11, kõverad *1*). Kui õhupilu suurus oleks kogu ümbermõõdul ühtlane ja võrdne selle väärtusega poolusekinga keskkohal, siis magneetimisergutused F_{ad} ja F_{aq} tekitaksid magnetvälja ruumilisi siinuslaineid amplituudiväärtustega vastavalt

$$\left.\begin{aligned} B_{adm} &= \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} F_{ad}; \\ B_{aqm} &= \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu q}\delta} F_{aq}. \end{aligned}\right\} \tag{14-27}$$

Küllastustegurite $k_{\mu d}$ ja $k_{\mu q}$ väärtused on erinevad, sest mag-

netahela küllastustingimused kummagi telje suunas on üldjuhul erinevad.

Magneetimisergutuste F_{ad} ja F_{aq} siinuslainete poolt tekitatud induktsiooni tegelike väärtuste kõverad *3* joonisel 14-11 ei ole õhupilu ebaühtluse tõttu siinuselised. Neid kõveraid võib lahutada harmoonilisteks järguga $\nu = 1, 3, 5 \ldots$ Joonisel 14-11 on kõveratega *4* esitatud ankrureaktsiooni piki- ja ristvälja põhiharmoonilised ($\nu = 1$), amplituudiväärtustega B_{adm1} ja B_{aqm1}. Kõik nimetatud väljaharmoonilised pöörlevad sünkroonselt rootoriga ja indutseerivad ankrumähises elektromotoorjõude sagedustega $f_\nu = \nu f_1$. Elektromotoorjõudude kõrgemad harmoonilised on suhteliselt väikesed, sest vastavad väljaharmoonilised on samuti väikesed; lisaks sellele soodustab ankrumähise jaotamine ja sammu lühendamine elektromotoorjõu nende harmooniliste vähenemist. Kogemused näitavad, et ankrureaktsiooni väljade poolt indutseeritud elektromotoorjõud on tegelikult siinuselised. Seetõttu arvestatakse sünkroonmasinate teoorias ainult magnetvälja põhiharmoonilisi (kõverad *4* joonisel 14-11).

Jooniselt 14-11 nähtub, et õhupilu ebaühtlus kutsub esile ankrureaktsiooni väljade põhiharmooniliste amplituudide vähenemise, ning seetõttu suhted

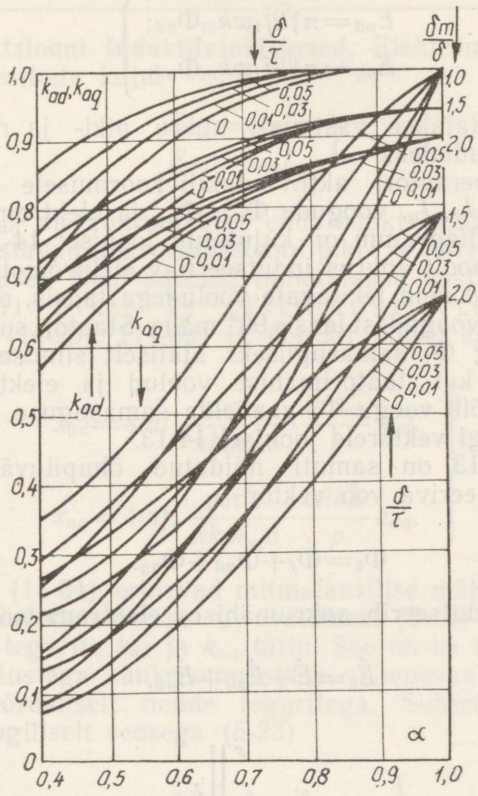
$$\left.\begin{aligned} k_{ad} &= \frac{B_{adm1}}{B_{adm}}; \\ k_{aq} &= \frac{B_{aqm1}}{B_{aqm}} \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}28)$$

on ühest väiksemad, kusjuures $k_{aq} < k_{ad}$. Suurusi $k_{ad} = f\left(\alpha, \frac{\delta_m}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}\right)$ ja $k_{aq} = f\left(\alpha, \frac{\delta_m}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}\right)$ nimetatakse ankrureaktsiooni piki- ja ristvälja kujuteguriteks. Nende suurust on võimalik määrata näiteks õhupilu magnetvälja kujutise järgi. Kõverad k_{ad} ja k_{aq} on esitatud joonisel 14-12. Peitpoolustega sünkroonmasinal on õhupilu ühtluse tõttu $k_{ad} = k_{aq} = 1$.

Ankrureaktsiooni piki- ja ristvälja põhiharmoonilised (kõverad *4* joonisel 14-11) tekitavad ankrureaktsiooni vood

$$\Phi_{ad} = \frac{2}{\pi} B_{adm1} \tau l_\delta = \frac{2}{\pi} k_{ad} B_{adm} \tau l_\delta;$$

$$\Phi_{aq} = \frac{2}{\pi} B_{aqm1} \tau l_\delta = \frac{2}{\pi} k_{aq} B_{aqm} \tau l_\delta.$$



Joon. 14-12. Väljepoolustega masina ankrureaktsiooni välja kujutegurid k_{ad} ja k_{aq}

Võrduste (14-23), (14-24) ja (14-27) alusel saame

$$\left.\begin{aligned} \Phi_{ad} &= \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\delta k_{\mu d} \delta} \cdot \frac{m 2\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot \frac{w k_m}{p} I_d k_{ad}; \\ \Phi_{aq} &= \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{k_\delta k_{\mu q} \delta} \cdot \frac{m 2\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot \frac{w k_m}{p} I_q k_{aq}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}29)$$

Vood Φ_{ad} ja Φ_{aq} pöörlevad rootoriga sünkroonselt ja indutseerivad ankrumähises endainduktsiooni elektromotoorjõu

$$\left.\begin{aligned} E_{ad} &= \pi\sqrt{2} f_1 w k_m \Phi_{ad}; \\ E_{aq} &= \pi\sqrt{2} f_1 w k_m \Phi_{aq}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}30)$$

Viimaseid nimetatakse vastavalt ankru piki- ja ristreaktsiooni elektromotoorjõududeks.

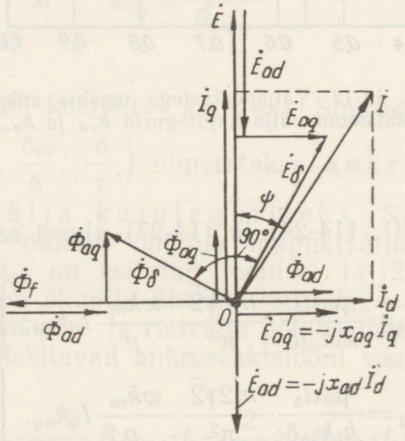
Sünkroongeneraatori aktiivinduktiivkoormusele ($0 < \psi < 90°$) vastav voolude I_d, I_q, voogude Φ_{ad}, Φ_{aq} ja elektromotoorjõudude E_{ad}, E_{aq} vektordiagramm on kujutatud joonisel 14-13, kus E on ergutusvoo Φ_f poolt ankrus indutseeritav elektromotoorjõud. Üldreeglina on vood neid tekitavate vooludega faasis, elektromotoorjõud aga jäävad voogudest faasis 90° maha. Staatori suhtes on pöörlev ergutusvoog Φ_f samasuguseks ajaliselt siinuseliselt muutuvaks suuruseks kui staatorimähise voolud ja elektromotoorjõud ning seetõttu võib voogu Φ_f vaadelda samasuguse komplekssuurusena kui teisigi vektoreid joonisel 14-13.

Joonisel 14-13 on samuti näidatud õhupiluvälja põhiharmoonilise resulteeriva voo vektor

$$\dot{\Phi}_\delta = \dot{\Phi}_f + \dot{\Phi}_{ad} + \dot{\Phi}_{aq}. \qquad (14\text{-}31)$$

See voog indutseerib ankrumähises elektromotoorjõu

$$\dot{E}_\delta = \dot{E} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq}. \qquad (14\text{-}32)$$



Joon. 14-13. Sünkroonmasina magnetvoogude ja ankrureaktsiooni elektromotoorjõudude vektordiagramm

Ankrureaktsiooni induktiivtakistused. Elektromotoorjõude E_{ad} ja E_{aq} võib esitada kujul

$$\left.\begin{aligned} E_{ad} &= x_{ad} I_d; \\ E_{aq} &= x_{aq} I_q, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}33)$$

kus x_{ad} ja x_{aq} on ankrumähise endainduktsiooni induktiivtakistused, mis vastavad ankrureaktsiooni piki- ja ristväljale sümmeetrilisel koormusel. Neid suurusi nimetatakse vastavalt ankrureaktsiooni piki- ja ristinduktiivtakistuseks.

Avaldiste (14-29), (14-30) ja (14-33) alusel saame

$$\left.\begin{aligned} x_{ad} &= 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \cdot \frac{w^2 k_m^2}{p} k_{ad}; \\ x_{aq} &= 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu q} \delta} \cdot \frac{w^2 k_m^2}{p} k_{aq}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}34)$$

Avaldised (14-34) erinevad mitmefaasilise mähise endainduktsiooni põhiinduktiivtakistuse x_{p1} avaldisest (5-10) ühtlase õhupilu korral ainult tegurite k_{ad} ja k_{aq} tõttu. See on ka täiesti loomulik, sest väljepoolustega sünkroonmasinas vähenevad välja põhiharmoonilised võrdeliselt nende teguritega. Suhtelistes suurustes saame analoogiliselt seosega (5-23)

$$\left.\begin{aligned} x_{ad*} &= \frac{\sqrt{2}\mu_0 \tau k_m}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \cdot \frac{A_N}{B_{\delta N}} k_{ad}; \\ x_{aq*} &= \frac{\sqrt{2}\mu_0 \tau k_m}{\pi k_\delta k_{\mu q} \delta} \cdot \frac{A_N}{B_{\delta N}} k_{aq}, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}35)$$

kus $B_{\delta N}$ on ergutusvälja induktsiooni amplituud tingimusel $E = U_N$ ja A_N — ankru voolukate nimivoolu puhul.

Kui masina magnetsüdamike teras on küllastamata ($\mu_{te} = \infty$), siis $k_{\mu d} = k_{\mu q} = 1$. Takistuste x_{ad} ja x_{aq} väärtusi nimetame neil tingimustel mitteküllastunuiks ja tähistame $x_{ad\infty}$ ning $x_{aq\infty}$. Vastavuses avaldistega (14-34)

$$\left.\begin{aligned} x_{ad} &= \frac{x_{ad\infty}}{k_{\mu d}}; \\ x_{aq} &= \frac{x_{aq\infty}}{k_{\mu q}}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}36)$$

On ilmne, et $x_{ad\infty} > x_{ad}$ ja $x_{aq\infty} > x_{aq}$. Peitpoolustega sünkroonmasinal on õhupilu ühtluse tõttu $k_{ad} = k_{aq} = 1$ ja

$$x_{ad} = x_{aq}. \tag{14-37}$$

Peitpoolustega masina jaoks kasutame neist kahest tähistusest tähist x_{ad}.

Etteantud võimsuse, pöörlemiskiiruse ja jahutusviisiga masina projekteerimisel võivad kõik avaldises (14-35) sisalduvad suurused, peale δ, muutuda ainult kitsastes piirides. Seetõttu on suurused x_{ad} ja x_{aq} õhupilu suurusega pöördvõrdelised.

Ankrureaktsiooni mõju piiramiseks on soovitatav, et x_{ad} ja x_{aq} suurused ei ületaks teatavaid kindlaid väärtusi. Sellest tingituna tuleb sünkroonmasinate õhupilu δ valida suurem, kui see oleks vajalik mehaaniliste ja muude tingimuste tõttu. Tuleb aga ka arvesse võtta, et δ suurendamisel on vajalik ergutust tugevdada. See on seotud mähisetraadi suurendatud kuluga ning paljudel juhtudel on vajalik samuti ka masina gabariitmõõtmete mõningane suurendamine seoses ergutusmähise paigutamisel tekkivate raskustega. Järelikult läheb x_{ad} ja x_{aq} vähendamisel masin kallimaks.

Ettenähtud gabariitmõõtmetega masinate võimsuse suurenemine tõi endaga kaasa intensiivsemate jahutusviiside kasutamise (mähistesisene vesinik- ja vesijahutus) ning voolukatte A mitmekordse kasvu [õhkjahutusega masinates väärtuselt $A = (5{,}0 \ldots 6{,}5) \cdot 10^4$ A/m kuni väärtuseni $A = (12 \ldots 18) \cdot 10^4$ A/m]. Vastavalt seostele (14-35) on vaja niisugustes masinates x_{ad} ja x_{aq} suuruse piiramiseks suurendada õhupilu δ.

Kaasaegsete sünkroonmasinate x_{ad*} ja x_{aq*} väärtused on esitatud tabelis 14-1.

Näide. Väljepoolustega vertikaalsel hüdrogeneraatoril võimsusega $S_N = 9250$ kVA, $U_{1N} = 6600$ V, $I_N = 810$ A, $m = 3$, $f_1 = 50$ Hz, $\cos\varphi = 0{,}8$, $p = 6$ ja $n = 500$ p/min on järgmised konstruktsiooniandmed: $\tau = 0{,}655$ m, $l_\sigma = 0{,}64$ m, $\delta = 0{,}018$ m, $\delta_m = 0{,}027$ m, $\alpha = 0{,}69$, $k_\delta = 1{,}13$, $k_{\mu d} = k_{\mu q} = 1{,}10$, $k_m = 0{,}923$, $B_{\delta N} = 0{,}867$ T, $A_N = 50100$ A/m.

Kui $\delta_m/\delta = 1{,}5$ $\alpha = 0{,}69$ ja $\sigma/\tau = 0{,}0275$, siis joonise 14—12 kohaselt $k_{ad} = 0{,}89$ ja $k_{aq} = 0{,}49$. Avaldisele (14-35) vastavalt on

$$x_{ad*} = \frac{\sqrt{2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0{,}655 \cdot 0{,}923}{\pi \cdot 1{,}13 \cdot 1{,}10 \cdot 0{,}018} \cdot \frac{501000 \cdot 0{,}89}{0{,}867} = 0{,}787;$$

$$x_{aq*} = \frac{k_{aq}}{k_{ad}} x_{ad*} = \frac{0{,}49}{0{,}89} \cdot 0{,}787 = 0{,}433.$$

Turbogeneraatoril, mille arvutus oli tehtud § 5-2, on $x_{ad} = x_{p1}$.

Tabel 14—1

Sünkroonmasinate parameetrid

Nimetus	Tähis	Turbogeneraatorid	Väljepoolustega generaatorid ja mootorid		Sünkroonkompensaatorid
			Summutusmähisega	Ilma summutusmähiseta	
Ankru pikireaktsiooni induktiivtakistus	x_{ad}	1,1 ... 2,3	0,5 ... 1,5	0,5 ... 1,5	1,4 ... 2,3
Ankru ristreaktsiooni induktiivtakistus	x_{aq}	1,1 ... 2,3	0,3 ... 0,9	0,3 ... 0,9	0,8 ... 1,3
Ankrumähise puisteinduktiivtakistus	$x_{\sigma a}$	0,08 ... 0,15	0,1 ... 0,2	0,1 ... 0,2	0,1 ... 0,2
Ankru aktiivtakistus	r_a	0,002 ... 0,008	0,002 ... 0,02	0,002 ... 0,02	0,002 ... 0,02
Sünkroonne pikiinduktiivtakistus	x_d	1,2 ... 2,4	0,6 ... 1,6	0,6 ... 1,6	1,5 ... 2,4
Sünkroonne ristinduktiivtakistus	x_q	1,2 ... 2,4	0,4 ... 1,0	0,4 ... 1,0	0,9 ... 1,4
Mööduv pikiinduktiivtakistus	x'_d	0,15 ... 0,35	0,2 ... 0,5	0,2 ... 0,5	0,3 ... 0,6
Ülimööduv pikiinduktiivtakistus	x''_d	0,12 ... 0,25	0,15 ... 0,30	—	0,15 ... 0,35
Ülimööduv ristinduktiivtakistus	x''_q	0,12 ... 0,25	0,15 ... 0,35	—	0,15 ... 0,35
Vastujärgnevus-induktiivtakistus	x_2	0,12 ... 0,25	0,15 ... 0,35	0,3 ... 0,8	0,15 ... 0,35
Vastujärgnevus-aktiivtakistus	r_2	0,02 ... 0,05	0,015 ... 0,025	0,02 ... 0,05	0,02 ... 0,07
Nulljärgnevus-aktiivtakistus	x_0	0,02 ... 0,10	0,02 ... 0,20	0,04 ... 0,25	0,02 ... 0,20
Nulljärgnevus-aktiivtakistus	r_0	0,002 ... 0,010	0,002 ... 0,02	0,002 ... 0,02	0,002 ... 0,02
Ergutusmähise ajakonstant avatud ankrumähise korral ja summutusmähise puudumisel, s	T_{do}	3 ... 12	—	2 ... 10	4 ... 12
Mööduv ajakonstant, s	T'_d	0,4 ... 1,6	0,6 ... 3,0	0,6 ... 3,0	0,8 ... 3,0
Ülimööduv ajakonstant, s	T''_d	0,03 ... 0,15	0,02 ... 0,08	—	0,02 ... 0,08
Ankruvoolu aperioodilise komponendi ajakonstant, s	T_a	0,04 ... 0,4	0,03 ... 0,4	0,1 ... 0,5	0,1 ... 0,5
Inertsikonstant, s	T_i	7 ... 14	3 ... 9	3 ... 9	2 ... 5

Märkused: 1. Takistuste väärtused on antud suhtelistes suurustes.
2. Inertsikonstantide väärtused on antud turbiinide hoomomentide arvessevõtmisega (generaatoritel) ja töömasinate hoomomentide arvessevõtmisega (mootoritel).

Leitud x_{ad} ja x_{aq} väärtused kujutavad endast ankru faasimähise induktiivtakistuste ekvivalentväärtusi arvestades vastastikust induktsiooni ankru teiste faasimähistega. Nendele takistustele vastavad mähise ekvivalentsed induktiivsused

$$\left.\begin{aligned} L_{ad} &= \frac{x_{ad}}{\omega_1} = \frac{x_{ad}}{2\pi f_1}; \\ L_{aq} &= \frac{x_{aq}}{\omega_1} = \frac{x_{aq}}{2\pi f_1}. \end{aligned}\right\} \tag{14-38}$$

Eespool olid arvutatud staatorimähise endainduktsiooni induktiivtakistused (x_{ad}, x_{aq}) ja omainduktiivsused (L_{ad}, L_{aq}). Siirderežiimide korral, kui vood Φ_{ad} ja Φ_{aq} ajaliselt muutuvad, indutseerib voog Φ_{ad} ka ergutusmähises elektromotoorjõu. Selle väärtus on määratud ankrumähise ja ergutusmähise vastastikuse induktiivsusega pikiteljel M_{adf} ja seda on vaja arvutada ergutusmähisega ahelduva magnetvoo kaudu (kõver *3*, joon. 14-11, *a*). Üldreeglina on ankru ühe faasimähise ja ergutusmähise vastastikused induktiivsused võrdsed: $M_{af}=M_{fa}$ ja see kehtib rootori mistahes asendi puhul. Kuid M_{adf} all me mõistame ekvivalentset vastastikust induktiivsust, mis arvestab sümmeetriliselt koormatud ankru kõikide faasimähiste pikiteljelist voogu. Sel juhtumil M_{adf} on $\frac{m}{2}$ korda M_{fad} väärtusest suurem. [vt. avaldist (14-7)], ning järelikult

$$M_{adf} = \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \cdot \frac{m}{2} \cdot \frac{w_f k_f w k_m}{p}. \tag{14-39}$$

Ankrumähise puisteinduktiivtakistus arvutatakse § 5-3 toodud valemite järgi. Teeme selles küsimuses täiendavaid märkusi.

Ankrumähise magneetimisergutus sisaldab lisaks põhiharmoonilisele ka kõrgemaid harmoonilisi. Ühtlase õhupilu korral indutseerivad kõrgemate harmooniliste magnetväljad ankrumähises põhisagedusega elektromotoorjõud, mida võetakse arvesse diferentsiaalpuiste elektromotoorjõudude näol (vt. § 5-3). Mitteühtlase õhupilu korral (eriti väljepoolustega sünkroonmasinas) magneetimisergutuse kõrgemate harmooniliste väljad moonutuvad ja indutseerivad seetõttu nii põhi- kui ka kõrgema sagedusega elektromotoorjõude. Põhisagedusega elektromotoorjõude arvestatakse seejuures samuti diferentsiaalpuiste elektromotoorjõududena, aga elektromotoorjõu kõrgemaid harmoonilisi eespool märgitud põhjustel ei arvestata.

Lisaks diferentsiaalpuistele, eksisteerivad samuti ka ankru mähise laupühenduste ja uurdepuiste. Väljepoolustega sünkroonmasina rootori magnetilise ebasümmeetria tõttu tekitavad ühesugused voolud I_d ja I_q erineva väärtusega diferentsiaal- ja laupühenduste puistevälju ning elektromotoorjõude. Kuid see erinevus ei ole suur ja jäetakse arvestamata. Seega võetakse ankru puisteinduktiivtakistused mõlemal teljel ühesugustena. Võib samuti

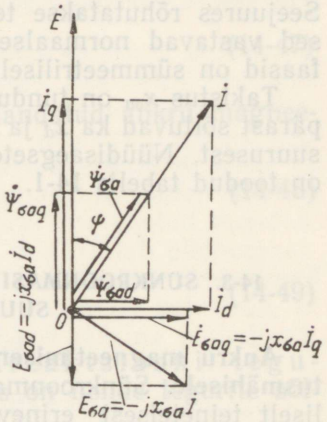
lugeda, et voolu väärtuseni $I \approx (2 \ldots 2{,}5)\, I_N$ on $x_{\sigma a} = \text{const}$. Harilikult $x_{\sigma a*} = 0{,}05 \ldots 0{,}20$.

Ankru faasimähise aktiivtakistust r_a ei ole etteantud mähiseandmete järgi kuigi raske arvutada. Harilikult $r_{a*} = 0{,}005 \ldots 0{,}02$, seega suhteliselt väike.

Sünkroonsed induktiivtakistused. Ankrumähise puisteaheldusvoo $\Psi_{\sigma a}$ võib samuti lahutada telgede *d*- ja *q*-suunalisteks komponentideks (joon. 14-14):

$$\left.\begin{aligned} \Psi_{\sigma ad} &= \Psi_{\sigma a} \sin\psi; \\ \Psi_{\sigma aq} &= \Psi_{\sigma a} \cos\psi \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}40)$$

ja lugeda, et $\Psi_{\sigma ad}$ ja $\Psi_{\sigma aq}$ tekitatakse vastavalt voolude I_d ja I_q poolt.



Joon. 14-14. Sünkroonmasina ankru puistevoogude ja elektromotoorjõudude vektordiagramm

Analoogiliselt võib ka ankru resulteeriva puisteelektromotoorjõu $E_{\sigma a}$ komponentideks lahutada (joon. 14-14), kusjuures

$$\left.\begin{aligned} E_{\sigma ad} &= E_{\sigma a} \sin\psi = x_{\sigma a} I \sin\psi = x_{\sigma a} I_d; \\ E_{\sigma aq} &= E_{\sigma a} \cos\psi = x_{\sigma a} I \cos\psi = x_{\sigma a} I_q. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}41)$$

Elektromotoorjõud $E_{\sigma ad}$ ja E_{ad}, ning samuti $E_{\sigma aq}$ ja E_{aq} on faasis ühtivad (vt. joon. 14-13 ja 14-14). Seepärast võib neid elektromotoorjõude paarikaupa aritmeetiliselt liita:

$$\left.\begin{aligned} E_d &= E_{ad} + E_{\sigma ad} = x_{ad} I_d + x_{\sigma a} I_d; \\ E_q &= E_{aq} + E_{\sigma aq} = x_{aq} I_q + x_{\sigma a} I_q, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}42)$$

ehk

$$\left.\begin{aligned} E_d &= x_d I_d; \\ E_q &= x_q I_q, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}43)$$

kus

$$\left.\begin{aligned} x_d &= x_{ad} + x_{\sigma a}; \\ x_q &= x_{aq} + x_{\sigma a}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}44)$$

Elektromotoorjõud E_d ja E_q on ankru endainduktsiooni resulteeriva elektromotoorjõu *d*- ja *q*-telje suunalised komponendid. Takistusi x_d ja x_q nimetatakse vastavalt ankrumähise sünkroonseks piki- ja ristinduktiivtakistuseks.

Seejuures rõhutatakse terminiga «sünkroonne», et need takistused vastavad normaalsele sünkroonsele püsirežiimile, kusjuures faasid on sümmeetriliselt koormatud.

Takistus $x_{\sigma a}$ on tunduvalt väiksem x_{ad} ja x_{aq} väärtustest. Seepärast sõltuvad ka x_d ja x_q väärtused peamiselt masina õhupilu δ suurusest. Nüüdisaegsete sünkroonmasinate x_d ja x_q väärtused on toodud tabelis 14-1.

14-3. SÜNKROONMASINA MÄHISTE ELEKTROMAGNETILISTE SUURUSTE TAANDAMINE

Ankru magneetimisergutuse ja ankruvoolu taandamine ergutusmähisele. Sünkroonmasina ankru- ja ergutusmähis on ruumiliselt teineteisest erinevalt jaotatud, mistõttu nende mähiste võrdse suurusega magneetimisergutused tekitavad staatori ja rootori vahelises õhupilus välja põhiharmoonilise erineva suurusega vood. Magnetilised ehk tühijooksukarakteristikud väljendavad ankru voo ja elektromotoorjõu sõltuvust ergutusvoolust i_f või magneetimisergutusest F_f. Teiseltpoolt tekib vajadus kindlaks määrata, arvestades küllastust, ergutus- ja ankruvoolu või vastavate magneetimisergutuste koosmõjul tekitatavaid vooge ja elektromotoorjõude. Ülalmainitud karakteristikute kasutamiseks märgitud otstarbel on vaja leida antud ankruvoolule või magneetimisergutusele vastava ekvivalentse ergutusvoolu või magneetimisergutuse väärtused. Teisiti öeldes, ankruvool või magneetimisergutus on vaja taandada ergutusmähise parameetritele.

Ergutusmähisele taandatud ankrumähise suurusi tähistame edaspidi täiendavalt märgiga «prim». Sel juhul võib § 14-1 ja 14-2 toodu alusel ankru magneetimisergutuse pikikomponendi kohta kirjutada

$$\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} F_{ad} k_{ad} = \frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta} F'_{ad} k_f. \qquad (14\text{-}45)$$

Selle avaldise vasakpoolne osa kujutab endast ankru magneetimisergutuse pikikomponendi F_{ad} poolt tekitatud välja põhiharmoonilist ja parempoolne — ergutusmähise ekvivalentse magneetimisergutuse F'_{ad} poolt tekitatud, eelmisega võrdse suurusega välja põhiharmoonilist. Ergutusmähisele taandatud ankru magneetimisergutuse pikikomponent avaldub vastavalt valemile (14-45)

$$F'_{ad} = k_d F_{ad}, \qquad (14\text{-}46)$$

kus

$$k_d = \frac{k_{ad}}{k_f}. \tag{14-47}$$

Analoogiliselt leiame ergutusmähisele taandatud ankru magneetimisergutuse ristkomponendi

$$F'_{aq} = k_q F_{aq}, \tag{14-48}$$

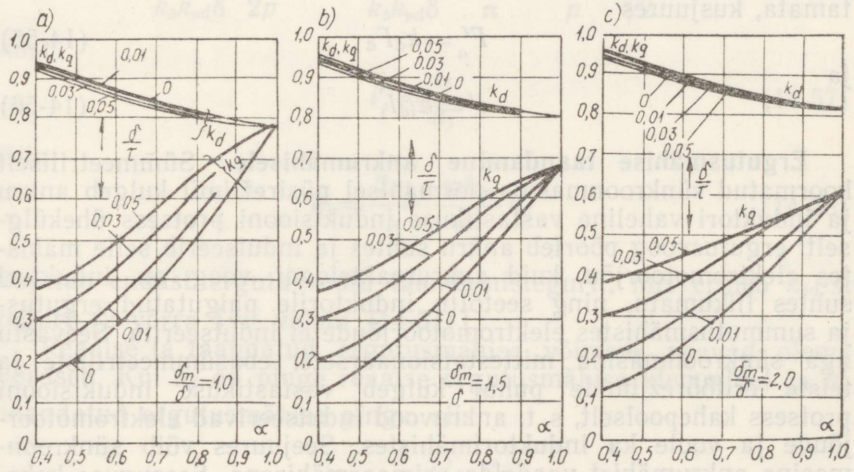
kus

$$k_q = \frac{k_{aq}}{k_f}. \tag{14-49}$$

Suurusi k_d ja k_q nimetatakse ankrureaktsiooni teguriteks. Väljepoolustega masinate jaoks on nende tegurite sõltuvuskõverad kujutatud joonisel 14-15.

Taandatud magneetimisergutuste asemel võib samuti vaadelda ka taandatud ankruvoole. Kui avaldisesse (14-45) paigutada F_{ad} väärtus avaldisest (14-23) ning võtta $F'_{ad} = F_f$ avaldisest (14-2), asendades viimases võrduses i_f ergutusmähisele taandatud pikivooluga I'_d, saame:

$$I'_d = k_{id} I_d, \tag{14-50}$$



Joon. 14-15. Väljepoolustega sünkroonmasina ankrureaktsiooni tegurite k_d ja k_q kõverad

kus ankru pikivoolu taandamistegur

$$k_{id}=\frac{m2\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{wk_m}{w_f}k_d. \tag{14-51}$$

Analoogiliselt saame ergutusmähisele taandatud ankru ristvoolu jaoks:

$$I'_q=k_{iq}I_q, \tag{14-52}$$

kus ankru ristvoolu taandamistegur

$$k_{iq}=\frac{m2\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{wk_m}{w_f}k_q. \tag{14-53}$$

Peitpoolustega masinatel $k_{ad}=k_{aq}=1$, kuid k_f on määratud võrdusega (14-17). Seetõttu niisuguste masinate korral

$$k_d=k_q=\frac{\pi}{4}\cdot\frac{\gamma\frac{\pi}{\tau}}{\sin\frac{\gamma\pi}{2}}. \tag{14-54}$$

Sellest lähtudes võib peitpoolustega masinatel ankru magneetimisergutuse F_a ja ankruvoolu I taandada komponentideks lahutamata, kusjuures

$$F'_a=k_dF_a \tag{14-55}$$

ja

$$I'=k_{id}I. \tag{14-56}$$

Ergutusmähise taandamine ankrumähisele. Sümmeetriliselt koormatud sünkroonmasina normaalsel püsirežiimil kulgeb ankru ja induktori vaheline vastastikuse induktsiooni protsess ühekülgselt: ergutusvoog pöörleb ankru suhtes ja indutseerib selle mähistes elektromotoorjõu, kuid ankrureaktsiooni voog on induktori suhtes liikumatu, ning seetõttu induktorile paigutatud ergutus- ja summutusmähistes elektromotoorjõude ei indutseerita. Seevastu aga sünkroonmasina mittestatsionaarsete, ebasümmeetriliste ja teiste eritöörežiimide puhul kulgeb vastastikuse induktsiooni protsess kahepoolselt, s. t. ankruvood indutseerivad elektromotoorjõude ja voole ka induktorimähistes. Seejuures võib sünkroonmasina ankrumähist vaadelda primaarmähisena. Seesuguse kahepoolse trafosidestuse puhul esinevate töörežiimide uurimiseks on otstarbekas taandada induktorimähis ankrumähisele, analoogili-

selt trafode ja asünkroonmasinate uurimisel läbiviidava taandamisega.

Ergutusmähise taandamist võib vaadelda kui selle mõeldavat asendamist ankrumähisega identse mähisega, säilitades seejuures energeetilised suhted ja elektromagnetilised protsessid muutumatuina. Et ergutusmähis on tegelikult ühe-, taandatud mähis aga mitmefaasiline, siis voolu ja pinge taandamistegurid k_i ning k_u erinevad teineteisest, nii nagu asünkroonmasinal, millel $m_1 \neq m_2$ (vt. § 6-3). Taandatud ergutusmähise «faaside» voolud moodustavad sümmeetrilise m-faasilise süsteemi, mis tekitab pikimagnetvoo. Normaalsel püsitöörežiimil on need alalisvoolud («tardunud m-faasiline vahelduvvool»). Seejuures tuleb samuti kujutleda, et taandatud ergutusmähise ühe faasi telg ühtib masina pikiteljega. Seda võib nimetada põhifaasiks ja selle voolu i'_f ning pinget u_f võib vaadelda vastavalt taandatud ergutusmähise voolu ja pingena. Sümmeetrilisel püsitöörežiimil vastavad i'_f ja u'_f m-faasilise mähise «tardunud vahelduvvoolu» voolu ja pinge amplituudiväärtustele.

Reaalne ergutusmähis vooluga i_f ja taandatud mähis vooluga i'_f peavad tekitama masina õhupilus ühesuguse põhiharmoonilise magnetvälja.

Seetõttu

$$\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{w_f}{2p}i_f k_f=\frac{\mu_0}{k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{m\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{wk_m}{p}\cdot\frac{i'_f}{\sqrt{2}}k_{ad},$$

kust

$$i'_f=\frac{i_f}{k_i}. \tag{14-57}$$

Siin

$$k_i=\frac{2m}{\pi}\cdot\frac{wk_m}{w_f}k_d \tag{14-58}$$

kujutab endast ergutusvoolu taandamistegurit, mis erineb k_{id}-st teguri $\sqrt{2}$ võrra [vt. valem (14-51)].

Reaalse ja taandatud ergutusmähise võimsus peavad olema võrdsed. Kui u_f on pinge reaalse ergutusmähise klemmidel ja u'_f taandatud ergutusmähise pinge, siis

$$u_f i_f=m\frac{u'_f}{\sqrt{2}}\cdot\frac{i'_f}{\sqrt{2}},$$

millest

$$u'_f = \frac{2}{m} \cdot \frac{i_f}{i'_f} u_f = \frac{2}{m} k_i u_f,$$

ehk

$$u'_f = k_u u_f, \tag{14-59}$$

kus

$$k_u = \frac{2}{m} k_i = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{w k_m}{w_f} k_d \tag{14-60}$$

on ergutuspinge taandamistegur.

Takistuste ja induktiivsuste taandamistegur

$$k = k_u k_i = \frac{2}{m} k_i^2 = \frac{8m}{\pi^2} \cdot \frac{w^2 k_m^2}{w_f^2} k_d^2, \tag{14-16}$$

kusjuures taandatud takistused ja induktiivsused määratakse suhetega

$$r'_f = k r_f; \quad L'_f = k L_f. \tag{14-62}$$

Leitud taandamistegurid kehtivad nii välje-, kui ka peitpoolustega masinatele.

Kontrollime suhteid (14-57), (14-61) ja (14-62) taandatud ergutusmähises tekkivate kadude järgi. Vastavalt suhtele (14-57), (14-61) ja (14-62) saame avaldise

$$m \left(\frac{i'_f}{\sqrt{2}} \right)^2 r'_f = m \left(\frac{i_f}{k_i \sqrt{2}} \right)^2 k_i k_u r_f = \frac{m}{2} \cdot \frac{k_u}{k_i} i_f^2 r_f = i_f^2 r_f;$$

seega on need kaod reaalse ergutusmähise kadudega võrdsed, nagu see peabki olema.

Ergutusmähise taandatud induktiivsused. Analoogiliselt asünkroonmasinatele kehtivate valemitega (6-35) on sünkroonmasina ergutus- ja ankrumähise taandatud vastastikused induktiivsused

$$\left.\begin{aligned} M'_{fad} &= k_i M_{fad}; \\ M'_{adf} &= k_u M_{adf}. \end{aligned}\right\} \tag{14-63}$$

Vastavalt avaldistele (14-7), (14-39), (14-58) ja (14-60) on M'_{fad} ning M'_{adf} võrdsed, vastavalt võrdustele (14-34) ja (14-38) on nad aga samuti võrdsed L_{ad} väärtusega; seega

$$L_{ad}=M'_{fad}=M'_{adf}. \tag{14-64}$$

Järelikult on taandatud vastastikused induktiivsused nagu trafode ja asünkroonmasinateski võrdsed õhupiluvälja põhiharmoonilisest tingitud primaarmähise omainduktiivsusega.

Avaldiste (14-13) ja (14-61) alusel on õhupiluväljast tingitud ergutusmähise induktiivsuse taandatud väärtus

$$L'_{f\delta}=kL_{f\delta}=\frac{\mu_0\tau l_\delta}{\pi k_\delta k_{\mu d}\delta}\cdot\frac{8m}{\pi^2}\cdot\frac{w^2k_m^2}{p}\cdot\frac{k_\Phi k_{ad}^2}{k_f}. \tag{14-65}$$

Vahe

$$L'_{fd}=L'_{f\delta}-M'_{fad}=L'_{f\delta}-L_{ad} \tag{14-66}$$

on ergutusmähise diferentsiaalpuiste taandatud induktiivsus, mida võib esitada kujul:

$$L'_{fd}=k_{fd}L_{ad}, \tag{14-67}$$

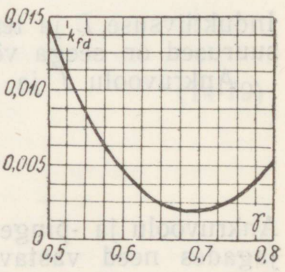
kus

$$k_{fd}=\frac{4}{\pi}\cdot\frac{k_\Phi k_{ad}}{k_f}-1=\frac{4}{\pi}k_\Phi k_d-1 \tag{14-68}$$

on ergutusmähise diferentsiaalpuistetegur. Peitpoolustega masinale, vastavalt avaldisele (14-17), (14-18), (14-20), (14-54) ja (14-68), on

$$k_{fd}=\frac{\pi^2}{8}\cdot\frac{1-\frac{2}{3}\gamma}{k_{mf}^2}-1. \tag{14-69}$$

Võrrandile (14-69) vastava seose $k_{fd}=f(\gamma)$ graafik on kujutatud joonisel 14-16.



Joon. 14-16. Peitpoolustega sünkroonmasina ergutusmähise diferentsiaalpuistetegur

Vastavalt eeltoodule võib ergutusmähise taandatud summaarset induktiivsust

$$L'_f=kL_f \tag{14-70}$$

esitada kujul

$$L'_f = L_{ad} + L'_{f\sigma}, \tag{14-71}$$

kus

$$L'_{f\sigma} = L'_{fd} + kL_{fu} + kL_{fl} = L'_{fd} + L'_{fu} + L'_{fl} \tag{14-72}$$

on ergutusmähise taandatud puisteinduktiivsus.

14-4. ANKRU- JA ERGUTUSMÄHISE SUHTELISED ELEKTROMAGNETILISED SUURUSED

Sünkroonmasina püsirežiimide, aga eriti just siirdeprotsesside teoorias kasutatakse laialdaselt suhtelisi suurusi. Seejuures voolu, pinge, ankruahela takistuse ja induktiivsuse ühikuteks ehk baassuurusteks võetakse nende nimifaasiväärtused I_N, U_N

ja

$$\left.\begin{aligned} z_N &= \frac{U_N}{I_N}; \\ L_N &= \frac{z_N}{\omega_1} = \frac{z_N}{2\pi f_1}. \end{aligned}\right\} \tag{14-73}$$

Takistuste r, x, z ja ankruahela induktiivsuse L suhtelised suurused

$$r_* = \frac{r}{z_N}; \quad x_* = \frac{x}{z_N}; \quad z_* = \frac{z}{z_N};$$

$$L_* = \frac{L}{L_N} = \frac{\omega_1 L}{z_N} = \frac{x}{z_N}. \tag{14-74}$$

Induktiivsuse L ja temale vastava induktiivtakistuse x suhtelised suurused on seega võrdsed.

Ankruvoolu I ja pinge U suhtelised efektiivväärtused:

$$I_* = \frac{I}{I_N}; \quad U_* = \frac{U}{U_N}. \tag{14-75}$$

Ankruvoolu ja -pinge hetkväärtusi i ja u on otstarbekas esitada, jagades need vastavalt nimivoolu ja -pinge amplituudiväärtusega.

$$i_* = \frac{i}{\sqrt{2} I_N}; \quad u_* = \frac{u}{\sqrt{2} U_N}. \tag{14-76}$$

Ergutusahela takistuse ja induktiivsuse suhtelise suuruse avaldamiseks on vajalik nende ankrumähisele taandatud väärtused jagada ankruahela vastavate baassuurustega:

$$\left.\begin{aligned} r_{f*} &= \frac{r'_f}{z_N} = \frac{kr_f}{z_N} = \frac{kr_f I_N}{U_N}; \\ L_{f*} &= \frac{L'_f}{L_N} = \frac{kL_f}{L_N} = \frac{k\omega_1 L_f L_N}{U_N} \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}77)$$

Ergutusvoolu ja -pinge suhtelised suurused:

$$\left.\begin{aligned} i_{f*} &= \frac{i'_f}{\sqrt{2}I_N} = \frac{i_f}{\sqrt{2}I_N k_i}; \\ u_{f*} &= \frac{u'_f}{\sqrt{2}U_N} = \frac{k_u u_f}{\sqrt{2}U_N}. \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}78)$$

Seostest (14-77) ja (14-78) võib samuti leida ergutusahela taandamata suuruste baasväärtused, kui neis lugeda

$$r_{f*} = L_{f*} = i_{f*} = u_{f*} = 1$$

ja asendada r_f, L_f, i_f, u_f vastavate baassuurustega r_{fb}, L_{fb}, i_{fb}, u_{fb}. Seejuures saame

$$\begin{aligned} i_{fb} &= \sqrt{2}I_N k_i; \\ u_{fb} &= \frac{\sqrt{2}U_N}{k_u}; \\ r_{fb} &= \frac{U_N}{kI_N}; \\ L_{fb} &= \frac{U_N}{k\omega_1 I_N}. \end{aligned} \qquad (14\text{-}79)$$

Arvestades, et niminäivvõimsus

$$S_N = mU_N I_N$$

ja tegur

$$k_u = \frac{2}{m} k_i,$$

saame (14-79) kahe esimese võrduse alusel

$$u_{fb}=\frac{S_N}{i_{fb}}. \tag{14-80}$$

Peale selle on ilmne, et

$$r_{fb}=\frac{u_{fb}}{i_{fb}};\quad L_{fb}=\frac{u_{fb}}{\omega_1 i_{fb}}. \tag{14-81}$$

Seejuures

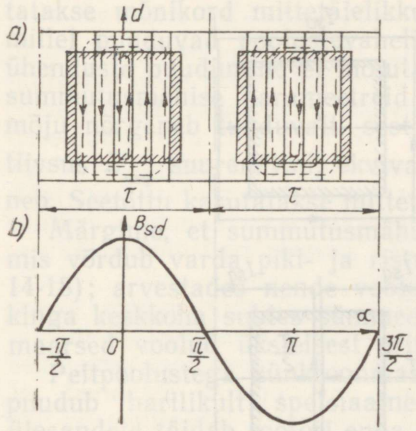
$$i_{f*}=\frac{i_f}{i_{fb}};\quad u_{f*}=\frac{u_f}{u_{fb}};\quad r_{f*}=\frac{r_f}{r_{fb}};\quad L_{f*}=\frac{L_f}{L_{fb}}. \tag{14-82}$$

Vaadeldavas suhteliste suuruste süsteemis tekitab baasergutusvool õhupilus sama suure magnetvälja põhiharmoonilise nagu ankru nimipikivool sümmeetrilisel koormusel. Seda süsteemi nimetatakse kirjanduses ka x_{ad} süsteemiks, sest $i_{f*}=1$ puhul on ergutusvoolust tingitud staatori elektromotoorjõud $E_*=x_{ad*}i_{f*}=x_{ad*}$. Võimalikud on ning mõnikord ka kasutatakse ergutusmähise teistsuguste suhteliste suuruste süsteeme, millele vastab ergutusmähise taandamine ankrumähisele teistsuguste taandamistegurite väärtustel.

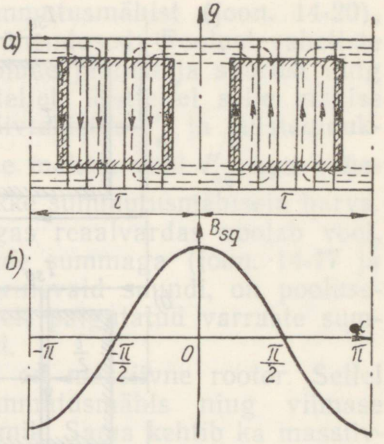
Eriti sageli kasutatakse ergutusühikute süsteemi, kus i_{fb} on niisugune i_f väärtus, mis $n=n_N$ juures ja küllastuse puudumisel indutseerib ankrus elektromotoorjõu $E=U_N$. Kuid füüsikalisest seisukohast lähtudes on niisuguste suhteliste suuruste süsteemide kasutamine vähem õigustatud.

14-5. SUMMUTUSMÄHISE MAGNETVÄLJAD JA PARAMEETRID

Mitmefaasilise sünkroonmasina normaalsetes püsirežiimides pöörleb ankrureaktsiooni magneetimisergutuse põhiharmooniline rootoriga sünkroonselt, on muutumatu suurusega, ning seetõttu ei indutseeri poolusekingadesse paigutatud summutus- ehk käivitusmähises voolu. Neil tingimustel indutseeritakse summutusmähise varrastes suhteliselt väikesed voolud ainult ankrumähise magneetimisergutuse kõrgemate harmooniliste ja magnetvälja hambapulsatsiooni toimel. Need voolud kutsuvad esile lisakadusid, mida arvestatakse kasuteguri määramisel. Kuid mittestatsionaarsete, mittesümmeetriliste ja teiste eritöörežiimide puhul muutuvad või pulseerivad ankrureaktsiooni magnetvälja põhiharmoonilise vood Φ_{ad} ja Φ_{aq} ajaliselt ning indutseerivad summutusmähises märgatava suurusega voole. Nende voolude jaotus summutus- või käivitusmähises on näidatud joonisel 14-17, *a*



Joon. 14-17. Summutusmähise pikivoolude jaotus (*a*) ja õhupilu magnetväli (*b*)

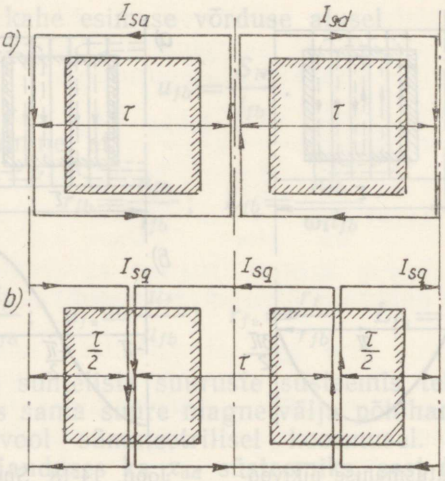


Joon. 14-18. Summutusmähise ristvoolude jaotus (*a*) ja õhupilu magnetväli (*b*)

ja 14-18, *a*. Need voolud tekitavad õhupilus teatud kindla kujuga magnetvälju, mida võib lahutada põhi- ja kõrgemateks harmoonilisteks (joon. 14-17, *b* ja 14-18, *b*). Summutusmähise magnetvälja põhiharmoonilised tingivad ankrumähise suhtes vastastikuse induktsiooni nähte, kõrgemad harmoonilised aga summutusmähise diferentsiaalpuistevälja. Lisaks sellele eksisteerivad samuti summutusmähise uurde- ja laupühenduste puisteväljad.

Väljepoolustega sünkroonmasina rootor on magnetiliselt mittesümmeetriline. Peale selle on summutus- või käivitusmähis ka elektriliselt ebasümmeetriline, sest selle mähise varraste ja otsmiste lühistavate rõngaosade poolt loodavad vooluringid on erinevad vooludele, mis indutseeritakse ankru piki- ja ristreaktsiooni voo poolt (vt. joon. 14-17, *a* ja 14-18, *a*). Seepärast on elektromagnetilisi protsesse iseloomustavad kvantitatiivsed suhted telgede *d* ja *q* jaoks erinevad. Õhupiluvälja suhtes avaldub öeldu selles, et väljakõveratel on erinevad kujud (joon. 14-17, *b* ja 14-18, *b*). Voolud varrastes on samuti üksteisest erinevad (joon. 14-17, *a*). Sama kehtib ka joonise 14-18, *a* kohta.

Eelkirjeldatud magnetilise ja elektrilise ebasümmeetria tõttu tuleb rangelt võttes tervikliku summutusmähise asemel vaadelda iga vooluringi (joon. 14-17, *a* või 14-18, *a*) iseseisva mähisena või eraldi vooluahelana. Iga niisuguse kontuuri jaoks võib koostada pingevõrrandi ehk Kirchhoffi teise võrrandi, kusjuures need võrrandid üksteisest ei sõltu ning iga kontuuri takistused ja



Joon. 14-19. Ekvivalentsed summutusmähised piki- (*a*) ja ristteljel (*b*)

induktiivsused on erinevad. Siirdeprotsesside ja teiste erirežiimide täpsustatud teoorias võetaksegi summutusmähise mõju eelkirjeldatud viisil arvesse. Enamike praktiliste eesmärkide jaoks võib aga ülesannet lihtsustada ja vaadelda igal teljel ühte ekvivalentset summutusmähist ekvivalentsete voolude I_{sd}, I_{sq} ja parameetritega. Võib lugeda, et niisugused ekvivalentsed mähised kujutavad endast täissammuga lühiskeerde (joon. 14-19). Ekvivalentsete summutusmähiste aktiivtakistused r_{sd}, r_{sq} ja induktiivtakistused L_{sd}, L_{sq} on erinevatel telgedel erisugused.

Summutusmähiste voolud ja parameetrid võib samuti taandada ankrumähisele. Seejuures ankrumähisega tekkiv vastastikune induktiivsus pikiteljel on L_{ad}, ristteljel aga L_{aq}. Summutusmähise täielikud taandatud omainduktiivsused

$$\left.\begin{aligned} L'_{sd} &= L_{ad} + L'_{\sigma sd}; \\ L'_{sq} &= L_{aq} + L'_{\sigma sq}, \end{aligned}\right\} \qquad (14\text{-}38)$$

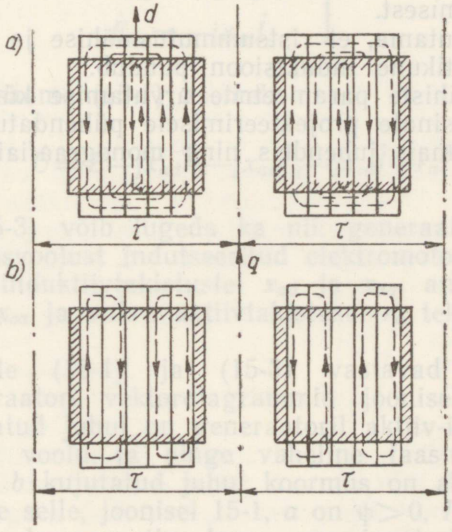
kus $L'_{\sigma sd}$ ja $L'_{\sigma sq}$ on summutusmähise taandatud piki- ja ristpuisteinduktiivsused. On ilmne, et $L'_{sd} > L'_{sq}$.

Täieliku summutusmähise asemel (joon. 14-17 ja 14-18) kasu-

tatakse mõnikord mittetäielikku summutusmähist (joon. 14-20), millel puuduvad poolustevahelised ühendused. Poolustevaheliste ühenduste puudumine ei mõjuta voolude jaotust ja suurust ning summutusmähise parameetreid pikiteljel. Ristteljel selle mähise mõju nõrgeneb tunduvalt, sest aktiivtakistus r'_{sq} ja puisteinduktiivsus $L'_{\sigma sq}$ suurenevad, ekvivalentse mähise vool I'_{sq} aga väheneb. Seetõttu kasutatakse mittetäielikke summutusmähiseid harva.

Märgime, et summutusmähise igas reaalvardas voolab vool, mis võrdub varda piki- ja ristvoolude summaga (joon. 14-17 ja 14-18); arvestades nende voolude erinevaid suundi, on poolusekinga keskkoha suhtes sümmeetriliselt paigutatud varraste summaarsed voolud üksteisest erinevad.

Peitpoolustega sünkroonmasinail on massiivne rootor. Sellel puudub harilikult spetsiaalne summutusmähis ning viimase ülesandeid täidab rootori enda südamik. Sama kehtib ka massiivsete väljepoolustega masinate kohta. Massiivrootori ja -pooluste mõju võib samuti asendada ekvivalentsete summutusmähiste toimega. Silinderrootoriga peitpoolustega masinal võib niisuguste mähiste parameetrid mõlemal teljel lugeda ühesugusteks. Pinna-



Joon. 14-20. Mittetäieliku summutusmähise piki- (*a*) ristvoolude (*b*) jaotus

efekti tõttu on parameetrid r'_{sd}, r'_{sq}, $L'_{\sigma sd}$ ja $L'_{\sigma sq}$ erinevad ning sõltuvad sagedusest või voolude i_{sd} ja i_{sq} muutumise kiirusest. Rangelt võttes kehtib sama ka harilike summutus- ja käivitusmähiste kohta, sest nende mähiste varraste ristlõige on küllalt suur.

Mõningat toimet avaldavad ka pöörisvoolud, mis indutseeritakse voogude Φ_{ad} ja Φ_{aq} muutumise tõttu väljepoolustega masina rootori magnetahela osades, juhul kui poolused on lehterasest. See on ekvivalentne mingi täiendava summutusmähise olemasoluga. Kuid see efekt on väike ja seda harilikult ei arvestata.

Väärib märkimist, et ergutusmähise ja summutusmähise vaheline taandatud vastastikune induktiivsus on suurem, aga nendevaheline puiste on väiksem, võrreldes samade suurustega nimetatud mähiste ja ankrumähise vahel. See on tingitud asjaolust, et nimetatud kaks mähist paiknevad induktoril lähestikku ja on teineteise suhtes liikumatud. Viimase asjaolu tõttu on ergutus- ja summutusmähise vaheline vastastikune induktiivsus tingitud samuti nende õhupilu väljade kõrgematest harmoonilistest. Sama nähe on iseloomulik ka kaksikuuretega asünkroonmootorile, mille rootoril on teatavasti kaks lühismähist. Nendevaheline vastastikune induktiivsus on samuti suurem kui rootori- ja staatorimähise vaheline vastastikune induktiivsus (vt. § 9-2 ja joon. 9-6). Kuid asünkroonmasinate puhul loobutakse sageli nimetatud asjaolu arvestamisest.

Peab ka rõhutama, et ristsummutusmähise ja ergutusmähise vaheline vastastikune induktsioon puudub.

Summutusmähiste parameetrite arvutamise küsimusi vaadeldakse elektrimasinate projekteerimisele pühendatud algallikates ja üksikasjalikumais juhendeis ning monograafiais.

Viieteistkümnes peatükk

MITMEFAASILISTE SÜNKROONGENERAATORITE TÖÖTAMINE SÜMMEETRILISEL KOORMUSEL

15-1. SÜNKROONGENERAATORITE PINGETE VEKTORDIAGRAMMIDE PÕHILIIGID

Väljepoolustega masin. Generaatori faasimähise pinge on võrdne selles mähises indutseeritud elektromotoorjõudude summaga, miinus pingelang ankru faasimähise aktiivtakistusel r_a. Vastavalt sellele, ning § 14-1 ja 14-2 esitatule, võib väljepoolustega sünkroongeneraatori pingevõrrandi kirjutada kujul:

$$\dot{U}=\dot{E}+\dot{E}_{ad}+\dot{E}_{aq}+\dot{E}_{\sigma a}-r_a\dot{I}. \tag{15-1}$$

Ankrureaktsooni ja puisteelektromotoorjõu võib avaldada vastavate voolude ja indktiivtaktistuste kaudu:

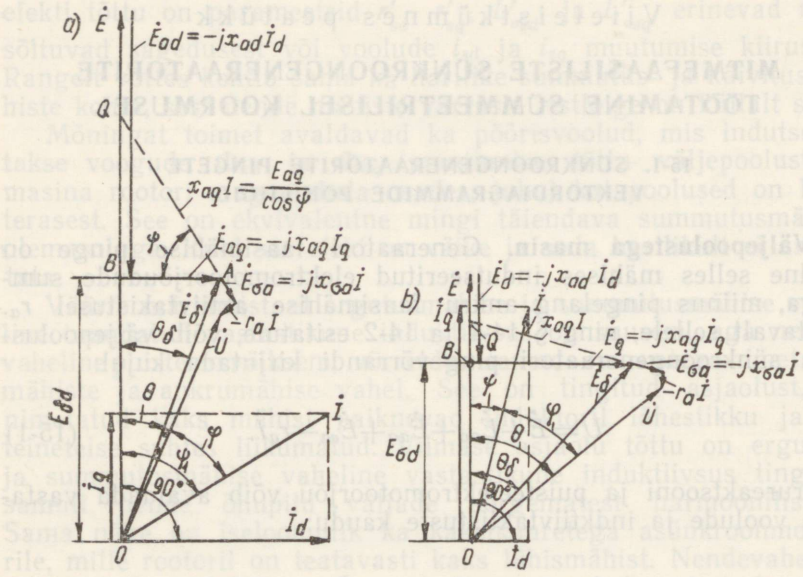
$$\left.\begin{aligned}\dot{E}_{ad}&=-\mathrm{j}x_{ad}\dot{I}_d;\\ \dot{E}_{aq}&=-\mathrm{j}x_{aq}\dot{I}_q;\\ \dot{E}_{\sigma a}&=-\mathrm{j}x_{\sigma a}\dot{I}.\end{aligned}\right\} \tag{15-2}$$

Seejuures saame (15-1) asemel:

$$\dot{U}=\dot{E}-\mathrm{j}x_{ad}\dot{I}_d-\mathrm{j}x_{aq}\dot{I}_q-\mathrm{j}x_{\sigma a}\dot{I}-r_a\dot{I}. \tag{15-3}$$

Võrrandit (15-3) võib lugeda ka nii: generaatori pinge $\dot{U}$ on võrdne ergutusvoolust indutseeritud elektromotoorjõu E ja ankrureaktsiooni induktiivtakistustel x_{ad} ja x_{aq}, ankru puisteinduktiivtakistusel $x_{\sigma a}$ ja ankru aktiivtakistusel r_a tekkivate pingelangude vahega.

Võrranditele (15-1) ja (15-3) vastavad väljepoolustega sünkroongeneraatori vektordiagrammid joonisel 15-1. Joonisel 15-1, *a* kujutatud juhul on generaatoril aktiiv-induktiivne segakoormus, kus voolu ja pinge vaheline faasinihkenurk $\varphi>0$. Joonisel 15-1, *b* kujutatud juhul koormus on aktiiv-mahtuvuslik ja $\varphi<0$. Peale selle, joonisel 15-1, *a* on $\psi>0$, $I_d>0$ ning ankru pikireaktsioon demagneetiv, kuna aga joonisel 15-1, *b* $\psi<0$, $I_d<0$ ning ankru pikireaktsioon on magneetiv. Kui $U=\text{const}$, siis on aktiiv-mahtuvuslikul koormusel (joon. 15-1, *b*) elektro-



Joon. 15-1. Väljepoolustega sünkroongeneraatori pingete vektordiagrammide esimene kuju

motoorjõud E ja ergutusvool i_f väiksemad, kui aktiiv-induktiivse koormuse puhul. Et $x_{\sigma a}$ ja r_a on suhteliselt väikesed, siis juhtumil kui U=const muutuvad elektromotoorjõud E_δ ja magnetvoog Φ_δ koormuse iseloomu ja suuruse muutumisel vähe.

Vektorite E ja U vahelist nurka θ nimetatakse koormusnurgaks. Generaatorirežiimis töötamisel (joon. 15-1) on elektromotoorjõud E alati pingest U faasis ees ning nurka θ loetakse positiivseks.

Selle nurga nimetus tuleneb tõigast, et θ suurus sõltub generaatori koormusest

$$P = mUI\cos\varphi. \qquad (15\text{-}4)$$

Tõepoolest on joonisel 15-1 toodud diagrammilt näha, et kui näiteks U=const ja I=const puhul φ absoluutväärtust vähendada, siis ankruvoolu komponent I_q suureneb ning sellele vastavalt suurenevad ka E_{aq} ja θ.

Joonisel 15-1 toodud vektordiagrammi nimetatakse kirjanduses Blondeli diagrammiks.

Nagu oli näidatud § 14-2, võib ka elektromotoorjõudu $E_{\sigma a}$ lahutada komponentideks

$$\dot{E}_\sigma = -\mathrm{j}x_{\sigma a}\dot{I} = -\mathrm{j}x_{\sigma a}\dot{I}_d - \mathrm{j}x_{\sigma a}\dot{I}_q,$$

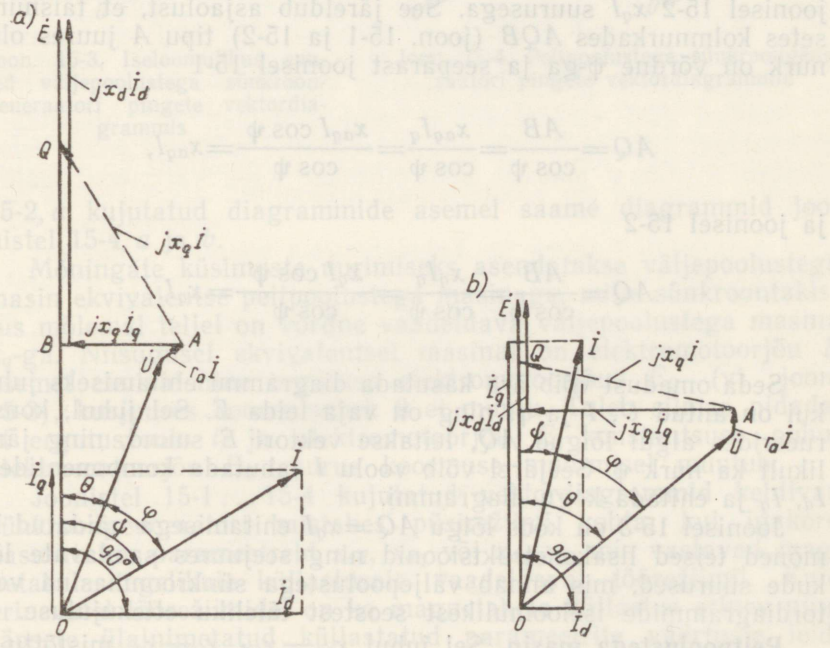
takistusi x_{ad} ja x_{aq} aga võib ühendada takistusega $x_{\sigma a}$ sünkroontakistusteks

$$x_d = x_{ad} + x_{\sigma a}; \quad x_q = x_{aq} + x_{\sigma a}.$$

Siis saame võrrandi (15-3) asemel

$$\dot{U} = \dot{E} - \mathrm{j}x_d\dot{I}_d - \mathrm{j}x_q\dot{I}_q - r_a\dot{I}. \qquad (15\text{-}5)$$

Seejuures võib joonisel 15-1 toodud diagramme mõnevõrra ümber kujundada, nii nagu näha jooniselt 15-2. Joonisel 15-2 näidatud diagrammidel on peale selle pingelangude vektorite suunad



Joon. 15-2. Väljepoolustega sünkroongeneraatori pingete vektordiagrammide teine kuju

vastupidiseks muudetud. Seepärast vastab diagramm joonisel 15-2 järgmise kujuga pingevõrrandile

$$\dot{E}=\dot{U}+r_a\dot{I}+\mathrm{j}x_q\dot{I}_q+\mathrm{j}x_d\dot{I}_d, \qquad (15\text{-}6)$$

mis on saadud võrrandist (15-5) vastavate liikmete üleviimisel ühest võrrandi osast teise. Vektordiagramme joonisel 15-2 ja võrrandit (15-6) loetakse nii: sünkroongeneraatori ankrumähises ergutusvoolu või -magnetvoo poolt indutseeritud elektromotoorjõud E on võrdne generaatori klemmipinge ja ankrumähise pingelangude summaga. Sünkroonmasina tööreżiimide uurimisel energiasüsteemides kasutatakse joonisel 15-2 kujutatud diagramme.

On vaja tähelepanu juhtida joonistel 15-1 ja 15-2 kujutatud diagrammide järgmistele tähelepanuväärsetele omadustele. Kui joonistel 15-1 ja 15-2 toodud diagrammide punktidest A tõmmata vektoriga $\dot{I}$ risti olevad sirglõigud kuni lõikumiseni vektoriga $\dot{E}$ ehk selle pikendusega punktis Q (kriipsjooned joon. 15-1 ja ja 15-2), siis joonisel 15-1 nende lõikude pikkus võrdub $x_{aq}I$ ja joonisel 15-2 x_qI suurusega. See järeldub asjaolust, et täisnurksetes kolmnurkades AQB (joon. 15-1 ja 15-2) tipu A juures olev nurk on võrdne ψ-ga ja seepärast joonisel 15-1

$$AQ=\frac{AB}{\cos\psi}=\frac{x_{aq}I_q}{\cos\psi}=\frac{x_{aq}I\cos\psi}{\cos\psi}=x_{aq}I,$$

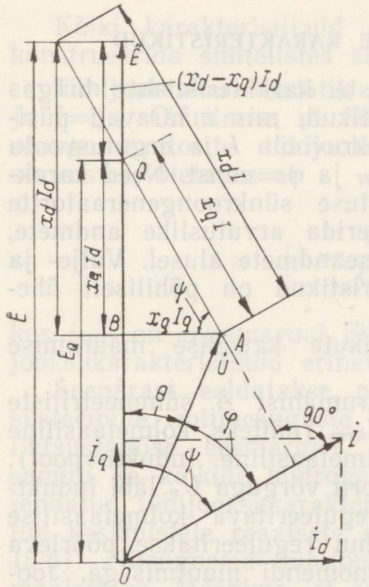
ja joonisel 15-2

$$AQ=\frac{AB}{\cos\psi}=\frac{x_qI_q}{\cos\psi}=\frac{x_qI\cos\psi}{\cos\psi}=x_qI.$$

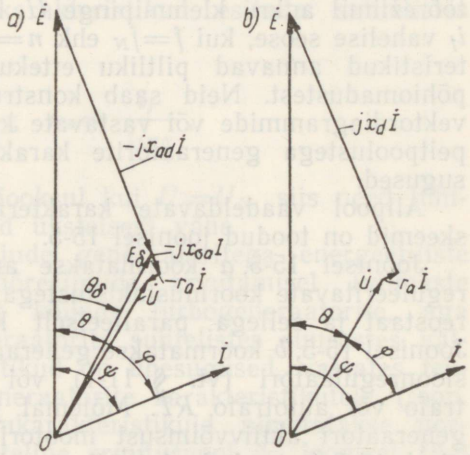
Seda omadust võib ära kasutada diagrammi ehitamiseks juhul kui on antud U, I ja φ, ning on vaja leida E. Sel juhul, konstrueerides algul lõigud AQ, leitakse vektori $\dot{E}$ suund, ning järelikult ka nurk ψ. Seejärel võib voolu I lahutada komponentideks I_d, I_q ja ehitada kogu diagrammi.

Joonisel 15-3 on koos lõigu $AQ=x_qI$ ehitamisega näidatud ka mõned teised lisakonstruktsioonid ning seejuures saadavate lõikude suurused, mis annab väljepoolustega sünkroonmasina vektordiagrammide iseloomulikest seostest täieliku ettekujutuse.

Peitpoolustega masin. Sel juhul $x_{aq}=x_{ad}$, $x_q=x_d$, mistõttu ei ole vaja voolu I lahutada komponentideks I_d ja I_q ning diagrammile võib kohe kanda pingelangud $\mathrm{j}x_{ad}\dot{I}$ ja $\mathrm{j}x_d\dot{I}$. Joonistel 15-1, *a*



Joon. 15-3. Iseloomulikud suhted väljepoolustega sünkroongeneraatori pingete vektordiagrammis



Joon. 15-4. Peitpoolustega sünkroongeneraatori pingete vektordiagrammid

15-2, *a* kujutatud diagrammide asemel saame diagrammid joonistel 15-4, *a* ja *b*.

Mõningate küsimuste uurimiseks asendatakse väljepoolustega masin ekvivalentse peitpoolustega masinaga, mille sünkroontakistus mõlemal teljel on võrdne vaadeldava väljepoolustega masina x_q-ga. Niisugusel ekvivalentsel masinal on elektromotoorjõu E asemel ekvivalentne ergutuse elektromotoorjõud E_Q (vt. joon. 15-3), kusjuures koormusnurk θ ei muutu. Tuleb silmas pidada, et ergutusvoolu i_f ja elektromotoorjõu E konstantsuse puhul elektromotoorjõu E_Q suurus koormuse muutmisel muutub.

Joonistel 15-1 ... 15-4 kujutatud vektordiagrammid kehtivad sünkroongeneraatori mistahes püsirežiimi kohta, kui igakord kasutatakse parameetreid x_{ad}, x_{aq} või x_d, x_q, mis vastavad magnetahela tegelikule küllastusele vaadeldaval töörežiimil. Kuid erinevatel töörežiimidel on ka magnetahela küllastus erinev ning täpsete ülalnimetatud küllastatud parameetrite väärtuste leidmine on seotud teatud raskustega. Seda küsimust vaadeldakse täpsemalt § 15-3.

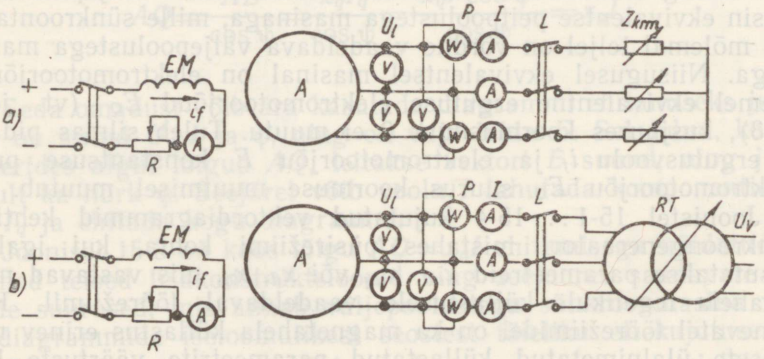
15-2. SÜNKROONGENERAATORITE KARAKTERISTIKUD

Sünkroongeneraatorite mitmesuguste karakteristikute hulgas moodustavad eraldi grupi karakteristikud, mis määravad püsitöörežiimil ankru klemmipinge U, ankruvoolu I ja ergutusvoolu i_f vahelise seose, kui $f=f_N$ ehk $n=n_N$ ja $\varphi=\text{const}$. Need karakteristikud annavad piltliku ettekujutuse sünkroongeneraatorite põhiomadustest. Neid saab konstrueerida arvutuslike andmete, vektordiagrammide või vastavate katseandmete alusel. Välje- ja peitpoolustega generaatorite karakteristikud on põhiliselt ühesugused.

Allpool vaadeldavate karakteristikute katselise määramise skeemid on toodud joonisel 15-5.

Joonisel 15-5, *a* koormatakse ankrumähist *A* sümmeetriliste reguleeritavate koormustakistustega Z_{krm} (näiteks, kolmefaasiline reostaat ja sellega paralleelselt kolmefaasiline induktiivpool). Joonisel 15-5, *b* koormatakse generaatorit võrguga U_v läbi induktsioonregulaatori (vt. § 11-1) või reguleeritava kolmefaasilise trafo või autotrafo *RT*. Mõlemal juhul reguleeritakse pöörleva generaatori aktiivvõimsust mootori momendi muutmisega. Joonisel 15-5, *b* toodud skeemil muudetakse *RT* abil generaatori pinget ja reaktiivvõimsust või võimsustegurit $\cos\varphi$. Praktikas on mugav kasutada skeemi joonisel 15-5, *b*.

Joonisel 15-5 eeldatakse, et ergutusmähist *EM* toidetakse sõltumatust allikast. Voolu i_f reguleeritakse mõlemal juhul reostaadiga *R*. $\cos\varphi$ suurust kontrollitakse kahe vattmeetri näidu järgi.



Joon. 15-5. Sünkroongeneraatorite karakteristikute katselise määramise skeemid

Kõiki karakteristikuid on ülevaatlikkuse mõttes soovitatav konstrueerida suhtelistes suurustes.

Tühijooksukarakteristik määrab sõltuvuse $U=f(i_f)$, kui $I=0$ ja $f=f_N$. On ilmne, et tühijooksul $U=E$. Kui erinevate sünkroongeneraatorite tühijooksukarakteristikud esitada suhtelistes suurustes, oletades et

$$U_*=\frac{U}{U_N};\quad i_{f*}=\frac{i_f}{i_{fN0}},$$

kus i_{fN0} on ergutusvool tühijooksul kui $U=U_N$, siis need tühijooksukarakteristikud erinevad üksteisest vähe.

Seepärast eeldatakse paljude generaatoritega energeetiliste süsteemide mitmesuguste töörežiimide arvutamisel (viimaste lihtsustamise eesmärgil), et kõikide turbogeneraatorite, aga samuti ka kõikide hüdrogeneraatorite suhtelistes suurustes väljendatud tühijooksukarakteristikud on ühesugused, vastates teatud keskmistele reaalsete generaatorite karakteristikutele (joon. 15-6). Niisuguseid tühijooksukarakteristikuid nimetatakse normaalseteks. Märgime, et suhteline ergutusvool i_{f*} joonisel 15-6 ja § 14-4 vaadeldud suhteline ergutusvool on erinevad, sest aluseks võetud baasvoolud on erinevad.

Nagu täheldati § 14-1, vaadeldakse kõrvuti reaalse kõverjoonelise tühijooksukarakteristikuga ka sirgestatud küllastumata ja küllastunud tühijooksukarakteristikuid (vt. joon. 14-4). Normaalsed küllastumata tühijooksukarakteristikud on näidatud joonisel 15-6 kriipsjoonega.

Turbogeneraatorite magnetahelad on enam küllastunud ning vastavalt joonisele 15-6, kui $E=U_N$ on turbogeneraatoritel $k_{\mu d}=1{,}2$ ja hüdrogeneraatoritel $k_{\mu d}=1{,}06$.

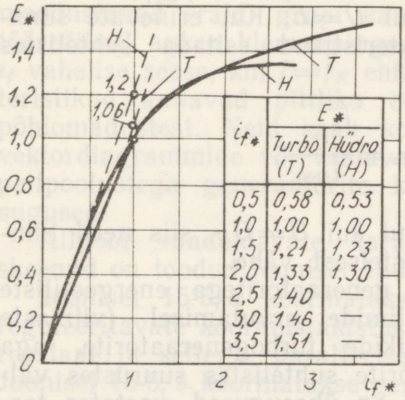
Lühisekarakteristik võetakse üles ankrumähise kõikide faaside klemmide lühistamisel (sümmeetriline lühis) ning määrab sõltuvuse

$$I=f(i_f) \text{ kui } U=0 \text{ ja } f=f_N.$$

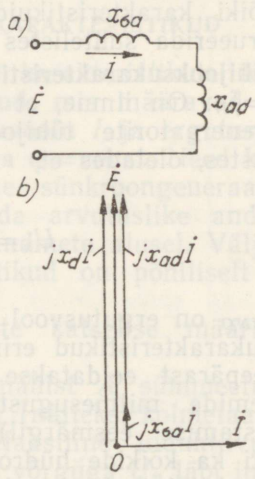
Kui jätta arvestamata ankru väga väike aktiivtakistus ($r_a=0$), siis ankruahela takistus lühiserežiimis osutub puhtinduktiivseks. Seepärast $\psi=90°$, $I_q=0$, $I_d=I$ ja avaldise (15-6) alusel

$$\dot{E}=\mathrm{j}x_d\dot{I}. \tag{15-7}$$

Võrrandile (15-7) vastab aseskeem joonisel 15-7, *a* ja vektordiagramm joonisel 15-7, *b*.



Joon. 15-6. NSV Liidus ehitatavate turbo- ja hüdrogeneraatorite normaalsed tühijooksukarakteristikud



Joon. 15-7. Sünkroongeneraatori aseskeem (*a*) ja pingete vektordiagramm (*b*) sümmeetrilisel püsilühisel

Lühise puhul on ankrureaktsioon demagneetiv. Õhupilu resulteerivast magnetvoost indutseeritud elektromotoorjõud

$$E_\delta = E - x_{ad} I = x_{\sigma a} I,$$

on väga väike, mistõttu ka magnetvoog on väike. Seepärast on magnetahel lühisel küllastumata ja lühisekarakteristik $I = f(i_f)$ on sirge (joon. 15-8).

x_d **katseline määramine.** Katselised tühijooksu- ja lühisekarakteristikud võimaldavad leida pikisünkroontakistuse x_d väärtuse. Tavaliselt leitakse selle takistuse küllastumata väärtus $x_{d\infty}$, mis erinevalt vastavast x_d küllastunud väärtusest on igale masinale üheselt määratud. Et määrata $x_{d\infty}$ mingil ergutusvoolu väärtusel, näiteks $i_f = OA$ (joon. 15-8), leitakse $E_\infty = AA''$ sirgestatud küllastunud tühijooksukarakteristiku 3 alusel ja lühisekarakteristikult vastav I, mille järgi vastavalt võrrandile (15-7) arvutatakse

$$x_{d\infty} = \frac{E_\infty}{I}. \qquad (15\text{-}8)$$

Kui E_∞ ja I on avaldatud suhtelistes suurustes, siis ka $x_{d\infty}$ saadakse samades suurustes.

Kui E_∞ asemel võrrandisse (15-8) paigutada $E=AA'$ sama i_f väärtusele vastavalt (joon. 15-8), siis suhe

$$x_d=\frac{E}{I}=\frac{E_\infty}{k_{\mu d}I}=\frac{x_{d\infty}}{k_{\mu d}} \tag{15-9}$$

määrab x_d küllastunud väärtuse vastavalt magnetahela küllastusele antud E väärtusel. Kõver 4 (joon. 15-8) kujutab $x_d=f(i_f)$ küllastunud väärtusi.

Lühisesuhe (ls.) Vastavalt ГОСТ 183-66 nimetatakse lühisesuhteks k_{ls} tühijooksule $n=n_N$ puhul, kui $E=U_N$ vastaval ergutusvoolul välja kujuneva lühisevoolu I_{ko} suhet ankru nimivoolusse I_N:

$$k_{ls}=\frac{I_{ko}}{I_N}. \tag{15-10}$$

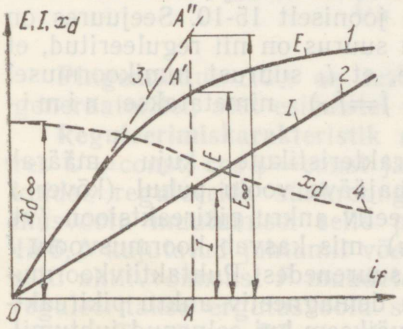
Vastavalt joonisele 15-9 ja kooskõlas ülalesitatuga

$$I_{ko}=\frac{U_N}{x_d}, \tag{15-11}$$

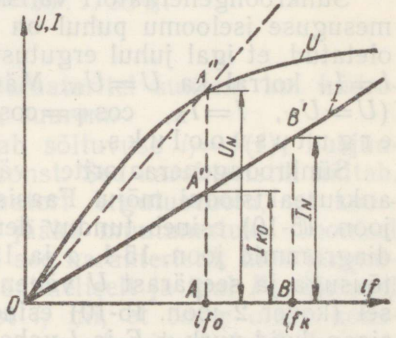
kus x_d on pikisünkroontakistuse küllastunud väärtus, mis vastab olukorrale, kui $E_\delta=U_N$.

Avaldiste (15-10) ja (15-11) alusel

$$k_{ls}=\frac{U_N}{x_d I_N}=\frac{1}{x_{d*}}=\frac{k_{\mu d}}{x_{d\infty}}, \tag{15-12}$$



Joon. 15-8. Sünkroongeneraatori tühijooksu- (*1*) ja lühisekarakteristik (*2*)



Joon. 15-9. Lühisesuhte määramine

s. t. lühisesuhe võrdub x_{d*} pöördväärtusega. Paljudel masinatel $x_{d*}>1$, siis $k_{ls}<1$, s. t. lühisevool on neil tingimustel nimivoolust väiksem. Siit võib järeldada, et sünkroongeneraatorite püsilühisevool ei ole üldiselt kuigi suur. See seletub tugeva demagneetiva ankrureaktsiooni mõjuga.

Kui i_{f0} ja i_{fk} on ergutusvoolud tühijooksul, kui $U=U_N$, ja püsilühisel, kui $I=I_N$, siis kolmnurkadest OAA' ja OBB' (joon. 15-9)

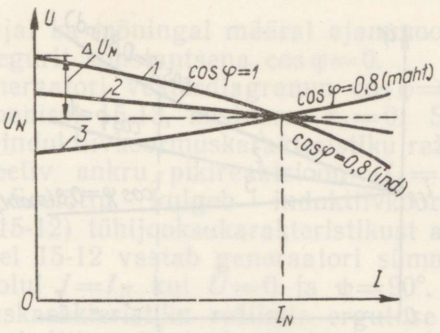
$$k_{ls}=\frac{i_{f0}}{i_{fk}}. \qquad (15\text{-}13)$$

Nagu näidatakse allpool (vt. § 17-4) määrab nii lühisesuhe, kui ka x_d suurus koormuse piirväärtuse, mida generaator on väljakujunenud koormusrežiimil suuteline kandma. Seejuures on koormuse piirväärtus seda suurem, mida suurem on lühisesuhe. Järelikult on lühisesuhe sünkroonmasinate tähtis parameeter. Hüdrogeneraatoritel on tavaliselt $k_{ls}=0{,}8\ldots1{,}8$, turbogeneraatoritel aga $k_{ls}=0{,}5\ldots1{,}0$. Vastavalt § 14-2 esitatule on lühisesuhte väärtus seda suurem, mida suurem on õhupilu δ staatori ja rootori vahel. Seetõttu on suure lühisesuhtega masinad kallimad.

Väliskarakteristik määrab sõltuvuse $U=f(I)$, kui $i_f=\text{const}$, $\cos\varphi=\text{const}$, ning näitab, kuidas muutub masina pinge U muutuva koormuse ja muutumatu ergutusvoolu korral. Joonisel 15-5, *b* toodud skeemi puhul võetakse väliskarakteristik üles järgmiselt: hoides $i_f=\text{const}$ ja muutes ajammootori abil momenti või võimsust, muudetakse astmeliselt generaatori aktiivvõimsust P. Iga P väärtuse puhul muudetakse reguleeritava trafo RT generaatori klemmipinget U nii, et saavutada vajalik $\cos\varphi$ väärtus.

Sünkroongeneraatori väliskarakteristikute kuju koormuse mitmesuguse iseloomu puhul on näha jooniselt 15-10. Seejuures on oletatud, et igal juhul ergutusvoolu suurus on nii reguleeritud, et $I=I_N$ korral ka $U=U_N$. Märgime, et i_f suurust nimikoormusel ($U=U_N$, $I=I_N$, $\cos\varphi=\cos\varphi_N$, $f=f_N$) nimetatakse n i m i - e r g u t u s v o o l u k s.

Sünkroongeneraatorite väliskarakteristikute kuju määrab ankrureaktsiooni mõju. Faasis mahajääva voolu puhul (kõver *1* joon. 15-10) esineb tunduv demagneetiv ankru pikireaktsioon (vt. diagrammid joon. 15-1, *a* ja 15-2, *a*), mis kasvab koormusvoolu I tõusuga ja seepärast U väheneb I suurenedes. Puhtaktiivkoormusel (kõver 2 joon. 15-10) esineb ka demagneetiv ankru pikireaktsioon, kuid nurk ψ E ja I vahel on väiksem kui eelnenud juhtumil, seepärast on ka demagneetiv ankru pikireaktsioon nõrgem, ning U vähenemine I kasvades toimub aeglasemalt. Faasis eeneva



Joon. 15-10. Sünkroongeneraatorite välis-karakteristikud

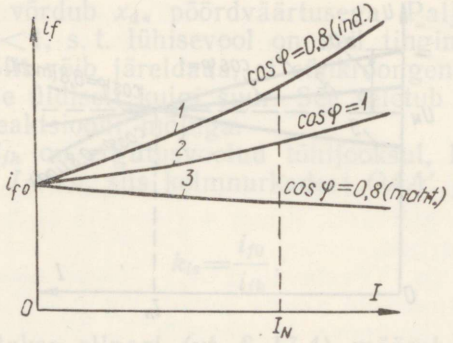
voolu korral (kõver *3* joon. 15-10) tekib magneetiv ankru pikireaktsioon (vt. joon. 15-1, *b* ja 15-2, *b*) ja seepärast I suurenedes pinge U kasvab. Tuleb märkida, et i_f väärtused kolmele joonisel 15-10 esitatud karakteristikule on üksteisest erinevad ja suurim i_f vastab I karakteristikule.

Sünkroongeneraatori nimipingemuutus ΔU_N on pinge muutus generaatori klemmidel (kui see töötab teistest generaatoritest eraldatuna) koormuse muutumisel nimisuurusest kuni nullini muutumatu ergutusvoolu puhul. Sünkroongeneraatorid on tavaliselt arvutatud töötamiseks nimikoormusel faasis mahajääva vooluga ja $\cos\varphi=0{,}8$. Vastavalt kõverale *1* joon. 15-10, on seejuures $\Delta U_N>0$. ΔU_N suurust kehtivate ГОСТ-idega ei määrata. Tavaliselt

$$\Delta U_N\% = \frac{\Delta U_N}{U_N}\cdot 100 = 25\ldots 35\%.$$

Pingemuutus ΔU_N on turbogeneraatoritel suurem kui hüdrogeneraatoritel, sest esimestel on x_d suurem.

Reguleerimiskarakteristik määrab sõltuvuse $i_f=f(I)$, kusjuures $U=\text{const}$, $\cos\varphi=\text{const}$ ja $f=\text{const}$. See karakteristik näitab, kuidas reguleerida sünkroongeneraatori ergutusvoolu, et koormusvoolu muutumisel selle pinge jääks muutumatuks. Joonisel 15-5, *b* kujutatud juhtumil võetakse see karakteristik üles järgmiselt: aktiivvõimsust P muudetakse astmeliselt ja igal P väärtusel reguleeritakse ergutusvoolu suurust i_f nii, et $\cos\varphi$ oleks konstantne. Tingituna RT sisepingelangu muutumisest, tuleb koos i_f muutmisega mõningal määral muuta ka RT pinget, et hoida $U=\text{const}$. Reguleerimiskarakteristikud on toodud joonisel 15-11,



Joon. 15-11. Sünkroongeneraatorite reguleerimiskarakteristikud

kusjuures eeldatakse, et kõigi seal kujutatud karakteristikute puhul on pinge U ühesugune.

Reguleerimiskarakteristikute iseloom seletub ka ankrureaktsiooni mõjuga. Pingest faasis mahajääva voolu korral (kõver 1 joon. 15-11) on ankru pikireaktsioon demagneetiv ja selle mõju kompenseerimiseks voole Φ_δ ja pingele U tuleb ergutusvoolu i_f tunduvalt suurendada. Puhtaktiivsel koormusel (kõver 2) on demagneetiv ankru pikireaktsioon nõrgem ja nõuab i_f väiksemat suurendamist. Pingele faasis eelneva voolu korral (kõver *3*) püüab ankru pikireaktsioon Φ_δ ja U suurendada, mistõttu U konstantsuse säilitamiseks tuleb koos I suurendamisega i_f vähendada. Harilikult on $\cos\varphi_N=0{,}8$ (ind.) ja seetõttu tuleb tühijooksult ($U=U_N$; $I=0$) nimikoormusele ($U=U_N$; $I=I_N$) üleminekul ergutusvoolu tunduvalt (1,7 ... 2,2 korda) suurendada. Ja seda enam, mida suurem on x_d.

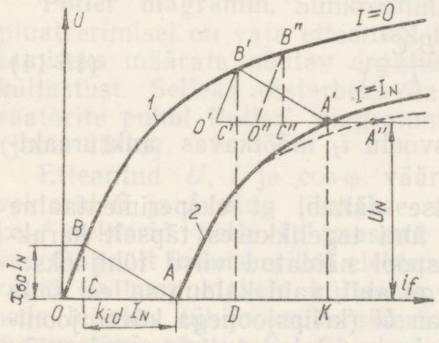
Koormuskarakteristik määrab sõltuvuse $U=f(i_f)$, kusjuures $I=$const, $\cos\varphi=$const ja $f=$const. See karakteristik iseloomustab generaatori pinge U muutumist ergutusvoolu i_f reguleerimisel püsiva koormusvoolu I ja võimsusteguri $\cos\varphi$ korral. Mitmesugustest võimalikest koormuskarakteristikutest pakub suurimat praktilist huvi nn. induktiivkoormuskarakteristik (joon. 15-12, kõver *2*), mis vastab generaatori puhtinduktiivsele koormusele kui $\cos\varphi=0$ (ind.). Harilikult võetakse see üles vooluga $I=I_N$. Joonisel 15-5, *b* toodud skeemiga võib induktiivkoormuskarakteristiku üles võtta järgmiselt: RT abil muudetakse astmeliselt generaatori klemmipinget U koos ergutusvoolu i_f samaaegse muutmisega nii, et $I=$const. Vajaduse korral reguleе-

ritakse samal ajal ka mõningal määral ajammootori momenti, et hoida võimsustegurit konstantsena $\cos\varphi=0$.

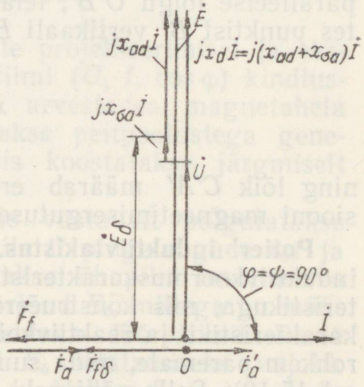
Sünkroongeneraatori vektordiagramm $\cos\varphi=0$ (ind.) juures on kujutatud joonisel 15-13, kusjuures $r_a=0$. Sellest diagrammist nähtub, et induktiivkoormuskarakteristiku režiimis eksisteerib ainult demagneetiv ankru pikireaktsioon ($I_q=I\cos\psi=0$; $I_d=I\sin\psi=I$). Seetõttu kulgeb induktiivkoormuskarakteristik (kõver *2*, joon. 15-12) tühijooksukarakteristikust allpool (kõver *1*). Punkt *A* joonisel 15-12 vastab generaatori sümmeetrilisele püsilühisele nimivoolul $I=I_N$ kui $U=0$ ja $\psi=90°$. Et $\psi=90°$, siis induktiivkoormuskarakteristiku režiimis ergutuse ja ankru magneetimisergutused liituvad algebraliselt, kuid U_N ja $x_{\sigma a}I_N$ aritmeetiliselt (joon. 15-13).

Reaktiiv- ehk Potier' kolmnurk. Sünkroonmasina reaktiivkolmnurgaks nimetatakse $\triangle CBA$ (joon. 15-12), mille vertikaalne kaatet *CB* võrdub pingelanguga ankru puisteinduktiivtakistusel $x_{\sigma a}I_N$ ning horisontaalne kaatet *CA* — ankrureaktsiooni magneetimisergutusega ergutusvoolu mõõtkavas $k_{id}I_N$. Kui on teada 1) ergutusvool lühisel $I=I_N$ juures $i_{fk}=OA$, 2) takistus $x_{\sigma a}$ ja 3) tühijooksukarakteristiku lineaarne algusosa, on, nagu selgub jooniselt 15-12, kerge ehitada reaktiivkolmnurka *CBA*. Ergutusvoolu *OA* komponent lühisel *OC* indutseerib elektromotoorjõu $E_{\sigma a}=x_{\sigma a}I_N$, kuid selle voolu teine komponent *CA* kompenseerib ankrureaktsiooni demagneetiva mõju, mistõttu $CA=k_{id}I_N$.

Ankrureaktsiooni magneetimisergutus ja $x_{\sigma a}I_N$ on induktiiv-



Joon. 15-12. Sünkroongeneraatori induktiiv-koormuskarakteristik ja reaktiivkolmnurk



Joon. 15-13. Sünkroongeneraatori pingete vektordiagramm induktiivkoormusel

koormuskarakteristiku režiimis konstantsed, sest $x_{\sigma a}$ väärtus $I=\text{const}$ puhul ei sõltu resulteerivast voost õhupilus. Seetõttu võib induktiivkoormuskarakteristiku *2* (joon. 15-12) ehitada tühijooksukarakteristiku *1* ja reaktiivkolmnurga *CBA* abil, nihutades viimast iseendaga paralleelselt nii, et tipp *B* libiseks piki tühijooksukarakteristikut. Siis tipp *A* joonistabki karakteristiku *2*. Üks selle kolmnurga asendeist ($\triangle C'B'A'$ kui $U=U_N$) on näidatud joonisel 15-12, ning tähendatud konstruktsiooni õigsust võib selgitada järgmiselt.

Vastavalt kõverale *2* (joon. 15-12) on $U_N=KA'$ saamiseks, kui $I=I_N$ ja $\cos\varphi=0$ (ind.), vajalik ergutusvool *OK*. Ergutusvoolu komponent $DK=C'A'=CA$ kompenseerib selles režiimis demagneetiva ankru pikireaktsiooni, komponent $OD=OK-DK$ aga peab indutseerima resulteeriva elektromotoorjõu

$$E_\sigma=U+x_{\sigma a}I=DC'+C'B'=DB'.$$

Tühijooksukõveralt *1* (joon. 15-12) järeldub, et vool *OD* indutseerib tõepoolest niisuguse elektromotoorjõu.

Kui $x_{\sigma a}$ ja k_{id} on tundmatud, järeldub eeltoodust, et karakteristikute *1* ja *2* abil (joon. 15-12) võib määrata $x_{\sigma a}$ ja ankrureaktsiooni magneetimisergutuse suurused. Tõepoolest, eespool selgitatud viisil induktiivkoormuskarakteristikut konstrueerides, võib $\triangle CBA$ asemel samuti ka $\triangle OBA$ iseendaga rööbiti nihutada. Viimane ei ole antud juhtumil küll teada, aga teada on selle külg *OA* ja $\angle AOB$. Paigutades seetõttu karakteristiku *2* (joon. 15-12) mingist punktist A' lõigu $A'O'=OA$ ja tõmmates lõiguga *OB* paralleelse lõigu $O'B'$, leiame kõveral *1* lõikepunkti B'. Tõmmates punktist B' vertikaali $B'C'$, saame

$$x_{\sigma a}=\frac{B'C'}{I_N}, \qquad (15\text{-}14)$$

ning lõik $C'A'$ määrab ergutusvoolu i_f mõõtkavas ankrureaktsiooni magneetimisergutuse.

Potier' induktiivtakistus. Katse näitab, et eksperimentaalne induktiivkoormuskarakteristik ei ühti tegelikkuses täpselt karakteristikuga, mis konstrueeriti eespool näidatud viisil tühijooksukarakteristiku ja reaktiivkolmnurga abil, vaid kaldub sellest seda rohkem paremale, mida suurem on *U* (kriipsjoonega kõver joonisel 15-12). Selle põhjuseks on asjaolu, et kuigi elektromotoorjõu E_δ ja voo Φ_δ väärtused induktiivkoomuskarakteristiku punktis A' ja tühijooksukarakteristiku punktis B' on ühesugused, on neile vastavad ergutusvoolud *OD* ja *OK* teineteisest erinevad. Et

$OK > OD$, on ergutusmähise puistevoog induktiivkoormuskarakteristiku režiimis suurem, mis põhjustab induktori pooluste ja ikke suuremat magnetilist küllastust. Järelikult on ühesuguse E_δ korral induktiivkoormuskarakteristiku režiimis tegelikult vaja voolu i_f mingi väärtuse $A'A''$ võrra suurendada.

Seetõttu tuleb eespool kirjeldatud meetodil $x_{\sigma a}$ määramisel lõigu $A'C' = CA$ asemele paigutada lõik $A''C'' = CA$ ja leida lõik $C''B'' > C'B'$. Seepärast saame $x_{\sigma a}$ asemel [vt. võrdust (15-14)] takistuse

$$x_p = \frac{C''B''}{I_N}, \qquad (15\text{-}15)$$

mida nimetatakse Potier' induktiivtakistuseks.

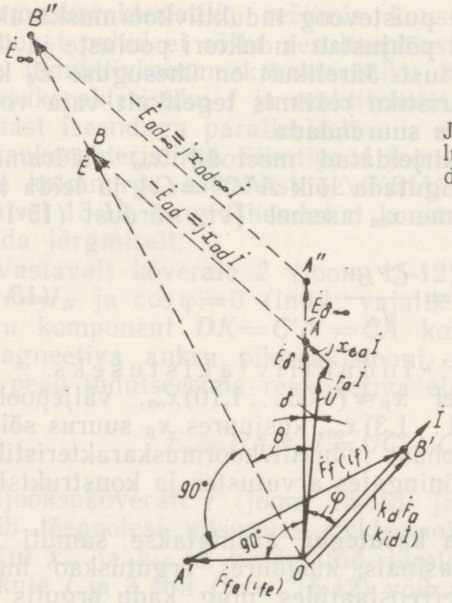
Peitpoolustega masinatel $x_p \approx (1{,}05 \ldots 1{,}10) x_{\sigma a}$, väljepoolustega masinatel aga $x_p \approx (1{,}1 \ldots 1{,}3) x_{\sigma a}$, kusjuures x_p suurus sõltub samuti ka punkti A'' asukohast induktiivkoormuskarakteristikul. Takistust x_p kasutatakse mõningates arvutustes ja konstruktsioonides.

Sünkroonmasina kaod ja kasutegur arvutatakse samuti kui alalisvoolu- ja asünkroonmasinais, kusjuures ergutuskao hulka arvatakse ka kadu reguleerreostaatides ning kadu ergutis või ergutusagregaadis. Rea hüdro- ja turbogeneraatorite kasutegurite väärtused on toodud tabelites 1-2 ja 1-3.

15-3. PINGETE VEKTORDIAGRAMMIDE KONSTRUEERIMINE KÜLLASTUST ARVESTADES

Potier' diagramm. Sünkroonmasinate projekteerimisel ja ekspluateerimisel on vaja etteantud töörežiimi (U, I, $\cos\varphi$) kindlustamiseks määrata nõutav ergutusvool, arvestades magnetahela küllastust. Selleks otstarbeks kasutatakse peitpoolustega generaatorite puhul Potier' diagrammi, mis koostatakse järgmiselt (joon. 15-14).

Etteantud U, I ja $\cos\varphi$ väärtustele vastavalt paigutatakse vektorid $\dot{U}$ ja $\dot{I}$ ning lisatakse vektorile $\dot{U}$ pingelangude $r_a\dot{I}$ ja $jx_{\sigma a}\dot{I}$ vektorid. Selle tulemusena saadakse õhupilu resulteeriva voo Φ_δ poolt indutseeritud elektromotoorjõud E_δ, millega on määratud ka magnetahela küllastus vaadeldaval töörežiimil. Peale seda leitakse tühijooksukarakteristikust E_δ tekitamiseks vajalik magneetimisergutus F_{fe} või ergutusvool i_{fe}. Vektor $F_{fe}(i_{fe})$ on vektorist E_δ 90° ees. Resulteeriv ergutuse magneetimisergutus $F_f(i_f)$ võrdub $F_{fe}(i_{fe})$ ja ankru taandatud magneetimisergutuse $F'_a = k_d F_a (I' = k_{id} I)$ vahega.



Joon. 15-14. Küllastunud peitpoolustega sünkroongeneraatori Potier' diagramm (pidev joon) ja pingediagramm (kriipsjoon)

Potier' diagramm (joon. 15-14) koosneb seega kahest osast: elektromotoorjõudude või pingete ja magneetimisergutuste diagrammist. Viimast tuleb vaadelda magneetimisergutuste ruumdiagrammina.

Potier' diagrammi praktiliseks kasutamiseks ühendatakse see tühijooksukarakteristikuga (joon. 15-15). Seejuures suunatakse vektor $\dot{U}$ piki ordinaattelge. Samale teljele kantakse ka E_δ suurus ja sealt edasi ka tühijooksukarakteristikule, mille tulemusena leitakse vool i_{fe}. Sellele voolule liidetakse nurga $90°-(\varphi+\delta)$ all vektor $I'=k_{id}I$ ning saadaksegi otsitav i_f väärtus. Kui vool i_f kanda abstsissteljele, võib tühijooksukarakteristikult leida pinge U_0, milleni tõuseks generaatori pinge koormuse äralangemisel muutumatu ergutusvoolu i_f juures, aga samuti ka pingemuutusel ΔU.

Joonisel 15-15 olev diagramm on ehitatud suhtelistes suurustes nimikoormusele $U=1$, $I_*=1$, $\cos\varphi=0{,}8$ (ind.), kusjuures on kasutatud turbogeneraatori normaalset (standardset) tühijooksukarakteristikut (joon. 15-6) ja võetud, et $r_a=0$.

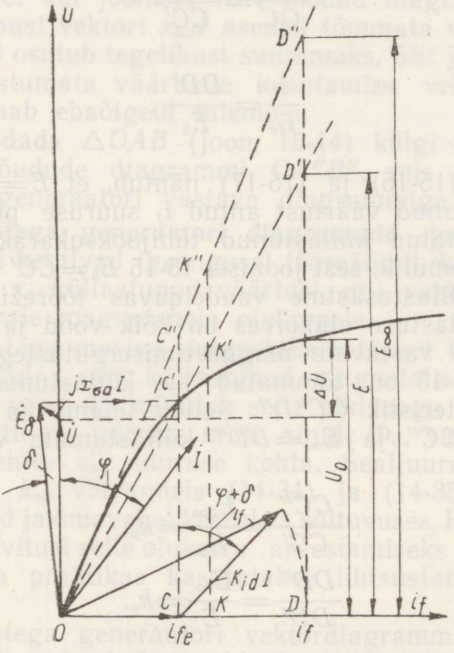
Potier' diagrammis ei ole ankrureaktsiooni magneetimisergutust d ja q suunalisteks komponentideks lahutatud, mistõttu see diagramm kehtib ainult peitpoolustega masinatele. Sellele vaatamata kasutatakse viimast mõnikord ka väljepoolustega masinate

puhul, sest katsed on näidanud, et sel juhul viga i_f määramisel $\cos\varphi = 0{,}8$ korral ei ületa 5...10%. Koguvool I või ankru magneetimisergutus F_a taandatakse ergutusmähisele samuti nagu ankruvoolu pikikomponendi magneetimisergutuski [vt. võrdusi (14-46) ja (14-50)].

Potier' diagrammi konstrueerimisel kasutatakse tihti suuruse $x_{\sigma\ddot{a}}I$ asemel suurust x_pI, mis annab tunduvalt täpsema tulemuse, sest siis võetakse arvesse ka induktori magnetahela küllastuse suurenemist ergutuse puistevoogudest.

Peitpoolustega generaatori diagramm joonisel (15-4) on kehtiv ainult neil juhtudel, kui diagrammi konstrueerimisel on kasutatud parameetrite x_{ad} ja x_d küllastunud väärtusi antud töörežiimile vastava magnetahela küllastusastmega masina puhul. Vaatleme seda küsimust jooniste 15-14 ja 15-15 najal, millel on seks otstarbeks kriipsjoonega kantud vastavad lisakonstruktsioonid.

Elektromotoorjõu vektor $\dot{E}$, indutseerituna magneetimisergu-



Joon. 15-15. Potier' diagrammi sobitamine tühijooksukarakteristikuga

tuse F_f poolt, peab olema risti vektoriga $\dot{F}_f$ (joon. 15-14). Kui pikendada vektori $jx_{ad}\dot{I}$ kandesirget lõikumiseni vektori $\dot{E}$ suunaga, saame lõigud AB ja OB, mis peavad võrduma vastavalt suurustega $jx_{ad}\dot{I}$ ja $\dot{E}$. Seejuures niihästi x_{ad} kui ka E suurused kujutavad endast küllastunud väärtusi, vastavalt antud töörežiimile.

On selge, et sel viisil saadud elektromotoorjõudude diagramm (joon. 15-14) ei erine millegi poolest joonisel 15-4, *a* kujutatud diagrammist.

Kolmnurgad OAB ja $OA'B'$ (joon. 15-14) on risti olevate külgede tõttu sarnased. Seetõttu

$$\frac{i_f}{i_{fe}}=\frac{E}{E_\delta}. \tag{15-16}$$

Joonisel 15-15 $CC'=E_\delta$. Tõmbame läbi punkti C' sirgestatud küllastunud tühijooksukarakteristiku $OC'D'$. On ilmne, et

$$\frac{OD}{OC}=\frac{DD'}{CC'}$$

või

$$\frac{i_f}{i_{fe}}=\frac{DD'}{E_\delta}. \tag{15-17}$$

Võrdustest (15-16) ja (15-17) nähtub, et $E=DD'$. Järelikult tuleb E küllastunud väärtust antud i_f suuruse puhul tingimata määrata sirgestatud küllastunud tühijooksukarakteristikult. See on ka täiesti loomulik, sest joonisel 15-15 $E_\delta=CC'$ määrab masina magnetahela küllastusastme vaadeldavas töörežiimis ja antud muutumatu küllastuse olukorras on kõik vood ja elektromotoorjõud võrdelised vastavate magneetimisergutustega.

Joonisele 15-15 on tõmmatud ka küllastumata sirgestatud tühijooksukarakteristik $OC''D''$. Sellelt leiame ka elektromotoorjõudude $E_{\delta\infty}=CC''$ ja $E_\infty=DD''$ küllastumata väärtused, kusjuures

$$\frac{CC''}{CC'}=\frac{E_{\delta\infty}}{E_\delta}=k_\mu;$$

$$\frac{DD''}{DD'}=\frac{E_\infty}{E}=k_\mu.$$

Kolmnurkade OAB ja $OA''B''$ (joon. 15-14) sarnasusest järeldub, et E_{ad} suurus tuleb samuti määrata sirgestatud küllastunud

tühijooksukarakteristikult antud I ja I' väärtusel. Olgu joonisel 15-15 $OK=I'$, siis

$$KK'=E_{ad}=x_{ad}I$$

ja

$$KK''=E_{ad\infty}=x_{ad\infty}I,$$

kusjuures

$$\frac{KK''}{KK'}=\frac{E_{ad\infty}}{E_{ad}}=\frac{x_{ad\infty}}{x_{ad}}=k_{\mu}.$$

Seega on takistuse x_{ad} küllastunud väärtus, mida tingimata tuleb kasutada joonistel 15-4 ja 15-14 toodud kujuga vektordiagrammide ehitamisel, k_{μ} korda väiksem kui selle küllastumata väärtus $x_{ad\infty}$.

Kui vektordiagrammi ehitamise tulemusena on teada E suurus, siis tuleb vastav, antud töörežiimi kindlustav ergutusvool i_f leida sirgestatud küllastunud tühijooksukarakteristikust.

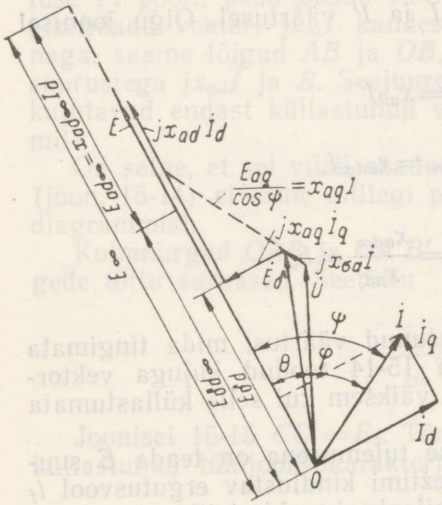
On selge, et kui joonisel 15-4 toodud diagrammi ehitamisel vektori $x_{\sigma a}I$ tipust vektori $x_{ad}I$ asemel tõmmata vektor $x_{ad\infty}I$, siis koormusnurk θ osutub tegelikust suuremaks. Siit järeldub, et parameetrite küllastumata väärtuste kasutamine vektordiagrammide ehitamisel annab ebaõigeid tulemusi.

Kui suurendada $\triangle OAB$ (joon. 15-14) külgi k_{μ} korda, saame elektromotoorjõudude diagrammi $OA''B''$, mis on ekvivalentne küllastumata generaatori vastava diagrammiga.

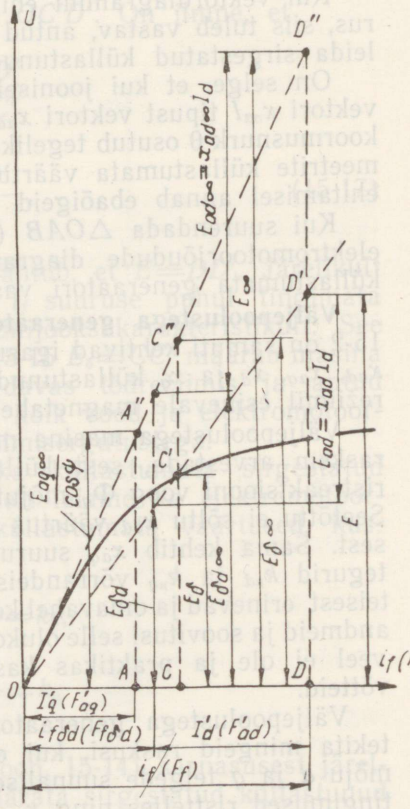
Väljepoolustega generaatori diagrammid joonistel 15-1 ja 15-2 on samuti kehtivad igasugusel töörežiimil, kui neis kasutada x_{ad}, x_{aq}, x_d ja x_q küllastunud väärtusi, mis vastavad antud töörežiimil esinevale magnetahela olukorrale.

Väljepoolustega masina magnetahela täpset küllastusastet on raskem arvestada, sest küllastunud magnetahela korral ankru ristreaktsiooni voog Φ_q mõjutab selle pikivoogu Φ_d ja vastupidi. Seetõttu ei sõltu x_{ad} väärtus mitte ainult Φ_d, vaid ka Φ_q suurusest. Sama kehtib x_{aq} suuruse kohta. Sealjuures on küllastustegurid $k_{\mu d}$ ja $k_{\mu q}$ võrrandeis (14-34) ja (14-35) samuti teineteisest erinevad ja omavahel keerukas sõltuvuses. Hästi kontrollitud andmeid ja soovitusi selle olukorra arvestamiseks käesoleval ajal veel ei ole ja praktikas kasutatakse lihtsustatud, ligikaudseid võtteid.

Väljepoolustega generaatori vektordiagrammi koostamine ei tekita mingeid raskusi, kui eeldada, et Φ_d ja Φ_q vastastikune mõju d ja q telgede suunalises küllastuses puudub ja küllastustingimused ristteljes ning x_{aq} või $k_{\mu q}$ väärtus on teada. Siis lei-



Joon. 15-16. Küllastunud väljepoolustega sünkroongeneraatori pingete vektordiagramm



Joon. 15-17. Küllastunud väljepoolustega sünkroongeneraatori elektromotoorjõu määramine

takse antud U, I, $\cos\varphi$, r_a ja $x_{\sigma a}$ kaudu E_δ (joon. 15-16) ja kandes seejärel $x_{\sigma a}I$ suunas suuruse

$$x_{aq}I=\frac{x_{aq\infty}I}{k_{\mu q}}=\frac{E_{aq\infty}}{k_{\mu q}\cos\psi}=\frac{E_{aq}}{\cos\psi},$$

määratakse vektori $\dot{E}$ suund.

Etteantud $k_{\mu q}$ korral võib x_{aq} suuruse arvutada avaldistega (14-34) ja (14-35). Suuruse $E_{aq\infty}/\cos\psi$ võib samuti leida ka sirgestatud küllastamata tühijooksukarakteristikult (joon. 15-17), kui kogu ankruvool I või magneetimisergutus F_a taandada ergutusmähisele valemiga:

$$I'_q=k_{iq}I;\quad F'_{aq}=k_qF_a.$$

Tihti kantakse eeltoodud vektordiagrammi konstrueerimisel $x_{aq}I$ asemel $x_{aq\infty}I$ väärtus eeldades seega, et magnetahela küllastus Φ_q ja x_{aq} väärtustele ei mõju. Kuid läbiviidud uuringud näitavad, et voog Φ_q koos vooga Φ_d põhjustavad väljepoolustega masina ankru hammaste ja poolusekingade tunduva küllastuse, mistõttu $k_{\mu q}>1$. Täpsemate andmete puudumisel võib seal nimirežiimi jaoks võtta $k_{\mu q}\approx 1{,}15$.

Peale vektori $x_{aq}I$ joonestamist leiame joonisel 15-16 toodud vektordiagrammist ψ, I_d, I_q ja $E_{\delta d}$ suurused. Voo suurus ankrusüdamikus ja viimase küllastus määratakse E_δ suurusega ja põhivoog induktorisüdamikus ning viimase küllastusaste $E_{\delta d}$ suurusega. Arvestades, et vool i_f on koormatud generaatori puhul suurem kui tühijooksul, millega kaasneb induktori täiendav küllastumine puistevoogudest, võib ligikaudu võtta, et kogu magnetahela küllastus määratakse E_δ suurusega.

Paigutades lõigu $E_\delta=CC'$ tühijooksukarakteristikule (joon. 15-17) ja tõmmates sirgestatud küllastunud tühijooksukarakteristiku $QC'D'$, saame:

$$k_{\mu d}=\frac{CC''}{CC'}.$$

Nüüd võib suuruse

$$x_{ad}=\frac{x_{ad\infty}}{k_{\mu d}}$$

kas valemite (14-34) ja (14-35) või tühijooksu- ja lühisekatse andmete alusel lugeda tuntuks. Paigutades joonisele 15-16 $x_{ad}I_d$ väärtuse, leiame E ja määrame $DD'=E$ kaudu joonisel 15-17 $i_f=OD$ suuruse antud töörežiimil. Suuruse $x_{ad}I_d$ asemel võib

samuti paigutada sellega võrdse E_{ad} väärtuse, mida võib lugeda sirgestatud küllastunud tühijooksukarakteristikult (joon. 15-17)

$$I'_d = k_{id} I_d$$

või

$$F'_{ad} = k_d I_d$$

kaudu.

Kui joonisel 15-16 korrutada vektorid

$$E = E_{\delta d} + E_{ad} = E_{\delta d} + x_{ad} I_d$$

küllastusteguriga $k_{\mu d}$, siis saame nende vektorite väärtused taandatuna masina küllastumata olukorrale ja vastavatena küllastumata sirgestatud tühijooksukarakteristikule (joon. 15-17):

$$E_\infty = E_{\delta d\infty} + E_{ad\infty} = E_{\delta d\infty} + x_{ad\infty} I_d.$$

Need suurused on kujutatud joonisel 15-17.

Kuueteistkümnes peatükk

SÜNKROONMASINATE SIIRDEPROTSESSIDE TEOORIA ELEMENTE

16.1 SÜNKROONMASINATE SIIRDEPROTSESSIDE UURIMISPROBLEEMIDE ÜLDINE ISELOOMUSTUS

Sünkroonmasina töörežiimi järskudel muutustel (koormuse peale- või mahavõtmine, mähiste elektriahelate sisse- või väljalülitamine, lühised neis ahelates jne.) tekivad mitmesugused siirdeprotsessid. Tänapäeval töötab energiasüsteemides koos suur hulk sünkroonmasinaid, kusjuures üksikute masinate võimsused ulatuvad 500 MVA-ni. Ühes masinas tekkivad siirdeprotsessid võivad avaldada suurt mõju teiste masinate ja samuti kogu energiasüsteemi tööle, sest seetõttu tekivad seal samuti mitmesugused siirdeprotsessid. Intensiivsed siirdeprotsessid rikuvad kogu energiasüsteemi tööd ja võivad viia tõsiste avariideni, mis võivad hinnaliste seadmete rikkiminemise tõttu tekitada suurt kahju. Kõige suuremat kahju saadakse aga suurte tööstusrajoonide energiaga varustamise katkemisest tingitud tööseisakute tõttu tekkivast tööstustoodangu puudujäägist.

Neil põhjustel on sünkroonmasinate siirdeprotsesside uurimisel ka suur praktiline tähtsus, sest see võimaldab neid protsesse õigesti mõista, aga ka ette näha võimalike avariide iseloomu ning vahendeid nende vältimiseks või mõju piiramiseks ja tagajärgede kiireks likvideerimiseks. Tuleb märkida, et sünkroonmasinate siirdeprotsessid kulgevad kiiresti — mõne sekundi või isegi sekundi murdosa vältel. Seetõttu on energiasüsteemi ekspluatatsioonipersonali kooskõlastav ja suunav tegevus avarii tekkimise algja seega ka otsustaval perioodil võimatu. Sellega seoses on vaja kasutada paljusid ja mitmekesiseid automaatjuhtimis- ja -reguleerimisseadmeid, et mõjutada tekkivaid siirdeprotsesse vajalikes suundades. Nende vahendite väljatöötamiseks, valmistamiseks, seadistamiseks ja ekspluatatsiooniks on tingimata vaja tunda sünkroomasinate siirdeprotsesse.

Tänapäevaks on siirdeprotsesside teooria juba küllalt põhjalikult välja töötatud. Suure panuse sellesse teooriasse on andnud NSV Liidu teadlased ja insenerid, sest Nõukogude Liidu elektrifitseerimise kiire areng nõudis nende küsimuste sügavat uurimist.

Suvalise iseloomuga siirdeprotsesse kirjeldatakse diferentsiaalvõrranditega. Sünkroonmasinad, nagu selgus eespool, on elektriliselt ja magnetiliselt mittesümmeetrilised. Peale selle on ankru- ja induktorimähised induktiivselt sidestatud ning liiguvad teineteise suhtes, kusjuures rootori pöörlemiskiirus siirdeprotsessis ei ole üldjuhul konstantne. Seetõttu on sünkroonmasina diferentsiaalvõrrandid keerulised. Liiati tuleb sünkroonmasinate koostöö korral energiasüsteemides arvestada nende vastastikust mõju ja rida teisi tegureid. Neil põhjustel on sünkroonmasinate siirdeprotsesside range matemaatiline analüüs väga keeruline ja ei mahu antud raamatu raamidesse. Allpool, antud ja järgnevais peatükkides vaadeldakse sünkroonmasinate kõige iseloomulikumaid siirdeprotsesse ja seejuures peamiselt füüsikalisest vaatepunktist lähtudes.

Kõige sagedamini põhjustavad energiasüsteemides ja sünkroonmasinates intensiivseid siirdeprotsesse elektrivõrkudes ja ülekandeliinides tekkivad lühised. Niisugused lühised tekivad väga mitmesugustel põhjustel (isolatsioonirike või läbilöök, atmosfäärilised liigpinged, juhtmete lühistamine lindude poolt, liinimastide mahalangemine, juhtmete katkemine jne.).

Lühiseid, mis tekivad võrkude, ülekandeliinide ja elektrimasinate pingestatud olukorras, nimetatakse *järskudeks lühisteks*. Sel juhtumil tekkivad siirdeprotsessid on tihti väga ohtlikud. Peale selle on järsul lühisel esinevad nähtused mitmes suhtes iseloomulikud ka teistsugustele siirdeprotsessidele. See-

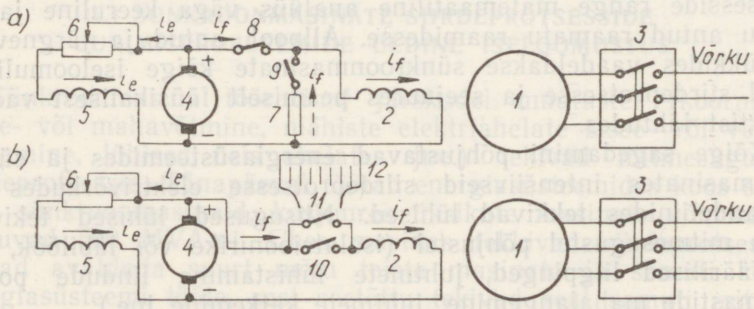
tõttu on järsu lühise protsessi uurimisel sünkroonmasina siirdeprotsesside teoorias üks keskseimaid kohti.

Järsu lühise protsessi kõiki iseärasusi näeb ka üksiku, võrku töötava sünkroongeneraatori vaatlemisel. Sealjuures võib samuti vaadelda sünkroonmasina mähistes (eriti ergutusmähises) tekkivate elektromagnetiliste siirdeprotsesside eripära. Seetõttu piirdumegi antud peatükis selle juhtumi vaatlemisega.

16-2. MAGNETVÄLJA KUSTUTAMINE JA SIIRDEPROTSESSID INDUKTORI AHELAIS

Magnetvälja kustutamise moodused. Sünkroongeneraatori sisemistel lühistel, kas ankrumähises või enne lülitit asuvail väljunditel (joon. 16-1) lahutab automaatne releekaitse generaatori võrgust. Kuid generaatori sisemine lühis ei ole sellega kõrvaldatud. Ergutusvool i_f jätkab ankrumähises elektromotoorjõu indutseerimist ja seega voolavad seal edasi suured lühisevoolud, mis algul sulatavad lühise kohal ankrumähise vase ja seejärel isegi ankrusüdamiku terase. Seetõttu on vaja generaatori suurte vigastuste vältimiseks viimase ergutusvoolu ja voo väärtused kiiresti viia nullini. Niisugust operatsiooni nimetataksegi *magnetvälja kustutamiseks*.

Magnetvälja on võimalik kustutada generaatori ergutusahela katkestamisega näiteks kontaktide *8* abil (joon. 16-1, *a*). See



Joon. 16-1. Sünkroongeneraatorite ergutusskeemid koos väljakustutusseadmetega:

1 — generaatori ankur; *2* — generaatori ergutusmähis; *3* — generaatori lüliti; *4* — erguti ankur; *5* — erguti ergutusmähis; *6* — erguti ergutusvoolu reguleerimise reostaat; *7* — väljakustutustakisti; *8* ja *9* — väljakustutusautomaadi *VKA* kontaktid; *10* — *VKA* peakontaktid; *11* — leegikustutuskontaktid; *12* — *VKA* leegikustutusvõre

moodus aga ei sobi, sest seejuures indutseeritakse magnetvoo väga kiire vähenemise tõttu generaatori mähistes ülisuured elektromotoorjõud, mis võivad põhjustada isolatsiooni läbilööki. Eriti kehtib see just ergutusmähise enda ja selle kontaktrõngaste kohta, sest et ergutusahela nimipinge (50 ... 1000 V) ja isolatsiooni tugevusvaru on suhteliselt väike. Peale selle sisaldab generaatori magnetväli tunduvat energiahulka, mis ergutusahela katkestamisel lahendub kontaktide *8* vahelises katkestuskaares. Selle tulemusena võib lüliti kiiresti kõlbmatuks muutuda.

Erguti ergutusahela katkestamine on samuti lubamatu, sest siis tekivad liigpinged erguti ergutusmähises. Peale selle ei annaks see ka soovitud tulemust, sest generaatori ergutusmähis *2* oleks siis suletud läbi erguti ankrumähise *4*. Viimase suure induktiiv- ja väikese aktiivtakistuse tõttu sumbub vool i aeglaselt, ajakonstandiga 2 ... 10 s. Niisugustel tingimustel kasvaksid generaatori vigastused selle sisemisel lühisel väga suureks.

Eeltoodust lähtudes tuleb väljakustutusprobleem lahendada kompromissi teel — s. o. voolu i_f tuleb vähendada niisuguse kiirusega, et tekkivad liigpinged oleksid lubatavais piires ja generaatori sisemised vigastused minimaalsed. Selleks otstarbeks on vastavad väljakustusskeemid ja -aparaadid välja töötatud.

Üks laialt kasutatav väljakustutusskeem on kujutatud joonisel 16-1, *a*. Selles on normaalsel töörežiimil kontaktid *8* suletud ja *9* — avatud. Generaatori sisemisel lühisel annab releekaitse käskluse kontaktide *9* sulgemiseks ja kontaktide *8* lahutamiseks. Mähise *2* ahel jääb väljakustutustakisti $r_{v.k}$ *7* kaudu suletuks, mille takistus on harilikult sama mähise *2* takistusest r_f 3 ... 5 korda suurem. Seejuures sumbub vool i_f teatava kiirusega, mis on seda suurem, mida suurem on $r_{v.k}$. Kontaktid *8* töötavad ka sel juhtumil küllaltki rasketes tingimustes, sest nende vahel tekib tugev kaarleek.

Tingituna ahela suurest induktiivsusest vool i_f välja kustutamise algmomendil ei muutu ja seetõttu pinge ergutusmähise klemmidel sellel hetkel joonisel 16-1, *a* toodud skeemi kohaselt

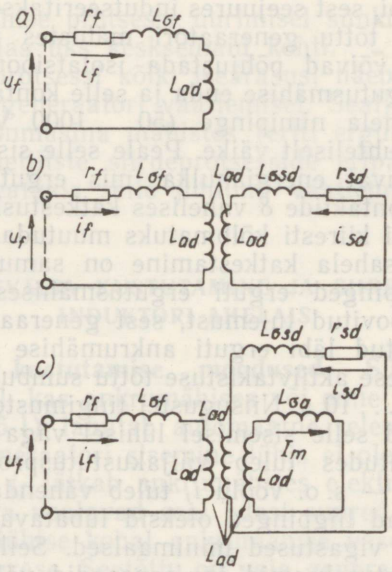
$$u_{fv.k} = r_{v.k} i_f$$

on suurem oma väärtusest enne magnetvälja kustutamist

$$u_{f0} = r_f i_f$$

suuruse $k_{v.k} = \frac{u_{fv.k}}{u_{f0}} = \frac{r_{v.k}}{r_f}$ korda.

Siit järeldub, et suured $k_{v.k}$ väärtused on lubamatud.



Joon. 16-2. Sünkroonmasina mähiste ahelate skeemid ja nende elektromagnetilised sidestused magnetvälja kustutamisel

Viimastel aastatel on tehas «Elektrosila» hakanud kasutama O. B. Broni poolt esitatud skeemi (joon. 16-1, *b*). Seal väljakustutustakisti puudub ja kaarleek puhutakse elektrodünaamiliste jõudude mõjul kontaktide *11* vahelt sõrestikku *12*, kus see kustub.

Vaatleme veidi üksikasjalikumalt magnetvälja kustutamise seaduspärasusi joonisel 16-1, *a* toodud skeemi puhul, eeldades, et ankrumähises sisemisi lühiseid ei esine. See võimaldab ka fikseerida sünkroonmasinate siirdeprotsesside mõningaid üldisi seaduspärasusi. Antud ja ka järgnevais peatükkides eeldame siirde- ja teiste erirežiimide analüüsiga, et ergutusmähis (*f*) ja summutusmähis (*s*) on taandatud ankrumähisele (*a*). Sealjuures jätame voolude ja parameetrite tähistel ära indeksid («primid»), mis viitaksid nende suuruste taandatud väärtustele.

Sünkroonmasina mitmesugused siirdeprotsessid kulgevad tavaliselt tingimustes, kus selle ergutusmähis on suletud läbi erguti ankrumähise, mille aktiivtakistus ja induktiivsus on sünkroonmasina ergutusmähise aktiivtakistuse ja induktiivsusega võrreldes väikesed. Seetõttu eeldame allpool, et ergutusmähis on magnet-

välja kustutamisel lühistatud. Sellisel eeldusel saadud seosed on kehtivad ka sünkroonmasina teistsuguste siirdeprotsesside vaatlemiseı. Kui ergutusahelas esineb tegelikult ka lisatakistusi, näiteks väljakustutustakisti, siis on seda lihtne arvestada, suurendades vastavalt ergutusmähise takistust. Loeme samuti magnetahela küllastuse ja induktiivsuste suurused konstantseiks.

Summutusmähiseta masin avatud ankruahela korral. Niisugusel juhtumil esineb ainult üks suletud vooluring (joon. 16-2, *a*). Vool i_f osutub magnetvälja kustutamisel vabavooluks, mille eksisteerimist ei toetata väliste elektromotoorjõu- ega pingeallikate poolt. Seetõttu sumbub i_f diferentsiaalvõrrandiga kirjeldatava seaduse kohaselt

$$r_f i_f + L_f \frac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} = 0, \tag{16-1}$$

kus

$$L_f = L_{ad} + L_{\sigma f} \tag{16-2}$$

kujutab endast ergutusmähise täielikku resulteerivat induktiivsust.

Et võrrand (16-1) ja ka järgnevad on kirjutatud taandatud mähiste kohta, siis on nende mähiste oma- ja vastastikused induktiivsused õhupilu välja põhiharmoonilisest, vastavalt võrdusele (14-64) võrdsed staatorimähise induktiivsusega selle välja põhiharmoonilisest L_{ad}.

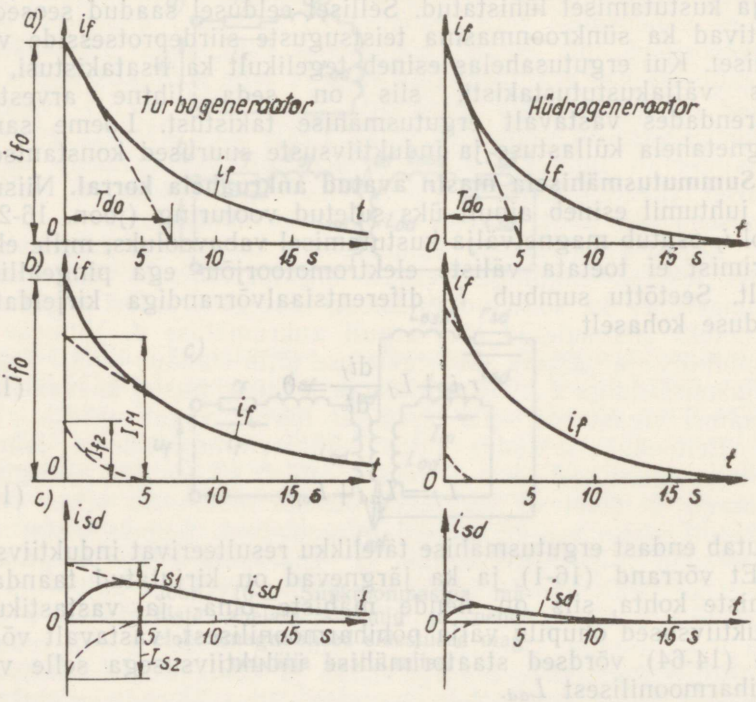
Võrrandi (16-1) lahendil on järgmine kuju:

$$i_f = i_{f0} \mathrm{e}^{-\frac{t}{T_{d0}}}, \tag{16-3}$$

kus i_{fo} on voolu i_f algväärtus magnetvälja kustutamisel, kui $t=0$ ja

$$T_{d0} = T_f = \frac{L_f}{r_f} \tag{16-4}$$

kujutab endast ergutusmähise ajakonstanti, kui selle ahelas puuduvad lisatakistid, ankrumähis on avatud ja summutusmähis puudub. Erinevais sünkroonmasinais $T_{d0} = T_f = 2 \ldots 14$ *s* (vt. tabel 14-1). Voolu i_f muutumise kõverad [vt. avaldis (16-3)] on kujutatud joonisel 16-3, *a*. Kui magnetvälja kustutamisel skeemi 16-1, *a* kohaselt on ahelasse lülitatud takisti $r_{v.k} = k_{v.k} r_f$, siis ajakonstant on $k_{v.k}+1$ korda väiksem kui T_{d0} ja ergutusvool ning -voog vähenevad $k_{v.k}+1$ korda kiiremini.



Joon. 16-3. Induktorimähiste voolude sumbumiskõverad välja kustutamisel ergutusmähise lühistamisel (vasakul turbogeneraatori jaoks, millel $T_{d0}=7$ s; $T_{sd}=2{,}8$ s; $\sigma_{fsd}=0{,}07$, paremal hüdrogeneraatori jaoks, millel $T_{d0}=5$ s, $T_{sd}=0{,}8$ s, $\sigma_{fsd}=0{,}12$); *a* — ilma ja *b* ning *c* — hüdrogeneraatori summutusmähist ja turbogeneraatori rootori massiivsüdamikku arvestades

Korrutades avaldise (16-1) i_f-ga, saame võimsusvõrrandi

$$r_f i_f^2 + i_f L_f \frac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} = 0.$$

Selle võrrandi esimene liige kujutab endast mähise kaovõimsust ja teine — võrdsuurusega võimsust, mis eraldub selles mähises magnetvälja energia vähenemise arvel ja katab kaovõimsuse.

Summutusmähisega ja avatud ankruahelaga masin. Sel juhtumil on masina pikiteljel kaks induktiivselt sidestatud mähist (joon. 16-2, *b*), millele vastab aseskeem joonisel 16-4, *a*. Magnetvälja kustutamisel tekkiv voolu i_f muutumine indutseerib summutusmähises voolu i_{sd}, mille muutumine omakorda mõjutab voolu i_f.

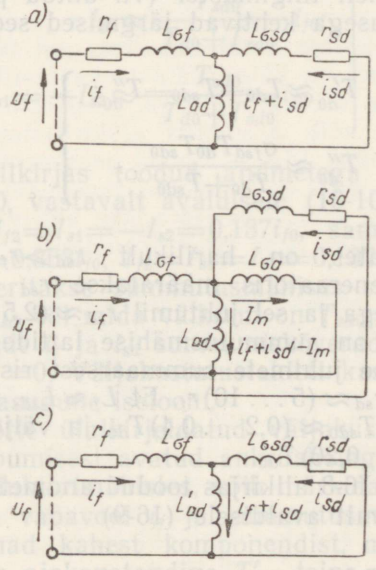
Voolude i_f ja i_{sd} muutumise seaduspärasusi kirjeldavad diferentsiaalvõrrandid:

$$\left.\begin{aligned} r_f i_f + L_f \frac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} + L_{ad} \frac{\mathrm{d}i_{sd}}{\mathrm{d}t} &= 0; \\ r_{sd} i_{sd} + L_{sd} \frac{\mathrm{d}i_{sd}}{\mathrm{d}t} + L_{ad} \frac{\mathrm{d}i_f}{\mathrm{d}t} &= 0. \end{aligned}\right\} \tag{16-5}$$

Selle võrrandisüsteemi lahenditel on kuju:

$$\left.\begin{aligned} i_f &= I_{f1} \mathrm{e}^{-\frac{t}{T'_{d0}}} + I_{f2} \mathrm{e}^{-\frac{t}{T''_{d0}}}; \\ i_{sd} &= I_{s1} \mathrm{e}^{-\frac{t}{T'_{d0}}} + I_{s2} \mathrm{e}^{-\frac{t}{T''_{d0}}}. \end{aligned}\right\} \tag{16-6}$$

Tingituna kahe iseseisva ahela olemasolust on vaadeldaval süsteemil kaks vabadusastet, mistõttu kumbki vooludest i_f ja i_{sd}



Joon. 16-4. Sünkroongeneraatori aseskeemid välja kustutamisel

sisaldab kahte komponenti, nagu selgub avaldisest (16-6). Mõlemad need muutuvad eksponentfunktsiooni kohaselt kahe erineva ajakonstandiga T'_{d0} ja T''_{d0}. Viimased sõltuvad kummagi vooluringi enda ajakonstandist: ergutusahelal on $T_f = T_{d0}$ [vt. võrdust (16-4)] ja summutusmähisel

$$T_{sd0} = \frac{L_{sd}}{r_{sd}} = \frac{L_{ad} + L_{\sigma sd}}{r_{sd}}, \tag{16-7}$$

mis määravad antud vooluringi voolu muutumise teiste suletud vooluringide puudumisel.

Ergutus- ja summutusmähise vaheline elektromagnetiline puiste on väike ($L_{\sigma f} \ll L_{ad}$, $L_{\sigma sd} \ll L_{ad}$), mistõttu nende mähiste ühine puistetegur

$$\sigma_{fsd} = 1 - \frac{L_{ad}^2}{L_f L_{sd}} \tag{16-8}$$

on samuti väike. Harilikult on peitpoolustega masinal $\sigma_{fsd} = 0{,}05 \ldots 0{,}10$ ja väljepoolustega masinal $\sigma_{fsd} = 0{,}10 \ldots 0{,}15$. Nagu võib näidata, on neil tingimustel (vt. antud paragrahvi lõppu) küllalt suure täpsusega kehtivad järgmised seosed:

$$\left.\begin{aligned} T'_{d0} &\approx T_{d0} + T_{sd0} - T''_{d0}; \\ T''_{d0} &\approx \frac{\sigma_{fsd} T_{d0} T_{sd0}}{T_{d0} + T_{sd0}}. \end{aligned}\right\} \tag{16-9}$$

Sünkroonmasinates on harilikult $r_{sd} > r_f$ ning seetõttu $T_{sd0} < T_{d0}$. Turbogeneraatoris määratakse r_{sd} rootori massiivse südamiku takistusega ja sel juhtumil $r_{sd} \approx (2{,}5 \ldots 5) r_f$. Väljepoolustega masinates on summutusmähise lattide summaarne ristlõige ergutusmähise juhtmete summaarsest ristlõikest tunduvalt väiksem, mistõttu $r_{sd} \approx (5 \ldots 10) r_f$. Et $L_f \approx L_{sd}$, siis on turbogeneraatoris vastavalt $T_{sd0} \approx (0{,}2 \ldots 0{,}4) T_{d0}$ ja väljepoolustega masinais $T_{sd0} \approx (0{,}10 \ldots 0{,}20) T_{d0}$.

Näiteks joonise 16-3 allkirjas toodud andmete korral on turbogeneraatoril vastavalt avaldisele (16-9)

$$T''_{d0} = \frac{0{,}07 \cdot 7 \cdot 2{,}8}{7 + 2{,}8} = 0{,}14 \text{ s}; \quad T'_{d0} = 7 + 2{,}8 - 0{,}14 = 9{,}66 \text{ s},$$

ja hüdrogeneraatoril

$$T''_{d0}=\frac{0{,}12\cdot 5\cdot 0{,}8}{5+0{,}8}=0{,}083 \text{ s}; \quad T'_{d0}=5+0{,}8-0{,}083=5{,}72 \text{ s}.$$

Seega on siis $T'_{d0}\gg T_{d0}$ ja esimene neist ajakonstantidest võrdub ligikaudu T_{d0} ja T_{sd0} summaga, teine aga on kõigil juhtudel tunduvalt väiksem kui T_{d0} või ka T_{sd0}. Väljakustutustakisti kasutamisel need ajakonstandid vastavalt muutuvad. Näiteks, kui $k_{v.k}=3$, on eeltoodud andmetega turbogeneraatoril need suurused vastavalt 0,075 s ja 4,48 s.

Voolude i_f ja i_{sd} üksikute komponentide suurused magnetvälja kustutamisel leitakse võrrandite (16-5) ja (16-6) abil algtingimustest: kui $t=0$, siis $i_f=i_{f0}$ ja $i_{sd}=0$. Seejuures tuleb võrrandisse (16-5) i_f ja i_{sd} tuletiste asemele panna seoste (16-6) diferentseerimisel saadud väärtused. Tehes mõned lihtsustused, võib saada võrdusesse (16-6) paigutatavate i_f ja i_{sd} komponentide algväärtuste jaoks avaldised:

$$\left.\begin{aligned} I_{f1}&\approx\frac{T_{d0}}{T_{d0}+T_{sd0}}i_{f0};\\ I_{f2}&\approx\frac{T_{sd0}}{T_{d0}+T_{sd0}}i_{f0};\\ I_{s1}=-I_{s2}&\approx\frac{T_{sd0}}{T_{d0}+T_{sd0}}i_{f0}. \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}10)$$

Joonise 16-3 allkirjas toodud andmetega turbogeneraatorile saame, kui $r_{v.k}=0$, vastavalt avaldisele (16-10).

$I_{f1}=0{,}715i_{f0}$; $I_{f2}=I_{s1}=-I_{s2}=0{,}137i_{f0}$, samas toodud hüdrogeneraatorile $I_{f1}=0{,}863i_{f0}$; $I_{f2}=I_{s1}=I_{s2}=0{,}137i_{f0}$.

Seega indutseeritakse summutusmähises seda väiksem vool, mida suurem on r_{sd} või mida väiksem on T_{sd0}. Joonisel 16-3, *b* ja *c* on toodud voolude i_f ja i_{sd} sumbumiskõverad magnetvälja kustutamisel, kui $r_{v.k}=0$. Väljakustutustakisti kasutamisel on kõveratel üldiselt samasugune iseloom.

Tehes kokkuvõtte ülalkirjeldatud väljakustutusprotsessist ja vabavoolude sumbumisest avatud ankruahelaga summutusmähist omava masina induktorimähistes, võib märkida järgmist.

Ergutusmähise vabavool i_f ja summutusmähise vabavool i_{sd} koosnevad mõlemad kahest komponendist, millest üks sumbub aeglaselt, suurema ajakonstandiga T'_{d0}, teine aga kiirelt, väikese ajakonstandiga T''_{d0}. Seetõttu sisaldavad ka kummagi voolu poolt

põhjustatud vood kaht komponenti, mis sumbuvad ajakonstantidega T'_{d0} ja T''_{d0}. Et aga magnetvälja kustutamisel $I_{f2}=-I_{s2}$, siis antud juhtumil kahe mähise läbi õhupilu vastastikuse induktsiooni magnetvoogude teed mööda kulgevad kiiresti muutuvad vood kompenseeruvad.

Summutusmähise olemasolu korral väljakustutusautomaadi töö kergeneb, sest summutusmähises indutseeritakse vool I_{sd}, mille tõttu osa magnetvälja energiast antakse edasi sellesse mähisesse, mille takistuses see sumbub. See on siiski tunduv ainult juhul, kui takistus r_{sd} on väike. Nii näiteks on väljepoolustega masina summutusmähise mõju selles suhtes tähtsusetu.

Summutusmähisega varustatud suletud ankrumähisega masin. Vaatleme siin juhtumit, kui ergutatud generaator töötab kolmefaasilises statsionaarses lühiserežiimis (vt. § 15-2) ja seejärel ergutusmähis lühistatakse. Kui mitte arvestada ankru tähtsusetut aktiivtakistust, siis ankru lühisevool $I=I_m/\sqrt{2}$ on puhtinduktiivne ning tekitab ankrureaktsiooni lahtimagneetiva pikivoo, mis aheldub nii ergutus- kui ka summutusmähisega. Selle tulemusena on ankruvoolu mõju induktorimähiste magnetvoole samasugune, nagu asuks ankrumähis induktoril, selle pikiteljel ja pöörleks koos induktoriga. Sealjuures voolaks selles mähises alalisvool I_m, mis sumbuks koos vooludega i_f ja i_{sd}. Järelikult kehtib vaadeldaval juhtumil kolme, üksteise suhtes liikumatu ja induktiivselt sidestatud ahela ekvivalentne aseskeem, mis on kujutatud joonisel 16-2, *c*. Sellel skeemil on kõigi mähiste vastastikused induktiivsused ühesugused ja võrdsed L_{ad}-ga, mistõttu ahelatevahelised induktiivsidestused võib asendada elektrilistega. Selle tulemusena saadakse joonisel 16-4, *b* toodud aseskeem.

Joonisel 16-2, *c* ja 16-4, *b*, toodud skeemidel on võetud $r_a=0$. See on ekvivalentne eeldusega, et ankru aktiivtakistus ei mõjuta sumbumist või voolude i_f ja i_{sd} ajakonstante. Selle eelduse alus on järgmine.

Joonistel 16-2, *a* ja *b* toodud skeemidel on voolude sumbumise põhjuseks magnetvälja energia neeldumine nende skeemide aktiivtakistustes kadude $r_f i_f^2$ ja $r_{sd} i_{sd}^2$ näol. Magnetvälja kustutamisel suletud ankruahelaga esineb ankrumähises kadu suurusega $3I^2 r_a$. Kui aga $I=\text{const}$, kaetakse see kadu täielikult generaatori rootorisse juhitava mehaanilise energia poolt, mistõttu see ei põhjusta magnetvälja ega seda säilitavate voolude i_f ja i_{sd} sumbumist Nende suuruste sumbumisele mõjub ainult ankru kaovõimsus, mis vastab ankrumähise endainduktsiooni transformatoorsele elektromotoorjõule

$$e_{La}=-(L_{ad}+L_{\sigma a})\frac{\mathrm{d}I_m}{\mathrm{d}t}.$$

Seoses I_m suhteliselt aeglase muutumisega moodustab see elektromotoorjõud ja viimasele vastav kadu ainult väikese osa ankrumähise summaarsest kaost, mistõttu ankrumähise takistus r_a mõjutab ainult nõrgalt induktori vabavoolude sumbumist. Seetõttu moonutaks r_a lülitamine joonistel 16-2, *c* ja 16-4, *b* toodud skeemidesse reaalseid seoseid ning tegelikule palju lähemaid ning küllalt täpseid tulemusi, saadakse, kui võtta $r_a=0$.

Joonisel 16-4, *b* toodud skeemis on kaks paralleelset induktiivsust L_{ad} ja $L_{\sigma a}$, mis võib ühendada üldiseks ehk ekvivalentseks induktiivsuseks

$$L'_{ad}=\frac{L_{ad}L_{\sigma a}}{L_{ad}+L_{\sigma a}}. \qquad (16\text{-}11)$$

Sel juhul saame joonisel 16-4, *b* toodud skeemi asemel skeemi joonisel 16-4, *c* mille saab ka siis, kui asendada joonisel 16-4, *a* toodud skeemis L_{ad} suurusega L'_{ad}. Seepärast on võrrand (16-5) ja järgnevad võrdused kehtivad ka vaadeldaval juhtumil, kui neis L_{ad} asendada suurusega L'_{ad} ning L_f ja L_{sd} vastavalt suurustega

$$L'_f=L'_{ad}+L_{\sigma f};\quad L'_{sd}=L'_{ad}+L_{\sigma sd}.$$

Ajakonstantide T_{d0} ja T_{sd0} asemel saame siis

$$\left.\begin{aligned} T'_{d0}&=\frac{L'_f}{r_f};\\ T'_{sd0}&=\frac{L'_{sd}}{r_{sd}}. \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}13)$$

Esimene neist suurustest kujutab endast ergutusmähise ajakonstanti suletud ankrumähise korral ja summutusmähise puudumisel, teine aga summutusmähise ajakonstanti suletud ankrumähise ja avatud ergutusmähise puhul.

Võrdustes (16-6) esinevad juhtumil, kui väljakustutustakistus $r_{v.k}=0$ ajakonstantide T'_{d0} ja T''_{d0} asemel ajakonstandid

$$\left.\begin{aligned} T'_d&\approx T'_{d0}+T'_{sd0}-T''_d;\\ T''_d&\approx\frac{\sigma'_{fsd}T'_{d0}T'_{sd0}}{T'_{d0}+T'_{sd0}}. \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}14)$$

kus

$$\sigma'_{fsd} = 1 - \frac{L'^2_{ad}}{L'_f L'_{sd}}. \qquad (16\text{-}15)$$

Konstante T'_d ja T''_d nimetatakse vastavalt m ö ö d u v a i k s ja ü l i m ö ö d u v a i k s a j a k o n s t a n t i d e k s. On ilmne, et $T'_d > T''_d$ ja $T'_d < T'_{d0}$ ning $T''_d < T''_{d0}$. Seega sumbuvad suletud ankrumähise korral vabavoolud ergutus- ja summutusmähises kiiremini, mida saab seletada nende mähiste ekvivalentse induktiivsuse vähenemisega. Ajakonstantide T'_d ja T''_d väärtused on toodud. tabelis 14-1.

Kui summutusmähis puudub, siis $T'_{sd0} = 0$. Seejuures, vastavalt avaldistele (16-14), $T''_d = 0$ ja $T'_d = T'_{d0}$.

Kahe induktiivselt sidestatud ahela ajakonstant. Näitame, et võrdusesse (16-6) minevad ajakonstandid T'_{d0} ja T''_{d0} tõepoolest avalduvad seostega 16-9.

Diferentsiaalvõrrandite süsteemile (16-5) vastaval karakteristlikul võrrandil on kuju

$$\begin{vmatrix} r_f + pL_f, & pL_{ad} \\ pL_{ad} & r_{sd} + pL_{sd} \end{vmatrix} = 0$$

või $(r_f + pL_f)(r_{sd} + pL_{sd}) - p^2 L^2_{ad} = 0$.

Arvestades seost (16-8), võib viimase võrrandi kirjutada kujul:

$$\sigma_{fsd} L_f L_{sd} p^2 + (r_{sd} L_f + r_f L_{sd}) p + r_f r_{sd} = 0.$$

Jagame selle võrrandi kõiki liikmeid viimase liikmega ja arvestame võrdusi (16-4) ja (16-7). Siis võib karakteristlikule võrrandile anda kuju

$$\sigma_{fsd} T_{d0} T_{sd0} p^2 + (T_{d0} + T_{sd0}) p + 1 = 0.$$

Selle võrrandi juured p_1 ja p_2 on alati negatiivsed ja kujutavad endast sumbumise ajakonstante kordajates

$$e^{p_1 t} \text{ ja } e^{p_2 t},$$

mis lähevad süsteemi (16-5) lahenditesse. Need lahendid olid eespool seoste (16-6) kujul kirjutatud ja seega

$$p_1=-\frac{1}{T'_{d0}};\quad p_2=-\frac{1}{T''_{d0}}.$$

Selleks, et saada avaldisi T'_{d0} ja T''_{d0} jaoks, paigutame eespool saadud karakteristlikku võrrandisse $p=-\frac{1}{T}$ ja korrutame selle T^2-ga. Siis see võrrand saab kuju

$$T^2-(T_{d0}+T_{sd0})T+\sigma_{fsd}T_{d0}T_{sd0}=0.$$

Selle võrrandi juured

$$T_{1,2}=\frac{T_{d0}+T_{sd0}}{2}\pm\sqrt{\left(\frac{T_{d0}+T_{sd0}}{2}\right)^2-\sigma_{fsd}T_{d0}T_{sd0}}.$$

Et tegur σ_{fsd} on väike, on juurealuse avaldise teine liige esimesega võrreldes tunduvalt väiksem. Niisugusel juhul on küllaldane kasutada juure ligikaudset väärtust

$$\sqrt{a^2-b}=a\sqrt{1-\frac{b}{a^2}}\approx a\left(1-\frac{b}{2a^2}\right)=a-\frac{b}{2a}.$$

Seepärast ka

$$T_{1,2}=\frac{T_{d0}+T_{sd0}}{2}\pm\left(\frac{T_{d0}+T_{sd0}}{2}-\frac{\sigma_{fsd}T_{d0}T_{sd0}}{T_{d0}+T_{ds0}}\right),$$

kust tulenebki avaldis (16-9).

16-3. SÜNKROONGENERAATORI KOLMEFAASILISEL JÄRSUL LÜHISEL ESINEVAD FÜÜSIKALISED NÄHTUSED

Eelnevaid märkmeid. Vaatleme kolmefaasilist järsku lühist, mis tekib sünkroongeneraatori töötamisel tühijooksul ankrumähise kõigi klemmide üheaegse lühistamise tõttu. Seejuures eeldame, et $n=\text{const}$, magnetahela küllastus lühiseprotsessis ei muutu

ning ergutusmähisele rakendatud pinge jääb samuti muutumatuks.

Põhilist huvi järsul lühisel pakuvad ankrumähise voolude väärtused ja nende muutumise seaduspärasused. Ankrumähise järsu lühise protsess on põhijoontes analoogiline igasuguse vahelduvvooluahela lühistamisega, näiteks trafo sekundaarmähise järsu lühisega (vt. I köide, § 17—2). See tähendab, et ankru faasimähistes tekivad lühistamisel samuti perioodilised sundvoolud ja aperioodilised vabavoolud, mis sumbuvad teatavate ajakonstantidega. Seejuures on tühijooksul nende voolude summa igas faasis lühistamishetkel võrdne nulliga. Rootori pöörlemise ja siirdeprotsesside tõttu induktorimähistes on sünkroongeneraatori lühiseprotsess aga tunduvalt keerukam. Selle protsessi täpne analüütiline uurimine on seetõttu ka keeruline, mistõttu me uurime seda kahes järgus: algul määrame füüsikalistest kujutlustest lähtudes lühisevoolude algväärtused ja seejärel vaatleme voolude muutumise seaduspärasusi lühiseprotsessis.

Sünkroonmasina mähiste aktiivtakistused on induktiivtakistustega võrreldes väga väikesed, mistõttu need voolude algväärtusi praktiliselt ei mõjuta, vaid põhjustavad ainult mähiste vabavoolude, mida ei kindlusta välised elektromotoorjõu allikad, sumbumise. Seetõttu võib lühisevoolude algväärtuste määramisel kõigi mähiste aktiivtakistused võrdsustada nulliga, s. o. lugeda kõik elektriahelad ülijuhtivaiks.

Aheldusvoo konstantsuse teoreem. Kõrvaliste elektromotoorjõu allikateta elektriahela diferentsiaalvõrrandil on järgmine kuju:

$$-\frac{d\Psi}{dt}=ri,$$

kus Ψ on ahela enda voolust, kui ka teiste, selle ahelaga induktiivselt sidestatud ahelate vastastikuse induktsiooni voogudest põhjustatud summaarne aheldusvoog.

Kui $r=0$, siis saame toodud võrrandi asemel

$$\frac{d\Psi}{dt}=0,$$

kust $\Psi=\text{const}$.

Järelikult jääb ülijuhtiva elektriahela aheldusvoog konstantseks. Kui näiteks niisugusele ahelale lähendada magnetpoolus, indutseeritakse ahelas niisuguse suuruse ja suunaga vool, mille poolt tekitatav aheldusvoog kompenseerib täielikult magnetpooluse lähendamisest tekitatud aheldusvoo muutuse.

Enne järsku lühist voolab sünkroongeneraatori ergutusmähises vool i_{f0} ja ergutusahelas mõjub kõrvaline elektromotoorjõud (erguti ankru elektromotoorjõud)

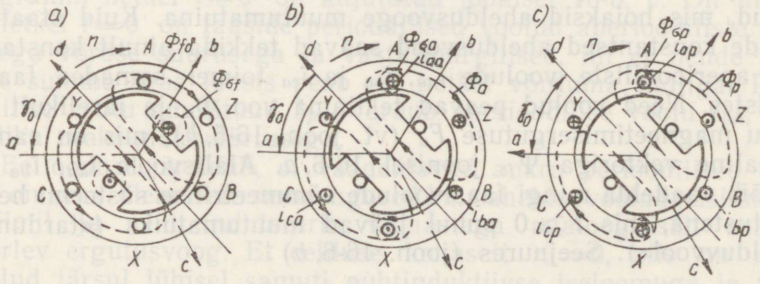
$$e_0 = r_f i_{f0},$$

kus r_f on kogu ergutusahela takistus.

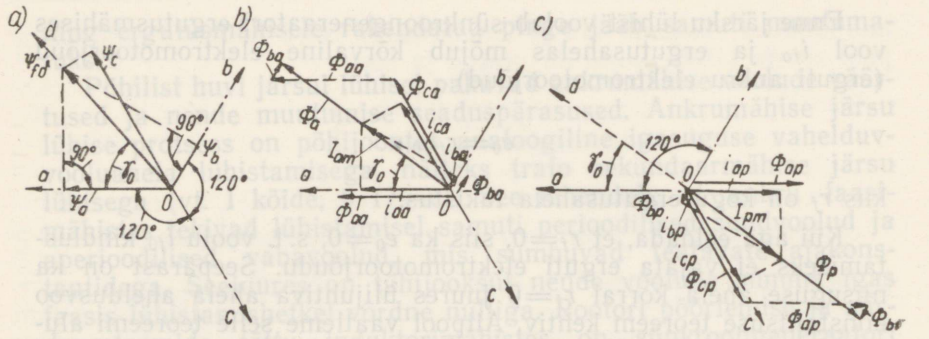
Kui aga eeldada, et $r_f = 0$, siis ka $e_0 = 0$, s. t. voolu i_{f0} kindlustamiseks ei vajata erguti elektromotoorjõudu. Seepärast on ka niisuguse ahela korral $r_f = 0$ juures ülijuhtiva ahela aheldusvoo konstantsuse teoreem kehtiv. Allpool vaatleme selle teoreemi alusel kõigepealt järsu lühise alghetkel tekkivate nähtuste füüsikalist pilti ja hiljem määrame mähistes tekkivate voolude algväärtused.

Ankru perioodilised ja aperioodilised voolud. Joonisel 16-5, *a* on kujutatud ankrumähiste *A-X*, *B-Y* ja *C-Z* ning induktori pooluste mähiste vastastikune asend järsu lühise vabalt valitud alghetke korral. Samuti on näidatud ankrumähise faaside teljed *a*, *b* ja *c* ning induktori telg *d*. Hetkel $t = 0$, on telg *d* faasi *a* telje suhtes mingi nurga γ_0 võrra nihutatud.

Joonisel 16-6, *a* on näidatud ankru faaside aheldusvoogude ruumdiagramm, tekitatuna induktori voo poolt hetkel $t = 0$, kui ankrumähise faasid on juba lühistatud, kuid voolud neis võrduvad veel nulliga. Vektori $\Psi_{f\delta}$ väärtus võrdub staatori faasi aheldusvoo amplituudiga ergutusvoost $\Phi_{f\delta}$, on võrdeline selle voo suurusega ja samasuunaline. Niisugune aheldusvoog staatori faasiga eksisteerib juhul kui telg *d* ühtib mähise faasi teljega. Faaside aheldusvood hetkel $t = 0$ Ψ_a, Ψ_b ja Ψ_c võrduvad vektori



Joon. 16-5. Ergutusvoolust (*a*), aperioodilisest ankruvoolust (*b*) ja perioodilisest ankruvoolust (*c*) tingitud magnetväljade pildid järsu lühise alghetkel



Joon. 16-6. Aheldusvoogude (*a*) ja aperioodiliste (*b*) ning perioodiliste (*c*) ankru faasivoolude ja voogude ruumvektordiagrammid järsu lühise alghetkel

Ψ_{fd} projektsioonidega faaside telgedele ja vastavalt joonisele 16-6, *a*

$$\Psi_a = \Psi_{fd} \cos \gamma_0; \quad \Psi_b = \Psi_{fd} \cos (120° - \gamma_0);$$

$$\Psi_c = \Psi_{fd} \cos (240° - \gamma_0). \qquad (16\text{-}16)$$

Aheldusvooge Ψ_a, Ψ_b ja Ψ_c võib samuti vaadelda vektoritena, mille suunad ühtivad ankru faasimähiste telgedega.

Joonisel 16-6, *a* $\Psi_a > 0$; $\Psi_b < 0$ ja $\Psi_c < 0$.

Vastavalt aheldusvoo konstantsuse teoreemile peavad aheldusvood Ψ_a, Ψ_b ja Ψ_c, kui $r_a = r_f = r_s = 0$, jääma muutumatuiks ka $t > 0$ puhul. Järelikult peavad järsul lühisel tekkima niisugused voolud, mis hoiaksid aheldusvooge muutumatuina. Kuid staatori faaside konstantsed aheldusvood saavad tekkida ainult konstantsete aperioodiliste voolude i_{aa}, i_{ba} ja i_{ca} toimel samades faasimähistes. Need voolud peavad tekitama voo Φ_a ja järelikult ka ankru magneetimisergutuse F_a (vt. joon. 16-5, *b*), mis on samasuunaline vektoriga Ψ_{fd} joonisel 16-6, *a*. Alalisvoole i_{aa}, i_{ba} ja i_{ca} võib vaadelda mingi faasivoolude sümmeetrilise süsteemi hetkväärtustena, mis $t \geqslant 0$ puhul jäävad muutumatuiks («tardunud vahelduvvool»). Seejuures (joon. 16-6, *b*)

$$i_{aa} = I_{am} \cos \gamma_0; \quad i_{ba} = I_{am} \cos (120° - \gamma_0);$$

$$i_{ca} = I_{am} \cos (240° - \gamma_0), \qquad (16\text{-}17)$$

kus I_{am} on aperioodilise voolu võimalik maksimaalne väärtus, mis tekib juhtumil, kui mingi ühe faasi telg ühtib hetkel $t=0$ induktori teljega d.

Joonisel 16-5, a valitud nurga γ_0 väärtuse korral on $i_{aa}>0$, $i_{ba}<0$ ja $i_{ca}<0$. Nende voolude suunad ja voolude poolt tekitatavad vood Φ_{aa}, Φ_{ba} ja Φ_{ca} on kujutatud joonisel 16-5, b. Neid vooge võib samuti vaadelda ruumvektoritena. Summas moodustavad need ankru aperioodilise voo Φ_a. See voog on ruumis liikumatu ja moodustab ankrumähise faasidega püsivad aheldusvood Ψ_{aa}, Ψ_{ba} ja Ψ_{ca}, mis kindlustavadki ankrumähise faaside aheldusvoo konstantsuse. Sealjuures on Ψ_{aa}, Ψ_{ba}, Ψ_{ca} võrdelised voogudega Φ_{aa}, Φ_{ba} ja Φ_{ca}, ning nende voovektoritega ühtivaid aheldusvoogude vektoreid võiks samuti kujutada joonisel 16-6, b. Vooluvektoreid joonisel 16-6, b tuleb samuti vaadelda ruumilistena, kusjuures vektorid i_{aa}, i_{ba} ja i_{ca} ühtivad faasitelgedega a, b ja c ning tekitavad vastavaid magneetimisergutusi ja vooge.

On ilmne, et voogude Φ_{fb} ja Φ_{aa} suunad joonistel 16-5, a ja b ühtivad, nagu see on vajalik ankrumähise faaside aheldusvoogude konstantsena hoidmiseks.

Seega kindlustatakse ankru faaside aheldusvoo konstantsus peale järsu lühise tekkimist ankru aperioodiliste vooludega, mis vastavalt eeldustele ($r_a=r_f=r_s=0$) ajaliselt ei sumbu. Kuid tingituna rootori pöörlemisest, tekitab ergutusvoog Φ_{fb} ankru faasidega vahelduva aheldusvoo, mis muutub siinuseliselt sagedusega $f_1=pn$. Seetõttu peavad ankru aheldusvoo konstantsuse tagamiseks selle faasides tekkima ka perioodilised ehk siinuselised vahelduvvoolud i_{ap}, i_{bp} ja i_{cp}. Viimased tekitavad ankrureaktsiooni magnetvoo Φ_p, mis pöörleb rootoriga sünkroonselt ja on induktori pikiteljel d suunatud vastu voole Φ_{fb} (joon. 16-5, c). Ankru perioodiliste voolude ja neile vastavate aheldusvoogude ruumdiagramm hetkel $t=0$ on kujutatud joonisel 16-5, c. On ilmne, et hetkel $t=0$ on faaside perioodilised voolud aperioodiliste vooludega võrdse suurusega ja vastasmärgilised, nii et nende voolude summa igas faasis peab sel hetkel võrduma nulliga. Perioodilise voolu amplituud I_{pm} võrdub aperioodilise voolu I_{am} võimaliku maksimaalväärtusega.

Eeltoodust järeldub, et vaadeldavad ankru perioodilised voolud on oma olemuselt samasugused kui vahelduvvoolud püsilühiserežiimil ja neid indutseerib viimastega analoogiliselt samuti pöörlev ergutusvoog. Et eelduse kohaselt $r_a=0$, siis on need voolud järsul lühisel samuti puhtinduktiivse iseloomuga ja tekitavad ainult ankrureaktsiooni lahtimagneetiva pikivoo, nagu see vastavalt aheldusvoo konstantsuse teoreemile nõutav on.

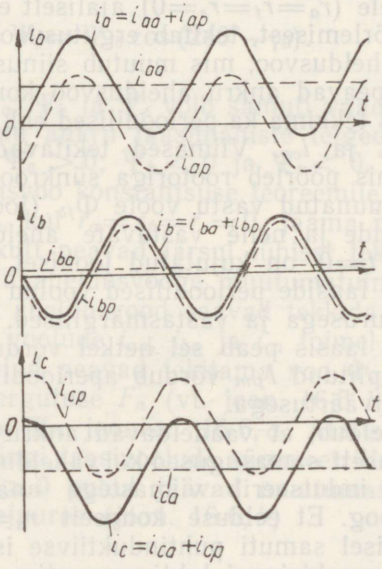
Tuleb tingimata silmas pidada, et ankrumähise aheldusvoo konstantsust ei garanteerita mitte ainult õhupilu läbivate voogu-

dega $\Phi_a = \Phi_p$, vaid ka ankru puistevoogudega, mis tekitatakse ankru perioodiliste ja aperioodiliste voolude poolt. Seetõttu ka $\Phi_a = \Phi_p < \Phi_{fb}$ ja õhupilus säilib mingi pöörlev voog $\Phi_{fb} - \Phi_p$.

On ilmne, et kui $i_{f0} = \text{const}$, siis on sõltumatult rootori asendist hetkel $t = 0$ ka $I_{am} = I_{pm} = \text{const}$ ja $\Phi_a = \Phi_p = \text{const}$. Kuid üksikute faaside aperioodiliste voolude väärtused, vastavalt avaldisele (16-17), sõltuvad rootori asendist lühise tekke alghetkel.

Joonisel 16-7 on näidatud ankru faasivoolud ja nende komponendid funktsioonina ajast eeldusel, et $r_a = r_f = r_s = 0$, kui lühisvoolud ei sumbu. Nurga γ_0 väärtus vastab seejuures joonistele 16-5 ja 16-6.

Induktormähiste perioodilised ja aperioodilised voolud. Ankru (staatori) aperioodiline voog Φ_a on ruumis liikumatu ja lõikub rootori pöörlemisel ergutus- ning ka summutusmähisega, kui viimane on olemas. Selle tulemusena indutseeritakse neis mähistes põhisagedusega $f_1 = pn$ vahelduvvoolud i_{fp} ja i_{sp}. Need voolud on juhul kui $r_f = r_s = 0$, samuti puhtinduktiivsed ning tekitavad vastavalt Lenzi reeglile magnetvood, mis mõjuvad vastu neid esilekutsunud voole Φ_a. Kui induktor oleks magnetiliselt ja elekt-



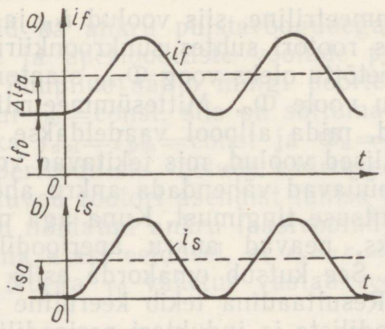
Joon. 16-7. Ülijuhtivate mähistega masina ankrumähise faasivoolude kõverad järsul lühisel

riliselt täiesti sümmeetriline, siis voolud i_{fp} ja i_{sp} tekitaksid voo Φ_{fsp}, mis pöörleks rootori suhtes sünkroonkiirusega, kuid vastupidises suunas. Seetõttu oleks voog Φ_{fsp} staatori suhtes liikumatu ja suunatud vastu voole Φ_a. Mittesümmeetrilise rootori korral tekivad lisanähted, mida allpool vaadeldakse. Öeldust järeldub, et rootori perioodilised voolud, mis tekitavad voole Φ_a vastassuunalise voo Φ_{fsp}, püüavad vähendada ankru aheldusvoogu ja rikkuda selle konstantsuse tingimust. Kuna aga meie eeldustel osutub see võimatuks, peavad ankru aperioodilised voolud vastavalt suurenema. See kutsub omakorda esile voolude i_{fp} ja i_{sp} suurenemise jne. Resultaadina tekib keeruline vastastikune protsess ankru aperioodiliste ja induktori perioodiliste voolude vahel, mis püüavad üksteist tugevdada. Nende voolude tasakaal ja aheldusvoo konstantsus kindlustatakse lõppkokkuvõttes samade voolude poolt tekitatud puistevoogudega. Seetõttu on vaadeldavad voolud seda suuremad, mida väiksemad on mähiste puisteinduktiivsused. Puiste puudumisel saavutaksid need voolud lõpmatult suuri väärtusi.

Olgugi, et elektromagnetilise inertsi tõttu ankruvoolud (nagu muide ka teiste mähiste voolud) järsul lühisel ei saa hetkeliselt kasvada ja oma lõppväärtusi saavutada, võib siiski endale ette kujutada ankruvoolude aperioodiliste ja perioodiliste komponentide ja vastavate voogude hetkelist kasvu eespool vaadeldud lõppväärtuseni. Selline kujutlus on võimalik seetõttu, et nende komponentide summa igas faasis hetkel $t=0$ võrdub nulliga ja seega ei ole reaalsete faasivoolude ja -voogude muutumise kiiruse lõplikkuse tingimust rikutud.

Öeldust järeldub, et ankrureaktsiooni demagneetiv voog Φ_p, mille tekitavad ankru aperioodilised voolud i_{ap}, i_{bp} ja i_{cp}, tekib hetkel $t=0$ hetkeliselt. See voog tungib rootorisse ja püüab viimase mähiste aheldusvoogu vähendada. Et aga $r_f=r_s=0$, siis on see võimatu ja ergutus- ning summutusmähistes peavad tekkima niisuguse suunaga voolud Δi_{fa} ja i_{sa}, et nende poolt tekitatavad vood mõjuksid voole Φ_p vastu, seega samasuunaliselt ergutusvooga Φ_{f0}. Lisaergutusvool või ergutuse «tõukevool» Δi_{fa} on seega erguti poolt tekitatud esialgse ergutusvooluga i_{f0} samasuunaline. Teiste sõnadega võib öelda, et voolud Δi_{fa} ja i_{sa} indutseeritakse hetkel $t=0$ voo Φ_p poolt.

Voolud Δi_{fa} ja i_{sa} on induktori aperioodilised voolud ja juhtumil $r_f=r_s=0$ kujutavad need sumbumatuid alalisvoole. Viimased püüavad induktori voogu ja ankru faasimähiste perioodilist aheldusvoogu suurendada. Kuid need aheldusvood peavad tegelikult kompenseeruma ankru perioodiliste voolude mõjuga. Seetõttu suurenevad voolude Δi_{fa} ja i_{sa} tekkimisel voolud i_{ap}, i_{bp} ja i_{cp}, mis viib induktorimähiste aheldusvoogude tugevale vähene-



Joon. 16-8. Ülijuhtivate mähistega masina ergutus- (*a*) ja summutusmähise (*b*) voolude kõverad järsul lühisel

misele. See kutsub esile Δi_{fa} ja i_{sa} suurenemise jne. Resultaadina tekib samuti voolude Δi_{fa} ja i_{sa} ning i_{ap}, i_{pb} ja i_{cp} lõpmatu suurenemise tendents. Nende kasvu piiravad lõpuks mähiste puistevood, mis tegutsevad aheldusvoo konstantsuse säilitamise huvides. Võrdus $I_{am}=I_{pm}$ säilib, hoolimata vaadeldud rootori lisavooludest.

Seega tekivad järsul lühisel masina kõigis mähistes aperioodilised ja perioodilised voolud. Tingituna rootori pöörlemisest on vastastikuse induktsiooni protsessis üksteisega seotud: 1) staatori aperioodilised ja rootori perioodilised voolud, 2) staatori perioodilised ja rootori aperioodilised voolud.

Kui $r_f=r_s=0$, voolud Δi_{fa} ja i_{sa} ei sumbu. Joonisel 16-8 on näidatud ergutusmähise voolu

$$i_f=i_{f0}+\Delta i_{fa}+i_{fp}$$

ja summutusmähise voolu

$$i_s=i_{sa}+i_{sp}$$

ajalise muutumise iseloom eespool märgitud tingimustel.

Tegelikult on aga r_f, r_s ja r_a nullist erinevad ning seetõttu lühise alghetkel tekkivad aperioodilised vabavoolud, mida ei säilita välised elektromotoorjõu allikad, sumbuvad. Koos nende vooludega sumbuvad ka viimaste poolt indutseeritud perioodilised voolud. Selle tulemusena saabub lõpuks (teoreetiliselt siis, kui $t=\infty$) püsilühiserežiim ergutusvooluga i_{f0} ja sellele vastava perioodilise ankruvooluga.

16-4. KOLMEFAASILISE JÄRSU LÜHISE VOOLUDE SUURUSED

Voolude algväärtuste määramine. Kasutame lühise alghetke ($t=0$) jaoks aheldusvoo konstantsuse teoreemi ja eeldame lihtsuse mõttes, et kui $t=0$, siis induktori telg d ühtib ankru mingi faasi, näiteks a teljega. On ilmne, et see eeldus ei riku vaadeldava ülesande lahenduse üldkehtivust.

Kirjutame induktori aperioodiliste ja ankru perioodiliste voolude aheldusvoogude võrrandid järsu lühise alghetke ($t=0$) jaoks. Neid võrrandeid võib kirjutada kujul:

$$\left.\begin{aligned} L_{ad}(i_{f0}+\Delta i_{fa})+L_{ad}i_{sa}-(L_{ad}+L_{\sigma a})I_{pm}&=0;\\ (L_{ad}+L_{\sigma f})(i_{f0}+\Delta i_{fa})+L_{ad}i_{sa}-L_{ad}I_{pm}&=(L_{ad}+L_{\sigma f})i_{f0};\\ L_{ad}(i_{f0}+\Delta i_{fa})+(L_{ad}+L_{\sigma d})i_{sa}-L_{ad}I_{pm}&=L_{ad}i_{f0}. \end{aligned}\right\} \quad (16\text{-}18)$$

Esimene neist võrrandeist määrab ankrumähise selle faasi aheldusvoo, mille telg ühtib hetkel $t=0$ teljega d. Selle võrrandi esimene liige võrdub ergutusmähise aperioodiliste voolude poolt tekitatud aheldusvooga, teine summutusmähise aperioodilisest voolust tingitud aheldusvooga ning kolmas ankru aheldusvooga ankruvoolust. Siinjuures on viimane liige miinusmärgiga, sest vastavalt eespool toodule on ankruvoog suunatud induktori voogudele vastu. Vastavalt eespool toodud analüüsile peab ankru aheldusvoog nimetatud vooludest võrduma nulliga, sest ankru esialgse aheldusvoo konstantsus kindlustatakse ankru aperioodiliste ja induktori perioodiliste vooludega.

Teise võrrandi (16-18) vasak pool määrab ergutusmähise aheldusvoo suuruse induktori aperioodilistest ja ankru perioodilistest vooludest hetkel $t=0$, ning parem pool võrdub sama mähise aheldusvooga vahetult enne järsu lühise teket. Võrdusmärk nende vahel fikseerib ergutusmähise aheldusvoo konstantsuse tingimust. Kolmas võrrand (16-18) väljendab analoogiliselt summutusmähise samade voolude poolt tekitatud aheldusvoo konstantsust. Selle mähise aheldusvoog enne lühise teket on põhjustatud voolust i_{f0} ja võrdub suurusega $L_{ad}i_{f0}$.

Võrrandi (16-18) iga liige määrab antud mähise aheldusvoo mingi ühe mähise voolust. Vastastikuse induktsiooni aheldusvoog määratakse seejuures induktiivsusega L_{ad}, endainduktsiooni aheldusvoog aga sama induktiivsuse ning antud mähise puisteinduktiivsusega.

Korrutame võrrandi (16-18) nurksagedusega $\omega=2\pi f$ ja kanname esimese võrrandi liikme

$$\omega L_{ad}i_{f0}=x_{ad}i_{f0}=E_m \quad (16\text{-}19)$$

paremale poole, muutes samal ajal selle võrrandi märgid, ning taandame samuti ka kahe ülejäänud võrrandi analoogilised liikmed. Siis saame:

$$\left.\begin{aligned} x_{ad}(-\Delta i_{fa}-i_{sa}+I_{pm})+x_{\sigma a}I_{pm}&=E_m;\\ x_{ad}(\Delta i_{fa}+i_{sa}-I_{pm})+x_{\sigma f}\Delta i_{fa}&=0;\\ x_{ad}(\Delta i_{fa}+i_{sa}-I_{pm})+x_{\sigma sd}i_{sa}&=0, \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}20)$$

kus

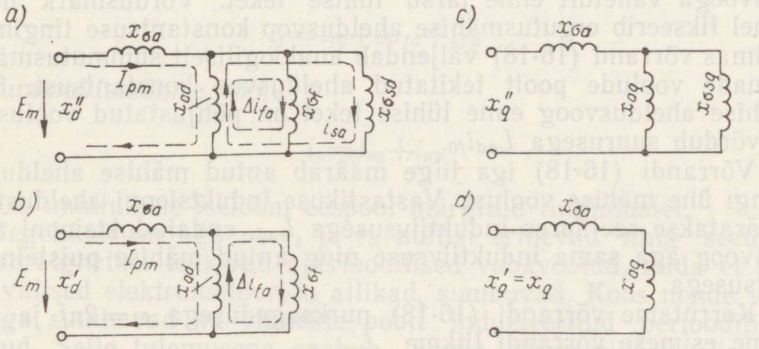
$$x_{\sigma a}=\omega L_{\sigma a};\quad x_{\sigma f}=\omega L_{\sigma f};\quad x_{\sigma sd}=\omega L_{\sigma sd} \qquad (16\text{-}21)$$

kujutavad endast ankru-, ergutus- ja summutusmähise puisteinduktiivtakistusi.

Ei ole raske näha, et võrrandeile (16-20) vastab aseskeem joonisel 16-9, *a*, sest selle skeemi alusel voolude I_{pm}, Δi_{fa} ja i_{sa} kontuuride kohta koostatud pingevõrrandid ühtivad võrranditega (16-20). Vastavalt võrdusele (16-19) kujutab E_m endast tühijooksu ergutusvoolu i_{f0} poolt ankrumähises indutseeritud elektromotoorjõu amplituudi.

Vastavalt skeemile joonisel 16-9, *a* määratakse perioodilise ankruvoolu algväärtuse amplituud I_{pm}, mis võrdub ühtlasi ka aperioodilise ankruvoolu maksimaalväärtusega I_{am}, järgmise võrdusega:

$$I_{pm}=I_{am}=\frac{E_m}{x''_d}, \qquad (16\text{-}22)$$



Joon. 16-9. Piki- (*a*, *b*) ja ristteljelise (*c*, *d*) ülimöödu va (*a*, *c*) ja mööduva (*b*, *d*) induktiivtakistusega aseskeemid

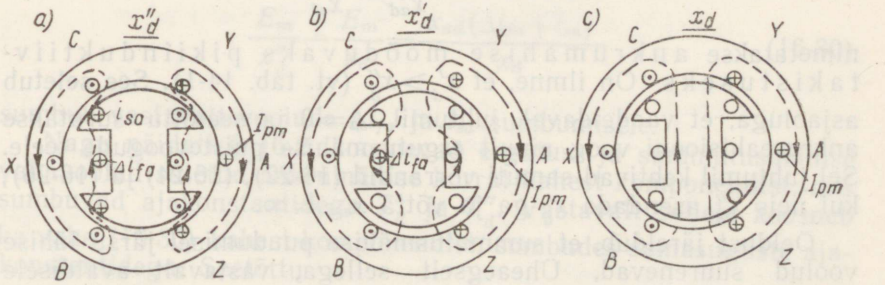
kus

$$x''_d = x_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma f}} + \frac{1}{x_{\sigma sd}}} \qquad (16\text{-}23)$$

on joonisel 16-9, *a* toodud skeemi takistus ankruahela väljundklemmide suhtes. Viimast nimetatakse ankrumähise ülimööduvaks pikiinduktiivtakistuseks.

Et $x_{\sigma a}$, $x_{\sigma f}$ ja $x_{\sigma sd}$ on väikesed, siis on ka x''_d väike (vt. tabel 14-1). On ilmne, et kui mähised oleksid puisteta ($x_{\sigma a} = x_{\sigma f} = x_{\sigma sd} = 0$), siis $x''_d = 0$ ja $I_{pm} = \infty$, nagu juba eespool nägime. Seetõttu on järsu lühise voolu väärtus piiratud ainult puistetakistustega. Füüsikaliselt seletub väike ankru takistus järsul lühisel sellega, et ankrureaktsiooni voogu kompenseeritakse tunduval määral induktori aperioodiliste vooludega Δi_{fa} ja i_{sa}. Võib samuti öelda, et voolude Δi_{fa} ja i_{sa} mõjul surutakse ankruvoog õhupilus induktorimähiste puistevoogude teele (joon. 16-10, *a*) ja tingituna selle teekonna suurest magnetilisest takistusest väheneb ankru voog vooluühiku kohta tunduvalt.

Joonisel 16-9, *a* toodud skeem on täiesti analoogiline ühe primaar- ja kahe lühistatud sekundaarmähisega trafo aseskeemiga, kui $r_a = r_f = r_s = 0$. See on ka täiesti loomulik, sest järsu lühise puhul on sünkroonmasina mähised pikiteljel vastastikuses induktiivsidestuses nagu trafolgi. Joonisel 16-9, *a* esitatud skeemi paralleelharude klemmidel olev pinge on $(x''_d - x_{\sigma a}) I_{pm}$, ning seetõttu aperioodiline tõukevool induktorimähistes



Joon. 16-10. Ankrumähise perioodiliste voolude magnetväljad järsu lühise alghetkel (*a*), pärast summutusmähise voolude sumbumist või viimase puudumisel (*b*) ja püsilühiserežiimil (*c*)

$$\left.\begin{aligned} \Delta i_{fa} &= \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma f}} I_{pm} = \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma f}} \cdot \frac{E_m}{x''_d}; \\ i_{sa} &= \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma sd}} I_{pm} = \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma sd}} \cdot \frac{E_m}{x''_d}. \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}24)$$

Võrduse (16-19) alusel

$$i_{f0} = \frac{E_m}{x_{ad}} \qquad (16\text{-}25)$$

ja vastavalt seostele (16-24) ja (16-25) avalduvad induktori tõukevoolude suhtelised suurused:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\Delta i_{fa}}{i_{f0}} &= \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma f}} \cdot \frac{x_{ad}}{x''_d}; \\ \frac{i_{sa}}{i_{f0}} &= \frac{x''_d - x_{\sigma a}}{x_{\sigma sd}} \cdot \frac{x_{ad}}{x''_d}. \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}26)$$

Summutusmähise puudumine masinas on ekvivalentne tingimusega $x_{\sigma sd} = \infty$. Sel juhtumil asendub skeem joonisel 16-9, *a* joonisel 16-9, *b* tooduga. Selle skeemi takistust

$$x'_d = x_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma f}}} \qquad (16\text{-}27)$$

nimetatakse ankrumähise mööduvaks pikiinduktiivtakistuseks. On ilmne, et $x'_d > x''_d$ (vt. tab. 14-1). See seletub asjaoluga, et vaadeldaval juhtumil $i_{sa} = 0$ ja seetõttu surutakse ankrureaktsiooni voog ainult ergutusmähise puistevoogude teele. Sel juhtumil kehtivad samuti võrrandid (16-22), (16-24) ja (16-26), kui neis x''_d asendada x'_d-ga ja võtta $x_{\sigma sd} = \infty$.

Öeldust järeldub, et summutusmähise puudumisel järsu lühise voolud suurenevad. Üheaegselt sellega, vastavalt avaldisele (16-24), väheneb ka Δi_{fa}. Viimane nähtus seletub füüsikaliselt sellega, et summutusmähis ekraneerib ergutusmähist.

Et induktorimähiste voolud ei saa muutuda hetkeliselt, siis võrduvad nende mähiste perioodiliste voolude algväärtused voo-

ludega Δi_{fa} ja i_{sa}, ainult vastasmärgiga. Samale tulemusele viib ka küsimuse analüütiline vaatlus.

Ankru perioodiliste voolude sumbumine. Esimese võrrandi (16-20) lahendamisel voolu I_{pm} suhtes saame:

$$I_{pm}=\frac{E_m}{x_d}+\frac{x_{ad}\Delta i_{fa}}{x_d}+\frac{x_{ad}i_{sa}}{x_d}. \qquad (16\text{-}28)$$

Vastavalt võrdusele (16-28) koosneb vool I_{pm} kolmest osast. Võrduse (16-28) esimene liige vastab voolule, mille ankrus indutseerib vool i_{f0}, kaks järgmist liiget aga ankruvoolu komponentidele, mille indutseerivad voolud Δi_{fa} ja i_{sa}; nende liikmete lugejad võrduvad nimetatud voolude poolt ankrus indutseeritud elektromotoorjõududega, nimetaja aga ankru takistusega.

Kui $r_f=r_{sd}=0$, on vabavoolud Δi_{fa} ja i_{sa} konstantsed ning perioodilise voolu amplituudiväärtus

$$I_{pm}=\frac{E_m}{x''_d}=\text{const.}$$

Tegelikkuses $r_f\neq 0$ ja $r_{sd}\neq 0$ ning Δi_{fa} ja i_{sa} sumbuvad kindla ajakonstandiga, mille tulemusena [vt. võrdust (16-28)] väheneb ka I_{pm}. Kui $t=\infty$, on $\Delta i_{fa}=i_{sa}=0$ ja vastavalt võrdusele (16-28) avaldub püsilühisevoolu amplituudiväärtus

$$[I_{pm}]_{t=\infty}=I_{pm\infty}=\frac{E_m}{x}. \qquad (16\text{-}29)$$

I_{pm} algväärtus määratakse võrdusega (16-22). Ankruvoolu amplituudi alg- ja lõppväärtuse vahe

$$\frac{E_m}{x''_d}-\frac{E_m}{x_d}=\frac{x_{ad}(\Delta i_{fa}+i_{sa})}{x_d} \qquad (16\text{-}30)$$

sumbub vastavalt voolude Δi_{fa} ja i_{sa} sumbumisele.

Nagu näidati § 16-2, koosnevad ergutus- ja summutusmähise vabavoolud suletud ankrumähise korral kahest komponendist, mis sumbuvad ajakonstantidega T'_d ja T''_d. Vastavalt sellele koosneb ka vahe (16-30) kahest komponendist, sumbudes samasuguste ajakonstantidega. Seetõttu

$$\frac{E_m}{x''_d}-\frac{E_m}{x_d}=I'_{pm}e^{-\frac{t}{T'_d}}+I''_{pm}e^{-\frac{t}{T''_d}}$$

ja I_{pm} jooksev väärtus lühiseprotsessis võrdusega

$$I_{pm}=I_{pm\infty}+I'_{pm}e^{-\frac{t}{T'_d}}+I''_{pm}e^{-\frac{t}{T''_d}}. \qquad (16\text{-}31)$$

Selle avaldise teine liige kujutab endast ankru lühisevoolu mööduva- ja kolmas ülimööduva komponendi amplituudiväärtust. Esimene neist sumbub suhteliselt aeglaselt, kuid teine juba voolu mõne perioodi vältel.

Voolude I'_{pm} ja I''_{pm} suurusi võib leida valemi (16-5) kujulise diferentsiaalvõrrandi lahendamisel, määrates sealjuures ka ajakonstantidega T'_d ja T''_d sumbuvad voolud Δi_{fa} ja i_{sa}. Seejuures selgub, et küllaldase täpsusega

$$\left.\begin{aligned} I'_{pm}&=\frac{E_m}{x'_d}-\frac{E_m}{x_d};\\ I''_{pm}&=\frac{E_m}{x''_d}-\frac{E_m}{x'_d}. \end{aligned}\right\} \qquad (16\text{-}32)$$

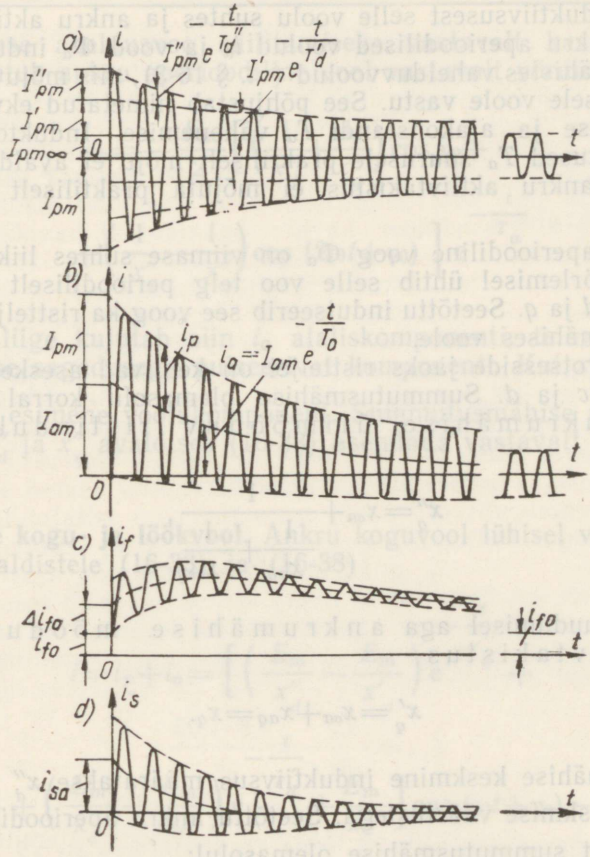
Vastavalt eeltoodule avalduvad perioodilise lühisevoolu hetkväärtused ankru faasimähises järgmiselt:

$$i_p=(I''_{pm}e^{-\frac{t}{T''_d}}+I'_{pm}e^{-\frac{t}{T'_d}}+I_{pm})\cos(\omega t+\gamma_0)=$$

$$=\left[\left(\frac{E_m}{x''_d}-\frac{E_m}{x'_d}\right)e^{-\frac{t}{T''_d}}+\left(\frac{E_m}{x'_d}-\frac{E_m}{x_d}\right)e^{-\frac{t}{T'_d}}+\right.$$

$$\left.+\frac{E_m}{x_d}\right]\cos(\omega t+\gamma_0), \qquad (16\text{-}33)$$

kus γ_0 on lühisevoolu algfaas (vt. joon. 16-5, *a*). Kui $\gamma_0=0$, siis ühtib vaadeldava faasi telg hetkel $t=0$ pooluste teljega, mistõttu selle faasi aheldusvoog ergutusvoolust sel hetkel on maksimaalne.



Joon. 16-11. Sünkroongeneraatori mähistes esinevate voolude kõverad järsul lühisel

Vastavalt sellele on maksimaalne ka faasivool $[i_p]_{t=0} = \frac{E_m}{x''_d}$, elektromotoorjõud aga $E_m \sin \omega t = 0$.

Vastupidi aga, kui $\gamma_0 = 90°$, siis $t = 0$ juures ka $i_a = 0$. Sel juhtumil on vaadeldava faasi aperioodiline vool võrdne nulliga ja i_p kujutab endast kogu faasivoolu (joon. 16-11, *a*).

Ankru aperioodilise voolu sumbumine. See vool on vabavool, mida ei säilita ankrumähise suhtes väline elektromotoorjõud ja mis seetõttu lühiseprotsessis sumbub nullini. Ankru aperioodilise voolu ajakonstant T_a (vt. tab. 14-1) sõltub ankrumähise ekviva-

lentsest induktiivsusest selle voolu suhtes ja ankru aktiivtakistusest r_a. Ankru aperioodilised voolud i_a ja vood Φ_a indutseerivad induktorimähistes vahelduvvoolud (vt. § 16-3), mis mõjuvad ankru aperioodilisele voole vastu. See põhjustab nimetatud ekvivalentse induktiivsuse ja ajakonstandi T_a vähenemise. Induktorimähiste aktiivtakistused T_a suurusele praktiliselt mõju ei avalda, samuti nagu ka ankru aktiivtakistus ei mõjuta praktiliselt T'_d ja T''_d suurust.

Ankru aperioodiline voog Φ_a on viimase suhtes liikumatu ja rootori pöörlemisel ühtib selle voo telg perioodiliselt induktori telgedega d ja q. Seetõttu indutseerib see voog ka ristteljei asuvas summutusmähises voole.

Siirdeprotsesside jaoks ristteljel on kehtivad aseskeemid joonisel 16-9, *c* ja *d*. Summutusmähise olemasolu korral ristteljel mõjub ankrumähise ülimööduv ristinduktiivtakistus

$$x''_q = x_{\sigma a} + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{\sigma sq}}}, \tag{16-34}$$

viimase puudumisel aga ankrumähise mööduv ristinduktiivtakistus

$$x'_q = x_{\sigma a} + x_{aq} = x_q. \tag{16-35}$$

Ankrumähise keskmine induktiivsus määratakse x''_d ja x''_q või x'_d ja x'_q keskmise väärtustega. Seetõttu ankru aperioodilise voolu ajakonstant summutusmähise olemasolul:

$$T_a = \frac{x''_d + x''_q}{\omega r_a} \tag{16-36}$$

ja viimase puudumisel:

$$T_a = \frac{x'_d + x'_q}{\omega r_a}. \tag{16-37}$$

Kui $x''_d \neq x''_q$, pulseerib ankru aperioodilise voolu väärtus $r_a = 0$ korral suuruste E_m/x''_d ja E_m/x''_q vahel kahekordse sagedusega, sest induktiivtakistuse või induktiivsuse vähenemisel peab vool

samasuguse aheldusvoo säilitamiseks vastavalt kasvama. Seetõttu muutub ankru aperioodiline vool vastavalt võrdusele

$$i_a=-\frac{E_m}{2}\left[\left(\frac{1}{x''_d}+\frac{1}{x''_q}\right)\cos\gamma_0+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{1}{x''_d}-\frac{1}{x''_q}\right)\cos(2\omega t+\gamma_0)\right]e^{-\frac{t}{T_a}}. \qquad (16\text{-}38)$$

Esimene liige kujutab siin i_a alaliskomponenti, teine liige aga kahekordse sagedusega pulseerivat komponenti. Kui $x''_d=x''_q$, säilib ainult esimene voolukomponent. Summutusmähise puudumisel tulevad x''_d ja x''_q avaldises (16-38) asendada vastavalt suurustega x'_d ja x'_q.

Lühise kogu- ja löökvool. Ankru koguvool lühisel võrdub vastavalt avaldistele (16-33) ja (16-38)

$$i=i_p+i_a=\left[\left(\frac{E_m}{x''_d}-\frac{E_m}{x'_d}\right)e^{-\frac{t}{T''_d}}+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{E_m}{x'_d}-\frac{E_m}{x_d}\right)e^{-\frac{t}{T'_d}}+\frac{E_m}{x_d}\right]\cos(\omega t+\gamma_0)-$$

$$-\frac{E_m}{2}\left[\left(\frac{1}{x''_d}+\frac{1}{x''_q}\right)\cos\gamma_0+\left(\frac{1}{x''_d}-\frac{1}{x''_q}\right)\cos(2\omega t+\gamma_0)\right]e^{-\frac{t}{T_a}}. \qquad (16\text{-}39)$$

Summutusmähise puudumisel tuleb avaldises (16-39) x''_d ja x''_q asendada vastavalt x'_d ja x'_q-ga. Seejuures muutub (16-39) esimene liige, mis määrab ülimööduva voolu, nulliks. Nurk γ_0 kujutab endast ankru vaadeldava faasimähise telje ja induktori telje vahelist nurka lühise alghetkel, kui $t=0$ (vt. joon. 16-5, *a*).

Kui lühis tekib generaatoriga ühendatud ülekandeliini lõpus, tuleb x''_d, x''_q, x'_d, x'_q ja x_d väärtusi suurendada liini induktiivtakistuse suuruse võrra ning ajakonstandi T_a arvutamisel valemitega

(16-36) ja (16-37) takistusele r_a liita liini aktiivtakistus. Lühisel, kui $\gamma_0=0$ või 180°, on aperioodiline vool maksimaalne ja sel juhtumil (joon. 16-11, *b*) saavutab lühisevoolu tippväärtus võimaliku maksimaalse suuruse, mida nimetatakse lühise löökvooluks (i_{lv}). Löökvool i_{lv} tekib umbes pool perioodi peale lühistamist ($\omega t=\pi$) ja sumbumise puudumisel ($T''_d=T'_d=T_a=\infty$) avaldise (16-39) alusel

$$i_{lv}=\frac{2E_m}{x''_d}.$$

Tegelikult aga sumbuvad voolud poolperioodi vältel mõningal määral ja $2E_m$ asemel tuleb kasutada veidi väiksemat suurust. Peale selle, vastavalt ГОСТ 183-66 lubatakse generaatorit töötada pingel $U=1{,}05\,U_N$. Seetõttu kasutatakse NSV Liidus lühise löökvoolu määramiseks valemit

$$i_{lv}=\frac{1{,}05\cdot 1{,}8\sqrt{2}U_N}{x''_d}. \qquad (16\text{-}40)$$

Suhtelistes suurustes saame (16-40) asemel:

$$i_{lv*}=\frac{i_{lv}}{\sqrt{2}I_N}=\frac{1{,}8\cdot 1{,}05}{x''_{d*}}. \qquad (16\text{-}41)$$

Näiteks kui $x''_{d*}=0{,}10$, on löökvool vastavalt valemile (16-41):

$$i_{lv*}=18{,}9.$$

Seega võivad löökvoolud saavutada küllalt suuri väärtusi.

Induktori aperioodilised voolud sumbuvad ajakonstandiga T_a. Ergutus- ja summutusmähise voolude muutumise iseloom on kujutatud joonistel 16-11, *c* ja *d*. Kui $r_{sd}>r_f$, nagu see harilikult ka on, siis voolu Δi_{fa} kiirelt sumbuv komponent on negatiivne, millega seletubki joonisel 16-11, *c* toodud kõvera iseloom.

On ilmne, et lühisevoolu ostsillogrammide töötlemisel saadud andmete alusel võib määrata ajakonstandid ja võrdusesse (16-39) minevad parameetrid.

Lühisevoolude mõju. Lühisevoolude soojuslik mõju ei ole masina seisukohalt eriti ohtlik, sest need voolud sumbuvad küllaltki kiiresti ja peale selle lülitab releekaitse lühistunud võrgu-

osa väga kiiresti välja. Küllalt ohtlikuks osutuvad aga elektrodünaamilised jõud, mis mõjuvad mähiste laupühendustele ja on võrdelised lühisevoolu ruuduga. Need jõud püüavad staatorimähise laupühendusi suuremale diameetrile, s. o. ankrusüdamiku otspinnale lähemale painutada. Peale selle mõjuvad need jõud ka erinevate faaside pooligruppide ja üksikute poolide vahel. Laupühenduste tsükliline deformeerimine, eriti just uurdest väljumisel tekkivad läbipainded, võivad isolatsiooni vigastada ja selle läbilööki põhjustada. Seetõttu nõutakse võimsates masinates laupühenduste küllalt tugevat kinnitamist.

Järsul lühisel masina võllile mõjuva elektromagnetilise momendi püsikomponent ei ole suur, sest lühisevoolud on praktiliselt puhtinduktiivsed. Kuid momendi pulseerivad komponendid, mis tekivad üksteise suhtes liikuvate magnetvoogude mõjul, on vägagi suured. Peale selle talub masin lühise tekkemomendil tugevat mehaanilist lööki, sest rootori kineetilise energia arvel kasvab sel hetkel tunduvalt magnetvälja energia. Selle tulemuseks on lühiajalise impulsitaolise järsu pidurdusmomendi tekkimine. Eeltoodust järeldub, et masina mehaanilise tugevuse tagamisele on vaja pöörata suurt tähelepanu.

Koormusel töötava masina järsu lühise protsess on tunduvalt keerulisema iseloomuga, üldjoontes aga analoogiline eespool vaadeldud juhtumiga, kus lühis tekkis tühijooksul. Lühise alg- ja löökvoolude väärtused sel juhtumil oluliselt isegi ei muutu.

Seitsmeteistkümnes peatükk

SÜNKROONMASINATE PARALLEELTÖÖ

17-1. SÜNKROONGENERAATORITE LÜLITAMINE PARALLEELTÖÖLE

Igas elektrijaamas on harilikult üles seatud mitu paralleelselt üldisesse võrku lülitatud generaatorit. Peale selle töötab käesoleval ajal energiasüsteemides üldisesse võrku ka terve rida elektrijaamu, mistõttu ühisesse võrku paralleelselt ühendatud sünkroongeneraatorite arv on suur. Tänu sellele saavutatakse tarbijate energiaga varustamise suur kindlus, avarii- ja remondireservi võimsuse vähenemine, energiaressursside sesoonse iseloomuga manööverdamisvõimalus ning teisi eeliseid.

Kõik paralleelselt töötavad generaatorid peavad võrku andma ühe ja sama sagedusega voolu, milleks nad peavad pöörlema rangelt samas rütmis, või nagu öeldakse — sünkroonselt. See

tähendab, et nende pöörlemiskiirused n_1, n_2, n_3 ... peavad olema poolusepaaride arvuga pöördvõrdelised:

$$n_1=\frac{f}{p_1};\quad n_2=\frac{f}{p_2};\quad n_3=\frac{f}{p_3}\ \ldots\ldots$$

Sealjuures peavad võrdse pooluste arvuga generaatorite pöörlemiskiirused olema täpselt ühesugused.

Generaatorite sünkroniseerimistingimused. Generaatorite lülitamisel paralleeltööle teiste generaatoritega on tingimata vaja vältida liialt suurte voolutõugete ja elektromagnetiliste löökmomentide ning -jõudude tekkimist, mis võivad vigastada generaatorit ja teisi seadmeid ning häirida võrgu ja energiasüsteemi tööd. Seetõttu on algul nõutav generaatori vastava režiimi reguleerimine tühijooksul enne paralleeltööle lülitamist ja alles siis võib selle sobival hetkel võrku lülitada. Kogu seda operatsioonide kompleksi tervikuna nimetatakse *generaatori sünkroniseerimiseks*.

Ideaalsed tingimused generaatori paralleeltööle lülitamiseks luuakse järgmiste nõuete täitmisel:

1) lülitatava generaatori pinge U_g peab võrduma võrgupingega U_v või juba töötava generaatori pingega;

2) generaatori sagedus f_g peab võrduma võrgu sagedusega f_v;

3) generaatori ja võrgu faasijärjestus peab olema ühesugune;

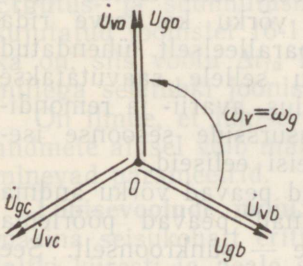
4) pinged U_g ja U_v peavad omavahel faasis olema.

Neil tingimustel generaatori ja võrgu pingevektorid ühtivad ning pöörlevad ühesuguse kiirusega (joon. 17-1). Pingete erinevus lüliti kontaktide vahel generaatori paralleeltööle lülitamisel (joon. 17-2) võrdub:

$$\dot{U}_{ga}-\dot{U}_{va}=\dot{U}_{gb}-\dot{U}_{vb}=\dot{U}_{gc}-\dot{U}_{vc}=0 \qquad (17\text{-}1)$$

ja seetõttu ei teki lülitamisel mingisugust voolutõuget.

Pingete võrdsus saavutatakse lülitatava generaatori ergutusvoolu reguleerimisega ja kontrollitakse voltmeetriga. Generaatori pinge sageduse ja faasi muutmine toimub pöörlemiskiiruse reguleerimise abil. Faasijärjestuse



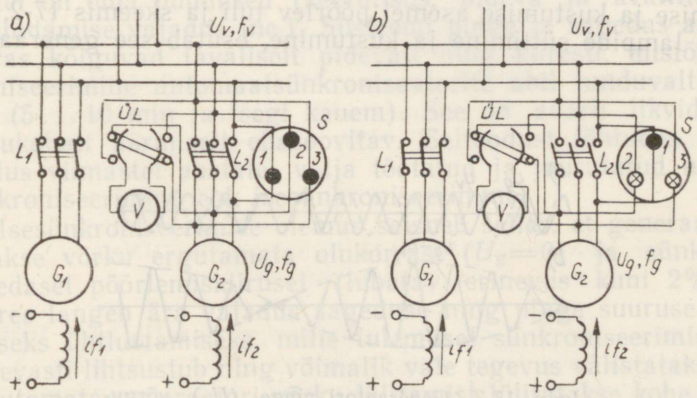
Joon. 17-1. Võrgupinge (U_v) ja generaatori pinge (U_g) vektordiagrammid ideaalsetel tingimustel paralleeltööle lülitamisel.

kontroll on vaja ainult esimesel lülitamisel peale montaaži või skeemi koostamist. Pingete faasis olekut kontrollitakse lampide, nullvoltmeetrite või sünkronoskoobiga. Automaatsetes sünkronisaatorites tehakse seda aga spetsiaalsete mõõteelementidega.

Vale sünkroniseerimine võib esile kutsuda tõsise avarii. Näiteks kui pinged U_g ja U_v on paralleeltööle lülitamise momendil 180° faasis nihutatud, on see võrdväärne lühisele kahekordsel pingel ($\dot{U}_g - \dot{U}_v = 2\dot{U}_v$). Kui sealjuures generaator lülitatakse võimsa energiasüsteemi võrku, siis võib viimase takistust generaatori takistusega võrreldes nulliks lugeda, ning lülitamisel tekkiv voolutõuge ületab kahekordselt tavalise lühisevoolu. Elektromagnetilised löökmomendid ja -jõud kasvavad seejuures neli korda.

On registreeritud palju juhtumeid, kus ebaõige sünkroniseerimine põhjustas seadmete tõsiseid vigastusi (mähiste vigastusi, pooluste ja südamike kinnituste purunemist, võlli purunemist ja kogu generaatori hävinemist).

Sünkroniseerida lampsünkronoskoobi abil võib kas pime- või pöörleva tule lülituses. Pimelülitusega sünkroniseerimise skeem on kujutatud joonisel 17-2, *a*, kus vasakul on jaama kogumislattidele ja võrku töötav generaator G_1, paremal aga paralleeltööle lülitatav generaator G_2 koos voltmeetriga *V*, voltmeetri ümberlülitiga *ÜL* ja lampsünkronoskoobiga *S*. Viimase lambid *1*, *2*, *3* on lülitatud ühe ja sama faasi kontaktide ehk lüliti L_2 pooluste vahele. Eespool toodud nõuete ja võrduse (17-1) jälgimisel on pinge kõigil lampidel üheaegselt võrdne nulliga ja lambid on



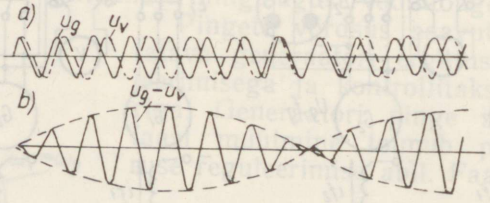
Joon. 17-2. Generaatori lampsünkronoskoopidega sünkroniseerimise skeem pimelülituses (*a*) ja pöörleva tule lülituses (*b*)

kustunud. See võimaldabki lüliti L_2 abil lülitada generaator G_2 paralleeltööle.

Sageduste f_g ja f_v võrdsust on isegi lühikeseks ajavahemikuks praktiliselt võimatu saavutada, mistõttu pinge $U_g - U_v$ lampidel *1*, *2*, *3* (joon. 17-2, *a*) pulseerib sagedusega $f_g - f_v$ (joon. 17-3). Kui see sagedus on väike, siis lambid süttivad ja kustuvad sama sagedusega. Sagedus $f_g - f_v$ vastab pinge pulseerimissagedusele (kriipsjoon joon. 17-3, *b*). Generaatori sageduse reguleerimisega tuleb saada olukord, kus lampide süttimise ja kustumise sagedus on minimaalne (periood 3 ... 5 s). Seejärel lülitatakse generaator lüliti L_2 abil momendil, millal lambid on kustunud, võrku.

Väikese sageduse korral kustuvad lambid enne pinge nullväärtuse saavutamist ja süttivad samuti siis, kui $U > 0$. Seetõttu on joonisel 17-2, *a* toodud skeemi korral raske õiget lülitushetke tabada. Selles suhtes on parem skeem joonisel 17-2, *b*, kus lamp *1* lülitatakse samuti nagu joonisel 17-2, *a* toodud skeemis, lambid *2* ja *3* aga generaatori ja võrgu erinevate faaside vahele. Seetõttu on antud juhtumil, eespool toodud tingimuste ja võrduse (17-1) täitmisel lamp *1* kustunud, kuid lambid *2* ja *3* on liinipinge all ning põlevad ühtlase heledusega, mis ongi õige lülitushetke tabamisel kriteeriumiks. Kui $f_g - f_v \neq 0$, süttivad ja kustuvad lambid *1*, *2* ja *3* (joon. 17-2, *b*) üksteise järel ning tekitavad pöörleva tule mulje, kusjuures siis kui $f_g < f_v$, toimub pöörlemine ühes ning kui $f_g > f_v$ teises suunas. Pöörlemissagedus võrdub $f_g - f_v$ ja siin tuleb samuti püüda saada selle minimaalsust (periood 3 ... 5 sek).

Märgime, et kui skeemi 17-2, *a* korral tekib lampide üheaegse süttimise ja kustumise asemel pöörlev tuli ja skeemis 17-2, *b* üheaegne lampide süttimine ja kustumine, osutab see generaatori ja



Joon. 17-3. Generaatori pinge (U_g), võrgupinge (U_v) ja lampide pinge (U_g-U_v) muutumise kõverad võrgu ja generaatori sageduste teineteisest erinemisel

võrgu faasijärjestuste erinevusele. Niisugusel puhul tuleb generaatori staatorimähise kahe faasi algused omavahel ümber ühendada.

Teised sünkroniseerimisviisid. Täpsema lülitushetke tabamiseks lülitatakse mingi lambiga (joon. 17-2, *a*) rööbiti voltmeeter, mille skaala on nulli piirkonnas hõrendatud (nullvoltmeeter).

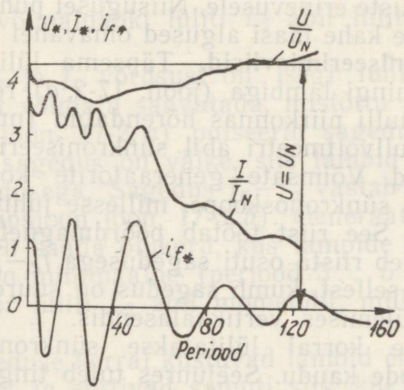
Lampide ja nullvoltmeetri abil sünkroniseeritakse ainult väikesi generaatoreid. Võimsate generaatorite korral kasutatakse elektromagnetilisi sünkronoskoope, millesse juhitakse generaatori ja võrgu pinged. See riist töötab pöördmagnetvälja põhimõttel. Kui $f_g \neq f_v$, pöörleb riista osuti sagedusega $f_g - f_v$ ühes või teises suunas, sõltuvalt sellest, kumb sagedus on suurem. Õigel lülitushetkel on osuti ülemises vertikaalasendis.

Suurte pingete korral lülitatakse sünkroniseerimisseadmed skeemi pingetrafode kaudu. Seejuures tuleb tingimata hoolitseda, et trafod oleksid õigesti faseeritud.

Generaatorite sünkroniseerimine on küllaltki vastutusrikas operatsioon, mis nõuab ekspluateerivalt personalilt suurt tähelepanu. Eriti tähtis on see mitmesuguste avariide korral, kui personal töötab pingelises olukorras. Samal ajal on aga just avariiolukorras vajalik mitmesuguste ümberlülituste ja samuti ka reservvõi avarii tõttu võrgust väljalülitunud generaatorite sünkroniseerimise maksimaalne operatiivsus. Praktika näitab, et kõige rohkem eksib personal just avariijuhtudel.

Personali vigade vältimiseks ja nende töö kergendamiseks kasutatakse automaatsünkronisaatoreid. Viimased reguleerivad sünkroniseerivate generaatorite U_g ja U_f vajalikus suunas automaatselt ning lülitavad generaatori sobiva olukorra saavutamisel automaatselt paralleeltööle. Kuid ka sellistel automaatsünkronisaatoritel on oma puudused (keerulisus, pideva ja kvalifitseeritud teenindamise vajadus jne.). Süsteemi pinge ja sagedus avariiolukorras kõiguvad tavaliselt pidevalt ning kiiresti, mistõttu sünkroniseerimine automaatsünkronisaatorite abil tunduvalt aeglustub (5 ... 10 min ja isegi kauem). See on avarii likvideerimise seisukohalt äärmiselt ebasoovitav. Eeltoodust lähtudes on NSV Liidus viimastel aastatel välja töötatud ja juurutatud nn. jäme-sünkroniseerimine ehk isesünkroniseerimine.

Isesünkroniseerimise olemus seisneb selles, et generaator lülitatakse võrku ergutamata olukorras ($U_g = 0$) ja sünkroonsele lähedasel pöörlemiskiirusel (lubatav erinevus kuni 2%). Siinjuures langeb ära vajadus sageduse ning pinge suuruse ja faasi täpseks ühtlustamiseks, mille tulemusel sünkroniseerimisprotsess tugevasti lihtsustub ning võimalik vale tegevus välistatakse. Peale ergutamata generaatori võrku lülitamist lülitatakse kohe ka ergutus peale ja generaator tõmbub sünkronismi (s. t. generaatori kiirus muutub sünkroonseks ja $f_g = f_v$).



Joon. 17-4. 100-MW võimsusega turbogeneraatori voolu muutumise kõverad selle võrku lülitamisel isesünkroniseerimise meetodil

Isesünkroniseerimisel on tunduvad voolu tõuked vältimatud, sest ergutamata generaatori lülitamine võrku pingega U_v on võrdväärne selle järsu lühisega tühijooksul, kui $E=U_v$. Kuid isesünkroniseerimisel tekkiv voolutõuge on siiski mõnevõrra väiksem, sest generaatori enda takistuse kõrval mõjuvad ahelas ka võrguelementide takistused (pinget tõstvad trafod, liin jne). Pealegi lülitatakse generaator võrku sisselülitatud väljakustutustakistiga, mis samuti vähendab voolutõuke suurust ja kiirendab siirdeprotsessi sumbumist.

Vastavalt NSV Liidus kehtivatele normidele võib isesünkroniseerimist kasutada juhtudel, kui voolutõuge ei ületa 3,5 I_N. Harilikult on see nõue täidetud. Joonisel 17-4 on toodud kõverad, mis vastavad isesünkroniseerimismeetodil võrku lülitatavale turbogeneraatorile, võimsusega 100 MW.

17-2. SÜNKROONMASINATE SÜNKROONREŽIIMID PARALLEELTÖÖL

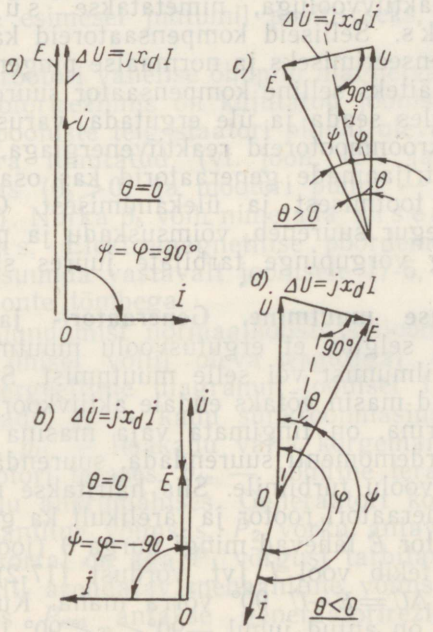
Sünkroonse pöörlemiskiirusega, võrguga paralleelselt töötava sünkroonmasina töörežiimi nimetatakse s ü n k r o o n s e k s. Vaatleme selle töörežiimi eripärasusi lähemalt, eeldades lihtsuse mõttes, et võrk on lõpmata suure võimsusega, s. o. $U_v=\text{const}$ ja $f_v=\text{const}$. Praktiliselt tähendab see seda, et selle võrguga ühen-

datud sünkroongeneraatorite summaarne võimsus on juurdelülitatava generaatori võimsusega võrreldes nii suur, et masina töörežiimi muutused võrgupingele ja sagedusele ei mõju.

Paralleelselt töötava generaatori pinge võrdub selle klemmidele lülitatud võrgupingega. Lihtsuse mõttes eeldame samuti, et paralleeltööle lülitatav masin on peitpoolustega ja ankrutakistus $r_a = 0$. Siis vastavalt joonisel 15-4, *b* toodud diagrammile määratakse ankruvool järgneva lihtsa seosega

$$\dot{I} = \frac{\dot{E} - \dot{U}}{jx_d} = \frac{\Delta U}{jx_d}. \qquad (17\text{-}2)$$

Reaktiivvõimsuse muutmine. Sünkroonkompensaatorirežiim. Eeldame, et paralleeltööle lülitamisel, nagu on kirjeldatud § 17-1, on ergutatud generaatori lülitustingimused täpselt täidetud, s. o.



Joon. 17-5. Peitpoolustega sünkroonmasina vektordiagrammid töötamisel kompensaatorina (*a*, *b*), generaatorina (*c*) ja mootorina (*d*)

$\dot{U}_g = \dot{U}_v$ ja $\dot{E} = \dot{U}_v = \dot{U}$. Vastavalt võrdusele 17-2 $I = 0$, s. t. masin ei võta endale mingisugust koormust.

Eeldame nüüd, et suurendame peale võrku lülitamist ergutusvoolu nii, et $\dot{E} > \dot{U}$. Nüüd (joon. 17-5, *a*) tekib vool $\dot{I}$ [vt. võrdust (17-2)], mis jääb faasis pingest $\Delta\dot{U}$ ja samuti ka $\dot{E}$-st ja $\dot{U}$-st 90° maha. Masin annab seega võrku puhtinduktiivset voolu ja reaktiivvõimsust. Kui aga ergutusvoolu vähendada nii, et $\dot{E} < \dot{U}$ (joon. 17-5, *b*), jääb vool $\dot{I}$ samuti pingest $\Delta\dot{U}$ 90° maha, kuid edestab faasis pingeid $\dot{E}$ ja $\dot{U}$ 90° võrra. Masin annab seega võrku mahtuvuslikku voolu ja tarbib võrgust induktiivset reaktiivvõimsust.

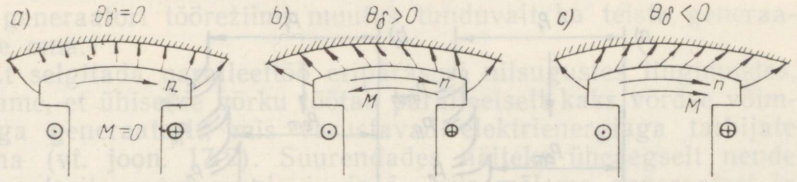
Seega kutsub sünkroonmasina ergutusvoolu muutmine esile ainult reaktiivvoolu või reaktiivvõimsuse ja -voolu muutumise. Kui $U < E$, nimetatakse sünkroonmasinat *üleergutatuks*, kui $U > E$, aga *alaergutatuks*. Üleergutatud masin on võrgu suhtes ekvivalentse mahtuvusega, alaergutatud aga induktiivsusega.

Sünkroonmasinat, mis ei ole koormatud aktiivvõimsusega vaid ainult reaktiivvooluga, nimetatakse *sünkroonkompensaatoriks*. Selliseid kompensaatoreid kasutatakse võimsusteguri kompenseerimiseks ja normaalse pingenivoo tagamiseks võrkudes. Kui näiteks selline kompensaator suure tööstuskoormusega rajoonis üles seada ja üle ergutada, varustab see tööstusettevõtete asünkroonmootoreid reaktiivenergiaga, vabastades toitevõrgu ja elektrijaamade generaatorid kas osaliselt või täiesti reaktiivenergia tootmisest ja ülekandmisest. Generaatorite ja võrgu võimsustegur suureneb, võimsuskadu ja pingelangud neis vähenevad ning võrgupinge tarbijate juures säilib normaalsel tasemel.

Aktiivvõimsuse muutmine. Generaatori- ja mootorirežiim. Eespool öeldust selgub, et ergutusvoolu muutmine ei põhjusta aktiivkoormuse ilmumist või selle muutumist. Selleks, et paralleeltööle lülitatud masin võtaks endale aktiivkoormust ja hakkaks tööle generaatorina, on tingimata vaja masina võllile mõjuvat mehaanilist pöördemomenti suurendada, suurendades näiteks vee või auru juurdevoolu turbiinile. Siis häiritakse momentide tasakaalu võllil. Generaatori rootor ja järelikult ka generaatori elektromotoorjõu vektor $\dot{E}$ lähevad mingi nurga θ (joon. 17-5, *c*) võrra ette. Seejuures tekib vool I [vt. võrdust (17-2)], jäädes nagu ennegi pingest $\Delta\dot{U} = \dot{E} - \dot{U}$ 90° võrra maha. Kuid nagu selgub jooniselt 17-5, *c*, on antud juhul $-90° < \varphi < 90°$ ja

$$P = mUI \cos \varphi > 0,$$

s. t. masin annab võrku aktiivvõimsust.



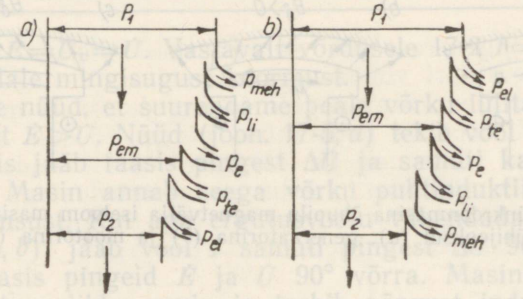
Joon. 17-6. Sünkroonmasina õhupilu magnetvälja iseloom masina töötamisel tühijooksul (*a*), generaatorina (*b*) ja mootorina (*c*)

Kui aga vastupidi, masina rootorit pidurdada, tekitades selle võllil niisugusel või teistsugusel viisil mehaanilise koormuse, siis elektromootorjõud $\dot{E}$ jääb pingest $\dot{U}$ mingi nurga θ võrra maha ning vool $\dot{I}$ jääb pingest $\dot{U}$ maha nurga $90° < \varphi < 270°$ võrra. Seejuures masina võimsus $P = mUI \cos\varphi < 0$ ja masin töötab mootorirežiimis ning tarbib võrgust aktiivvõimsust.

Nagu selgub joonistelt 17-5, *c* ja *d* jääb generaatorirežiimis vektor $\dot{U}$ vektorist $\dot{E}$ maha ja mootori korral vastupidi. Koormusnurka θ loeme esimesel juhtumil positiivseks, teisel aga negatiivseks.

Staatori ja rootori vahelise õhupilu magnetvälja iseloom generaatori- ja mootorirežiimis on kujutatud joonisel 17-6. Generaatori puhul on pooluste telg staatori pinnal oleva voo telje suhtes nurga θ_δ võrra nihutatud (vt. joon. 15-1 ja 15-4) ettepoole, pöörlemissuunas ($\theta_\delta > 0$) ja mootori puhul — vastu pöörlemissuunda ($\theta_\delta < 0$). Nurka θ_δ võib nimetada *sisemiseks koormusnurgaks*. Elektromagnetilise pöördemomendi M teket ja selle mõju suunda vastavalt joonisele 17-6, võib samuti seletada magnetjoonte tõmbega.

Energia muundumist normaalkonstruktsiooniga (pöörleva induktoriga ja ühisel võllil oleva ergutiga) sünkroonmasinais, illustreerib energeetiline diagramm joonisel 17-7. Siin p_{meh} — mehaaniline kadu, p_e — kadu sünkroonmasina ergutusele koos kaoga ergutis, p_{li} — lisakadu välja kõrgemaist harmoonilistest staatori ja rootori terases, p_{te} — põhiline teraseskadu ja p_{el} — elektriline kadu ankrumähises. Generaatori korral on P_1 võllilt tarbitav mehaaniline võimsus, P_2 võrku antav elektriline võimsus. Mootori korral on aga P_1 võrgust tarbitav elektriline võimsus ja P_2 võllil arendatav mehaaniline võimsus. Elektromagnetiline võimsus P_{em} antakse generaatorirežiimis magnetvälja vahendusel rootorist staatorisse ja vastupidises suunas mootorirežiimis. Lisakadu kaetakse rootori mehaanilise võimsuse arvel. Erguti mehaaniline kadu liitub kaoga p_{meh}.



Joon. 17-7. Sünkroongeneraatori (*a*) ja -mootori (*b*) energeetilised diagrammid.

Küllalt tähtis on märkida, et võlli pöörava või pidurdava mehaanilise momendi muutumisel on sünkroonmasinal omadus ise reguleeruda ja teatud piires võrguga sünkronismi säilitada, s. t. säilitada sünkroonset pöörlemist samasse võrku lülitatud teiste sünkroonmasinatega. Näiteks positiivse pöördemomendi M_{st} rakendamisel võllile rootori kiirus suureneb ja koormusnurk hakkab suurenema (joon. 17-5, *c*). Koos sellega koormatakse masinat aktiivvõimsusega P ja see arendab elektromagnetilist pidurdusmomenti M. Siinjuures kasvavad suurused θ, P ja M niikaua, kuni võllil saabub momentide tasakaal $M_{st}=M$. Üheaegselt sellega taastub ka tasakaal võlli kaudu tarbitava mehaanilise võimsuse ja võrku antava elektrilise võimsuse ning masina kaovõimsuse vahel. Võllile rakendatud pidurdusmomendi M_{st} puhul (joon. 17-5, *d*) suureneb nurga θ absoluutväärtus samuti seni kuni võllil saabub momentide ja võimsuste tasakaal.

Kõik eelöeldu kehtib ka väljepoolustega masina kohta, ainult selle erinevusega, et diagrammid joonistel 17-5,*c* ja *d* on mõnevõrra keerukamad.

Joonistel 17-5, *c* ja *d* $E=U$. Nagu nähtub neilt joonistelt, on ka sel juhul voolul I teatav reaktiivkomponent. Kui nüüd ergutusvoolu niiviisi muuta, et $E \lessgtr U$, põhjustab see konstantsel aktiivvõimsusel reaktiivvoolu ja -võimsuse muutumist (vt. näiteks joon. 15-1, 15-2 ja 15-4).

Sünkroongeneraatorite paralleeltöö piiratud võimsusega võrguga. Real juhtudel moodustab üksiku generaatori võimsus tunduva osa süsteemi kõigi generaatorite summaarset võimsust. Teistel juhtudel on mitme generaatoriga jaam lülitatud pika ülekandeliini abil võimsasse süsteemi. Olgugi, et ka neil juhtudel eespool esitatud põhilised seaduspärasused säilivad, mõjutab siin

ühe generaatori töörežiimi muutus tunduvalt ka teiste generaatorite oma.

Et selgitada paralleeltöö eripärasusi niisugustes tingimustes, eeldame, et ühisesse võrku töötab paralleelselt kaks võrdse võimsusega generaatorit, mis varustavad elektrienergiaga tarbijate rühma (vt. joon. 17-2). Suurendades näiteks üheaegselt nende generaatorite ergutusvoole i_{f1} ja i_{f2}, siis mõlema generaatori ja ka kogu võrgu pinge kasvab. Pinge U kasvamisel suureneb üldjuhul ka tarbijate, näiteks asünkroonmootorite reaktiivvõimsus. Kui $i_f{}^1 = i_{f2}$, jaguneb see võimsus võrdselt mõlema generaatori vahel.

Suurendades ainult i_{f1}, kasvab pinge U samuti, kuid väiksemal määral. Samal ajal generaatori *1* reaktiivvõimsus suureneb, generaatoril *2* aga väheneb. Et säilitada $U = \text{const}$ tuleb koos i_{f1} suurendamisega vähendada i_{f2}. Selle tulemusena kasvab generaatori *1* reaktiivvõimsus, generaatoril *2* aga väheneb.

Seega tuleb piiratud võimsusega võrgu korral pinge U tõstmiseks kõigi generaatorite ergutusvoolu suurendada ja üldise reaktiivvõimsuse ümberjaotamiseks üksikute generaatorite vahel konstantse pinge juures ühtede generaatorite ergutusvoole suurendada teiste samaaegsel vähendamisel.

Kui suurendada kõigi generaatorite pöördemomente või ajammootorite võimsusi piiratud võimsusega võrgus, suurenevad nende mootorite pöörlemiskiirus ja võrgu sagedus. Seejuures kasvab samuti ka tarbijate võimsus, näiteks asünkroonmootorite kiiruse tõusu tagajärjel. Sageduse suurenemine kestab seni, kuni saabub tasakaal ajammootorite ja tarbijate võimsuste vahel, koos generaatorite ja võrgu kadude arvestamisega. Selleks, et säilitada $f = \text{const}$, tuleb ühe ajammootori võimsuse suurendamisel teise võimsust vastavalt vähendada. Selle tulemuseks on aktiivvõimsuste ümberjaotumine generaatorite vahel.

Mitteküllaldase aktiivvõimsuse genereerimisel süsteemi, sagedus f väheneb ja tarbijate normaalne energiaga varustamine on häiritud. Mitteküllaldase reaktiivvõimsuse genereerimisel süsteemi (puudub võimalus vooluga ülekoormamise ohu tõttu jaama generaatorite ja sünkroonkompensaatorite reaktiivvõimsust hoida vajaliku! tasemel) viimase pinge langeb ja teatud tingimustes isegi katastroofiliselt (nn. pingelaviin). Seetõttu ei ole süsteemi reaktiivvõimsuste bilanss vähem tähtis kui aktiivvõimsuste bilanss.

17-3. SÜNKROONMASINATE VÕIMSUSE NURK-KARAKTERISTIKUD

Aktiivvõimsuse nurkkarakteristiku valemi tuletamine. Nagu eespool selgitati, sõltub sünkroonmasina aktiivvõimsus P masina elektromotoorjõu vektori $\dot{E}$ ja pingevektori $\dot{U}$ vahelisest koormusnurgast θ. Sõltuvust $P=f(\theta)$, kusjuures $E=\text{const}$ ja $U=\text{const}$, nimetatakse sünkroonmasina aktiivvõimsuse nurkkarakteristikuks. Selle sõltuvuse uurimine võimaldab selgitada mitmeid tähtsaid sünkroonmasina omadusi. Tuletame võimsuse nurkkarakteristiku jaoks matemaatilise avaldise, võttes $r_a=0$, sest see takistus mõjutab väga vähe nurkkarakteristiku kuju.

Projekteerime elektromotoorjõu, pinge- ja pingelangu vektorid joonisel 15-3 vektori $\dot{E}$ ja viimasega risti olevale suunale. Siis saame

$$E=x_d I_d+U\cos\theta;\quad x_q I_q=U\sin\theta,$$

kust

$$\left.\begin{aligned} I_d&=\frac{E-U\cos\theta}{x_d};\\ I_q&=\frac{U\cos\theta}{x_q}. \end{aligned}\right\} \qquad (17\text{-}3)$$

Arvestades, et vastavalt joonisele 15-3, $\varphi=\psi-\theta$, saame generaatori võimsuseks $P=mUI\cos\varphi=mUI\cos(\psi-\theta)=$ $=mU(I\cos\psi\cos\theta+I\sin\psi\sin\theta)=mU(I_q\cos\theta+I_d\sin\theta)$. Asendades siin I_d ja I_q valemi (17-3) kohaselt, saame:

$$P=\frac{mU^2}{x_q}\sin\theta\cos\theta+\frac{mEU}{x_d}\sin\theta-\frac{mU^2}{x_d}\sin\theta\cos\theta$$

või

$$P=\frac{mEU}{x_d}\sin\theta+\frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \qquad (17\text{-}4)$$

Võrdus (17-4) ongi otsitav võimsuse nurkkarakteristiku matemaatiline avaldis, millele vastavalt $P=f(E, U, \theta, x_d, x_q)$. Elektromagnetiline moment $M=\frac{P}{\Omega}=\frac{pP}{\omega}$ on võimsusega võrdeline ja seetõttu seos $M=f(E, U, \theta, x_d, x_q)$ on eelnevaga analoogiline.

Avaldisse (17-4) tuleb tingimata paigutada küllastunud masina x_d ja x_q väärtused, mis vastavad antud režiimi resultee-

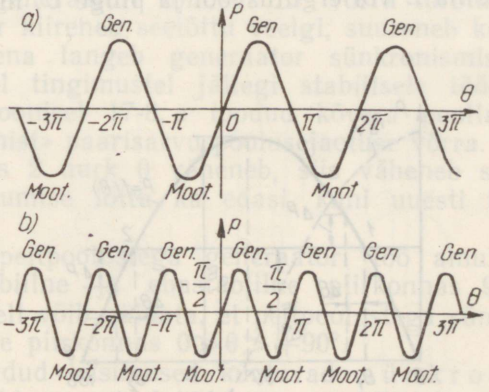
rivale elektromotoorjõule E_δ. Suurus E tuleb võtta küllastunud masina sirgestatud tühijooksukarakteristikult, vastavalt sama E_δ väärtusele. Võttes arvesse, et $x_{\sigma a}I$ väärtus on suhteliselt väike, võib võtta $E_\delta \approx U$. Võrdust (17-4) võib samuti ka siis kasutada, kui U all ei mõisteta mitte pinget masina klemmidel, vaid mingis kaugemal asuvas, masinaga ühendatud liini punktis (näiteks tagapool pinget tõstvat trafot, ülekandeliini lõpus jne.). Niisugusel juhul tuleb x_d ja x_q väärtustele liita ka liiniosa induktiivtakistus kuni vaadeldava punktini. Koormusnurka θ mõõdetakse kõigil juhtumeil generaatori ergutusväljast tekitatud elektromotoorjõu E ja vaadeldava pinge U vahel.

Peitpoolustega masin. Staatilise stabiilsuse mõiste. Edaspidi eeldame, et masin töötab paralleelselt lõpmata suure võimsusega võrguga ja seetõttu $U=\text{const}$, $f=\text{const}$ ja generaatori ergutusvoolu ei muudeta. Lihtsustuseks eeldame samuti, et $\mu_{te}=$ $=\text{const}$ ja järelikult ka $x_d=\text{const}$ ning $x_q=\text{const}$.

Peitpoolustega masinal $x_d=x_q$ ja seetõttu saame avaldise (17-4) alusel:

$$P=\frac{mEU}{x_d}\sin\theta. \qquad (17\text{-}5)$$

Eespool näidatud eeldustel ja vastavalt võrdusele (17-5) kujutab seos $P=f(\theta)$ sinusoidi (joon. 17-8, *a*). Poollaine, kus $P>0$, vastab generaatorirežiimile ja poollaine, kus $P<0$ mootorirežiimile. Nagu järeldub joonisest 17-8, *a*, läheb masin nurga θ pide-



Joon. 17-8. Peitpoolustega (*a*) ja reaktiivse (*b*) sünkroonmasina aktiivvõimsuse nurkkarakteristikud

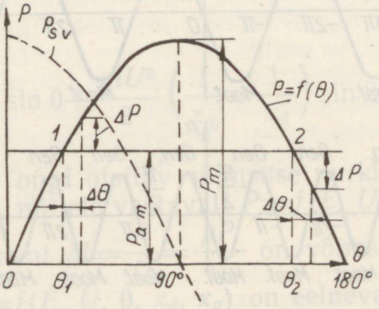
val muutumisel perioodiliselt generaatorirežiimist mootorirežiimi ja vastupidi. Selline θ muutumine näitab, et masina rootor ei pöörle sünkroonselt, vaid ankrureaktsiooni väljast veidi kiiremini või aeglasemalt. Joonisel 17-8, *a* toodud sõltuvus $P=f(\theta)$ on seejuures antud kujul kehtiv ainult θ lõpmata aeglaselt muutumisel, kui rootori mittesünkroonse pöörlemise tõttu induktori ahelas mingeid voole ei indutseerita.

Nurga θ muutumine 2π võrra näitab, et masina rootor nihkus staatorivälja suhtes kahe pooluse võrra. Masina töörežiim seejuures ei muutu, nagu selgub võrduste (17-4), (17-5) ja joonisel 17-8, *a* füüsikalisest sisust. Seetõttu on küllaldane, kui vaadelda nurkkarakteristikut piirides $-\pi \leqslant \theta \leqslant \pi$. Vahemik $-\pi \leqslant \theta \leqslant 0$ vastab mootori-, vahemik $0 \leqslant \theta \leqslant \pi$ aga generaatorirežiimile. Et siinuskõvera mõlemad poolperioodid on sümmeetrilised, siis on ka sünkroonmasina omadused mootori- ja generaatorirežiimis analoogilised. Seetõttu koondame allpool tähelepanu ainult generaatorirežiimile (joon, 17-9).

Vastavalt joonisele 17-9 kasvab nurk θ võimsuse P suurendamisel nullist alates samuti suurusest $\theta=0$ ja saavutab kriitilise koormusnurga väärtuse $\theta_{kr}=90°$ generaatori poolt arendataval maksimaalsel võimalikul võimsusel $P=P_m$. Avaldise (17-5) alusel saame peitpoolustega masinale:

$$P_m=\frac{mEU}{x_d}. \qquad (17\text{-}6)$$

Nagu nähtub võrdusest (17-6), on P_m seda suurem, mida suurem on masina E või ergutusvool ja pinge U, ning mida väik-



Joon. 17-9. Peitpoolustega sünkroongeneraatori aktiivvõimsuse nurkkarakteristik

sem on x_d. See ongi põhjuseks, et sünkroonmasina õhupilu tehakse x_d vähendamiseks tunduvalt suurem kui asünkroonmasinail.

Püsirežiimis töötava generaatori ajammootori mehaaniline võimsus $P_{a.m}$ võrdub generaatori poolt võrku antava elektrilise võimsusega P, s. t. $P_{a.m}=P$. Siinjuures tuleb $P_{a.m}$ all mõista ajammootori võimsust, millest on lahutatud generaatori mehaaniline ja teraseskadu (kui $r_a=0$, siis ka elektriline kadu ankrus võrdub nulliga). Võimsus $P_{a.m}$ ei sõltu koormusnurgast θ ja on seetõttu kujutatud joonisel 17-9 horisontaalse sirgena, mis lõikub elektrilse võimsuse nurkkarakteristikuga $P=f(\theta)$ punktides *1* ja *2*. Neis punktides on $P_{a.m}=P$ ja järelikult võivad need mõlemad punktid olla normaalse püsirežiimi tööpunktid. Stabiilseks osutub töö siiski ainult punktis *1*.

Tõepoolest, kui töötamisel punktis *1* (joon. 17-9) mingi mööduva juhusliku väikese häire tagajärjel nurk θ suureneb $\Delta\theta$ võrra, siis generaatori elektriline võimsus ületab ajammootori võimsuse ΔP võrra. Selle tulemusena tekib generaatori võllil pidurdav elektromagnetiline moment

$$\Delta M=\frac{\Delta P}{\Omega}=\frac{p\Delta P}{\omega} \qquad (17\text{-}7)$$

ja selle rootor pidurdub. Nurk θ väheneb ja stabiilne, püsiv töörežiim taastub jällegi punktis *1*. Kui aga töötamisel punktis *1* nurk θ mingi juhusliku häire tõttu väheneb, siis pöördub generaator peale häire möödumist samuti punkti *1* tagasi.

Kui aga töötamisel punktis *2* (joon. 17-9) nurk θ suureneb $\Delta\theta$ võrra, on generaatori võimsus ΔP võrra turbiini võimsusest väiksem, rootor kiireneb seetõttu veelgi, suureneb ka nurk θ jne. Selle tulemusena langeb generaator sünkronismist välja, või läheb sobivatel tingimustel jällegi stabiilsele tööle järgmistel positiivsetel, joonisel 17-8, *a* toodud kõvera poollainetel, peale rootori «libisemist» paarisarvu poolusejaotuse võrra. Kui aga töötamisel punktis 2 nurk θ väheneb, siis väheneb see võimsuste tasakaalu rikkumise tõttu ka edasi, kuni uuesti tasakaalustub punktis *1*.

Seega on peitpoolustega generaatori töö ainult piirkonnas $0<\theta<90°$ stabiilne ja ebastabiilne piirkonnas $90°<\theta<180°$.

Analoogiliselt võib näidata, et peitpoolustega sünkroonmootori töö on stabiilne piirkonnas $0>\theta>+90°$.

Siin vaadeldud küsimused kuuluvad sünkroonmasina nn. staatilise stabiilsuse valdkonda. Mingi antud seadme töörežiimi nimetatakse siis staatiliselt stabiilseks, kui väikeste töörežiimi häirete korral (U, $P_{a.m}$, i_f jne. väike muutus)

on töörežiimi (θ, P jne. suuruste) muutumine samuti väike ja häirete möödumisel esialgne töörežiim taastub.

Ülalöeldust selgub, et sünkroonmasina töörežiim on staatiliselt stabiilne, kui

$$\frac{\Delta P}{\Delta \theta} > 0 \qquad (17\text{-}8)$$

ja ebastabiilne, kui

$$\frac{\Delta P}{\Delta \theta} < 0. \qquad (17\text{-}9)$$

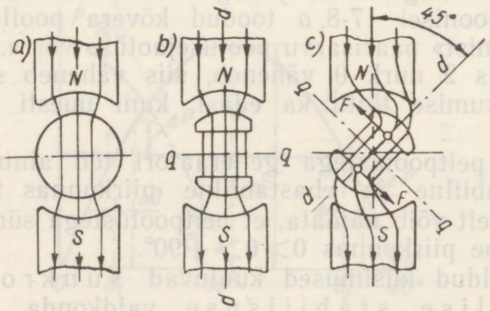
Ergutamata väljepoolustega masin. Kui $i_f = 0$, siis ka $E = 0$, sest normaalseis masinais elektromotoorjõud jääkväljast on tähtsusetult väike. Niisugusel juhtumil avaldise (17-4) alusel

$$P = \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \qquad (17\text{-}10)$$

Sõltuvus $P = f(\theta)$ kujutab siis endast vastavalt võrdusele (17-10) kahekordse sagedusega sinusoidi (joon. 17-8, *b*).

Võrdusest (17-10) ja jooniselt 17-8, *b* järeldub, et väljepoolustega masin saab sünkroonses töörežiimis arendada teatavat võimsust ka ergutamata olukorras. Generaatorirežiimis on sel juhtumil töö stabiilne piirkonnas $0 < \theta < 45°$, mootorirežiimis aga $+45° < \theta < 0$. Stabiilse töö piiriks on $\theta_{kr} = \pm 45°$ eelmise juhtumi $\theta_{kr} = \pm 90°$ asemel.

Vaadeldaval juhtumil on masinas ainult ankrureaktsiooni voog. Silinderrootori korral (joon. 17-10, *a*), kui $x_d = x_q$ ei ole roo-



Joon. 17-10. Ergutamata sünkroonmasina magnetvälja pildid

tori asendil pöörleva ankrureaktsiooni magnetvälja suhtes tähtsust, mistõttu masin ka mingisugust elektromagnetilist võimsust ega -momenti ei arenda. Väljepoolustega masina rootor püüab aga pöörleva ankrureaktsiooni välja suhtes võtta sellist asendit, mille juures takistus magnetvoole ja magnetvälja energia oleksid minimaalsed. Kui seejuures võllile rakendatud moment $M_{st}=0$, siis ka $\theta=0$ (joon. 17-10, *b*) ja rootorile mõjuv elektromagnetiline moment on samuti null. Siinjuures, vastavalt võrdusele (17-10), on ka $P=0$. Kui võll on koormatud välise momendiga, siis rootori asend muutub magnetvälja suhtes, $\theta\neq 0$ ning masinas arendatakse elektromagnetilist momenti ja aktiivvõimsust (joon. 17-10, *c*). Et rootor ise ei ole magneeditud, ei muuda režiimi rootori pöördumine välja suhtes 180° võrra, nagu see selgub ka jooniselt 17-8, *b*.

Ergutamata väljepoolustega masin arendab elektromagnetilist momenti õhupilu ebaühtluse tõttu ($x_d\neq x_q$) ja nimetatakse seetõttu r e a k t i i v s e k s (vt. samuti § 7-4). Reaktiivne töörežiim võib tekkida juhtumil, kui näiteks võrguga paralleelselt töötav väljepoolustega generaator mingil põhjusel kaotab ergutuse (erguti rike, väljakustutusautomaadi vale lülitumine jne.), olles seejuures nõrgalt koormatud. Viimane asjaolu on tähtis seetõttu, et generaatori poolt selles režiimis arendatav piirvõimsus on suhteliselt väike. Tõepoolest, valemist (17-10) saame suhtelistes suurustes

$$P_*=\frac{P}{S_N}=\frac{P}{mU_NI_N}=\frac{U_*^2}{2}\left(\frac{1}{x_{q*}}-\frac{1}{x_{d*}}\right)\sin 2\theta. \qquad (17\text{-}11)$$

Kui $U_*=1$; $x_{d*}=1{,}1$ ja $x_{q*}=0{,}75$, siis

$$P_*=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{0{,}75}-\frac{1}{1{,}1}\right)\sin 2\theta=0{,}212\sin 2\theta, \text{ s. t.}$$

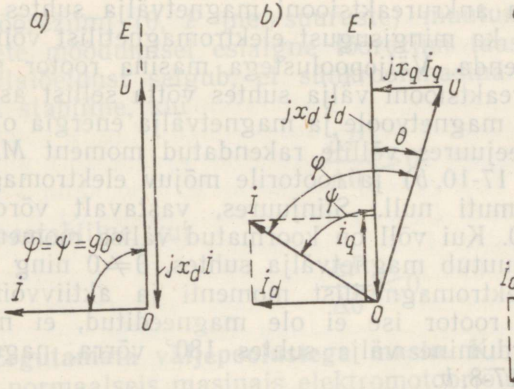
$$P_{m*}=0{,}212.$$

Masin tarbib selles režiimis magnetvälja tekitamiseks suurt reaktiivvoolu. Tühijooksul ($\theta=0$)

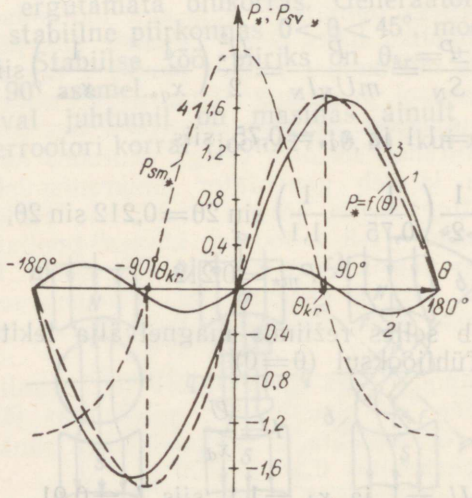
$$I=\frac{U}{x_d}$$

ja näiteks kui $U_*=1$ ja $x_{d*}=1{,}1$, siis $I_*=0{,}91$.

Ehitatakse ka väikese võimsusega sünkroonmootoreid, millel ergutusmähis puudub. Viimaseid nimetatakse reaktiivseiks sünkroonmootoreiks (vt. §22-3).



Joon. 17-11. Reaktiivse sünkroonmasina vektordiagrammid töötamisel tühijooksul (*a*), generaatorina (*b*) ja mootorina (*c*)



Joon. 17-12. Ergutatud väljepoolustega generaatori aktiivvõimsuse nurkkarakteristik, kui $E_*=1{,}87$, $U_*=1$, $x_{d*}=1{,}1$ ja $x_{q*}=0{,}75$

Joonisel 17-11 on kujutatud ergutamata, väljepoolustega masina vektordiagramm, kusjuures kriipsjoonega on näidatud elektromotoorjõu E suund, mis indutseeritakse ergutuse olemasolul. Sealjuures on diagrammis, samuti nagu peatükis 15, näidatud masina poolt võrku antavad voolud. Sellele vastavalt edestab joonisel 17-11 näidatud vool samuti pinget nagu alaergutatud režiimis ($E<U$).

Ergutatud väljepoolustega masin. Sel juhtumil on võrduse (17-4) mõlemad liikmed nullist erinevad ning masin arendab võimsust niihästi ergutusvoo poolt tekitatud kui ka reaktiivse elektromagnetilise momendi arvel. Joonisel 17-12 on kujutatud võimsuse mõlema komponendi (kõverad *1* ja *2*) ning resulteeriva võimsuse kõver *3*.

Maksimaalvõimsus ja stabiilse töötamise piir saabuvad antud juhul kriitilise koormusnurga θ_{kr} juures, mille väärtus määratakse võrdusega

$$\cos\theta_{kr}=\frac{\sqrt{A^2-8B^2}-A}{4B}, \qquad (17\text{-}12)$$

kus

$$A=\frac{mEU}{x_d}; \quad B=mU^2\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right). \qquad (17\text{-}13)$$

Suhtelistes suurustes saame (17-4) asemel

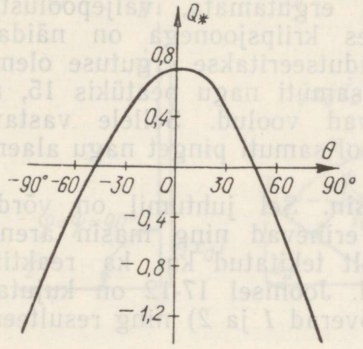
$$P_*=\frac{E_*U_*}{x_{d*}}\sin\theta-\frac{U_*^2}{2}\left(\frac{1}{x_{q*}}-\frac{1}{x_{d*}}\right)\sin 2\theta. \qquad (17\text{-}14)$$

Generaatoril, mille $x_{d*}=1{,}1$, $x_{q*}=0{,}75$ ja $\cos\theta_N=0{,}8$ (ind.) on nimikoormusel ($U_*=1$, $I_*=1$) elektromotoorjõud ergutusvoolust $E_*=1{,}87$ ja $\theta_N=22°27'$, mida saab määrata vastava vektordiagrammi ehitamisel. Seega on antud juhul

$$P_{N*}=\frac{1{,}87\cdot 1}{1{,}1}\sin 22°27'+\frac{1}{2}\left(\frac{1}{0{,}75}-\frac{1}{1{,}1}\right)\sin 2\times 22°27'=$$

$$=1{,}7\cdot 0{,}382+0{,}212\cdot 0{,}706=0{,}65+0{,}15=0{,}8.$$

Võimsuse teine komponent moodustab siinjuures ainult 19% koguvõimsusest. Seega on see komponent normaalses tööreżiimis suhteliselt väike. Taandatud andmetega generaatori puhul, kui $E_*=1{,}87$ ja $U_*=1$, on kriitiline koormusnurk $\theta_{kr}=77°$, ning piirvõimsus $P_{m*}=1{,}75$, s. t. ligikaudu kaks korda suurem nimiaktiivvõimsusest ($P_{N*}=0{,}8$).



Joon. 17-13. Väljepoolustega generaatori reaktiivvõimsuse nurkkarakteristik

Reaktiivvõimsuse nurkkarakteristik. Eespool toodud aktiivvõimsuse karakteristiku kõrval pakub samuti huvi ka reaktiivvõimsuse θ nurkkarakteristik.

Reaktiivvõimsus

$$Q = mUI \sin \varphi = mUI \sin (\psi - \theta) = mU (I \sin \psi \cos \theta - I \cos \psi \sin \theta) = mU (I_d \cos \theta - I_q \sin \theta).$$

Paigutades siia I_d ja I_q väärtused avaldisest (17-3) ja asendades $\cos^2 \theta$ ja $\sin^2 \theta$ kahekordse nurga funktsiooniga, saame:

$$Q = \frac{mEU}{x_d} \cos \theta + \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\theta - \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right). \qquad (17\text{-}15)$$

Et koosinus on paarisfunktsioon, siis on see karakteristik muude võrdsete tingimuste korral generaatori- ja mootorirežiimis ühesugune.

Kõver $Q_* = f(\theta)$ vastavalt võrrandile (17-15) üleergutatud generaatorile, mille $E_* = 1{,}87$, $U_* = 1$, $x_{d*} = 1{,}1$, $x_{q*} = 0{,}75$, on kujutatud joonisel 17-13. Sellest kõverast on näha, et kui $\theta = 0$ juures generaator annab võrku reaktiivvõimsust, siis θ suurenemisega Q hakkab vähenema ja mingi θ väärtuse juures muudab oma märki, s. t. masin hakkab võrgust reaktiivvõimsust tarbima. See nähe tuleneb järgmisest asjaolust: kui $E = \text{const}$ ja $U = \text{const}$, siis vektor I pöördub aktiivkoormuse suurenemisel pidevalt vastu

kellaosuti liikumise suunda ja mingi θ väärtuse juures hakkab edestama U vektorit. Niisugune muutumise iseloom järeldub jooniselt 15-2, 15-3 ja teistel joonistel kujutatud vektordiagrammide analüüsist.

17-4. SÜNKRONISEERIV VÕIMSUS, SÜNKRONISEERIV MOMENT JA SÜNKROONMASINA STAATILINE ÜLEKOORMATAVUS

Sünkroniseeriv võimsus ja moment. Paragrahvis 17-3 oli selgitatud, et sünkroonmasin on võimeline koormusnurga θ teatava väärtuseni säilitama sünkroonset töörežiimi. See on põhjustatud asjaolust, et nurga θ kõrvalekaldumisel selle stabiilsest püsiväärtusest mingi suuruse Δθ võrra tekib masinasse juhitud ja sealt väljuva võimsuse erinevus ΔP (joon. 17-9), mille mõjul stabiilne olukord uuesti taastatakse. Võimsust ΔP nimetatakse seetõttu s ü n k r o n i s e e r i v a k s v õ i m s u s e k s. Sellele võimsusele vastab kooskõlas avaldisega (17-7) pöördemoment ΔM, mille mõjul rootor veidi kiireneb või aeglustub ja pöördub tagasi tasakaaluasendisse. Seetõttu nimetatakse ΔM ka sünkroniseerivaks momendiks.

Kui kõrvalekalle Δθ on väike, siis ΔP ja ΔM on sellega võrdelised (vt. joon. 17-9).

$$\left.\begin{aligned} \Delta P &= P_{s.v}\Delta\theta, \\ \Delta M &= M_{s\,M}\Delta\theta, \end{aligned}\right\} \qquad (17\text{-}16)$$

kus $P_{s.v}$ ja $M_{s.m}$ on vastavalt sünkroniseeriva võimsuse ja sünkroniseeriva momendi tegurid. Vastavalt võrrandeile (17-16)

$$P_{s.v}=\frac{\Delta P}{\Delta\theta}\,; \quad M_{s.M}=\frac{\Delta M}{\Delta\theta}$$

või üle minnes piirväärtustele

$$\left.\begin{aligned} P_{s.v} &= \frac{\partial P}{\partial\theta}\,; \\ M_{s.M} &= \frac{\partial M}{\partial\theta}\,. \end{aligned}\right\} \qquad (17\text{-}17)$$

Avaldiste (17-4) ja (17-17) alusel

$$P_{s.v}=\frac{mEU}{x_d}\cos\theta+mU^2\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta; \qquad (17\text{-}18)$$

$$M_{s.M}=\frac{mEU}{\Omega_s x_d}\cos\theta+\frac{mU^2}{\Omega_s}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta. \qquad (17\text{-}19)$$

Peitepoolustega masina ($x_q=x_d$) ja reaktiivse masina ($E=0$) korral avaldised (17-18) ja (17-19) vastavalt lihtsustuvad.

Kõverad $P_{s.v}$ vastavalt valemile (17-18) on kujutatud joonistel 17-9 ja 17-12 kriipsjoonega. Nagu neist joonistest ja võrratusest (17-8) järeldub, on sünkroonmasina töö siis stabiilne, kui $P_{s.v}>0$ ja $M_{s.M}>0$. Nende tegurite positiivne märk on üheks tööreżiimi stabiilsuse kriteeriumiks. Teisest küljest on ilmne, et sünkroniseerivad elektromagnetilised jõud on muude tingimuste samasusel seda suuremad, mida suuremad on $P_{s.v}$ ja $M_{s.M}$. Seetõttu võib avaldistest (17-18) ja (17-19) teha järelduse, et üleergutatud sünkroonmasin ($E>U$) on mitmesuguste häirete korral enam võimeline stabiilset tööreżiimi säilitama kui alaergutatud ($E<U$). Stabiilse töötsooni piiril ($\theta=\theta_{kr}$) on $P_{s.v}=0$ ja $M_{s.M}=0$.

Stabiilne ülekoormatavus. Kui sünkroonmasina võimsus $P=0$, on ka $\theta=0$. Võimsuse P suurenemisel kasvab samuti ka θ ja saavutab siis, kui $\theta=\theta_{kr}$ oma maksimaalväärtuse $P=P_m$. Võllile rakendatud mehaanilise võimsuse edasisel suurendamisel läheb masin sünkronismist välja ja selle rootor hakkab pöörlema asünkroonselt, mingi libistusega s staatorivälja (ankrureaktsiooni välja) suhtes. Mootorireżiimis on rootori kiirus sünkroonsest väiksem ($s>0$) ja generaatori juhtumil — suurem ($s<0$). Niisugune asünkroonreżiim on ebanormaalne ja lubamatu, sest see on masinale ohtlik, rikub võrgu ja sünkroonmasinaga sidestatud masinate ning mehhanismide normaalset tööd. Seetõttu tuleb sünkroonmasinate ekspluateerimisel hoolitseda selle eest, et nende stabiilne sünkroonne töö oleks küllaldasel määral kindlustatud.

Sünkroonmasinate töötamisel võib mõnikord esineda ka lühiajalisi ülekoormusi. Peale selle väheneb sünkroonmasina poolt arendatav maksimaalvõimsus P_m pinge vähenemisel (näit. võrgus tekkiva lühise tõttu) [vt. ka võrdust (17-6) jt.]. Seetõttu on vaja, et masinal oleks küllaldane võimsuse varu, s. t. et P_m väärtus oleks küllalt suur.

Sünkroonmasina staatilist ülekoormatavust $k_{ü.k}$ iseloomusta-

takse võimsuse P_m suhtega nimivõimsusse P_N, kui $U=U_N$ ja $i_f=i_{fN}$

$$k_{ü.k}=\frac{P_m}{P_N}=\frac{M_m}{M_N}. \tag{17-20}$$

Teguri $k_{ü.k}$ väärtus on seda suurem, mida väiksem on nurk θ_N nimikoormusel. Harilikult $\theta_N=20\ldots35°$.

Nimivõimsus

$$P_N=mU_NI_N\cos\varphi_N=S_N\cos\varphi_N=\frac{mU_N^2}{x_N}\cos\varphi_N. \tag{17-21}$$

Paigutame avaldisse (17-6) $U=U_N$ ja $E=E_N$, kus E_N on elektromotoorjõud ergutusväljast nimikoormusel. Siis saame avaldiste (17-6), (17-20) ja (17-21) alusel peitpoolustega masina jaoks

$$k_{ü.k}=\frac{E_{N*}}{x_{d*}}\cdot\frac{1}{\cos\varphi_N}. \tag{17-22}$$

Võrdusesse (17-22) võib paigutada nii E_N ja x_d küllastunud kui ka küllastamata väärtused, sest nende suhted on $x_{\sigma a}$ väiksusest tingituna praktiliselt ühesugused.

Et $I_{N*}=1$, siis

$$x_{d*}=x_{d*}I_{N*}=E_{k*},$$

kus E_k on ergutusvoolu $i_f=i_{fk}$ poolt indutseeritud elektromotoorjõud püsival kolmefaasilisel lühisel, kui $I=I_N$. Et elektromotoorjõud E_N ja E_k on peale selle ka võrdelised vastavalt i_{fN} ja i_{fk}-ga, siis

$$\frac{E_{N*}}{x_{d*}}=\frac{E_{N*}}{E_{k*}}=\frac{i_{fN}}{i_{fk}}.$$

Järelikult võib (17-22) asemel kirjutada

$$k_{ü.k}=\frac{i_{fN}}{i_{fk}}\cdot\frac{1}{\cos\varphi_N}, \tag{17-23}$$

ja avaldiste (15-13) ja (17-23) alusel ka

$$k_{ü.k}=k_{ls}\frac{i_{fN}}{i_{f0}\cos\varphi_N}, \tag{17-24}$$

kus i_{f0} on ergutusvool tühijooksul, kui $U=U_N$.

Lõpuks saame võrduste (17-5) ja (17-6) alusel ka väljepoolustega masina jaoks

$$k_{ü.k}=\frac{1}{\sin\theta_N}. \tag{17-25}$$

Avaldised (17-23) ja (17-24) tuuakse ГОСТ-is 533-68 turbogeneraatoritele. Vastavalt sellele standardile ei tohi turbogeneraatori staatiline ülekoormatavus olla väiksem kui $k_{ü.k}=1{,}7$. Nagu eeltoodust järeldub, on turbogeneraatorite, aga samuti ka väljepoolustega masinate staatiline ülekoormatavus seda suurem, mida suurem on nende lühisesuhe, s. t. mida väiksem on x_{d*} ehk mida suurem on õhupilu.

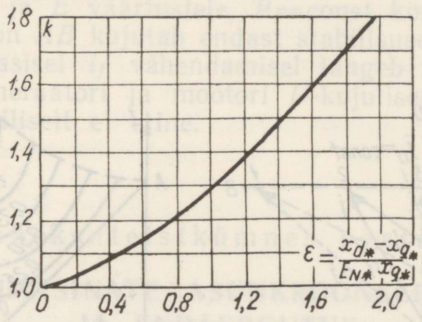
Väljepoolustega masina staatiline ülekoormatavus avaldub samuti võrdustega (17-22) ... (17-25), kui sinna viia lisakordaja k, mis arvestab võrduse (17-4) teise liikme mõju. Teguri k suurus määratakse seejuures graafikult jooniselt 17-14, kus

$$\varepsilon=\frac{x_{d*}-x_{q*}}{E_{N*}x_{q*}}. \tag{17-26}$$

Niihästi välje- kui ka peitpoolustega sünkroonmootori staatiline ülekoormatavus $\cos\varphi_N=0{,}9$ (üleergutatud režiim) puhul ei tohi vastavalt ГОСТ 183-66 olla väiksem kui $k_{ü.k}=1{,}65$. Hüdrogeneraatorite staatiline ülekoormatavus on tavaliselt suurem kui turbogeneraatoritel.

17-5. SÜNKROONMASINA TÖÖTAMINE KONSTANTSEL VÕIMSUSEL JA MUUTLIKUL ERGUTUSEL

Nagu selgitati § 17-2, põhjustab ergutusvoolu muutmine ainult ankruvoolu ja võimsuse reaktiivkomponendi muutumist. Vaatleme nüüd voolu I suuruse sõltuvust ergutusvoolust i_f, kui $P=\text{const}$ juhtumil, kui masin töötab paralleelselt lõpmata suure võimsusega võrguga ($U=\text{const}$, $f=\text{const}$). Lihtsuse mõttes määrame selle sõltuvuse peitpoolustega masinale (joon. 17-15), sest seejuures saadavad tulemused on karakteersed ka



Joon. 17-14. Väljepoolustega masina reaktiivmomendi mõju staatilisele ülekoormatavusele arvestava teguri k kõverad

väljepoolustega masinatele. Seejuures eeldame, et ergutusvoolu väärtused on taandatud ankrumähisele.

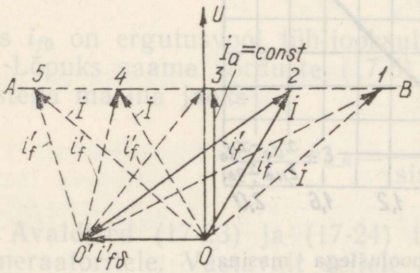
Kui $P = \text{const}$, on ka voolu aktiivkomponent $I_a = \text{const}$. Seetõttu libiseb vooluvektori I lõpp joonisel 17-15 toodud vektordiagrammil mööda sirget AB. Kui lihtsustatult võtta, et $x_{\sigma a} = 0$, siis sisemine elektromotoorjõud $E_\delta = U = \text{const}$ ja ergutusvoolu komponent $i'_{f\delta}$, mis tekitab resulteeriva voo, on samuti konstantne.

Kogu ergutusvoolu

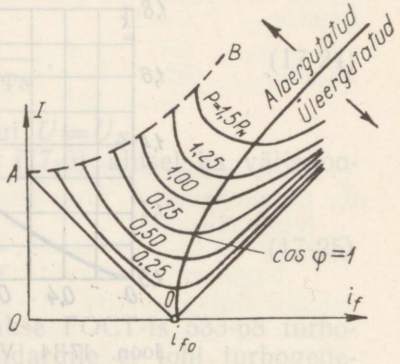
$$i'_f = i'_{f\delta} - I$$

saab diagrammist kergesti määrata. Vektori i'_f algus on punktis O', kuid selle lõpp libiseb samuti silmanähtavalt piki sirget AB. Joonisel 17-15 on pideva joonega kujutatud voolude diagramm ühe i'_f väärtuse jaoks ja kriipsjoonega — mitmeid diagramme teistsuguste i'_f väärtuste puhul. Vektorite I ja i'_f lõpud paiknevad sirge AB punktides *1*, *2*, *3*, *4*, *5*.

Jooniselt 17-15 järeldub, et i'_f pideval muutumisel muutuvad ka vool I ja $\cos\varphi$ pidevalt, kusjuures mingil i'_f suurusel on I minimaalne ja $\cos\varphi = 1$. Ergutusvoolu i'_f suurendamisel (üleergutatud režiim) ja vähendamisel (alaergutatud režiim) võrreldes eespool tähendatud väärtusega, vool I kasvab, sest selle reaktiivkomponent suureneb. Seost $I = f(i'_f)$ võib tunduvalt täpsemalt määrata täpse vektordiagrammi ehitamisega.



Joon. 17-15. Peitpoolustega sünkroongeneraatori lihtsustatud vektordiagramm



Joon. 17-16. Sünkroonmasina U-kujulised karakteristikud

Joonisel 17-16 on kujutatud sõltuvuse $I=f(i'_f)$ iseloom võimsuse $P=$const mitmesuguste väärtuste jaoks. Neid sõltuvusi nimetatakse väliskuju järgu ka U-kujulisteks karakteristikuteks. Voolu minimaalse väärtuse iga kõvera jaoks määrab ankruvoolu aktiivkomponent I_a ja ka võimsuse suurus

$$P=mUI_a,$$

mille jaoks vaadeldav kõver on ehitatud. Alumine kõver vastab võimsusele $P=0$, kusjuures i_{f0} on ergutusvoolu väärtus, kui $E=U$. Kõverate parempoolsed osad vastavad üleergutatud masinale ning võrku antavale induktiivvoolule ja reaktiivvõimsusele ning vasakpoolsed osad alaergutatud masinale ja võrku antavale mahtuvuslikule voolule ning reaktiivvõimsuse tarbimisele. Kõver $\varphi=0$ ja $\cos\varphi=1$ kaldub võimsuse suurenemisel paremale, sest pingelangu $x_{\sigma a}I$ suurenemisel kasvavad E_δ ja vajalik ergutusvool $\cos\varphi=1$ säilitamiseks.

Punkt A joonisel 17-16 vastab ergutamata masina tühijooksule. Sealjuures võrgust tarbitav magneetimisvool

$$I=\frac{U}{x_d}.$$

Koormusnurk θ kasvab liikumisel piki joonisel 17-16 toodud kõveraid paremalt vasakule, sest vastavalt võrdusele (17-4)

väiksematele i_f ja E väärtustele, P=const korral, vastab suurem nurk θ. Joon AB kujutab endast stabiilsuse piiri, mille juures $\theta=\theta_{kr}$. Edasisel i_f vähendamisel langeb masin sünkronismist välja. Generaatori ja mootori U-kujulised karakteristikud üksteisest praktiliselt ei erine.

Kaheksateistkümnes peatükk

SÜNKROONMASINATE ASÜNKROONSED REŽIIMID JA ENDAERGUTUS

18-1. ERGUTAMATA SÜNKROONMASINA ASÜNKROONREŽIIM

Sissejuhatavaid märkusi. Sünkroonmasinate ekspluatatsioonipraktikas esineb juhtumeid, kus üksikud masinad langevad sünkronismist välja ja nende rootorid hakkavad ankru (staatori) magnetvälja suhtes asünkroonselt mingi libistusega s pöörlema. Seda võib juhtuda masina ülekoormusel, võrgupinge tunduval langemisel ja samuti ka ergutuse kadumisel ergutussüsteemi mingisuguste rikete või väljakustutusautomaadi eksliku tööleraken-dumise tulemusena. Kuigi ergutamata väljepoolustega masin võib sünkroonrežiimis reaktiivmomendi arvel teatavat võimsust arendada, on viimane koormusmomendi ületamiseks ebapiisav ja seepärast langevad väljepoolustega masinad ergutuse kadumisel kõige sagedamini sünkronismist välja.

Sünkronismist väljalangenud sünkroonmasina käitumine on analoogiline asünkroonmasinaga, kuid rootori konstruktsiooni erinevuse ja üldjuhul ka ergutusvoolu esinemise tõttu on sünkroonmasina asünkroonrežiimil rida iseärasusi. Et sünkroonmasinate sünkronismist väljalangemisi esineb energiasüsteemide avariide puhul sageli, siis on asünkroonrežiimi iseärasuste ja normaalsete töörežiimide taastamise ratsionaalsete viiside väljaselgitamisel oluline praktiline väärtus.

Laialdaselt kasutatakse sünkroonmootorite ja -kompensaatorite asünkroonkäivitust, kus ergutamata masin lülitatakse võrku ja viimane saavutab asünkroonmootoriga analoogilises režiimis peaaegu sünkroonkiiruse.

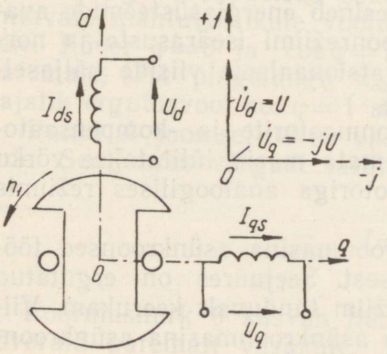
Ergutamata ja ergutatud sünkroonmasina asünkroonsed töörežiimid erinevad oluliselt teineteisest. Seejuures on ergutatud sünkroonmasina asünkroonne töörežiim tunduvalt keerukam. Viimast võib vaadelda kui ergutamata asünkroonmasina asünkroon-

režiimi ja sünkroongeneraatori väljakujunenud lühisereżiimi superpositsiooni.

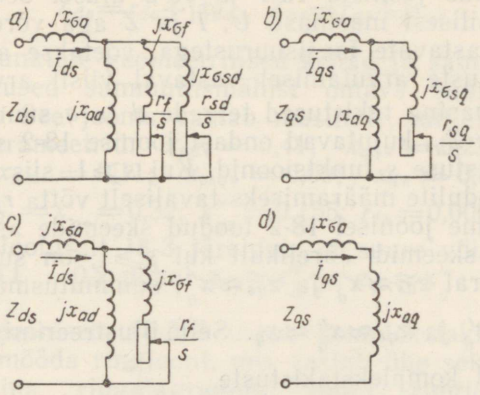
Vaatleme esmalt ergutamata sünkroonmasina asünkroonset püsitööreżiimi.

Aseskeemid ja nende parameetrid. Kui sünkroonmasina rootor oleks magnetiliselt ja elektriliselt sümmeetriline, ei erineks selle masina ergutuseta asünkroonreżiimis töötamine millegi poolest normaalse asünkroonmasina tööst. Üldjuhul aga niisugune sümmeetria puudub ja seepärast on vaja seda küsimust iseseisvalt vaadelda.

Olgu kolmefaasilise sünkroonmasina staatori (ankru) mähis võrku lülitatud. Ankruvoolud tekitavad seejuures pöördvälja, mis liigub ebasümmeetrilise rootori suhtes libistuskiirusega. Ebasümmeetrilise rootori puhul esinevate nähtuste analüüsimiseks lahutame rootori suhtes pöörleva välja kaheks pulseerivaks väljaks (vt. § 4-2), millest üks toimib rootori piki- (d), teine aga ristteljel (q). Need väljad pulseerivad faasinihkega 90° ja nende pulseerimissagedus $f_2 = sf_1$. Peale selle, samuti nagu asünkroonmasina juhtumilgi (vt. § 6-2), võib sünkroonmasina tööprotsessi asünkroonreżiimis taandada ekvivalentseks protsessiks liikumatu rootori puhul. Edasi võib endale ette kujutada, et niisuguse liikumatu rootoriga masina staatoril on kolmefaasilise mähise asemel ekvivalentne kahefaasiline mähis, kusjuures selle mähise üks faas tekitab rootori pikiteljel, teine faas aga ristteljel pulseeriva magnetvoo (joon. 18-1). Seejuures on nende faasimähiste pinged U ja jU teineteise suhtes faasis 90° nihutatud. Niisuguses kahefaasilises süsteemis puudub faasidevaheline vastastikune induktsioon ja telgedel d ning q esinevaid nähtusi võib vaadelda teineteisest sõltumatult. Selle tulemusena saame sünkroonmasinale



Joon. 18-1. Ekvivalentse kahefaasilise pidurdatud rootoriga sünkroonmasina skeem asünkroonreżiimi puhul



Joon. 18-2. Sünkroonmasina aseskeemid asünkroonrežiimis summutusmähise olemasolul (*a*, *b*) ja puudumisel (*c*, *d*);
a, *c* — pikiteljel; *b*, *d* — ristteljel

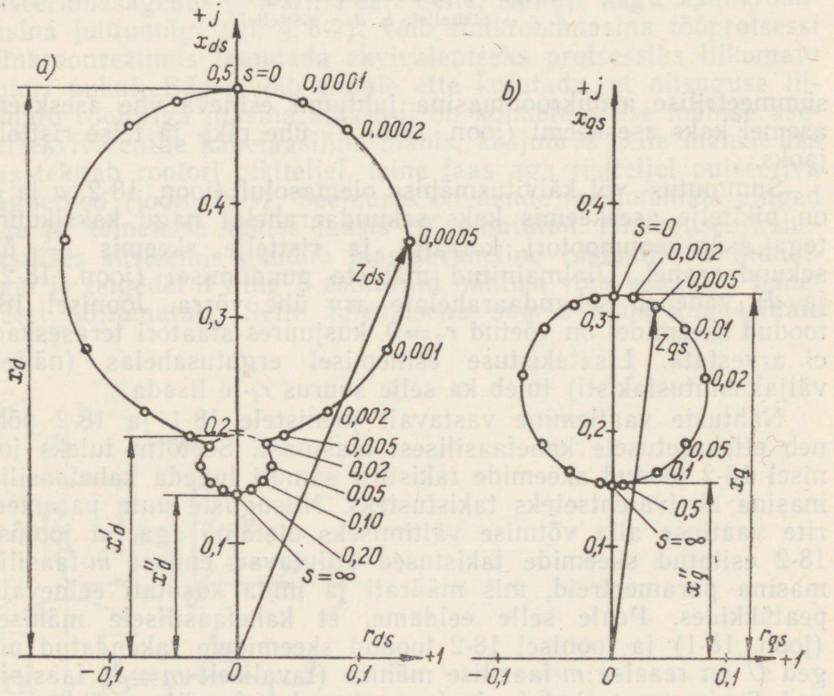
sümmeetrilise asünkroonmasina juhtumil esineva ühe aseskeemi asemel kaks aseskeemi (joon. 18-2) — ühe piki- ja teise risttelje jaoks.

Summutus- või käivitusmähise olemasolul (joon. 18-2, *a* ja *b*) on pikitelje aseskeemis kaks sekundaarahelat nagu kaksikuuretega asünkroonmootori korralgi ja risttelje skeemis — üks sekundaarahel. Ülalmainitud mähiste puudumisel (joon. 18-2, *c* ja *d*) väheneb sekundaarahelate arv ühe võrra. Joonisel 18-2 toodud skeemidel on võetud $r_a = 0$, kusjuures staatori teraseskadu ei arvestata. Lisatakistuse esinemisel ergutusahelas (näiteks väljakustutustakisti) tuleb ka selle suurus r_f-le lisada.

Nähtuste vaatlemine vastavalt joonistele 18-1 ja 18-2 põhineb ettekujutusele kahefaasilisest masinast. Seetõttu tuleks joonisel 18-2 toodud skeemide takistusi samuti lugeda kahefaasilise masina ekvivalentseteks takistusteks. Niisuguste uute parameetrite vaatluse alla võtmise vältimiseks oletame aga, et joonisel 18-2 esitatud skeemide takistused kujutavad endast *m*-faasilise masina parameetreid, mis määrati ja mida kasutati eelnevates peatükkides. Peale selle eeldame, et kahefaasilisele mähisele (joon. 18-1) ja joonisel 18-2 toodud skeemidele rakendatud pinged U on reaalse *m*-faasilise mähise (tavaliselt $m = 3$) faasipinged. Seejuures voolud I_{ds} ja I_{qs} vastavad *m*-faasilise mähise vooludele. Kui näiteks teatud hetkel ankru mingi faasimähise telg ühtib teljega *d*, siis selles faasis on vool I_{ds}. See asjaolu, et

mähiste analüüs jooniste 18-1 ja 18-2 alusel seotakse kujutlusega kahefaasilisest masinast, U, I ja Z aga võrduvad m-faasilise masina vastavate faasisuurustega, võetakse allpool momentide ja võimsuste arvutamisel vastaval viisil arvesse.

Sünkroonmasina takistused telgede d ja q suunas asünkroonrežiimil Z_{ds} ja Z_{qs} kujutavad endast joonise 18-2 skeemide takistusi ja on libistuse s funktsioonid. Kui $s \geqslant 1$, siis võib takistuste Z_{ds} ja Z_{qs} moodulite määramiseks tavaliselt võtta $r_f = r_{sd} = r_{sq} = 0$. Sel juhul saame joonisel 18-2 toodud skeemide asemele joonisel 16-9 esitatud skeemid. Järelikult kui $s \geqslant 1$, on summutusmähise olemasolu korral $z_{ds} \approx x''_d$ ja $z_{qs} \approx x''_q$, summutusmähise puudumisel aga $z_{ds} \approx x'_d$ ja $z_{qs} \approx x'_q \approx x_q$. Selle illustreerimiseks on joonisel 18-3 kujutatud komplekstakistuste



Joon. 18-3. Väljepoolustega sünkroonmasina ekvivalentsed takistused asünkroonrežiimi puhul pikiteljel (a) ja ristteljel (b)

$$Z_{ds}=r_{ds}+\mathrm{j}x_{ds};\quad Z_{qs}=r_{qs}+\mathrm{j}x_{qs} \tag{18-1}$$

vektorite otspunktide geomeetrilised kohad ja samuti on ka libistuse s väärtused summutusmähist omava suure võimsusega masina jaoks. See joonis vastab masinale, millel on järgmised suhtelised parameetrid: $x_{ad*}=0{,}41$; $x_{aq*}=0{,}23$; $x_{\sigma a*}=0{,}09$; $x_{\sigma f*}=0{,}14$; $x_{\sigma sd*}=0{,}11$; $x_{\sigma sq*}=0{,}09$; $x_{d*}=0{,}5$; $x'_{d*}=0{,}20$; $x''_{d*}=0{,}143$; $x_{q*}=x'_{q*}=0{,}32$; $x''_{q*}=0{,}155$; $r_{f*}=0{,}00032$; $r_{sd*}=0{,}01$; $r_{sq*}=0{,}0075$. Jooniselt 18-3 järeldub, et suure võimsusega masinal juba $s=0{,}1\ldots0{,}2$ puhul $z_{ds}\approx x''_d$ ja $z_{qs}\approx x''_q$.

Vastavalt joonisele 18-3, *b* liigub komplekstakistuse Z_{qs} vektori otspunkt mööda ringjoont, mis vastab ühe sekundaarahelaga asünkroonmasina ringdiagrammi voolu ringjoonele. Kõver joonisel 18-3, *a* koosneb kahe ringjoone osadest, mis vastavad kahe oravikmähisega kaksikuuretega asünkroonmasina voolude kohakõverate ringjoontele normaal- ja käivitusrežiimide piirkondades.

Voolude ja pöördemomentide väärtused. Vastavalt ülaltoodule ja joonistele 18-1 ning 18-2 on ankru piki- ja ristvoolud asünkroonrežiimis

$$\dot{I}_{ds}=\frac{\dot{U}}{Z_{ds}};\quad \dot{I}_{qs}=\frac{-\mathrm{j}\dot{U}}{Z_{qs}}. \tag{18-2}$$

Et $Z_{ds}\neq Z_{qs}$, siis voolud $\dot{I}_{ds}$ ja $\dot{I}_{qs}$ moodustavad ebasümmeetrilise kahefaasilise süsteemi ja neid võib lahutada (vt. § 12-2) päri- ($\dot{I}_1$) ja vastujärgnevus- ($\dot{I}_2$) vooludeks:

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_1&=\frac{\dot{I}_{ds}+\mathrm{j}\dot{I}_{qs}}{2}=\left(\frac{1}{Z_{ds}}+\frac{1}{Z_{qs}}\right)\frac{\dot{U}}{2};\\ \dot{I}_2&=\frac{\dot{I}_{ds}-\mathrm{j}\dot{I}_{qs}}{2}=\left(\frac{1}{Z_{ds}}-\frac{1}{Z_{qs}}\right)\frac{\dot{U}}{2}.\end{aligned}\right\} \tag{18-3}$$

Voolud $\dot{I}_1$ ja $\dot{I}_2$ tekitavad pärijärgnevus- ning vastujärgnevusmagneetimisergutused ja -magnetväljad, mis pöörlevad rootori suhtes vastavalt kiirustega sn_1 ja $-sn_1$, kus n_1 on sünkroonkiirus. Staatori suhtes pöörlevad need magnetväljad aga kiirustega

$$n_{1s}=n+sn_1=(1-s)n_1+sn_1=n_1$$
$$n_{2s}=n-sn_1=(1-s)n_1-sn_1=(1-2s)n_1.$$

Et staatorivoolude I_2 magneetimisergutus pöörleb staatori suhtes kiirusega n_{2s}, mis erineb sünkroonkiirusest (1—2s) korda, siis voolu I_2 sagedus staatorimähistes on

$$f_{2s}=(1-2s)f_1, \tag{18-4}$$

samal ajal kui voolude I_1 põhisagedus $f_{1s}=f_1$. Seega on staatorimähiste vooludel erineva sagedusega komponendid, s. o. nad on mittesiinuselised. See on täiesti loomulik, sest ebasümmeetrilise rootori pöörlemise tõttu staatori liikumatute faasimähiste suhtes ei ole nende faaside ekvivalentsed takistused rootori mõju arvestades enam konstantsed ja seepärast siinuspingete $\dot{U}$ rakendamisel on voolud mittesiinuselised.

Märgime, et voolude I_2 sagedus on võrdne põhisagedusega libistuste $s=1$ ja $s=0$ puhul. Esimesel juhul on rootor liikumatu ja kuigi faaside takistused on üksteisest erinevad, on nad siiski konstantse suurusega. Selle tulemusena ei ole faaside voolud suuruselt võrdsed, kuid nad on siinuselised. Teisel juhtumil (sünkroonrežiim), vastavalt skeemidele joonisel 18-2, on $Z_{ds}=\mathrm{j}x_d$ ja $Z_{qs}=\mathrm{j}x_q$, nende skeemide sekundaarahelad on avatud. Seejuures I_{ds} ja I_{qs} on vastavalt võrdsed ankruvoolu I piki- I_d ja ristkomponendiga I_q (vt. ptk. 15).

Siin saadud tulemused vastavad täielikult § 11-8 vaadeldud ebasümmeetrilise rootoriga asünkroonmootori töörežiimile, mistõttu seal saab rakendada ka kõiki siin vaadeldavaid kvantitatiivseid seoseid. Mõlemal juhul tekib rootori ebasümmeetria tõttu ka rootori suhtes vastassuunaliselt pöörlev voolude I_2 magnetväli ja sagedusega (1—2s)f_1 voolud staatoris.

Et me ei arvestanud kadusid staatoris, antakse vooludele I_1 vastav võimsus P_1 täielikult üle rootorile. Viimane on ühtlasi ka elektromagnetiliseks võimsuseks ja tekitab pöördemomendi M_1. See võimsus m-faasilises masinas

$$P_1=mUI_{1a}, \tag{18-5}$$

kus I_{1a} on voolu I_1 aktiivkomponent.

Vastavalt avaldisele (18-3)

$$I_{1a}=\frac{1}{2}(I_{dsa}+I_{qsa})=\frac{1}{2}(I_{ds}\cos\varphi_{ds}+I_{qs}\cos\varphi_{qs})=$$

$$=\frac{1}{2}\left(I_{ds}\frac{r_{ds}}{z_{ds}}+I_{qs}\frac{r_{qs}}{z_{qs}}\right), \tag{18-6}$$

kus

$$I_{ds}=\frac{U}{z_{ds}} \quad \text{ja} \quad I_{qs}=\frac{U}{z_{qs}} \tag{18-7}$$

on voolude $\dot{I}_{ds}$ ja $\dot{I}_{qs}$ moodulid.

Pärast I_{1a} asendamist avaldisest (18-6) avaldisse (18-5) ja võrduste (18-7) arvestamist saame

$$P_1=\frac{m}{2}\left(I_{ds}^2 r_{ds}+I_{qs}^2 r_{qs}\right). \tag{18-8}$$

Vastav pöördemoment

$$M_1=\frac{pP_1}{\omega_1}=\frac{pm}{2\omega_1}\left(I_{ds}^2 r_{ds}+I_{qs}^2 r_{qs}\right). \tag{18-9}$$

Voolude I_2 magnetväli tekitab pöördemomendi $M_2 \neq 0$ ainult siis, kui staatorimähise takistus $r_a \neq 0$, sest selle välja suhtes on rootor primaar-, staator aga sekundaarpooleks (vt. § 11-8). Sel juhtumil on (18-3) asemel kehtivad valemid:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{I}_1&=\frac{\left(Z_{ds}+Z_{qs}-\dfrac{2r_a}{1-2s}\right)\dot{U}}{(Z_{ds}+r_a)\left(Z_{qs}-\dfrac{r_a}{1-2s}\right)+(Z_{qs}+r_a)\left(Z_{ds}-\dfrac{r_a}{1-2s}\right)};\\
\dot{I}_2&=\frac{(Z_{ds}-Z_{qs})\,\dot{U}}{(Z_{ds}+r_a)\left(Z_{qs}-\dfrac{r_a}{1-2s}\right)+(Z_{qs}+r_a)\left(Z_{ds}-\dfrac{r_a}{1-2s}\right)}
\end{aligned}\right\} \tag{18-10}$$

Voolude I_2 poolt tekitatava momendi väärtus

$$M_2=-\frac{pm}{\omega_1} I_2^2 \frac{r_a}{1-2s}. \tag{18-11}$$

Peale selle, kui $r_a \neq 0$, siis rootorile antav elektromagnetiline võimsus väheneb suuruse $mI_1^2 r_a$ võrra. Seepärast üldjuhtumil asünkroonne pöördemoment

$$M_a=M_1+M_2-\frac{pmI_1^2 r_a}{\omega_1}. \tag{18-12}$$

Juhtumil kui $r_a=0$, esineb libistuse $s\approx 0{,}5$ piirkonnas resulteeriva momendi M_a järsk langus (vt. § 11-8 ja joon. 11-16). Kui aga $r_a=0$, siis ka $M_2=0$ ja vastavalt võrdusele (18-12) $M_a=M_1$.

Kui masinal on täielik summutus- või käivitusmähis, massiivrootor või -poolused poolustevaheliste vahekutega, siis on masina parameetrid erinevate telgede suunas libistustel $|s| \geqslant 0{,}05$ teineteisele lähedased: $Z_{ds}\approx Z_{qs}$ ja $x''_d\approx x''_q$ (vt. tabel 14-1 ja joon. 18-3). Neil juhtudel on avaldiste (18-2), (18-3) ja (18-10) alusel $I_{ds}\approx I_{qs}$ ja $I_2\approx 0$. Asünkroonrežiim on seetõttu peaaegu sümmeetriline, $M_2\approx 0$ [vt. võrdus (18-11)] ja üheteljelisuse efekt praktiliselt ei avaldu. Seetõttu võib vaadeldaval juhtumil võtta $r_a\approx 0$ ja arvutada voole ja momenti võrduste (18-2), (18-3) ja (18-9) järgi. Summutus- või käivitusmähise puudumisel ja teraslehtedest koostatud rootorisüdamiku puhul erinevad aga takistused Z_{ds} ja Z_{qs} teineteisest tunduvalt. Seepärast avaldub sel juhtumil üheteljelisuse efekt tugevasti ja arvutamiseks tuleb kasutada avaldisi (18-10) ... (18-12).

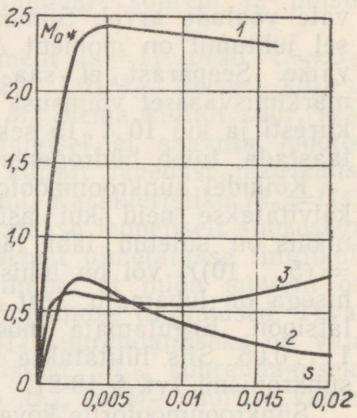
Vaadeldud pöördemomendid on $s = \text{const}$ puhul muutumatu suuruse ja märgiga. Peale nende momentide tekib $Z_{ds}\neq Z_{qs}$ puhul teineteise suhtes pöörlevate päri- ja vastujärgnevusväljade vastastikuse mõju tulemusena muutuva märgiga moment, mis pulseerib sagedusega $2sf_1$. Suure pulseerimissageduse korral ei avalda see moment rootori liikumisele mingisugust mõju, kuid libistuse väärtuse $-0{,}02 < s < 0{,}02$ puhul rootor vaheldumisi kiireneb ja aeglustub ning pöörlemiskiirus kõigub. Kui $s=0$, muutub see moment pulseerivast konstantseks ja kujutab endast võrduse (17-4) viimasele liikmele vastavat reaktiivmomenti.

Erinevat tüüpi sünkroonmasinate asünkroonrežiimid. Ergutuse kadumisel lähevad sünkroongeneraatorid üle asünkroonrežiimi ja nende pöörlemiskiirus kasvab seni, kuni saabub tasakaal masina võllile rakendatud momendi ja elektromagnetilise momendi vahel. Seejuures võtab masin võrgust magneetimisvoolu

$$I_M=\frac{2U}{x_d+x_q}$$

ja annab võrku aktiivvõimsust.

Turbogeneraatoritel $x_{d*}=x_{q*}=1{,}2 \ldots 2{,}2$, seepärast $I_M<I_N$ ja tavaliselt $I_M=(0{,}40 \ldots 0{,}65)I_N$. Võimsatel hüdrogeneraatoritel on olukord vastupidine — $I_M>I_N$. Sünkroongeneraatorite juures pakub suuremat praktilist huvi mehaanilise karakteristiku $M_a=f(s)$ algusosa (vt. joon. 18-4, mis on koostatud M_{a*} ja s absoluutväärtuste abil, sest generaatorirežiimis $M_a<0$ ja $s<0$).



Joon. 18-4 Sünkroongeneraatori asünkroonse pöördemomendi sõltuvus libistusest lühistatud ergutusmähise puhul:
1 — turbogeneraator; *2* — hüdrogeneraator summutusmähiseta; *3* — hüdrogeneraator summutusmähisega

Väikestel libistustel on turbogeneraatori rootori südamiku pinnanähtus tähtsusetult väike ja seepärast ka voolude sissetungimise sügavus suur. Selle tulemusena on rootorisüdamiku aktiivtakistus väike ja moment saavutab juba väikeste libistuste puhul väga suuri väärtusi (joon. 18-4). Seepärast võivad turbogeneraatorid asünkroonrežiimis arendada suurt võimsust, kusjuures aga kaovõimsus rootoris $p_{e12}=sP_{em}$ on väike ega ole rootori kuumenemise seisukohalt ohtlik. Turbogeneraatori maksimaalset lubatavat võimsust asünkroonrežiimis piirab staatorivool, mille väärtus saavutab suure magneetimisvoolu tõttu nimiväärtuse juba $P < P_N$ puhul. Enamikul juhtudel on turbogeneraatorites $I=I_N$ korral $P=(0{,}5 \ldots 0{,}7)P_N$.

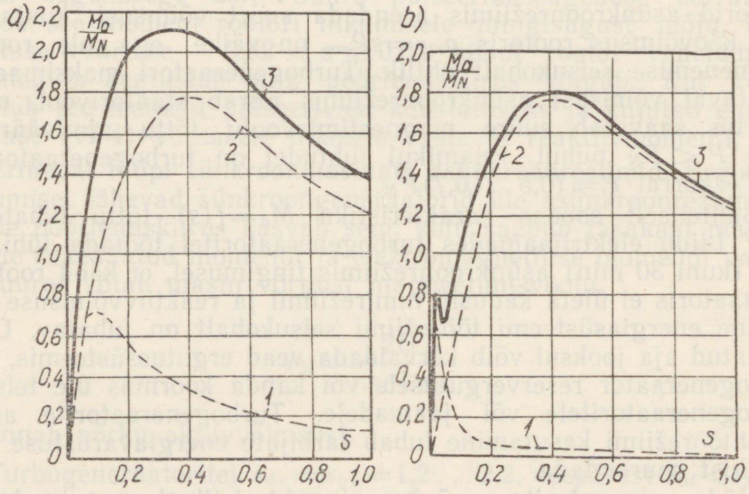
Suhteliselt soodsa karakteristiku $M_a=f(s)$ tõttu lubatakse NSV Liidu elektrijaamades turbogeneraatoritel töötada lühiaegselt (kuni 30 min) asünkroonrežiimis tingimusel, et kaod rootoris ja staatoris ei ületa kadusid nimirežiimil ja reaktiivvõimsuse tarbimine energiasüsteemi töörežiimi seisukohalt on lubatav. Ülalnäidatud aja jooksul võib kõrvaldada vead ergutussüsteemis, viia turbogeneraator reservergutusele või kanda koormus üle teistele turbogeneraatoritele või jaamadele. Turbogeneraatorite asünkroontöörežiimi kasutamine lubab tarbijate energiavarustuse töökindlust suurendada.

Hüdrogeneraatorite asünkroonkarakteristikud on tunduvalt vähem soodsad (joon. 18-4). Hüdrogeneraatoritel on teraslehtedest koostatud poolused ja paljudel juhtudel puuduvad neil ka summutusmähised. Summutusmähise puudumisel arendatakse asünkroonrežiimis võimsust ainult ergutusmähises indutseerita-

vate voolude arvel. Summutusmähise aktiivtakistus on suur ja sel juhtumil on moment M_a väikeste libistuste s puhul samuti väike. Seepärast ei saa hüdrogeneraatorid asünkroonrežiimis märkimisväärset võimsust arendada. Summutusmähis kuumeneb kiiresti ja kui 10 ... 15 sekundi jooksul pole võimalik ergutust taastada, tuleb hüdrogeneraator võrgust välja lülitada.

Kõikidel sünkroonmootoritel on käivitusmähised ja tavaliselt käivitatakse neid kui asünkroonmootoreid, kusjuures ergutusmähis on suletud läbi lahendus- või väljakustutustakisti $r_k = (5 \ldots 10) r_f$ või on lühistatud. Käivitamine lahtise ergutusmähisega on lubamatu, sest sel juhtumil võib rikneda mähise isolatsioon. Ergutamata mootori libistus s muutub käivitamisel 1 ... 0,05. Siis lülitatakse sisse ergutusvool ja mootor tõmbub sünkronismi (vt. § 18-2).

Sünkroonmootorite kõverad $M_a = f(s)$ on toodud joonisel 18-5. Ergutusmähise poolt arendatav moment saavutab maksimaalväärtuse väikeste libistuste puhul, eriti kui $r_k = 0$, sest et r_f on väike, $x_{\sigma f}$ aga suhteliselt suur. Käivitusmähise poolt arendatav moment saavutab aga vastupidi maksimumi $s \approx 0{,}3 \ldots 0{,}4$ juures,



Joon. 18-5. Sünkroonmootori, mille võimsus on 1250 kVA ja $n_N = 750$ p/min, asünkroonse pöördemomendi $M_a = f(s)$ kõverad ergutusmähise sulgemisel:

a — lahendustakistusega $r_{vk} = 9 r_f$, *b* — vahetult. *1* — ergutusmähise moment; *2* — käivitusmähise moment, *3* — summaarne moment

sest selle mähise aktiivtakistus on tunduvalt suurem ja puiste väiksem.

Sünkroonmootorite algkäivitusmoment ($s=1$) peab $U=U_N$ puhul olema küllalt suur: $M_n \geqslant (0{,}8 \ldots 1{,}0) M_N$. Teisest küljest peab aga väikeste s väärtuste puhul M_a olema küllalt suur, sest vastasel korral koormuse all käivitamisel ei saavuta mootor asünkroonrežiimis sünkroonkiirusele küllalt lähedast pöörlemiskiirust ja mootor ei tõmbu sünkronismi. Karakteristiku $M_a=f(s)$ tõus väikeste s väärtuste puhul määratakse leppeliselt suurusega $s=0{,}05$ juures ja seda momendi väärtust nimetatakse tinglikult sisendmomendiks M_{sis}. On ilmne, et mida suurem on M_{sis}, seda paremad on sünkronismi tõmbumise tingimused. Tavaliselt nõutakse, et $M_{sis} \approx M_N$. Kuid M_n suurendamiseks on vaja suurendada käivitusmähise aktiivtakistust, M_{sis} suurendamiseks aga seda vähendada. Seepärast tuleb M_{sis} ja M_N suuruse valiku küsimus lahendada kompromissi teel ja M_n suurendamiseks kasutada voolu väljatõrje nähtust käivitusmähises (vt. ptk. 9). Et suurendada käivitusmähise varraste ristlõiget ja soojusmahtuvust, valmistatakse need valgevasest.

Nagu nähtub jooniselt 18-5, on lahendustakistita käivitamisel (joon. 18-5, *b*) M_{sis} väiksem ja peale selle võib väikeste s väärtuste puhul esineda momendikõveras nõgu, sest ergutusmähisest tingitud momendi maksimum paikneb äärmiselt väikeste s väärtuste piirkonnas. Seepärast toimub $r_k=0$ puhul sünkronismi tõmbumine vähem soodsates tingimustes.

Kui sünkroonmasin ei ole massiivpooluste või -rootoriga ja summutus- või käivitusmähisega, on üheteljelisuse efekti tugeva avaldumise tulemusena masina asünkroonkäivitamine võimalik ainult tühijooksul või siis üsna väikese koormuse puhul, kusjuures ergutusmähis peab olema suletud läbi küllalt suure aktiivtakistuse.

Massiivrootorite või -poolustega sünkroonmootoritel on juhtumil kui suhe $l_o/\tau \geqslant 1$ karakteristik $M_a=f(s)$ küllalt soodne. Vastasel korral on rootorisüdamikus voolude jaotumise ääreefekti tõttu asünkroonmoment väike.

18-2. ERGUTATUD SÜNKROONMASINA ASÜNKROONREŽIIM

Ergutatud sünkroonmasina asünkroonrežiim tekib, nagu eespool näidati, masina ülekoormamise või võrgupinge langemise tulemusena, aga samuti ka generaatori ergutuse taastumisel pärast ergutuse ajutist kadumist. Veel esineb see isesünkroniseerimismeetodi kasutamisel ja sünkroonmootori ergutuse sisselülitamisel asünkroonsel käivitamisel.

Sünkroonmasina pöörlemisel libistusega s indutseerib ergutusvool i_f ankrumähises elektromotoorjõu E_k ja voolud I_k sagedusega $(1-s)f_1$. Voolud I_k liituvad võrgupinge mõjul ankrus tekitatud vooludega sagedusega f_1. Et võrgus eneses puuduvad elektromotoorjõud ja pinged sagedusega $(1-s)f_1$, siis elektromotoorjõu E_k ja voolu I_k suhtes on ankrumähis võrgu kaudu, mille takistust võib lugeda võrdseks nulliga, lühistatud. Järelikult on vool I_k oma olemuselt ekvivalentne sünkroongeneraatori püsilühisevooluga.

Peitpoolustega masina puhul

$$I_k=\frac{(1-s)E}{\sqrt{r_a^2+(1-s)^2x_d^2}}, \qquad (18\text{-}13)$$

kus E on ergutusvoolu i_f poolt indutseeritud elektromotoorjõud ja x_d — sünkroontakistus $s=0$ puhul.

Väljepoolustega masinatele kehtib avaldis (18-13) väikeste s väärtuste puhul suure täpsusega, suurte s väärtuste korral aga ainult ligikaudselt.

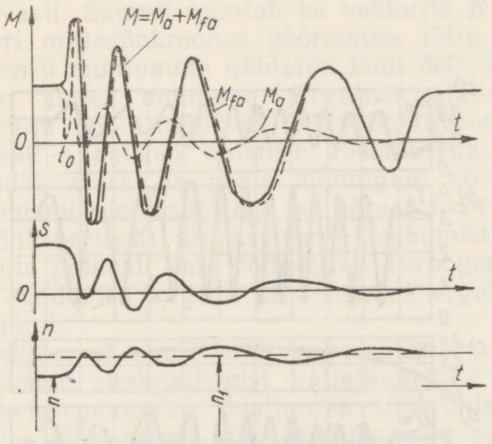
Voolud I_k koormavad masinat võimsusega

$$P_k=mI_k^2r_a=\frac{m(1-s)E^2r_a}{r_a^2+(1-s)^2x_d^2}, \qquad (18\text{-}14)$$

mistõttu rootorile mõjub pidurdusmoment

$$M_k=\frac{pP_k}{\omega_1}. \qquad (18\text{-}15)$$

Moment M_k püüab rootori pöörlemiskiirust vähendada ja generaatorirežiimil kergendab, mootorirežiimil aga raskendab masina sünkronismi tõmbumist. Peale selle tekib ergutatud masina asünkroonsel pöörlemisel kiirusega $(1-s)n_1$ pöörleva ergutusvoo ja kiirusega n_1 pöörleva, võrgu sagedusega f_1 vooludest põhjustatud, ankruvoo vastastikuse mõjutuse tulemusena tugev pulseeriv moment M_{fa}. Selle sagedus on sf_1 ja ta liitub asünkroonmomendile M_a ning momendile M_k. Kui koormus võllil ja libistus s ei ole väga suured, siis tõmbub masin momendi M_{fa} mõjul sünkronismi, sest ajavahemikul, mil M_{fa} mõjub vajalikus suunas, võib rootori kiirus n saavutada sünkroonkiiruse n_1 ja isegi selle ületada (joon. 18-6). Seejuures, pärast mõningat rootori kiiruse võnkumist, sünkroonväärtuse lähedal need võnked sumbuvad ja saabub sünkroonne püsirežiim.

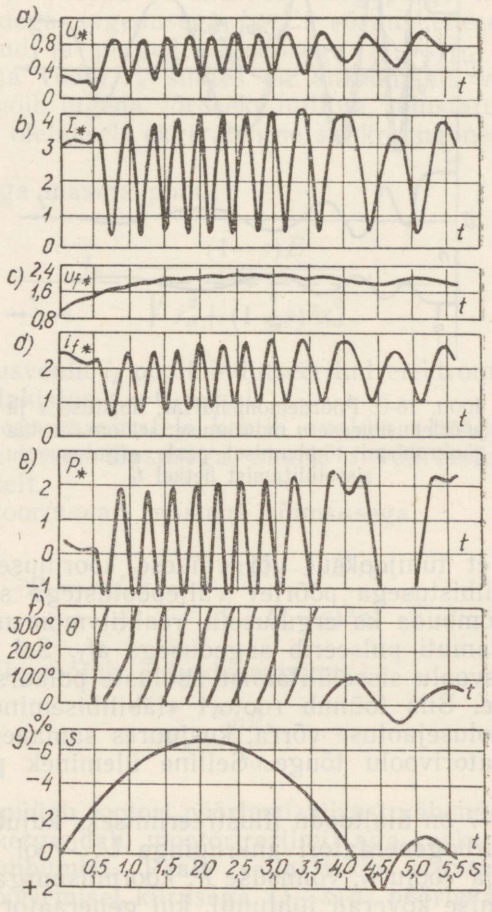


Joon. 18-6. Pöördemomendi M, libistuse s ja pöörlemiskiiruse n muutumise iseloom masina sünkronismi tõmbumisel peale ergutusvoolu sisselülitamist hetkel t_0

Märgime, et tühijooksul või väikese koormuse puhul võllil võib väikese libistusega pöörlev väljepoolustega sünkroonmasin sünkronismi tõmbuda ka ergutuseta, reaktiivmomendi mõjul, mis $s \neq 0$ korral samuti pulseerib sagedusega sf_1. Sel juhtumil võib pärast ergutusvoolu sisselülitamist pooluste polaarsus mitte vastata vajalikule. Siis toimub rootori «läbilibisemine» ankruvälja suhtes ühe poolusejaotuse võrra, kusjuures samaaegselt tekib ka lühiaegne staatorivoolu tõuge. Selline üleminek pole masinale üldsegi ohtlik.

Joonisel 18-7 on ülaltoodu illustreerimiseks kujutatud 100 MW võimsusega turbogeneraatori ankrupinge U, -vool I, ergutusmähise pinge u_f ja voolu i_f, võimsuse P, koormusnurga θ ning libistuse s muutumise kõverad juhtumil, kui generaator langeb sünkronismist välja võrgu lühise tõttu, sellele järgneval asünkroonsel režiimil ja tagasi sünkronismi tõmbumisel (resünkroniseerimisel). Et kaod on suhteliselt väikesed, siis $P \sim M$ ja joonisel 18-7, c toodud kõver iseloomustab samuti momendi muutumist võllil. Lühis toimus hetkel $t=0$ ja kõrvaldati hetkel $t=$ $=0{,}5$ s. Lühise ajal generaatori võimsus P langes peaaegu nullini ja et turbiini võimsus jäi muutumatuks, siis kiirus kasvas ning masin hakkas pöörlema libistusega $s<0$.

Nagu nähtub jooniselt 18-7, pulseerivad alalisvoolu ergutusega asünkroonrežiimis töötava generaatori vool, võimsus ja



Joon. 18-7. Ergutatud turbogeneraatori elektromagnetiliste suuruste kõverad sõltuvalt ajast masina sünkronismist väljalangemisel, sellele järgneval asünkroonsel pöörlemisel ja resünkroniseerimisel

moment tugevasti. Samuti muutub ka vektorite $\dot{E}$ ja $\dot{U}$ vaheline nurk θ rootori mittesünkroonse pöörlemise tõttu pidevalt (joonisel 18-7, f on θ muutumine näidatud kuni 360°-ni, kust hakkab jällegi nullist alates muutuma. Ergutuse alalisvoolule liitub ankru pöördvälja poolt indutseeritud vahelduvvool. Pärast ajavahemikku $t=2$ s hakkab libistuse absoluutväärtus vähenema, seejärel muudab märki ja peale mõningaid võnkeid tõmbubki masin sünkronismi (joonisel 18-7 on pärast $t=4$ s näha ainult üks θ ja s võnkeperiood). Sünkronismi tõmbumist näitab see, et nurk θ ei muutu pidevalt vaid võngetena. Turbogeneraatori sünkroniseerimist soodustas u_f ja i_f suurenemine ergutuse automaatregulaatori mõjul.

Tuleb märkida, et avarii ajal generaatorite resünkroniseerimine peale nende sünkronismist väljalangemist toimub sageli personali vahelesegamiseta. Sealjuures sünkronismist väljalangemise fakt ise jääb sageli märkamatuks, sest see varjutatakse avarii ajal toimuvate võnkumistega (vt. § 21-1).

Analoogiliselt toimub ka energiasüsteemi kahe osa sünkroniseerimine juhul, kui nad lülitatakse paralleeltööle eelneva sünkroniseerimiseta pärast seda, kui nad avarii tõttu lahutusid ja hakkasid töötama mittesünkroonselt. Siis toimuvad kirjeldatud protsessid kõikides energiasüsteemi generaatorites, seejuures kõige intensiivsemalt neis, mis paiknevad süsteemi lahutuskohale lähemal. NSV Liidu energiasüsteemides lubatakse lahutunud süsteemi osade isesünkroniseerimist juhtudel, kui maksimaalsed voolutõuked hüdrogeneraatorites ei ületa $3I_N$ ja turbogeneraatorites $5I_N$ ning asünkroonpöörlemine ei kesta üle 10 ... 15 s.

Sünkroonmasinate endaergutusest. Sünkroonmasin on võimeline üles ergutuma ka siis, kui selle ergutusmähist kõrvalisest alalisvooluallikast ei toideta. See on võimalik juhtumil, kui sünkroonmasina ankruahelasse on lülitatud mahtuvused. Pinge ankru klemmidel tekib seejuures ankrureaktsiooni magnetvoo arvel. Iseergutamisprotsess areneb rootori jääkmagnetvoo esinemisel nagu asünkroonmasinaski (vt. § 11-2). Praktikas võib sünkroongeneraatorite iseergutumine tekkida nende töötamisel pikale, tühijooksul olevale ülekandeliinile, millel on suur juhtmetevaheline mahtuvus.

Iseergutunud sünkroongeneraator peab ankruahela kadude katmiseks arendama teatavat aktiivvõimsust. Väljepoolustega sünkroongeneraatorid võivad arendada aktiivvõimsust, töötades ergutuseta sünkroonrežiimis, kui ankrureaktsiooni magnetväli pöörleb sünkroonselt rootoriga. Seepärast võib niisugustes generaatorites tekkida sünkroonse ergutuse režiim. Peitpoolustega generaatorites võib analoogiliselt asünkroonmasinatega (vt. § 11-2) tekkida ainult asünkroonne iseergutumine, kus ankrureaktsiooni magnetväli rootori suhtes pöörleb.

Üheksateistkümnes peatükk

SÜNKROONMOOTORID JA -KOMPENSAATORID

19-1. SÜNKROONMOOTORID

Sünkroonmootorite kasutamine. Sünkroonmasinate mootorirežiimis töötamist puudutavaid põhiküsimusi selgitati juba eelmistes peatükkides. Allpool vaadeldakse täiendavalt mõningaid sünkroonmootoreid puudutavaid üldküsimusi.

Sünkroonmootoritel on võrreldes asünkroonmootoritega suur eelis, mis seisneb selles, et alalisvooluergutuse tõttu võivad need töötada võimsusteguriga $\cos\varphi = 1$, võtmata seejuures võrgust reaktiivvõimsust, töötamisel üleergutatult aga annavad koguni reaktiivvõimsust võrku. Selle tulemusena paraneb võrgu võimsustegur ja pingelang ning kaod võrgus vähenevad. Samuti suureneb ka elektrijaamade generaatorite võimsustegur. Sünkroonmootori maksimaalmoment on võrdeline toitepingega U, asünkroonmootoril aga vastavalt U^2-ga. Seepärast säilitab sünkroonmootor pinge alanemisel suurema koormatusvõime. Peale selle võimaldab sünkroonmootorite ergutusvoolu suurendamine tõsta nende töökindlust võrgu avariidest põhjustatud pinge alanemistel ja parandada neil juhtudel energiasüsteemi töötingimusi tervikuna. Suurema õhupilu tõttu on sünkroonmootorite lisateraseskadu väiksem kui asünkroonmootoreil, mistõttu nende kasutegur on viimaste omast harilikult suurem.

Teisest küljest on aga sünkroonmootorite konstruktsioon lühisrootoriga asünkroonmootorite omast keerukam ja peale selle peab sünkroonmootoreil olema erguti või muu alalisvooluseade ergutusmähise toitmiseks. Seetõttu on sünkroonmootorid enamikul juhtudel lühisrootoriga asünkroonmootoreist kallimad. Sünkroonmootorite käivitamine on samuti keerukam ning nende pöörlemiskiirust on mugav reguleerida ainult toitesageduse reguleerimisega.

Sellest hoolimata on sünkroonmootorite eelis niivõrd suur, et $P_N > 200 \ldots 300$ kW korral on neid otstarbekohane kasutada kõikjal, kus ei ole sagedasi käivitusi, seiskamisi ja pöörlemiskiiruse reguleerimist (mootorgeneraatorid, võimsad pumbad, kompressorid, veskid, purustid jm.). Vastavalt L. V. Litvaki ja I. A. Sõromjatnikovi uurimistele on sünkroonmootorid maksumuse ja energiakadude poolest $\cos\varphi_N = 1$ korral alati eelistatavamad asünkroonmootoritele, mis on varustatud kondensaatorpatareidega võimsusteguri kompenseerimiseks väärtuseni $\cos\varphi = 1$. Võimsustel $P_N > 300$ kW on otstarbekas kasutada sünkroonmootoreid

Tabel 19—1

Sünkroonmootorite andmed

Tüüp	P kW	U V	n p/min	η	cos φ	$\frac{I_n}{I_N}$	$\frac{M_n}{M_N}$	$\frac{M_s}{M_N}$	$\frac{M_m}{M_N}$	Mass t
MC 321-6/6	640	3000	1000	0,936	0,8	4,6	1,2	0,9	2,1	5,2
MC 322-16/6	2700	6000	1000	0,964	0,8	6,1	1,2	1,4	2,3	13,0
MC 321-6/10	370	3000	600	0,923	0,8	4,8	1,7	0,85	22,2	5,4
MC 324-20/10	6550	6000	600	0,968	0,8	5,5	1,2	1,1	2,3	38,4
MC 322-4/20	175	3000	300	0,875	0,8	4,3	1,6	0,65	2,7	5,1
MC 324-12/20	1970	6000	300	0,844	0,8	4,5	1,0	0,90	2,3	27,0
MC 324-4/36	310	3000	175	0,880	0,8	2,4	0,85	0,35	2,2	9,8
CTM-6000-2	6000	6000	3000	0,967	0,9	8,3	2,4	0,84	2,4	18,8

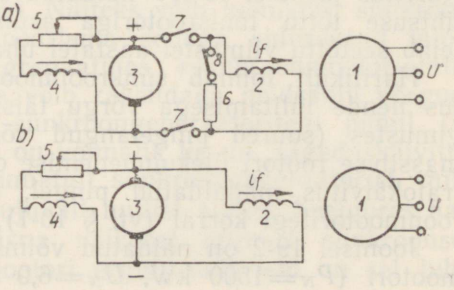
nimivõimsusteguriga $\cos\varphi_N = 0{,}9$ (üleergutus) ning $P_N > 1000$ kW $\cos\varphi_N = 0{,}8$.

Sünkroonmootorite kasutamine pidevalt laieneb ning neid ehitatakse võimsustele kuni $P_N = 50000$ kW.

Tabelis 19-1 on toodud andmed mõningate kodumaiste sünkroonmootorite kohta.

Sünkroonmootorite käivitusviise. Rõhuval enamikul juhtudel kasutatakse sünkroonmootorite asünkroonkäivitust (vt. § 18-1 ja 18-2).

Harilikult on sünkroonmootoritega ühel võllil erguti, milleks on rööpergutusega alalisvoolugeneraator (joon. 19-1). Käivitamisel joonisel 19-1, *a* toodud skeemi järgi on kontaktid *7* avatud, kontaktid *8* aga suletud. Seejuures on mootori ergutusmähis *2* läbi takisti *6* lühistatud ning asünkroonkäivitus toimub kõige soodsamates tingimustes. Asünkroonkäivituse lõpul, kui $s \approx 0{,}05$ käivitub sagedusrelee, mille mähis (joonisel 19-1, *a* ei ole näidatud) on lülitatud takistile *6* ja lülitab sisse ergutusahela kon-



Joon. 19-1. Masinergutitega sünkroonmootori ergutusahela skeemid lahendustakistusega (*a*) ja jäigalt ühendatud ergutiga (*b*) käivitamisel: *1* — mootori ankur; *2* — mootori ergutusmähis; *3* — erguti ankur; *4* — erguti ergutusmähis; *5* — erguti ergutusreostaat; *6* — lahendustakisti; *7* ja *8* — kontaktori või väljakustutusautomaadi kontaktid

taktori. Viimase kontaktid *7* seejuures sulguvad, kontaktid *8* aga avanevad. Selle tulemusena juhitakse mähisesse *2* ergutusvool ning mootor tõmbub sünkronismi.

Sünkroonmootori sünkronismi tõmbumine on alati kindlustatud, kui asünkroonkäivitusel libistus ergutuseta väljakujunenud asünkroonrežiimis ei ületa suurust

$$s_{ps}=0{,}04\sqrt{\frac{k_m P_N}{GD^2 n_N^2}}\cdot\frac{i_{fs}}{i_{fn}}, \qquad (19\text{-}1)$$

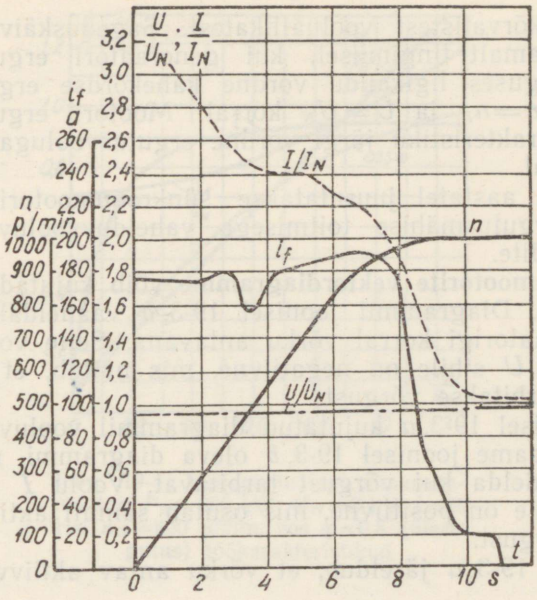
kus k_m on suhteline maksimaalmoment sünkroonrežiimis nimiergutusvoolul i_{fN};
P_N — nimivõimsus, kW;
i_{fs} — ergutusvool sünkroniseerimisel;
GD^2 — mootori ja sellega ühendatud mehhanismi hoomoment, kg·m²;
n_N — mootori nimipöörlemiskiirus, p/min.

Käivitus joonisel 19-1, *a* toodud skeemi järgi on teatud määral keerukas. Seepärast kasutatakse viimasel ajal üha rohkem joonisel 19-1, *b* kujutatud käivitusskeemi jäigalt ühendatud ergutiga. Seejuures voolab käivitamisel ankru *3* ahelas vahelduvvool, mis viimast siiski ei kahjusta. Pöörlemiskiiruse $n=(0{,}6\ldots0{,}7)n_N$ saavutamisel erguti ergutub ning ergutab ka sünkroonmootorit, mistõttu mootor sünkroonkiirusele lähenemisel tõmbub ise sünkronismi.

Käivitamine joonisel 19-1, *b* toodud skeemi kohaselt toimub vähem soodsates tingimustes. Esiteks ergutub mootor liiga vara ja seejuures tekib võllil täiendav pidurdusmoment M_k (vt. § 18-2). Teiseks on antud juhul, võrreldes skeemiga joonisel 19-1, *a*, asünkroonmootori momendikõver vähem sobiva kujuga (vt. joon. 18-5). Sellele vaatamata kindlustab ka joonisel 19-1, *b* toodud käivitusskeem mootori kindla sünkronismi tõmbumise, kui koormusmoment võllil M_{st} $n\approx n_N$ korral ei ületa $(0{,}4\ldots0{,}5)M_N$. Käivitus joonisel 19-1, *b* näidatud skeemi kohaselt sarnaneb oma lihtsuse tõttu lühisrootoriga asünkroonmootori käivitusega ja leiab seetõttu viimastel aastatel üha laiemat rakendamist.

Harilikult toimub sünkroonmootorite asünkroonne otsekäivitus nende lülitamisega võrgu täispingele. Rasketes käivitustingimustes (suured pingelangud võrgus ja käivitusmähise ning massiivse rootori ülekuumenemise oht) toimub reaktor- või autotrafokäivitus madaldatud pingel, nagu lühisrootoritega asünkroonmootoritegi korral (vt. § 10-1).

Joonisel 19-2 on näidatud võimsa jäigalt kinnitatud ergutiga mootori ($P_N=1500$ kW, $U_N=6{,}0$ kV, $n_N=1000$ p/min) ankru-



Joon. 19-2. Jäigalt mootori külge ühendatud ergutiga sünkroonmootori ($P_N = 1500$ kW) asünkroonse otsekäivituse protsessi iseloomustavad kõverad

mähise voolu I ning ergutusmähise voolu i_f, aga samuti pinge U ja pöörlemiskiiruse n muutumise kõverad asünkroonsel otsekäivitusel tühijooksu olukorras. Kiiruse $n = 500$ p/min korral on i_f kõveral märgata väikest lohku, mis on tingitud üheteljelisuse nähtest. Mootor tõmbus reaktiivmomendi toimel sünkronismi 11 sekundi pärast. Alalisvooluergutuse lülitamisega seoses olevat protsessi ei ole joonisel 19-2 esitatud.

Peale asünkroonkäivituse on üksikutel juhtumitel võimalikud ka mõned teised käivitusviisid. Näiteks võib mõnikord sünkroonmasina tühijooksul panna pöörlema sellega sidurdatud mingi teise masinaga (näiteks agregaatides «sünkroonmootor-alalisvoolugeneraator»). Seejuures võib rakendada neidsamu võrguga sünkroniseerimisviise, nagu sünkroongeneraatoritegi puhul (vt. § 17-1). Mõningatel juhtudel on võimalik ka nn. sageduskäivitus, kus mootorit toidetakse sõltumatult sünkroongeneraatorist, mille sagedust saab suurendada sujuvalt nullist alates. Seejuures hakkab sünkroonmootor juba üsna väikesel kiirusel sünkroonselt pöörlema. Generaatori ja mootori ergutusmähiseid on sel juhul

vaja toita kõrvalistest vooluallikatest. Sageduskäivitus toimub kõige soodsamalt tingimusel, kui generaatori ergutusvool on käivituse alguses ligikaudu võrdne kahekordse ergutusvooluga tühijooksul $n=n_N$ ja $U=U_N$ korral. Mootori ergutusvool on tühijooksukarakteristiku järgi võrdne ergutusvooluga $U \approx U_N$ ja $n=n_N$ korral.

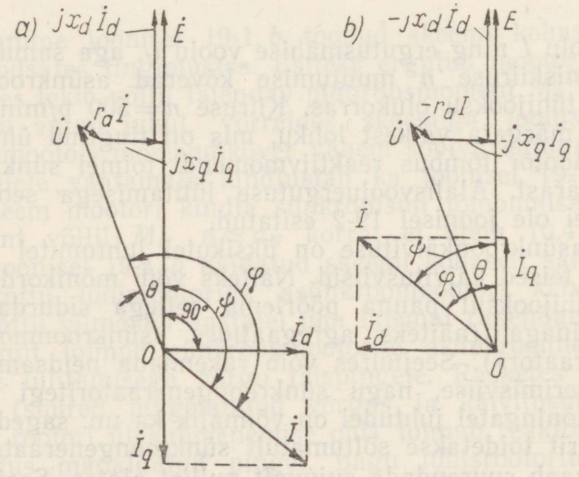
Viimastel aastatel juurutatakse sünkroonmootorite ergutussüsteeme ergutusmähise toitmisega vahelduvvooluvõrgust läbi pooljuhtalaldite.

Sünkroonmootorite vektordiagramme võib kujutada kaht viisi (joon. 19-3). Diagrammil joonisel 19-3, *a* vaadeldakse voolu $\dot{I}$ nagu generaatorigi korral võrku antavana. Selle voolu projektsioon pinge U sihile on negatiivne, mis näitab, et aktiivvoolu tegelikult tarbitakse võrgust.

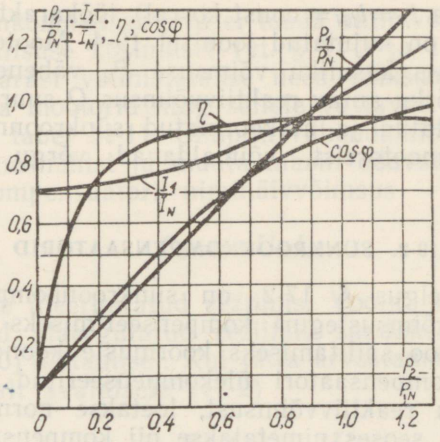
Kui joonisel 19-3, *a* kujutatud diagrammil vooluvektorit pöörata 180°, saame joonisel 19-3, *b* oleva diagrammi, millel voolu $\dot{I}$ tuleb vaadelda kui võrgust tarbitavat. Voolu $\dot{I}$ projektsioon pinge $\dot{U}$ sihile on positiivne, mis osutab samuti aktiivvoolu tarbimisele võrgust.

Jooniselt 19-3, *a* järeldub, et võrku antav aktiivvõimsus

$$P=mUI\cos\varphi<0,$$



Joon. 19-3. Väljepoolustega sünkroonmootori kaht liiki vektordiagrammid



Joon. 19-4. Väljepoolustega sünkroonmootori $P_N=560$ kW, $U_N=6$ kV, $f=50$ Hz, $n_N=600$ p/min, cos $\varphi=0{,}8$ (üleergutus) töökarakteristikud

joonisele 19-3, *b* vastavalt aga võrgust tarbitav aktiivvõimsus

$$P=mUI\cos\varphi>0.$$

Joonisel 19-3 on üleergutatud mootori diagrammid ning niisugune mootor annab vastavalt joonisele 19-3, *a* võrku pingest mahajäävat, aga vastavalt joonisele 19-3, *b* tarbib võrgust pingest etteruttavat voolu. On ilmne, et mõlemad tõlgendused on võrdväärsed.

Joonise 19-3, *a* alusel võrdub elektromotoorjõud $\dot{E}$ pinge $\dot{U}$ ja mootori pingelangude summaga

$$\dot{E}=\dot{U}+r_a\dot{I}+\mathrm{j}x_q\dot{I}_q+\mathrm{j}x_d\dot{I}_d, \qquad (19\text{-}2)$$

joonise 19-3, *b* järgi aga on elektromotoorjõud $\dot{E}$ võrdne võrgupinge $\dot{U}$ ja mootori pingelangude vahega:

$$\dot{E}=\dot{U}-r_a\dot{I}-\mathrm{j}x_q\dot{I}_q-\mathrm{j}x_d\dot{I}_d. \qquad (19\text{-}3)$$

Kui vaadeldakse ainult sünkroonmasina mootorirežiimi, on otstarbekam kasutada diagrammi joonisel 19-3, *b*.

Sünkroonmootori töökarakteristikud. Mootori ($P_N=560$ kW,

$U = U_N$, $f = f_N$ ja $i_f = i_{fN} = \text{const}$ korral) töökarakteristikud suhtelistes suurustes on kujutatud joonisel 19-4. Mootor töötab üleergutatult, ta $\cos\varphi$ kasuliku võimsuse P_2 vähenemisega samuti väheneb, kuid võrku antav reaktiivvõimsus Q suureneb. Siit järeldub, et üleergutatud ja alakoormatud sünkroonmootorid, erinevalt asünkroonmootoreist, võimaldavad võrgu võimsustegurit parandada.

19-2. SÜNKROONKOMPENSAATORID

Nagu juba selgus § 17-2, on sünkroonkompensaatorid ette nähtud võrgu võimsusteguri kompenseerimiseks ja võrgu normaalse pingenivoo säilitamiseks koormuste koondumise rajoonides. Sünkroonkompensaatori ülekompenseeritud töörežiimi, kui ta annab võrku reaktiivvõimsust, loetakse normaalseks (joon. 17-5, *a*). Sellega seoses nimetatakse nii kompensaatoreid kui ka samaks otstarbeks töötavaid tarbija-alajaamadesse paigutatud kondensaatorpatareisid ka reaktiivvõimsuse generaatoreiks. Tarbijakoormuse vähenemise perioodidel (näiteks öösel) tekib tihti vajadus sünkroonkompensaatoreid tööle rakendada isegi alaergutatud režiimis, kus need tarbivad võrgust induktiivvoolu ja reaktiivvõimsust (vt. joon. 17-5, *b*), sest sellistel alakoormustel võrgupinge kasvab ning viimase säilitamiseks normaalnivool on vaja võrku koormata induktiivvooluga, et põhjustada seal täiendavaid pingelange. Selleks otstarbeks varustatakse iga sünkroonkompensaator ergutuse või pinge automaatregulaatoriga, mis reguleerivad kompensaatori ergutusvoolu suurust nii, et pinge kompensaatori klemmidel jääb konstantseks.

Sünkroonkompensaatoritel puuduvad ajammootorid ja töörežiimi seisukohast osutuvad nad oma olemuselt tühijooksul töötavaiks sünkroonmootoreiks. Seepärast, erinevalt juhtumist, millele vastavad vektordiagrammid joonisel 17-5, *a* ja *b*, on sünkroonkompensaatorid koormatud veel ka väikse aktiivvooluga ja tarbivad võrgust oma kadude katteks aktiivvõimsust. Kompensaatoreid ehitatakse võimsusele kuni $S_N = 100\,000$ kVA ning neil on väljepoolustega konstruktsioon, kusjuures harilikult pooluste arv $2p = 6$ või 8. Võimsatel kompensaatoritel on vesinikjahutus.

Asünkroonkäivitamiseks varustatakse kõik sünkroonkompensaatorid käivitusmähistega poolusekingades; poolused võib valmistada ka massiivseina. Seejuures kasutatakse tavaliselt otse-, hädavajalikel juhtudel aga ka reaktorkäivitust. Mõnedel juhtudel käivitatakse võimsaid kompensaatoreid ka faasirootoriga käivitusasünkroonmootoriga, mis on kinnitatud kompensaatoriga samale võllile. Võrguga sünkroniseerimiseks kasutatakse seejuures harilikult isesünkroniseerimist.

Et sünkroonkompensaatorid ei tooda aktiivvõimsust, ei ole töö staatilise stabiilsuse küsimusel (vt. § 17-3 ja 17-4) nende jaoks tähtsust. Seepärast valmistatakse need väiksema õhupiluga kui generaatorid ja mootorid ning sellele vastavalt on x_d ja x_q neil suuremad (vt. tabel 14-1). Õhupilu vähendamine võimaldab kergendada ergutusmähist ja muuta masin odavamaks.

Sünkroonkompensaatori niminäivvõimsus

$$S_N = mU_N I_N \tag{19-4}$$

vastab ta tööle üleergutatud režiimis. Voolu ja võimsuse suurimad väärtused alaergutatud režiimis saadakse reaktiivrežiimis ($i_f = 0$ ja $E = 0$) töötamisel. Kui jätta arvestamata kaod, siis seejuures vastavalt avaldisele (17-2)

$$I_{ae} = \frac{E - U_N}{\mathrm{j}x_d} = \mathrm{j}\frac{U_N}{x_d} \tag{19-5}$$

ja näivvõimsus

$$S_{ae} = mU_N I_{ae} = \frac{mU_N^2}{x_d}. \tag{19-6}$$

Vastavalt võrdustele (19-4) ja (19-6)

$$\frac{S_{ae}}{S_N} = \frac{U_N}{x_d I_N} = \frac{1}{x_{d*}}. \tag{19-7}$$

Harilikult $x_{d*} = 1{,}5 \ldots 2{,}2$ ja $S_{ae}/S_N = 0{,}45 \ldots 0{,}67$.

Enamikel juhtudel vajatakse alaergutatud režiimis väiksemaid võimsusi kui üleergutatud, ning toodud seose (19-7) väärtused rahuldavad ekspluatatsiooninõudeid. Mõningail juhtudel on siiski vaja ka suuremat võimsust S_{ae}. Seda on võimalik saavutada õhupilu suurendamisega, kuid see teeb masina kallimaks. Seepärast püstitatakse viimasel ajal küsimust negatiivse ergutusvooluga režiimi kasutamiseks. Seejuures on avaldises (19-5) $E < 0$, mistõttu I_{ae} suureneb. Et sünkroonkompensaator aktiivvõimsuse osas on ainult kadudega koormatud, võib ta täiesti stabiilselt töötada ka negatiivse ergutusega.

Paljudel juhtudel, veevaestel perioodidel, kasutatakse kompensaatorirežiimis töötamiseks ka hüdroelektrijaamade generaatoreid.

Kahekümnes peatükk

SÜNKROONGENERAATORITE MITTESÜMMEETRILISED TÖÖREŽIIMID

20-1. VOOLU SÜMMEETRILISTE KOMPONENTIDE TOIME SÜNKROONMASINAS NING PÄRI-, VASTU- JA NULLJÄRGNEVUSPARAMEETRID

Esialgseid märkusi. Praktikas esineb juhtumeid, kus võimsad ühefaasilised tarbijad rikuvad sünkroongeneraatorite faaside sümmeetrilist koormatust (vahelduvvoolu toitega elektrifitseeritud raudteede veoalajaamad jne.). Veelgi sagedamini, olgugi lühiaegselt, esineb generaatorite faaside mittesümmeetrilist koormust elektrivõrkude mittesümmeetrilistel lühistel: ühefaasilisel lühisel — liini- ja nulljuhtme vahel, kahefaasilisel lühisel — kahe liinijuhtme vahel ja kahefaasilisel nullpunktiga lühisel — kahe liini- ja nulljuhtme vahel. Kõrgepingevõrkudes asendab nulljuhet maa, sest niisugustes võrkudes nullpunktid harilikult maandatakse.

Mittesümmeetrilised lühised kestavad tavaliselt lühikest aega, sest võrgu vigastatud osad lülitatakse releekaitse poolt kiiresti välja, kuid sellele vaatamata avaldavad need suurt mõju generaatorite ja võrgu tööle tervikuna. Järskudel mittesümmeetrilistel lühistel tekivad ka siirdeprotsessid, kuid allpool vaadeldakse nende nähtuste peamiste iseärasuste selgitamiseks kõigepealt mittesümmeetrilisi püsitööreżiime.

Mittesümmeetriliste režiimide uurimise üldmeetodiks on sümmeetriliste komponentide meetod, mille puhul voolude mittesümmeetriline süsteem lahutatakse sümmeetrilisteks komponentideks, kusjuures iga komponendi toimet vaadeldakse eraldi. Antud paragrahvis vaatleme erinevate järgnevustega voolude toimet kolmefaasilises sünkroonmasinas.

Pärijärgnevusvoolud ja -takistused. Sünkroongeneraatori sümmeetrilise koormuse korral esinevad ainult pärijärgnevusvoolud. Seepärast käsitleb 14. ja 15. peatükis esitatu ainult pärijärgnevusvooludega sünkroonmasinate tööd ning tarvitusele võetud sünkroontakistused x_d ja x_q ongi sünkroonmasina takistused pärijärgnevusvooludele.

Kõige olulisemaks pärijärgnevusvooludega sünkroonmasina normaaltööreżiimi iseärasuseks on see, et masina rootor pöörleb sünkroonselt pärijärgnevusvoolude või ankrureaktsiooni magnetväljaga, mistõttu see väli ei indutseeri induktoriahelas mingeid voole. Sel põhjusel ongi takistused x_d ja x_q suured.

Kasutades asünkroonmasinate teooria terminoloogiat, võib

öelda, et sünkroonmasina rootori libistus s staatori (ankru) pärijärgnevusvoolude magnetvälja suhtes on võrdne nulliga. Seetõttu on takistused x_d ja x_q identsed asünkroonmasina induktiivtakistusega ideaalsel tühijooksul ($s=s_1=0$). Selle takistuse komponentideks osutuvad puisteinduktiivtakistus $x_{\sigma a}$ ja õhupilu välja põhiharmoonilisest tingitud induktiivtakistus (sünkroonmasina korral x_{ad} ja x_{aq}).

Vastujärgnevusvoolud ja -takistused. Oletame, et sünkroonmasina ankru- (staatori-) mähist toidetakse vastujärgnevuspingega U_2. Seejuures põhjustavad tekkivad vastujärgnevusvoolud vastujärgnevus-magnetvälja, mis pöörleb seisva staatori suhtes sünkroonkiirusega, kuid vastassuunas, sünkroonkiirusega pärisuunas pöörleva rootori suhtes aga kahekordse sünkroonkiirusega. Seepärast on rootori libistus selle välja suhtes $s_2=2$ ning rootori ergutus- ja summutusmähises ning massiivosades indutseeritakse kahekordse sagedusega sekundaarvoolud, mis põhjustavad rootoris vastavaid kadusid ja kuumenemist. Öeldu alusel on vaadeldaval juhtumil kehtiv kõik § 18-1 $s=2$ korral esitatu.

Vastujärgnevusvoolude aseskeemideks on skeemid joonisel 18-2, kui $s=2$. Tähistame nende skeemide takistused $s=2$ korral tähtedega Z_{d2} ja Z_{q2}.

Kui $Z_{d2}\neq Z_{q2}$, sisaldavad staatorivoolud põhisagedusega komponenti ja vastavalt avaldisele (18-4) ka kolmekordse sagedusega voole, mille mõju võib jätta arvestamata. Põhisagedusega vool kujutab endast vastujärgnevusvoolu I_2 ning määratakse avaldise (18-3) esimese võrdusega $s=2$ korral:

$$\dot{I}_2=\left(\frac{1}{Z_{d2}}+\frac{1}{Z_{q2}}\right)\frac{\dot{U}_2}{2}=\frac{Z_{d2}+Z_{q2}}{2Z_{d2}Z_{q2}}\dot{U}_2. \qquad (20\text{-}1)$$

Sünkroonmasina vastujärgnevustakistus Z_2 on võrdne vastujärgnevuspinge ja -voolu põhiharmooniliste suhtega:

$$Z_2=\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}.$$

Vastavalt võrdusele (20-1)

$$Z_2=r_2+\mathrm{j}x_2=\frac{2Z_{d2}Z_{q2}}{Z_{d2}+Z_{q2}}. \qquad (20\text{-}2)$$

Harilikult on r_2 tunduvalt väiksem kui x_2 ning $z_2\approx x_2$, sest et $s=2$ korral mõjuvad joonise 18-2 skeemide aktiivtakistused vähe

takistuste Z_{d2} ja Z_{q2} moodulitele või suurustele. Summutusmähiste ja -kontuuride olemasolul

$$z_{d2} \approx x''_d; \quad z_{q2} \approx x''_q, \tag{20-3}$$

nende puudumisel aga

$$z_{d2} \approx x'_d; \quad z_{q2} \approx x'_q. \tag{20-4}$$

Seepärast esimesel juhtumil vastavalt võrdusele (20-2)

$$z_2 \approx x_2 = \frac{2x''_d x''_q}{x''_d + x''_q}, \tag{20-5}$$

ja teisel juhtumil

$$z_2 \approx x_2 = \frac{2x'_d x'_q}{x'_d + x'_q}. \tag{20-6}$$

Takistus Z_2 vastab valemi (20-2) alusel juhule, kui staatoripinge on siinuseline, -vool aga mittesiinuseline. Kui staatorimähisega on järjestikku lülitatud suured induktiivtakistused (näiteks trafode ja ülekandeliinide takistused), on staatori vastujärgnevusvoolud siinuselised, staatorimähise pinged aga mittesiinuselised. Sel juhul, nagu võib näidata,

$$Z_2 = \frac{Z_{d2} + Z_{q2}}{2} \tag{20-7}$$

ning summutusmähiste ja -kontuuride olemasolul

$$z_2 \approx x_2 = \frac{x''_d + x''_q}{2}, \tag{20-8}$$

ja nende puudumisel

$$z_2 \approx x_2 = \frac{x'_d + x'_q}{2}. \tag{20-9}$$

Kui masinal on summutusmähised ja -kontuurid, võib võtta $Z_{d2} \approx Z_{q2}$ ja $x''_d \approx x''_q$ ning seepärast ongi antud juhtumil vastavalt avaldistele (20-5) ja (20-8)

$$z_2 \approx x_2 \approx x''_d \approx x''_q. \tag{20-10}$$

Seejuures puuduvad voolu ja pinge kõrgemad harmoonilised. Sekundaarvoolude varjestava mõju tagajärjel on takistus x_2 tunduvalt väiksem kui x_d ja x_q (vt. tabel 14-1). Takistused z_2, x_2 ja r_2 võib määrata mõõdetud suuruste U_2, I_2 ja tarbitava aktiivvõimsuse P_2 järgi, kui ühendada sünkroonmasin sümmeetrilise pingesüsteemiga energiaallika külge ja pöörata rootorit sünkroonkiirusega vastu välja. Rootori ülekuumenemise vältimiseks on tingimata vaja, et $I_2 \leqslant (0{,}2 \ldots 0{,}25) I_N$. Kui masinal ei ole summutusmähiseid ja -kontuure, on õigemate tulemuste saamiseks vaja ostsillogrammidest eraldada voolu ja pinge põhiharmoonilised.

Nulljärgnevusvoolud ja -takistused. Staatorimähise nulljärgnevusvoolud I_0 loovad õhupilus ainult $\nu = 3, 9, 15 \ldots$ harmoonilistè pulseeriva välja, välja põhiharmooniline aga puudub (vt. §4-2). Need väljaharmoonilised indutseerivad ergutus- ja summutusmähistes voolud, mille suurus on suhteliselt väike.

Nulljärgnevustakistus

$$Z_0 = r_0 + \mathrm{j}x_0. \qquad (20\text{-}11)$$

Nulljärgnevus-induktiivtakistus x_0 on magnetvälja põhiharmoonilise puudumise tõttu suhteliselt väike (vt. tabel 14-1), olles määratud staatorimähise uurete ja laupühenduste puisteväljaga ning põhivälja kõrgemate harmoonilistega õhupilus. Nulljärgnevus-aktiivtakistus r_0 on väljaharmooniliste poolt rootoris põhjustatud kadude tõttu veidi suurem staatorimähise aktiivtakistusest r_a, kuid erinevus $r_0 - r_a$ ei ole suur ning $r_0 \approx r_a$. Voolude I_0 poolt tekitatav pöördemoment võrdub praktiliselt nulliga.

Takistusi z_0, x_0 ja r_0 võib määrata katseliselt, kui sünkroonkiirusega pöörleva masina staatori järjestikku lülitatud faasimähiseid toita vooluga I_0. Nimetatud takistused määratakse seejuures täpselt samuti, nagu trafol (vt. I köide, § 16-1).

20-2. SÜNKROONGENERAATORITE TÖÖTAMINE MITTESÜMMEETRILISEL KOORMUSEL

Sünkroongeneraatorite staatorimähis ühendatakse harilikult tähte, kusjuures nullpunkt väikestel masinatel on maast isoleeritud. Suurtel masinatel maandatakse nullpunkt läbi suure takistuse releekaitse ülesseadmise eesmärgil maaühenduste vastu. Seetõttu nulljärgnevusvoolud kas puuduvad või on küllalt väikesed. Järelikult esinevad sünkroongeneraatorite mittesümmeetrilisel koormusel peale pärijärgnevusvoolude praktiliselt ainult

veel vastujärgnevusvoolud. Viimased põhjustavad masinas mitmesuguseid mittesoovitavaid nähtusi ning muudavad selle töörežiimi raskeks.

Rootori energiakaod ja soojenemine. Staatori vastujärgnevusmagnetvälja poolt rootoris indutseeritavad kahekordse sagedusega voolud põhjustavad rootoris liigseid kadusid ja viimase soojenemist, samuti ka masina kasuteguri vähenemist.

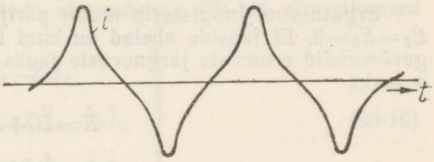
Vastuvälja poolt väljepoolustega masinate summutusmähistes ja turbogeneraatorite massiivrootorites indutseeritavad voolud võivad olla küllalt suured, kuid samuti on ka aktiivtakistused nendele vooludele pinnaefekti tõttu suured. Seepärast kuumenevad summutusmähised ja massiivrootorid koormuse tunduval mittesümmeetrilisusel ülemääraselt ja isegi ohtlikult. Turbogeneraatori rootori kõrge temperatuur võib põhjustada viimases ohtlikke deformatsioone ja ergutusmähise isolatsiooni vigastumist. Väljepoolustega masina summutusmähise kuumenemine mõjub ergutusmähise temperatuurile vähe, sest need mähised on teineteisest kaugel ja summutusmähise jahutustingimused on palju paremad.

Vastuvälja poolt ergutusmähises indutseeritavad voolud on selle mähise suurema puistetakistuse tõttu väiksemad. Seetõttu ei ole väljepoolustega masinates ergutusmähise mittesümmeetrilisest koormusest tingitud täiendav kuumenemine suur.

Vibratsioon. Ergutusvoo ja staatori vastujärgnevusvoo, aga samuti staatori pärijärgnevusvälja ning rootori kahekordse sagedusega vooludest põhjustatud välja vastastikuse toime tulemusel mõjuvad mittesümmeetrilisel koormusel rootorile ja staatorile vahelduvmärgilised pöördemomendid ning sagedusega $2f_1$ pulseerivad tangentsiaaljõud. Samadel põhjustel tekivad ka pulseerivad radiaalsed tõmbe- ja tõukejõud staatori- ja rootorivälja pooluste vahel, mis püüavad staatorit ja rootorit deformeerida. Need jõud tekitavad masinaosade vibratsiooni, müra ja staatori südamiku kokkupressituse nõrgenemist. Kahekordse sagedusega pulseerivad jõud võivad väsimusnähtuse tõttu kahjulikult mõjuda ka keevisühenduste vastupidavusele, eriti just keevitusdefektide esinemisel. Kõik nimetatud faktorid mõjuvad seda rohkem, mida suurem on koormuse ebasümmeetria.

Pingete sümmeetria moonutus. Vastujärgnevusvoolud tekitavad staatori faasimähistes pingelangud $Z_2 I_2$, mille vektorid on erinevates faasides pärijärgnevuspingete suhtes erinevalt orienteeritud. Selle tulemusena moonutub generaatorite pingete sümmeetria ning pinged enamkoormatud faasides vähenevad. See halvendab tarbijate, eriti just asünkroon- ja sünkroonmootorite töötamistingimusi.

Summutusmähiste ja massiivrootoritega või -poolustega masinates on Z_2 väiksem, mistõttu ka pingete sümmeetria moonutu-



Joon. 20-1. Sünkroongeneraatori ankruvoolu ostsillogramm kahefaasilisel lühisel

mine on seal väiksem. Füüsikaliselt seletub see sellega, et niisugustes masinates summutatakse staatori vastujärgnevusvoog tunduval määral rootoris indutseeritavate vooludega ning seetõttu indutseerib see voog staatori faasimähistes väiksemaid elektromotoorjõude.

Voolude ja pingete kõrgemad harmoonilised. Nagu eespool oli seletatud, tekib takistuste mittevõrdsuse tõttu piki- (Z_{d2}) ja ristteljel (Z_{q2}) voolu kolmas harmooniline sagedusega $3f_1$. Voolukõvera kuju moonutub eriti tunduvalt mittesümmeetrilistel lühistel, sest et siis väliste induktiivtakistuste siluv mõju kas kaob või nõrgeneb. Näitena on joonisel 20-1 kujutatud voolukõvera kuju kahefaasilisel lühisel.

Voolu kõrgemad harmoonilised võivad põhjustada ohtlikke resonantsinähtusi, kui staatorimähiste ahelates esinevad mahtuvused (näiteks pikkade ülekandeliinide mahtuvused jm.). Pingeresonantsi tulemusena tekivad staatorimähise klemmidel suurema sagedusega pinged, mis võivad nimipingeid isegi mitmekordselt ületada ning kahjustada seega masina isolatsiooni. See ongi üks põhjus, miks pikkadele ülekandeliinidele töötavad võimsad hüdrogeneraatorid varustatakse harilikult summutusmähistega. Viimaste olemasolul $Z_{d2} \approx Z_{q2}$ ja $x''_d \approx x''_q$, mistõttu voolud jäävad siinuselisteks ja ülaltoodud liigpingete oht kaob.

Koormuse lubatavat mittesümmeetriat piirab eelkõige vajadus vältida rootori ohtlikku kuumenemist ja ka masina vibratsiooni. Vastavalt ГОСТ 183-66 lubatakse generaatoreid kestvalt töötada mittesümmeetrilisel koormusel, kui faasivoolud ei ületa nimiväärtusi ja voolude erinevus faasides ei ületa 10% nimifaasivoolust turbogeneraatoritel ning 20% — hüdrogeneraatoritel.

20-3. MITTESÜMMEETRILISED LÜHISED

Põhivõrrandid. Vaatleme mittesümmeetrilisi püsilühiseid tähte ühendatud mähistega generaatori klemmidel eeldusega, et lühised tekivad tühijooksul töötamisel, ja määrame lühisevoolude suurused. Selleks koostame kõigepealt võrrandid, mis seovad omavahel erineva järgnevusega voole (I_1, I_2, I_0), takistusi (Z_1, Z_2, Z_0) ja pingeid (U_1, U_2, U_0), kusjuures U_1, U_2 ja U_0 on faasipingete U_a, U_b, U_c komponendid lühise asukohas (joon. 20-2).

Ergutusvool indutseerib ainult pärijärgnevus-elektromotoorjõu $E_1=E$, seega $E_2=E_0=0$. Et faaside ahelad on kuni lühise asukohani sümmeetrilised, on pingevõrrandid erinevate järgnevuste jaoks üksteisest sõltumatud. Nende kuju faasi a jaoks

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}&=\dot{U}_1+Z_1\dot{I}_1,\\ 0&=\dot{U}_2+Z_2\dot{I}_2,\\ 0&=\dot{U}_0+Z_0\dot{I}_0. \end{aligned}\right\} \tag{20-12}$$

Peale selle esinevad faasivoolude ja -pingete ning nende sümmeetriliste komponentide vahel järgmised seosed:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_a&=\dot{I}_0+\dot{I}_1+\dot{I}_2,\\ \dot{I}_b&=\dot{I}_0+a^2\dot{I}_1+a\dot{I}_2,\\ \dot{I}_c&=\dot{I}_0+a\dot{I}_1+a^2\dot{I}_2, \end{aligned}\right\} \tag{20-13}$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_a&=\dot{U}_0+\dot{U}_1+\dot{U}_2,\\ \dot{U}_b&=\dot{U}_0+a^2\dot{U}_1+a\dot{U}_2,\\ \dot{U}_c&=\dot{U}_0+a\dot{U}_1+a^2\dot{U}_2, \end{aligned}\right\} \tag{20-14}$$

kus

$$a=e^{j\frac{2\pi}{3}}\ ;\quad a^2=e^{j\frac{4\pi}{3}},$$

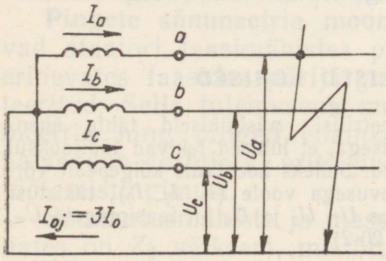
ja $1+a+a^2=0$.

Suurused Z_1, Z_2, Z_0 ja E loeme etteantuks. Siis sisaldavad üheksa võrrandit (20-12) ... (20-14) kokku kakstеist tundmatut voolu ja pinget. Seepärast on iga kord vaja koostada kolm täiendavat võrrandit nende määramiseks, lähtudes konkreetsetest eripärasustest lühise iga liigi jaoks.

Alguses on otstarbekas määrata voolude ja pingete sümmeetrilised komponendid, seejärel aga leida võrranditega (20-13) ja (20-14) vastavad faasisuurused.

Võrrandeist (20-12) võib määrata pingete sümmeetrilised komponendid

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1&=\dot{E}-Z_1\dot{I}_1,\\ \dot{U}_2&=-Z_2\dot{I}_2,\\ \dot{U}_0&=-Z_0\dot{I}_0. \end{aligned}\right\} \tag{20-15}$$



Joon. 20-2. Generaatori faasivoolud ja -pinged mittesümmeetrilisel lühisel

Kui need väärtused $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$, $\dot{U}_0$ paigutada võrrandeisse (20-14), siis viimased saavad kuju

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{E} - Z_1\dot{I}_1 - Z_2\dot{I}_2 - Z_0\dot{I}_0, \\ \dot{U}_b &= a^2(\dot{E} - Z_1\dot{I}_1) - aZ_2\dot{I}_2 - Z_0\dot{I}_0, \\ \dot{U}_c &= a(\dot{E} - Z_1\dot{I}_1) - a^2Z_2\dot{I}_2 - Z_0\dot{I}_0. \end{aligned}\right\} \quad (20\text{-}16)$$

Vastavalt avaldistele (20-16) on faasipinged võrdsed faaside elektromotoorjõudude $\dot{E}$, $a^2\dot{E}$ ja $a\dot{E}$ ning pingelangude vahega, mis on tekitatud erineva järgnevusega vooludest samasuguse järgnevusega takistustel.

Võrrandid (20-12) ... (20-16) kehtivad nii mittesümmeetrilistel lühistel, kui ka sünkroongeneraatori mittesümmeetrilise koormuse üldjuhtumil. Kuid allpool rakendatakse neid põhiliselt mittesümmeetriliste lühiste uurimiseks.

Ühefaasiline lühis. Sel puhul saame vastavalt skeemile joonisel 20-3, *a*

$$\dot{U}_a = 0, \quad (20\text{-}17)$$

$$\dot{I}_b = \dot{I}_c = 0. \quad (20\text{-}18)$$

Seosed (20-17) ja (20-18) kujutavadki endast tarvilikke täiendavaid võrrandeid. Summeerime seosed (20-13) ja arvestame võrdust (20-18). Siis

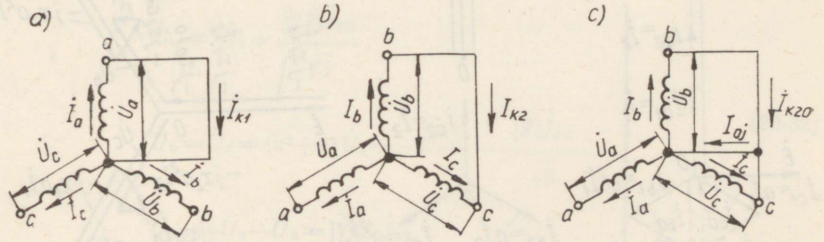
$$\dot{I}_a = 3\dot{I}_0. \quad (20\text{-}19)$$

Arvutame (20-13) alusel vahe $\dot{I}_b - \dot{I}_c$ ning lähtudes võrdusest (20-18), saame:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2. \quad (20\text{-}20)$$

Paigutades (20-19) ja (20-20) süsteemi (20-13) esimesse võrrandisse, leiame et

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{1}{3}\dot{I}_a, \quad (20\text{-}21)$$



Joon. 20-3. Sünkroongeneraatori ühefaasilise (*a*), kahefaasilise (*b*) ja kahefaasilise nullpunktiga (*c*) lühise skeemid

Summeerime võrrandid (20-12). Siis saame avaldise (20-21) alusel

$$\dot{I}_0=\dot{I}_1=\dot{I}_2=\frac{\dot{E}}{Z_1+Z_2+Z_0}, \tag{20-22}$$

ja ühefaasiline lühisevool

$$\dot{I}_{k1}=\dot{I}_a=\frac{3\dot{E}}{Z_1+Z_2+Z_0}. \tag{20-23}$$

Nüüd võib kasutada võrdusi (20-15) ja (20-16), kuid vastavaid teisendusi me siin läbi ei vii.

Aktiivtakistused r_1, r_2, r_0 on väikesed ja ülesande lihtsustuseks võib neid lugeda võrdseks nulliga. Sellistel tingimustel on voolud puhtinduktiivsed ning vool I_1 kujuneb pikivooluks. Seepärast on toodud eeldusel

$$Z_1=\mathrm{j}x_d;\quad Z_2=\mathrm{j}x_2;\quad Z_0=\mathrm{j}x_0. \tag{20-24}$$

Saadud seoste alusel on tingimuste (20-24) kohaselt joonisel 20-4 kujutatud voolude ja pingete vektordiagrammid.

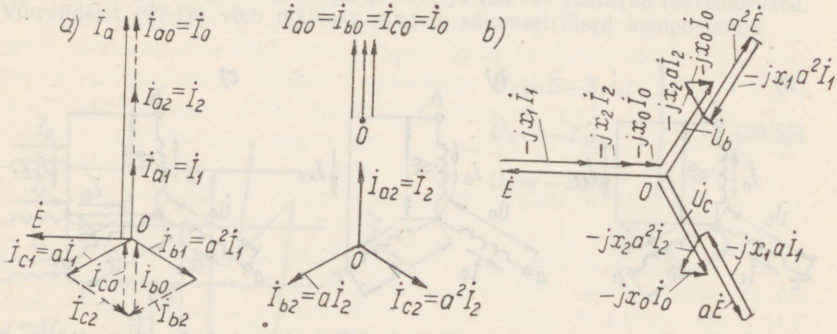
Kahefaasiline lühis. Sel juhul, vastavalt joonisele 20-3, *b*

$$\dot{U}_b=\dot{U}_c, \tag{20-25}$$

$$\dot{I}_a=0, \tag{20-26}$$

$$\dot{I}_b+\dot{I}_c=0. \tag{20-27}$$

Liites võrrandid (20-13) ja arvestades seoseid (20-26) ja (20-27), saame $I_0=0$. Esimesest võrrandist (20-13) selgub siis võrrandi (20-26) alusel, et $I_1+I_2=0$. Viimasest võrrandist süsteemis (20-12) või (20-15) järeldub, et $U_0=0$.



Joon. 20-4. Voolude (*a*) ja pingete (*b*) vektordiagrammid ühefaasilisel lühisel.

Leides võrrandite (20-14) järgi vahe $\dot{U}_b - \dot{U}_c$ ja arvestades võrdust (20-25), saame $\dot{U}_1 = \dot{U}_2$. Leides nüüd saadud seostest lähtudes süsteemi (20-12) esimese ja teise võrrandi vahe, saame

$$\dot{E} = Z_1\dot{I}_1 - Z_2\dot{I}_2 = (Z_1+Z_2)\dot{I}_1,$$

millest

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}}{Z_1+Z_2}. \tag{20-28}$$

Avaldiste (20-13) ja (20-28) alusel vool kahefaasilisel lühisel

$$\dot{I}_{k2} = \dot{I}_b = -\dot{I}_c = a^2\dot{I}_1 + a\dot{I}_2 = (a^2-a)\dot{I}_1.$$

Et

$$a^2-a = e^{j\frac{4\pi}{3}} - e^{j\frac{2\pi}{3}} = (\cos 240° + j \sin 240°) - (\cos 120° + j \sin 120°) =$$

$$= \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) - \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = -j\sqrt{3},$$

siis

$$\dot{I}_{k2} = -j\sqrt{3}\dot{I}_1 = \frac{-j\sqrt{3}\dot{E}}{Z_1+Z_2}. \tag{20-29}$$

Peale selle

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = -Z_2\dot{I}_2 = Z_2\dot{I}_1 = \frac{Z_2\dot{E}}{Z_1+Z_2} \tag{20-30}$$

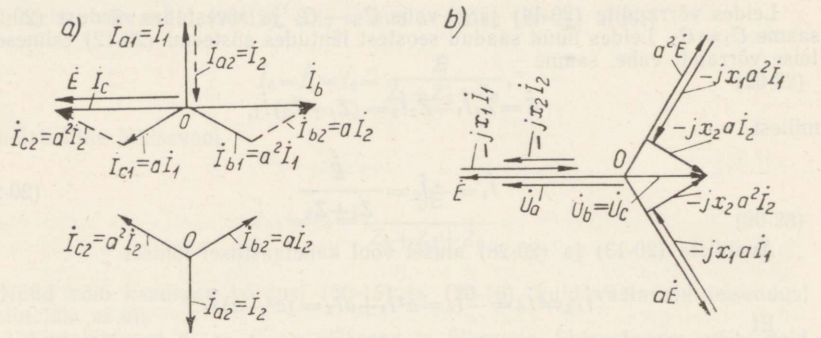
või vastavalt avaldistele (20-29) ja (20-30) samuti

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \frac{jZ_2\dot{I}_{k2}}{\sqrt{3}}. \tag{20-31}$$

Faasipingete ja liinipinge U_{ab} jaoks, mille suurusi on meil edaspidi vaja, võib võrrandite (20-14) ja (20-31) alusel saada järgmised avaldised:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_a &= 2\dot{U}_1 = \frac{j2Z_2\dot{I}_{k2}}{\sqrt{3}}, \\ \dot{U}_b &= \dot{U}_c = (a^2+a)\dot{U}_1 = -\dot{U}_1 = -\frac{jZ_2\dot{I}_{k2}}{\sqrt{3}}, \\ \dot{U}_{ab} &= \dot{U}_a - \dot{U}_b = j\sqrt{3}Z_2\dot{I}_{k2}. \end{aligned}\right\} \tag{20-32}$$

Voolude ja pingete vektordiagrammid kahefaasilisel lühisel tingimuste (20-24) korral on kujutatud joonisel 20-5.



Joon. 20-5. Voolude (*a*) ja pingete (*b*) vektordiagrammid kahefaasilisel lühisel

Kahefaasiline nullpunktiga lühis. Vastavalt joonisele 20-3, *c* on sel juhtumil

$$\dot{I}_a = 0, \tag{20-33}$$

$$\dot{U}_b = \dot{U}_c = 0. \tag{20-34}$$

Leides võrrandite (20-14) järgi $\dot{U}_b - \dot{U}_c$ ja arvestades võrdust (20-34), saame $\dot{U}_1 = \dot{U}_2$. Liites aga võrrandid (20-14) leiame võrduse (20-34) alusel $\dot{U}_a = 3\dot{U}_0$. Seejärel lahendame süsteemi (20-14) esimese võrrandi ja saame $\dot{U}_0 = \dot{U}_1 = \dot{U}_2$.

Jagame nüüd võrrandid (20-12) vastavalt Z_1, Z_2 ja Z_0-ga ning liidame need. Siis saame, arvestades esimest võrrandit süsteemist (20-13) ja võrdust (20-33)

$$\frac{\dot{E}}{Z_1} = \dot{U}_0 \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_0} \right),$$

millest

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \frac{Z_0 Z_2 \dot{E}}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_0 + Z_0 Z_1}. \tag{20-35}$$

Nüüd leiame võrrandisüsteemist (20-12) võrrandi (20-35) alusel:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{E} - \dot{U}_1}{Z_1} = \frac{(Z_2 + Z_0)\dot{E}}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_0 + Z_0 Z_1}, \\ \dot{I}_2 &= -\frac{\dot{U}_2}{Z_2} = -\frac{Z_0 \dot{E}}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_0 + Z_0 Z_1}, \\ \dot{I}_0 &= -\frac{\dot{U}_0}{Z_0} = -\frac{Z_2 \dot{E}}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_0 + Z_0 Z_1}. \end{aligned}\right\} \tag{20-36}$$

Lühisevoolude jaoks faasides b ja c saame vastavalt avaldistele (20-13) ja (20-36)

$$\dot{I}_b=\frac{(a^2-1)Z_2+(a^2-a)Z_0}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}\dot{E};$$

$$\dot{I}_c=\frac{(a-1)Z_2+(a-a^2)Z_0}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}\dot{E},$$

või peale a ja a^2 väärtuse asendamist

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_{k20}=\dot{I}_b&=\frac{j\sqrt{3}\left[j\frac{\sqrt{3}}{2}Z_2-\left(\frac{1}{2}Z_2+Z_0\right)\right]\dot{E}}{Z_1Z_0+Z_2Z_0+Z_0Z_1},\\ \dot{I}_c&=\frac{j\sqrt{3}\left[j\frac{\sqrt{3}}{2}Z_2+\left(\frac{1}{2}Z_2+Z_0\right)\right]\dot{E}}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}.\end{aligned}\right\}\qquad(20\text{-}37)$$

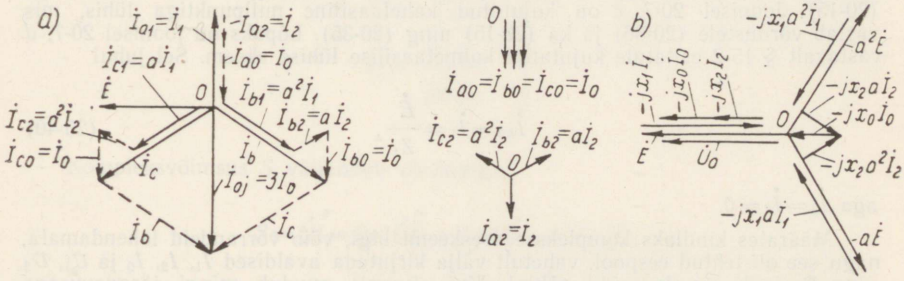
Vool nulljuhtmes

$$\dot{I}_{0j}=3\dot{I}_0=-\frac{3Z_0\dot{E}}{Z_1Z_2+Z_2Z_0+Z_0Z_1}.\qquad(20\text{-}38)$$

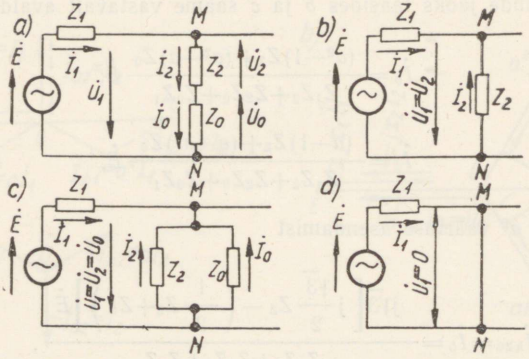
Edaspidi on meil vaja faasi a pinge väärtust, mille jaoks saame avaldiste (20-14), (20-35) ja (20-38) alusel

$$\dot{U}_a=3\dot{U}_1=-Z_0\dot{I}_{0j}.\qquad(20\text{-}39)$$

Voolude ja pingete vektordiagrammid selle juhtumi jaoks tingimuste (20-24) korral on toodud joonisel 20-6.



Joon. 20-6. Voolude (*a*) ja pingete (*b*) vektordiagrammid kahefaasilisel nullpunktiga lühisel



Joon. 20-7. Sünkroongeneraator ühefaasilise (*a*), kahefaasilise (*b*), kahefaasilise nullpunktiga (*c*) ja kolmefaasilise lühise (*d*) kompleksed aseskeemid

Kompleksed aseskeemid. Saadud tulemused võimaldavad koostada erinevate lühiseliikide jaoks küllalt lihtsaid kompleksseid aseskeeme, mis sisaldavad erineva järgnevusega takistusi ja määravad seosed erinevate järgnevustega voolude ja pingete vahel.

Joonisel 20-7, *a* on võrduse (20-22) alusel esitatud niisugune skeem ühefaasilisele lühisele. Generaator on kujutatud elektromotoorjõu $\dot{E}$ allikana, millega järjestikku on ühendatud pärijärgnevustakistus Z_1, tinglikult lühise kohta kujutavate punktide M ja N vahele on aga lülitatud järjestikku Z_2 ja Z_0. Allpool näeme, et skeemi niisugune struktuur säilib ka teiste lühiseliikide korral, kuid lühise kohas punktide M ja N vahel asuvad siis teised takistuste väärtused.

On ilmne, et skeem joonisel 20-7, *a* vastab täielikult võrdustele (20-22). Toodud skeemil on peale selle võrrandite (20-15) alusel näidatud, missuguste skeemi punktide vahel mõjuvad erineva järgnevusega pinged. Nii käesoleval kui ka teistel juhtudel mõjub pinge U_1 lühise tinglike punktide M ja N vahel, U_2 ja U_0 on aga vastavalt võrdsed pingelangudega takistustel Z_2 ja Z_0.

Joonisel 20-7, *b* on võrduse (20-28) alusel esitatud kompleksne aseskeem kahefaasilisel lühisel. Sellel näidatud pinged määratakse aga samuti võrranditega (20-15). Joonisel 20-7, *c* on kujutatud kahefaasiline nullpunktiga lühis, mis vastab võrdustele (20-36) ja ka (20-15) ning (20-35). Lõpuks on joonisel 20-7, *d* vastavalt § 15-2 esitatule kujutatud kolmefaasilise lühise skeem. Sel juhul

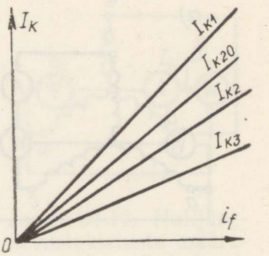
$$\dot{I}_{k3}=\dot{I}_1=\frac{\dot{E}}{Z_1}, \tag{20-40}$$

aga $\dot{I}_2=\dot{I}_0=0$.

Määrates kindlaks kompleksse aseskeemi liigi, võib võrrandeid lahendamata, nagu see oli tehtud eespool, vahetult välja kirjutada avaldised $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, $\dot{I}_0$ ja $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$ ning $\dot{U}_0$ jaoks aseskeemide põhjal. Kui skeemis puudub mingi järgnevusega takistus, siis on vastavad voolu- ja pingekomponendid võrdsed nulliga. On võimalik näidata, et skeemid joonisel 20-7 kehtivad mitte ainult vaadeldud lihtsa-

matel lühise juhtumeil, vaid ka mittesümmeetriliste lühiste juhtumitel keerukas ahelas, kusjuures viimase puhul Z_1, Z_2 ja Z_0 all tuleb mõista kogu võrgu takistust vastavate järgnevustega vooludele.

Erinevat liiki lühiste võrdlus. Kui nulljuhtme takistus võrdub nulliga ja lühised toimuvad masina klemmidel, siis $z_1 > z_2 > z_0$, ehk jättes arvestamata aktiivtakistused $z_1 = x_d > z_2 = x_2 > z_0 = x_0$ (vt. tabel 14-1). Sel juhul võib võrduste (20-23), (20-29), (20-37) ja (20-40) põhjal näidata, et ühesuguse E puhul $I_{k1} > I_{k2} > I_{k20} > I_{k3}$. Füüsikaliselt võib seda võrratust selgitada sellega, et ühefaasilisel lühisel tekitab ankru demagneetimisreaktsiooni ainult ühe faasi vool ning seetõttu antud juhtumil lühisevool on suurim, selle järgi aga, kuidas suureneb lühistatud faaside arv, nende voolud vähenevad. Teisest küljest, nagu nähtub skeemidelt joonisel 20-7, on pärijärgnevusvooludele kehtivad pöördseosed: kolme voolu I_1 suurim väärtus vastab kolmefaasilisele, väikseim aga ühefaasilisele lühisele. Üeldule vastavad ka joonisel 20-8 esitatud lühisekarakteristikud.



Joon. 20-8. Sünkroongeneraatori mittesümmeetriliste ja sümmeetriliste lühiste karakteristikud

Lühisevoolude väärtuste arvutamisel on alati võimalik rakendada seoseid (20-24). Märgime, et peale eespool vaadeldud põhisagedusega voolude tekivad mittesümmeetrilise rootori korral (summutusmähiste ja -kontuuride puudumine) ka voolu kõrgemad harmoonilised.

Vastujärgnevustakistuste määramine. Kahefaasilise lühise katseandmeid kasutatakse z_2, x_2 ja r_2 määramiseks. Joonisel 20-9 on kujutatud kahefaasilise lühise skeemid koos neisse lülitatud mõõteriistadega vajalike suuruste mõõtmiseks. Viimaste tähised on toodud mõõteriistade tinglike kujutiste kõrval.

Näivtakistuse mooduli jaoks saame mõõteriistade näitude järgi võrduse (20-32) aluse! skeemidele joonistel 20-9, *a*, *b*, ja *c* vastavalt

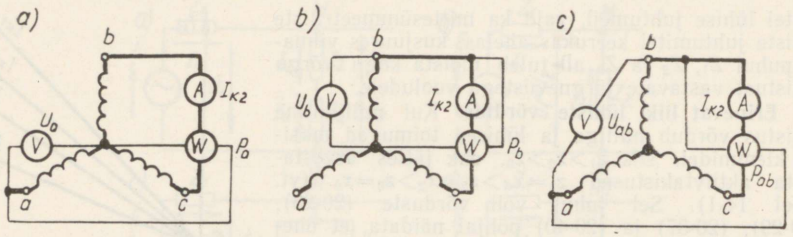
$$\left.\begin{aligned} z_2 &= \frac{\sqrt{3}U_a}{2I_{k2}}, \\ z_2 &= \frac{\sqrt{3}U_b}{I_{k2}}, \\ z_2 &= \frac{U_{ab}}{\sqrt{3}I_{k2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (20\text{-}41)$$

Kompleksvõimsus S väljendub võrdusega

$$S = \dot{U}\overset{*}{I} = \mathrm{Re}(\dot{U}\overset{*}{I}) + \mathrm{j}\,\mathrm{Im}(\dot{U}\overset{*}{I}) = P + \mathrm{j}Q,$$

kus $\overset{*}{I}$ on voolu kaaskompleks; Re — kompleksarvu reaal- ja Im — imaginaarosa tähis.

Seega võib kinnitada, et siinuspingega ahelates mõõdab vattmeeter komp-



Joon. 20-9. Vastujärgnevustakistuste määramise skeemid kahefaasilise lühise katseandmete järgi

leksi $\dot{U}\dot{I}^*$ reaalosa. Vastavalt sellele on jooniste 20-9, *a*, *b* ja *c* skeemidel vattmeetrite näidud järgmised:

$$P_a = \mathrm{Re}(\dot{U}_a \dot{I}_{k2}^*),$$

$$P_b = \mathrm{Re}(\dot{U}_b \dot{I}_{k2}^*);$$

$$P_{ab} = \mathrm{Re}(\dot{U}_{ab} \dot{I}_{k2}^*).$$

Paigutades siia $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$ ja $\dot{U}_{ab}$ väärtused valemist (20-32), lähtume sellest, et $\dot{I}_{k2}\dot{I}_{k2}^* = I_{k2}^2$; $Z_2 = r_2 + jx_2$, ja arvutame seejuures saadavate avaldiste reaalosadega, arvestamata nende märke, sest meid huvitavad ainult vattmeetri näitude suurused. Saadavatest seostest leiame siis

$$\left.\begin{aligned} x_2 &= \frac{\sqrt{3}P_a}{2I_{k2}^2}, \\ x_2 &= \frac{\sqrt{3}P_b}{I_{k2}^2}, \\ x_2 &= \frac{P_{ab}}{\sqrt{3}I_{k2}^2}. \end{aligned}\right\} \qquad (20\text{-}42)$$

Iga kahe suuruse z_2 ja x_2 järgi võib leida

$$r_2 = \sqrt{z_2^2 - x_2^2}. \qquad (20\text{-}43)$$

Sünkroonmasinate katsetamise ГОСТ-i projekt soovitab kasutada skeemi jooniselt 20-9, *c* ja viimaseid avaldusi seostest (20-41) ja (20-42). Tuleb silmas pidada, et summutusmähiste ja -kontuuride puudumisel saadavad tulemused kõrgemate harmooniliste esinemise tõttu on ebatäpsed. Nende harmooniliste mõju arvestamiseks võib sisse viia parandused, mida siin ei käsitleta.

Nulljärgnevustakistuse määramine. Selleks kasutatakse kahefaasilise nullpunktiga lühise katseandmeid, mis saadakse vastavalt skeemile 20-10.

Kooskõlas võrdusega (20-39)

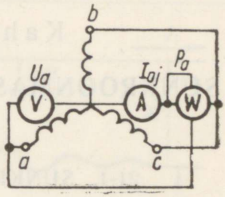
$$z_0 = \frac{U_a}{I_{0j}}. \qquad (20\text{-}44)$$

Edasi võrrandi (20-39) ja ülalesitatu alusel

$$P_a = \mathrm{Re}(\dot{U}_a \overset{*}{I}_{0j}) = \mathrm{Re}[-(r_0 + jx_0) I_{0j}^2] = -r_0 I_{0j}^2.$$

Siit saame, kasutades suuruste absoluutväärtusi

$$r_0 = \frac{P_a}{I_{0j}^2} \qquad (20\text{-}45)$$



Joon. 20-10. Nulljärgnevustakistuste määramise skeem kahefaasilise nullpunktiga lühise katseandmete järgi

ja

$$x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}. \qquad (20\text{-}46)$$

Mittesümmeetrilised järsud lühised. Nii nagu kolmefaasilisel järsul lühisel, nõnda ka käesoleval juhtumil tekivad kõikides mähistes aperioodilised ja perioodilised voolud. Mittesümmeetrilistel järskudel lühistel sisaldavad ankru perioodilised voolud nendesamade järgnevustega komponente I_1, I_2, I_0, nagu püsilühistelgi. Nagu selgub selle küsimuse üksikasjalikumast käsitlusest, võib ankru perioodiliste voolude algväärtuste amplituudid arvutada võrrandite (20-23), (20-29), ja (20-37) järgi, kui neisse asetada Z_1, Z_2 ja Z_0 asemele vastavalt jx''_d (või jx'_d), jx_2 ja jx_0 ning korrutada tulemused $\sqrt{2}$-ga. Perioodiliste voolude püsiväärtuste amplituudid arvutatakse samuti, kuid jx''_d (või jx'_d) asemele paigutatakse jx_d. Perioodiliste voolude alg- ja lõppväärtuste erinevus sumbub samasuguste ajakonstantide T'_d ja T''_d järgi nagu kolmefaasilisel lühiselgi, kuid mittesümmeetrilistel lühistel on neil konstantidel teised väärtused. Ankru aperioodiliste voolude algväärtused on suuruselt võrdsed ja märgilt vastupidised perioodiliste vooludega ning sumbuvad samuti vastavate ajakonstantidega.

Põhjalikumalt vaadeldakse mittesümmeetrilisi järske lühiseid spetsiaalsetes käsiraamatutes.

Kahekümne esimene peatükk

SÜNKROONMASINATE VÕNKUMINE JA DÜNAAMILINE STABIILSUS

21-1. SÜNKROONMASINATE VÕNKUMISE FÜÜSIKALINE OLEMUS

Sünkroonmasina võnkumisel ehk pendeldamisel pöörleb rootor ebaühtlaselt, kusjuures selle kiirus kõigub mingi sagedusega oma keskväärtuse ümber. Suurimat praktilist huvi pakub juhtum, kui masin töötab rööbiti võimsa võrguga, mille voolu sagedust f_1 võib lugeda konstantseks. Sel juhul kõigub rootori nurkkiirus Ω sünkroonse kiiruse

$$\Omega_s = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi f_1}{p}$$

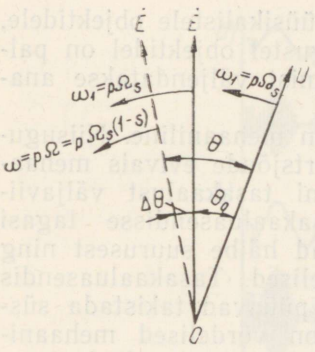
lähedal ning vastavalt nurkkiiruse Ω võnkumisele võngub ka koormusnurk θ. Tõepoolest, kui $\Omega > \Omega_s$, ruttab rootor staatoriväljast ette ja nurk θ vektorite $\dot{E}$ ja $\dot{U}$ vahel generaatorirežiimis töötamisel suureneb (joon. 21-1), $\Omega < \Omega_s$ puhul aga vastavalt väheneb. Nurga θ võnkumine, nagu tuleneb vektordiagrammidest, on omakorda vahetult seotud võimsuse P ning ankruvoolu I väärtuse võnkumisega. Seepärast avaldub sünkroonmasina võnkumine väliselt vattmeetrite ja ampermeetrite osutite pendeldamisena. Mida suurem on Ω ja θ võnkeamplituud, seda suurem on ka P ja I võnkumine. Kui võrgu võimsus on väike, siis tekib ka pinge U väärtuse kõikumine.

Nurkkiiruse $\Omega \neq \Omega_s$ korral pöörleb rootor staatori magnetvälja suhtes mingi libistusega s, ning seetõttu muutub sünkroonmasina võnkumisel ka suurus s. Joonisel 21-2 on esitatud suuruste Ω, θ ja s sumbuvate võnkumiste kõverad. Indeks *1* kuulub enne võnkumise algust esinevale algrežiimile, indeks *2* aga peale võnkumiste sumbumist järgnevale režiimile.

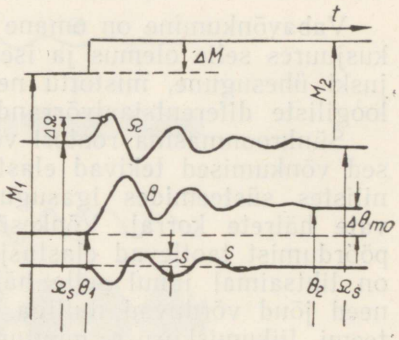
Paljudel juhtudel tekivad küllaltki tugevad sünkroonmasinate võnkumised, mis tõsiselt häirivad nii nende normaalset tööd kui ka energiasüsteemi tööd tervikuna. Sünkroonmasinate võnkumisel esinevad keerukad siirdeprotsessid, mida allpool vaadeldakse ainult põhijoontes, lähtudes peaasjalikult füüsikalisest seisukohast.

Eristatakse sünkroonmasinate sund- ja vabavõnkumisi.

Sünkroonmasina sundvõnkumine tekib juhtumitel, kui mehaaniline moment võllil ei ole konstantne, sisaldades pulseerivaid komponente. Kõige sagedamini esineb see sünkroonmasinate



Joon. 21-1. Sünkroongeneraatori elektromotoorjõu- ja pingevektorid võnkerežiimis



Joon. 21-2. Võllile mõjuva pöördemomendi M järsul muutumisel tekkiv sünkroongeneraatori nurkkiiruse Ω, koormusnurga θ ja libistuse s võnkumine

ühendamisel kolbmasinatega (näiteks primaar-diiselmootor generaatoriga või kolbkompressor mootoriga).

Sundvõnkumised muutuvad eriti tugevaks, mittesoovitavaks ja ohtlikuks, kui nende sagedus f_s on ligilähedane rootori oma- või vabavõnkesagedusele f_0, mistõttu tekivad resonantsinähtused, aga samuti ka, kui üldvõrku on lülitatud mõned sünkroonmasinad, mille sundvõnkesagedused on võrdsed või üksteise kordsed. Näiteks tekivad mõnikord raskused nn. sünkroon-diiselgeneraatorite, mille ajammootoriteks on diislid, paralleeltööl.

Sundvõnkumise vähendamiseks varustatakse diiselgeneraatorid ja sageli ka kolbkompressorite mootorid hooratastega. Mõnikord ühendatakse hoorattad vahetult sünkroonmasina rootori südamiku külge või masina rootor valmistatakse suurendatud hoomomendiga (suurem diameeter ja kaal). Diiselgeneraatoritel on võnkumise vähendamiseks kasutusel ka summutusmähised (viimaste ülesandest vt. allpool).

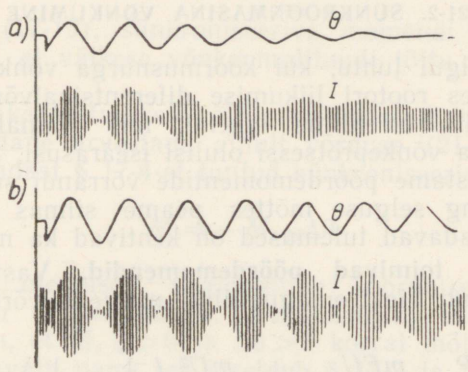
Vabavõnkumine on iseloomulik sünkroonmasinale, sest et see masin kujutab endast paralleeltöös võrguga või teiste sünkroonmasinatega teatud võnkesüsteemi. Niisugused võnkumised tekivad igasugustel järskudel sünkroonmasina töörežiimi rikkumistel või muutmistel (koormuse järsk tõus või langus, pinge langus klemmidel, ergutusvoolu muutumine jm.). Joonisel 21-2 kujutatud võnkumised tekivad näiteks primaarmootori pöördemomendi järsul suurenemisel, nagu see on näidatud joonise ülemises osas. Sel juhul generaatori koormusnurk kasvab θ_1-st kuni θ_2-ni ning see siire toimub võnkumisena algamplituudiga $\Delta\theta_{m0}=\theta_2-\theta_1$.

Vabavõnkumine on omane paljudele füüsikalistele objektidele, kusjuures selle olemus ja iseloom erisugustel objektidel on paljuski ühesugune, mistõttu nende võnkumist väljendatakse analoogiliste diferentsiaalvõrranditega.

Sünkroonmasina rootori võnkumine on mehaaniline. Niisugused võnkumised tekivad elastsus- ja inertsjõude evivais mehaanilistes süsteemides igasuguste süsteemi tasakaalust väljaviivate häirete korral. Võnkesüsteemi tasakaaluasendisse tagasi pöördumist taotlevad elastusjõud sõltuvad hälbe suurusest ning on lihtsaimal juhul selle hälbega võrdelised. Tasakaaluasendis need jõud võrduvad nulliga. Inertsjõud püüavad takistada süsteemi liikumiskiiruse muutumist ning on võrdelised mehaaniliste masside kiirendustega. Võnkumise ajal muutuvad elastsus- ja inertsjõud lakkamatult ning kui ühed neist saavutavad maksimumi, on teised võrdsed nulliga ja vastupidi. Selle tulemusena toimub võnkumisel elastusjõududega seotud potentsiaalse energia lakkamatu muundumine inertsjõududega seotud kineetiliseks energiaks ja vastupidi. Võnkumistele mõjub harilikult veel ka mingi summutav jõud, mille mõjul võnkumised sumbuvad. Sumbumine toimub seda kiiremini, mida suurem on see jõud. Kui see jõud võrdub nulliga, on võnkumine sumbumatu, s. t. selle amplituud ei muutu.

Mehaanilise võnkesüsteemi lihtsaim näide on spiraalvedru koos selle külge riputatud raskusega. Tasakaalu rikkumisel, näiteks koormuse massi äkilisel suurenemisel või vähenemisel, hakkab süsteem võnkuma, kusjuures võnkeamplituud võrdub koormuse tasakaalu lõpp- ja algasendi vahega. Antud juhul on elastsusjõud vedru elastse deformatsiooni jõud, inertsjõud — võnkuva koormuse inertsi jõud ja summutav jõud — võnkuva koormuse hõõrdejõud õhus. Võnkesagedus on seda suurem, mida suurem on vedru jäikus ning mida väiksem on koormuse mass.

Sünkroonmasina vabavõnkumisel toimivad täiesti analoogilised jõud, või õigemini pöördemomendid, sest antud juhul toimub pöörleva keha — sünkroonmasina rootori võnkumine. Elastsusjõududele vastab antud juhul elektromagnetiline jõud, mis mõjub rootorile ning sõltub koormusnurgast θ (vt. § 17-3). Magnetvälja deformeerumine õhupilus koormusnurga muutumisel (vt. joon. 17-6) on analoogiline vedru deformeerumisega ning põhjustab elektromagnetilise momendi muutumist. Selles suhtes sarnanevad magnetilise induktsiooni jooned vedru osa täitvate elastsete niitidega. Inertsjõududele vastab rootori inertsmoment või dünaamiline pöördemoment, mis tekib rootori positiivse või negatiivse nurkkiirenduse puhul. Sünkroonmasinate omavõnkesagedus f_0 on harilikult 0,5 . . .2,0 Hz.



Joon. 21-3. Sünkroonmasina vabavõnked summutusmähise olemasolul (*a*) ja puudumisel (*b*)

Sünkroonmasina summutusmoment, mis tekitatakse rootori hõõrdumisega õhus ja laagrites, on küllalt väike ning selle võib jätta arvestamata. Sünkroonmasina võnkumine sumbub põhiliselt momendi arvel, mis tekib selle tulemusena, et rootor liigub võnkumisel vaheldumisi kord kiiremini, kord aeglasemalt staatori magnetväljast ning seetõttu indutseeritakse ergutus- ja summutusmähises voolud. See summutusmoment on oma olemuselt täiesti identne sünkroonmasina asünkroonmomendiga (vt. § 18-1). Viimane püüab sünkroonset pöörlemiskiirust taastada ning võnkumist summutada, sest et $\Omega > \Omega_s$ ja $s < 0$ korral on see pidurdav, aga $\Omega < \Omega_s$ ja $s > 0$ korral toimib rootori pöörlemissuunas ning on kiirendav. Ergutusmähis tekitab suhteliselt nõrga summutusmomendi, eriti kui nurk θ on väike (normaalkoormuste piirkonnas) või ligilähedane nullile (tühijooks). See seletub asjaoluga, et $\theta = 0$ korral on kogu ankrureaktsiooni voog pikisuunaline ning rootori väikesed nihked selle voo suhtes põhjustavad ainult rootori aheldusvoo väikest muutumist, mistõttu ka ergutusmähises indutseeritavad voolud ei ole suured. Võnkumise summutamise efektiivne vahend on suurt summutusmomenti tekitava täieliku summutusmähise (joon. 21-3) kasutamine. Selle mähise põhitähtsus seisnebki just vabavõnkumise summutamises, millest tulenebki mähise nimetus.

21-2. SÜNKROONMASINA VÕNKUMINE

Vaatleme algul juhtu, kui koormusnurga võnkeamplituud on väike. Seejuures rootori liikumise diferentsiaalvõrrand on lineaarne ning sellel on lihtne lahend, mis võimaldab selgitada sünkroonmasina võnkeprotsessi olulisi iseärasusi. Selle küsimuse uurimiseks koostame pöördemomentide võrrandi sünkroonmasina võnkumisel ning selguse mõttes peame silmas generaatorirežiimi, kuigi saadavad tulemused on kehtivad ka mootorirežiimis.

Võnkumisel toimivad pöördemomendid. Vastavalt seosele (17-4) väljendub elektromagnetiline moment võrrandiga

$$M=\frac{P}{\Omega_s}=\frac{mEU}{\Omega_s x_d}\sin\theta+\frac{mU^2}{2\Omega_s}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta. \qquad (21\text{-}1)$$

Esinegu võnkumine nurga väärtuse $\theta=\theta_0$ juures, mis vastab tasakaaluasendile kui elektromagnetiline moment $M=M_0$ tasakaalustatakse masina võllile rakendatud välise pöördemomendiga. Siis võnkumisel

$$\theta=\theta_0+\Delta\theta, \qquad (21\text{-}2)$$

kus $\Delta\theta=f(t)$ kujutab endast nurga hälbe muutuvat suurust masina võnkumisel.

Paigutame θ võrrandist (21-2) võrrandisse (21-1) ning $\Delta\theta$ väiksuse tõttu eeldame, et $\sin\theta=\sin(\theta_0+\Delta\theta)=\sin\theta_0\cos\Delta\theta+\cos\theta_0\sin\Delta\theta\approx\sin\theta_0+\Delta\theta\cos\theta_0$; $\sin 2\theta=\sin(2\theta_0+2\Delta\theta)=\sin 2\theta_0\cos 2\Delta\theta+\cos 2\theta_0\sin 2\Delta\theta\approx\sin 2\theta_0+2\Delta\theta\cos 2\theta_0$.

Siis saame (21-1) asemel

$$M=M_0+\Delta M=M_0+M_{s\,M}\Delta\theta, \qquad (21\text{-}3)$$

kus

$$M_0=\frac{mEU}{\Omega_s x_d}\sin\theta_0+\frac{mU^2}{2\Omega_s}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta_0. \qquad (21\text{-}4)$$

kujutab endast momendi M suurust valemi (21-1) järgi, kui $\theta=\theta_0$, kuid

$$M_{s\,M}=\frac{mEU}{\Omega_s x_d}\cos\theta_0+\frac{mU^2}{\Omega_s}\left(\frac{1}{x_q}-\frac{1}{x_d}\right)\cos 2\theta_0 \qquad (21\text{-}5)$$

on vastavalt (17-19), sünkroniseeriva momendi tegur. Seejuures eeldatakse, et väikese võnkeamplituudi tõttu pöörlemiskiirus $\Omega_s = \text{const}$.

Et M_0 tasakaalustatakse võllile rakendatud välismomendiga, siis on küllaldane arvestada ainult võrduse (21-3) teist liiget, mis kujutab endast § 17-4-st tuntud sünkroniseerivat momenti

$$M_s = -M_{s\,M}\Delta\theta \tag{21-6}$$

ning on oma olemuselt analoogiline koormusega varustatud võnkuva vedru elastsusjõuga. Miinusmärk esineb avaldises (21-6) seetõttu, et $M_{s\,M} > 0$ ja $\Delta\theta > 0$ korral mõjub moment M_s võllile pidurdavalt, nagu see järeldub § 17-3 ja 17-4 esitatust.

Tingimata on vaja märkida, et avaldis $M_{s\,M}$ jaoks on kehtiv ainult nurga θ lõpmata aeglasel muutumisel, kui võib jätta arvestamata elektromagnetilisi siirdeprotsesse masina mähistes. Tegelikult on võnkekiirus lõplik ning seetõttu tekivad induktorimähistes samasugused täiendavad aperioodilised voolud nagu järsul lühiselgi (vt. § 16-3). Need voolud mõjuvad analoogiliselt erguti pinge poolt tekitatud ergutusvooluga i_{f0}, olles järelikult ekvivalentsed E mõningase suurenemisega või x_d vähenemisega võrrandis (21-5). Seetõttu on $M_{s\,M}$ siirdeprotsesside korral ja eriti võnkumistel võrrandiga (21-5) määratavast väärtusest suurem. Joonisel 21-4, *a* on näitena toodud väljepoolustega masina kõverad $M_{s\,M} = f(\theta_0)$ võnkumisel sagedusega $f_0 = 1{,}5$ Hz. Sealsamas on võrdluseks kujutatud ka kõver $M_{s\,M}$, mis on konstrueeritud võrrandi (21-5) alusel juhtumi jaoks, kui võnkumine toimuks lõpmata aeglaselt ($f_0 = 0$). Joonisel 21-4, *a* on toodud sünkroniseeriva momendi teguri suhteline suurus

$$M_{s\,M*} = \frac{M_{s\,M}}{M_b} = \frac{\Omega_s M_{s\,M}}{S_N} = \frac{\omega_1 M_{s\,M}}{p\,S_N}. \tag{21-7}$$

Dünaamiline pöördemoment

$$M_d = -J\frac{\mathrm{d}^2\alpha}{\mathrm{d}t^2},$$

kus J on pöörlevate osade inertsmoment ja

$$\alpha = \Omega_s t + \frac{\theta_0}{p} + \frac{\Delta\theta_0}{p}$$

kujutab endast rootori liikumise nurgakoordinaati. Nurk α väl-

jendatakse mehaanilistes nurgaühikutes, ja seepärast on elektrilised nurgad θ_0 ja $\Delta\theta$ jagatud poolusepaaride arvuga p. Seega

$$M_d = -\frac{J}{p} \cdot \frac{\mathrm{d}^2\Delta\theta}{\mathrm{d}t^2}. \qquad (21\text{-}8)$$

Summutusmoment M_{su} on väikestel libistustel s viimasega võrdeline nagu igasugune asünkroonmoment

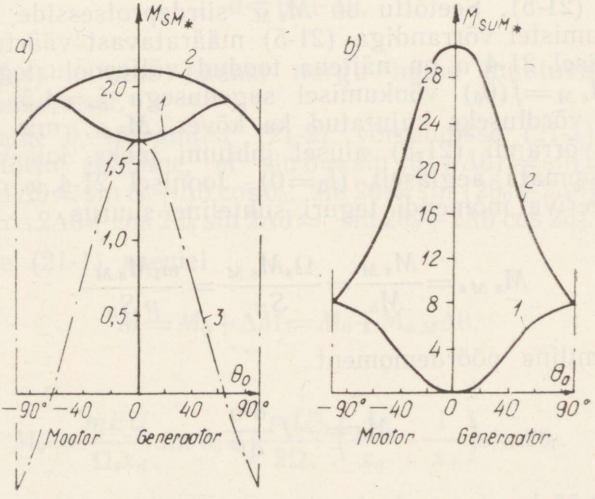
$$M_{su} = M_1 s,$$

kus M_1 on momendi dimensiooni võrdetegur.

Suurus $\Delta\theta$ muutub libistuse muutumisel ja avaldub

$$\mathrm{d}\Delta\theta = p\Omega_s(1-s)\,\mathrm{d}t - p\Omega_s\,\mathrm{d}t.$$

Esimene liige kujutab siin vektori $\dot{E}$ pöördenurka aja $\mathrm{d}t$ vältel, teine aga vektori $\dot{U}$ pöördenurka sama aja vältel. Siit



Joon. 21-4. Sünkroniseeriva momendi (*a*) ja summutusmomendi (*b*) teguri kõverad sünkroonmasina puhul, mille $x_{d*}=1{,}0$; $x_{q*}=0{,}6$; $x'_{d*}=0{,}3$; $x'_{q*}=0{,}25$; $T'_d=1$ s; $T_q=0{,}05$ s, kui $E_*=U_*=1$ ja $f_0=1{,}5$ Hz;

1 — summutusmähiseta masin ($f_0=1{,}5$ Hz); *2* — ristteljel asuva summutusmähisega masin ($f_0=1{,}5$ Hz); *3* — sünkroniseeriva momendi tegur võnkesagedusel $f_0=0$

$$s=-\frac{1}{p\Omega_s}\cdot\frac{\mathrm{d}\Delta\theta}{\mathrm{d}t}.$$

Seepärast

$$M_{su}=-M_{su\,M}\frac{\mathrm{d}\Delta\theta}{\mathrm{d}t}, \qquad (21\text{-}9)$$

kus

$$M_{su\,M}=\frac{M_1}{p\Omega_s}=\frac{M_1}{\omega_1}$$ — summutusmomendi tegur.

On võimalik näidata, et juhul kui sünkroonmasina rootor on elektriliselt täiesti sümmeetriline nagu asünkroonmasina rootorgi, on $M_{su\,M}$ jaoks kehtiv asünkroonmasina pöördemomendi avaldis (7-6), kui selles s asendada suhtega f_0/f_1. Tegelikult niisugune sümmeetria puudub ning seepärast sõltub $M_{su\,M}$ väärtus rootori sümmeetriatelgede asendist ankrureaktsiooni välja laine suhtes, s. t. nurgast θ_0.

Nagu järeldub võrrandist (21-9), on $M_{su\,M}$ dimensiooniks momendi ja aja korrutis. Üleminekul suhtelistele suurustele tuleb baassuurusena võtta $M_{su\,M}$ väärtus $M_1=M_b$ korral ja siis

$$M_{su\,Mb}=\frac{M_b}{\omega_1}=\frac{S_N}{\omega_1\Omega_s}.$$

Joonisel 21-4, *b* on toodud summutusmomendi teguri suhtelised dimensioonideta väärtused

$$M_{su\,M*}=\frac{M_{su\,M}}{M_{su\,M\,b}}=\frac{\omega_1\Omega_s M_{su\,M}}{S_N}=\frac{\omega_1^2 M_{su\,M}}{pS_N}. \qquad (21\text{-}10)$$

Momendivõrrand ja selle lahendus. Vastavalt esitatule on võnkumise momendivõrrandil kuju

$$M_d+M_{su}+M_s=0$$

või vastavalt (21-6), (21-8) ja (21-9),

$$\frac{J}{p}\cdot\frac{\mathrm{d}^2\Delta\theta}{\mathrm{d}t^2}+M_{su\,M}\frac{\mathrm{d}\Delta\theta}{\mathrm{d}t}+M_{s\,M}\Delta\theta=0. \qquad (21\text{-}11)$$

Võrrandi (21-11) lahendiks on

$$\Delta\theta = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t}, \tag{21-12}$$

kus C_1 ja C_2 on integreerimiskonstandid; λ_1 ja λ_2 — karakteristliku võrrandi

$$\frac{J}{p}\lambda^2 + M_{su\,M}\lambda + M_{s\,M} = 0$$

juured, mis avalduvad kujul

$$\lambda_{1,2} = -\frac{pM_{su\,M}}{2J} \pm \sqrt{\frac{p^2 M_{su\,M}^2}{4J^2} - \frac{pM_{s\,M}}{J}}. \tag{21-13}$$

Avaldise (21-13) juure all olev esimene liige on teisest harilikult tunduvalt väiksem ning seetõttu kujutab ruutjuur endast imaginaararvu. See ongi võnkeprotsessi tekke tingimuseks, sest reaaljuure puhul on $\Delta\theta$ muutumine aperioodiline.

Vastavalt öeldule võib (21-13) asemel kirjutada

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -\frac{1}{T_v} + j\omega_0, \\ \lambda_2 &= -\frac{1}{T_v} + j\omega_0, \end{aligned} \tag{21-14}$$

kus

$$T_v \equiv \frac{2J}{pM_{su\,M}} \tag{21-15}$$

kujutab endast võnkumise sumbumise ajakonstanti,

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{pM_{s\,M}}{J} - \frac{p^2 M_{su\,M}^2}{4J^2}} \approx \sqrt{\frac{pM_{s\,M}}{J}} \tag{21-16}$$

aga sünkroonmasina vabavõnke- või omavõnke-nurksagedust.

Juurte λ_1 ja λ_2 paigutamisel võrrandist (21-14) võrrandisse (21-12) saame

$$\Delta\theta = (A_1 \cos\omega_0 t + A_2 \sin\omega_0 t)\, e^{-\frac{t}{T_v}}, \tag{21-17}$$

kus $A_1=C_1+C_2$ ja $A_2=j(C_1+C_2)$ on uued integreerimiskonstandid, mis määratakse algtingimustest. Näiteks joonisele 21-2 vastaval juhtumil

$$A_1=-\Delta\theta_{m0};\quad A_2=0$$

ja seepärast

$$\Delta\theta=-\Delta\theta_{m0}\cos\omega_0 t\, e^{-\frac{t}{T_v}}.$$

Vastavalt võrrandile (21-15) ja (21-17) sumbuvad võnkumised seda kiiremini, mida suurem on $M_{su\,M}$. Suuruse $M_{su\,M}=0$ korral ajakonstant $T_v=\infty$ ning võnkumised on mittesumbuvad.

Vabavõnkesagedus. Harilikult vaadeldakse J asemel nn. inertsikonstanti

$$T_j=\frac{J\Omega_s^2}{S_N}=\frac{J\omega_1^2}{p^2S_N},\qquad (21\text{-}18)$$

mis võrdub pöörlevate masside kineetilise energia kahekordse väärtuse suhtega niminäivvõimsusse S_N, $\Omega=\Omega_s$ korral. Füüsikaliselt tähendab T_j aega, mille vältel agregaat saavutab nimikiiruse tühijooksul käivitamisel, kui võllile on rakendatud konstantne pöördemoment

$$M_b=\frac{S_N}{\Omega_s}.$$

Hoomoment GD^2 võrdub pöörlevate osade massi G ja inertsidiameetri ruudu D^2 korrutisega ning SI-s väljendatakse seda kg·m²-tes. Selles ühikute süsteemis

$$J=\frac{GD^2}{4}.\qquad (21\text{-}19)$$

Seepärast ka

$$T_j=\frac{\omega_1^2GD^2}{4p^2S_N}.\qquad (21\text{-}20)$$

Suuruse T_j väärtused on esitatud tabelis 14-1.

Kui paigutada avaldisse (21-16) J väärtus avaldisest (21-18) ning arvestada võrrandeid (21-7) ja (21-10), saame

$$\omega_0=\sqrt{\frac{\omega_1M_{s\,M*}}{T_j}-\left(\frac{M_{su\,M*}}{2T_j}\right)^2}\approx\sqrt{\frac{\omega_1M_{s\,M*}}{T_j}}.\qquad (21\text{-}21)$$

Omavõnkesagedus:

$$f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\omega_1 M_{s\,M*}}{T_j}-\left(\frac{M_{su\,M*}}{2T_j}\right)^2}\approx\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\omega_1 M_{s\,M*}}{T_j}}. \quad (21\text{-}22)$$

Näiteks joonise 21-4 allkirjas näidatud parameetritega masinale saame vastavalt sellele joonisele $\theta_0=20°$ korral $M_{s\,M*}=2{,}15$ ja $M_{su\,M*}=28$. Kui $T_j=7{,}3$ s, siis valemi (21-22) järgi saame

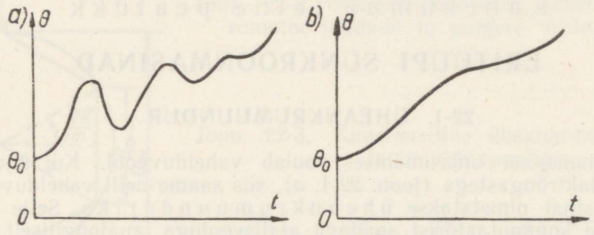
$$f_0=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{314\cdot 2{,}15}{7{,}3}-\left(\frac{28}{2\cdot 7{,}3}\right)^2}=\frac{1}{2\pi}\sqrt{92{,}5-3{,}67}=1{,}5 \text{ Hz}.$$

Omavõnkeperiood on seejuures

$$T_0=\frac{1}{f_0}=\frac{1}{1{,}5}=0{,}67 \text{ s}.$$

Sünkroonmasina isevõnkumine. Juhul kui $M_{su\,M}<0$, mistõttu avaldise (21-15) põhjal $T_v<0$, siis mingite häirete tulemusel tekkinud kuitahes väikesed võnkumised vastavalt (21-17) ei kustu, vaid nende amplituud kasvab. Niisugused olukorrad tekivad summutusmähiseta väikese võimsusega sünkroonmasinais, paralleeltööl võrguga kas tühijooksul või üsna väikesel koormusel. Seejuures $\theta_0\approx 0$ ja vastavalt joonisele 21-4, *b* on ka $M_{su\,M}\approx 0$. Kuid kõverad joonisel 21-4 arvestavad ainult summutusmomenti, mis tekitatakse rootorimähises indutseeritavate vooludega, kui ankrumähise takistus $r_a=0$. Nagu näitab selle küsimuse üksikasjalikum analüüs, luuakse $r_a\neq 0$ korral veel väike täiendav $M_{su\,M}$ komponent, mis on negatiivne ja absoluutväärtuselt seda suurem, mida suurem on r_a. Seejuures muutub piirkonnas $\theta_0\approx 0$ suuruse $M_{su\,M}$ resulteeriv väärtus suurema r_a väärtusega väikemasinatel negatiivseks, ning tekivad iseeneselikud meelevaldsed võnkumised või niinimetatud masina isevõnkumine. Saavutanud kindla väärtuse, võnkeamplituud harilikult stabiliseerub mittelineaarsete sõltuvuste tulemusena. Masinatel võimsusega $P_N>10\ldots 20$ kW isevõnkumist ei täheldata nii r_a väiksuse kui ka selle tulemusena, et ka kihiliste pooluste korral indutseeritakse rootorisüdamikus pöörisvoolud, mis tekitavad positiivse summutusmomendi.

Sünkroonmasina suurtest võnkumistest, dünaamilisest stabiilsusest ning ergutuse reguleerimisest. Sünkroonmasina töörežiimi järskudel häiretel (lühised võrgus, koormuse järsk tõus



Joon. 21-5. Koormusnurga muutumise graafik masina sünkronismist väljalangemisel võnkeprotsessis (*a*) ja võnkumise esimese poolperioodi kestel (*b*)

jm.) tekivad nurga θ suured muutused. Seejuures on sõltuvalt häire suurusest võimalikud kolm juhtumit: 1) tekivad nurga θ suured sumbuvad võnkumised, mis on sarnased joonisel 21-2 kujutatutega ning masin säilitab sünkroonse töörežiimi; 2) masin langeb võnkeprotsessis seoses nurga θ suurenemisega sünkronismist välja (joon. 21-5, *a*); 3) masin langeb sünkronismist välja nurga θ monotoonsel suurenemisel, ilma et oleks esinenud võnkeprotsessi (joon. 21-5, *b*).

Sünkroonmasina võimet säilitada sünkroonset töörežiimi viimase suurtel ja järskudel muutumistel nimetatakse dünaamiliseks stabiilsuseks. Joonisel 21-5 kujutatud juhtudel on režiim dünaamiliselt mittestabiilne.

Režiimi järskudel muutustel tekivad induktorimähistes samuti veel aperioodilise voolu tõuked Δi_{fa} ja $i_{su\,a}$ nagu järsul lühiselgi (vt. § 16-3), kusjuures nende voolude komponendid sumbuvad ajakonstantidega T'_d ja T''_d. Et suurus T''_d on küllalt väike, siis vastavad komponendid Δi_{fa} ja $i_{su\,a}$ ei avalda märgatavat mõju dünaamilisele stabiilsusele. Ajakonstant T'_d on suhteliselt suur ning seepärast sumbuvad võnkumise esimesel poolperioodil vastavad komponendid Δi_{fa} ja $i_{su\,a}$ aeglaselt. See on samaväärne ergutusvoolu suurenemisega, mis põhjustab elektromagnetilise võimsuse P suurenemist ning dünaamilise stabiilsuse paranemist häirete algperioodil. Suurus P määratakse seejuures võrrandiga (17-4), asendades x_d x'_d-ga. Seetõttu, mida väiksem on x'_d, seda suurem on dünaamiline stabiilsus.

Kahekümne teine peatükk

ERITÜÜPI SÜNKROONMASINAD

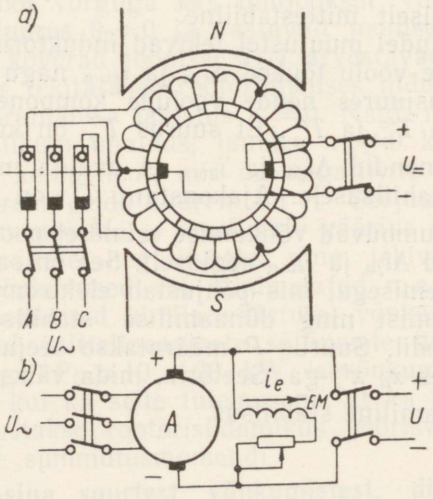
22-1. ÜHEANKRUMUUNDUR

Alalisvoolumasina ankrumähises voolab vahelduvvool. Kui ühendada see mähis ka kontaktrõngastega (joon. 22-1, *a*), siis saame neilt vahelduvpinget $U_{\sim}$. Niisugust masinat nimetatakse *üheankrumuunduriks*. Selle ergutusmähist toidetakse kommutaatorist saadava alalisvooluga, analoogiliselt alalisvoolu haruvoolumasinaga. Seepärast kujutab üheankrumuundur endast konstruktiivses mõttes kontaktrõngastega varustatud alalisvoolumasinat. Kontaktrõngad asuvad kommutaatori suhtes masina vastaspoolses otsas võllil. Masinal on kommutatsiooni parandamiseks ka lisapoolused.

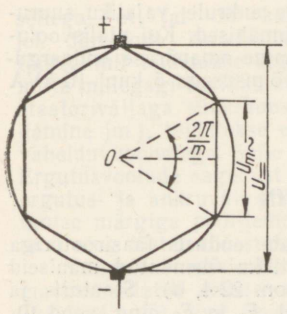
Üheankrumuundurit kasutatakse harilikult vahelduvvoolu alaldamiseks. Seejuures töötab ta vahelduvvooluvõrgu suhtes sünkroonmootorina, alalisvooluahela suhtes aga alalisvoolugeneraatorina. Võllil arendab see masin ainult väikest võimsust mehaanilise ja teraseskao ning lisakadude katteks. Erinevus $P_{\sim} - P_{=}$ on võrdne masina kadudega. Masin võib ka alalisvoolu vahelduvaks muundada.

Üheankrumuundur käivitatakse harilikult sünkroonmootori asünkroonkäivituse põhimõttel, milleks selle poolusekingadesse on paigutatud käivitusmähis. Pinge esinemisel alalisvooluvõrgus võib üheankrumuundurit käivitada ka nagu alalisvoolumootorit ning seejärel vahelduvvooluvõrguga sünkroniseerida.

Teatavasti on ankruvoolu aktiivkomponent generaatorirežiimis elektromotoorjõuga faasis, mootorirežiimis on see aga suunatud elektromotoorjõule vastu. Et üheankrumuundur töötab samaaegselt nii generaatori- kui ka mootorirežiimis,

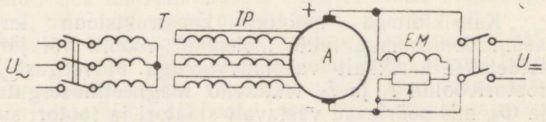


Joon. 22-1. Hariliku üheankrumuunduri ehituse põhimõte (*a*) ja lülitusskeem (*b*)



Joon. 22-2. Üheankrumuunduri ankrumähise elektromotoorjõudude ja pingete vektordiagramm

Joon. 22-3. Kuuefaasiline üheankrumuundur trafo ja induktiivpooliga



eksisteerib ankrumähises voolude $I_{\sim}$ ja $I_{=}$ vahe. Seepärast on kaod ankrumähises väiksemad kui harilikel vahelduvvoolumasinatel. Et vahelduv- ja alalisvoolukõverate kujud on mähisesektsioonides erinevad ning erinevates sektsioonides on need kõverad ajaliselt mitmesuguste nurkade võrra faasis nihutatud, on sektsiooni voolukõverad keeruka kujuga.

Et pinged $U_{\sim}$ ja $U_{=}$ mõjuvad ühes ja samas ankrumähises, on nende suurused teineteisest ranges sõltuvuses. Kui eeldada, et ergutusväli indutseerib ankrumähises puhtsiinuselise elektromotoorjõu ja jättes arvestamata mähiste takistused ning lugeda, et mähisesektsioonide arv on väga suur, siis ankrumähise sektsioonide elektromotoorjõudude vektordiagramm on ringjoonekujuline (joon. 22-2). Seejuures on pinge $U_{=}$ võrdne ringjoone diameetriga, vahelduvpinge amplituud $U_m = \sqrt{2}U_{\sim}$ aga ringjoone sisse joonestatud m-nurga küljega, kus m on faaside arv (joonisel 22-2 $m=6$). Joonise 22-2 alusel

$$U_{m\sim} = 2\frac{U_{=}}{2}\sin\frac{\pi}{m} \qquad (22\text{-}1)$$

või

$$U_{\sim} = \frac{U_{=}}{\sqrt{2}}\sin\frac{\pi}{m}.$$

Näiteks faaside arvu $m=3$ ja $m=6$ korral saame vastavalt $U_{\sim} = 0{,}612\,U_{=}$ ja $U_{\sim} = 0{,}354\,U_{=}$.

Öeldust järeldub, et kui suurus $U_{=}$ on standardne, siis suurus $U_{\sim}$ on mittestandardne ja vastupidi. Seepärast lülitatakse harilikult üheankrumuundur võrku läbi trafo T, aga sageli täiendavalt ka veel läbi induktiivpooli IP (joon. 22-3). Ergutusvoolu muutes võib masinat koormata induktiiv- või mahtuvusvooluga ning koos sellega induktiivpoolis tekkiva pingelanguga pinget $U_{=}$ teatavais piires reguleerida.

Varem kasutati üheankrumuundureid laialdaselt trammi ja raudtee kontaktvõrkude toiteks ja mitmetel teistel juhtudel. Käesoleval ajal on nad neilt aladelt elavhõbealalditega välja tõrjutud ning neid kasutatakse vaid erijuhtudel, sealjuures ka eraldi mähistega vahelduv- ja alalisvoolule. Üheankrumuundurit võib kasutada ka kaht liiki voolu, alalis- ja vahelduvvoolugeneraatorina, kui teda käitada mingi primaarmootoriga. Niisuguseid generaatoreid kasutatakse paljudel

juhtudel väikestel laevadel jne. Seejuures paigutatakse ankrule vajaliku suurusega pingete saamiseks eraldi alalis- ja vahelduvvoolumähised. Kui alalisvoolumähist rakendada ainult ergutusmähise toiteks, siis saame omapärase endaergutusega sünkroongeneraatori. Niisugused generaatorid võimsusega 5 kuni 10 kVA leiavad samuti mõningat rakendust.

22-2. KAKSIKTOITEGA MASIN

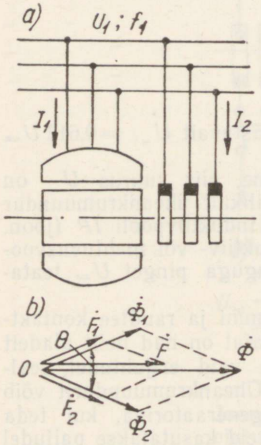
Kaksiktoitega mootori konstruktsioon kujutab endast faasirootoriga asünkroonmasinat, mille mõlemaid, rööbiti või järjestikku ühendatud mähiseid toidetakse harilikult vahelduvvooluga üldvõrgust (joon. 22-4, *a*). Staatori- ja rootorivoolud I_1 ja I_2 tekitavad magneetimisergutused F_1 ja F_2 ning vood Φ_1 ja Φ_2, mis pöörlevad vastavalt staatori ja rootori suhtes kiirusega $n_1 = f_1/p$. Need magneetimisergutused ja vood pöörlevad sünkroonselt, kui

$$\frac{f_1}{p} = n \pm \frac{f_1}{p},$$

kus n on rootori pöörlemiskiirus. Plussmärk vastab juhule, kui rootori magneetimisergutus pöörleb rootori pöörlemissuunas, miinusmärk aga juhule, kui nad pöörlevad vastassuundades. Vastavalt sellele seosele on esimesel juhul $n = 0$, mis ei paku praktilist huvi, teisel juhul aga

$$n = \frac{2f_1}{p}, \qquad (22\text{-}2)$$

s. t. rootori kiirus võrdub hariliku sünkroonmasina kahekordse kiirusega. Seejuures tekitavad sünkroonselt pöörlevad staatori ja rootori magnetväljad pöördemomendi M. Niisugune masin võib töötada nii mootori- kui ka generaatorirežiimis ning kujutab endast tegelikult sünkroonmasinat. Moment M tekitatakse, kui ruuminurk θ $\dot{F}_1$ ja $\dot{F}_2$ vahel (joon. 22-4, *b*) erineb nullist või 180°-st, sest vastupidisel juhul staatori ja rootori magnetväljade pooluste teljed ühtivad ning tangentsiaaljõude ei tekitata.



Joon. 22-4. Kaksiktoitega masina skeem (*a*) ja magneetimisergutuste ning voogude vektordiagramm (*b*)

Kaksiktoitega masinaid kasutatakse mõningail erijuhtudel mootoritena. Viimaste puuduseks on asjaolu, et käivitamisel on vaja abimootorit. Peale selle on nende summutusmomendid väikesed, mistõttu need masinad kipuvad võnkuma. Üldjuhul on võimalik staatorit ja rootorit toita erineva sagedusega vooludega.

A. Gorevi poolt soovitatud asünkroniseeritud sünkroonmasin erineb harilikust sünkroonmasinast

sellega, et tal on kaks ergutusmähist — üks pikiteljel, teine risttelje l. Järelikult on ta rootoril tegelikult kahefaasiline mähis. Normaalsel töörežiimil toidetakse ergutusmähiseid alalisvooluga ning see režiim ei erine mitte millegagi hariliku sünkroonmasina omast. Kuid avariirežiimidel, kui rootori staatoriväljaga sünkroonset pöörlemist rikutakse (võrgu lühised, rootori pendeldamine jm.), toidetakse ergutusmähiseid faasis 90° nihutatud libistussagedusega vahelduvvooludega. Selle tulemusena saadakse rootori suhtes pöörlev ergutusväli. Ergutusvoolude sagedust sf_1 reguleeritakse automaatselt ja pidevalt sel viisil, et ergutus- ja ankruväli pöörlevad sünkroonselt, mille tõttu need tekitavad konstantse märgiga pöördemomendi. See takistab masina sünkronismist väljalangemist ning tõstab töö stabiilsust, mis ongi antud masinatüübi eeliseks.

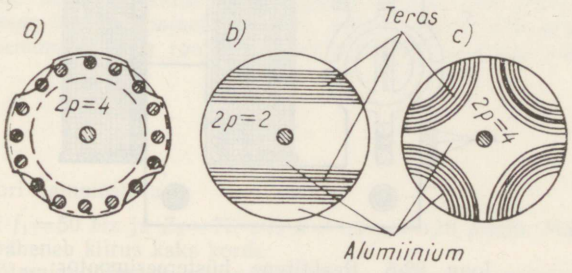
Vaadeldav masin on olemuselt analoogiline kaksiktoitega masinaga. Selle masina esitatud eeliste realiseerimiseks peab ergutuspinge lagi olema kõrge ($k_{fm} \geqslant 4 \ldots 5$) ning tingimata peab kasutama tugevatoimelisi ergutusregulaatoreid. Ergutusmähiste toidet on otstarbekas läbi viia ioon- või pooljuht-sagedusmuunduritega. Käesoleval ajal on valmistatud asünkroniseeritud sünkroonmasinate katseeksemplare.

22-3. VÄIKESE VÕIMSUSEGA SÜNKROONMOOTORID

Mõningate mehhanismide jaoks vajatakse väikese võimsusega konstantse pöörlemiskiirusega mootoreid (filmikaamerate linditõmbemehhanismid, elektrikellad, sideaparaadid jne.). Niisuguste mootoritena kasutatakse ergutusmähisteta sünkroonmootoreid. Ergutusmähiste puudumine lihtsustab mootorite konstruktsiooni ning ekspluatatsiooni ja isegi tõstab nende töökindlust. Paljudel juhtudel on niisugused mootorid ühefaasilised.

Käesolevas paragrahvis vaadeldav mitmefaasiliste väikese võimsusega sünkroonmootorite staatorite ehitus ei erine millegagi normaalsete sünkroon- ja asünkroonmasinate omast. Ühefaasiliste sünkroonmootorite staatoritel on aga samasugune ehitus kui ühefaasiliste asünkroonmootorite staatoritel (töö- ja käivitusmähisega, kondensaatoriga, varjestatud poolustega — vt. § 12-2). Ühefaasilisi sünkroon- ja asünkroonmootoreid käivitatakse ühtmoodi (käivituse lõpul sünkroonmootorid sünkroniseeruvad sünkroniseeriva elektromagnetilise momendi toimel). Seepärast vaadeldakse allpool ergutusmähiseta sünkroonmootorite rootorite ehituse iseärasusi.

Püsimagnetitega sünkroonmootoritel on harilikult magnetkõvasulamist (alni, alniko jt.) silinderrootorid, millel asub käivitusmähisena



Joon. 22-5. Reaktiivsete sünkroonmootorite rootori konstruktsioon

oravikmähis. Magnetkõvasulamist rootor valatakse ning seda on raske mehaaniliselt töödelda. Seepärast on sinna oravikmähist võimatu valada. Seoses sellega valmistatakse rootor harilikult kokkupandavana — hariliku asünkroonmootori lühisrootoriga keskel, mille otstel on kaks magnetkõvasulamist ketast. Niisuguste mootorite materjali kasutusaste on väike ning neid ehitatakse seetõttu harilikult väikestele võimsustele — kuni 40 W. Püsimagnetiga generaatorid ei vaja käivitusmähiseid ja neid ehitatakse võimsustele $P_N = 5 \ldots 10$ kVA, mõnikord aga isegi kuni $P_N = 100$ kVA. Et magnetkõvasulamid on küllaltki kallid ja defitsiitsed, kasutatakse neid ainult siis, kui on vaja tagada suuremat töökindlust.

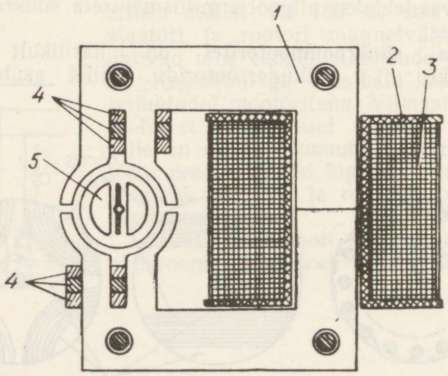
Reaktiivsed sünkroonmootorid. Ergutusmähiseta väljepoolustega sünkroonmasinaid nimetatakse reaktiivseiks. Niisuguste masinate töötamise eripärasusi vaadeldi juba § 17-3.

Reaktiivsete sünkroonmootorite rootorite mitmesugused konstruktsioonid on kujutatud joonisel 22-5. Joonisel 22-5, *a* esitatud rootor on kõige rohkem levinud. Selle südamik valmistatakse elektrotehnilisest lehtterasest väljepoolustega ning varustatakse oravikmähise-taolise käivitusmähisega. Joonistel 22-5, *b* ja *c* kujutatud rootorid valmistatakse teraspakkide avadesse alumiiniumi valamisega, kusjuures alumiinium täidab käivitusmähise ülesanne.

Reaktiivseil mootoreil on madal cos φ ning seepärast ka väike kasutegur ($P_N = 20 \ldots 40$ W korral on kasutegur 0,3 ... 0,4), kuid nende mass on 2 ... 3 korda suurem samasuguse võimsusega asünkroonmootorite massist. Ühefaasilistel reaktiivsetel kondensaator-sünkroonmootoritel paraneb cos φ kondensaatorite tõttu.

Harilikult valmistatakse reaktiivseid mootoreid võimsusele 50 ... 100 W, kuigi aga on tähtis lihtne konstruktsioon ning suurem töökindlus, siis valmistatakse neid ka tunduvalt suurematele võimsustele.

Sünkroon-hüstereesimootorid. Reaktiivsete sünkroonmootorite madalad energeetilised ja massinäitajad tingisid hüstereesimootorite väljatöötamise ja rakendamise. Niisuguste mootorite rootorid valmistatakse erilistest magnetkõvasulamitest, millel on lai hüstereesisilmus (näiteks vikalloi). Rootori massiivse konstruktsiooni korral arendavad need mootorid käivitusel ka asünkroonset pöördemomenti. See moment on aga tunduvalt väiksem hüstereesimomendist



Joon. 22-6. Reaktiivne hüstereesimootor:
1 — staatori magnetahel; *2* — karkass; *3* — ergutusmähis; *4* — lühiskeerud; *5* — erguti ergutusreostaat

(vt. § 7-4), mille tõttu käivitus, sünkroniseerimine ning töötamine toimub hüstereesi nähtest põhjustatud pöördemomendi arvel.

Püsimagnetitega ja hüstereesimootorid erinevad üksteisest selle poolest, et esimestel allub rootor spetsiaalsele eelmagneetimisele, teistel aga magneeditakse mootori staatoriväljaga.

Hüstereesimoootoritel on paremad parameetrid kui reaktiivsetel mootoritel ning neid valmistatakse võimsusele kuni 400 W.

Reaktiivse hüstereesimootori (joon. 22-6) koos reduktoriga esitas 1916. a. Warren ning seda rakendatakse kuni käesoleva ajani laialdaselt elektrikellade ajamites, lindi edasi tõmbamiseks isekirjutavates mõõteriistades jne. Selle mootori staatoril on varjestatud poolused (vt. samuti ka § 12-2), rootor koosneb aga kuuest-seitsmest 0,4 mm paksusest karastatud magnetterasest plaadist. Plaadid on vahelikega rõngaste kujulised. Rootori magnetilise takistus on vahelike suunas väiksem ning seetõttu $x_d \neq x_q$. Rootor on kinnitatud võllile plaatide vahelikes asuvate sisselõigete abil ning on ühendatud reduktoriga. Rootor koos reduktoriga on suletud hermeetilisse korpusse (joonisel 22-6 ei ole näidatud).

Mootor käivitatakse asünkroon- (pöörisvoolu-) ja hüstereesimomendiga, töötab aga hüstereesi- ja reaktiivmomendi jõul, kusjuures viimane on 2...3 korda suurem hüstereesimomendist. NSV Liidus toodetavatel reaktiivsetel hüstereesimootoritel СД-60, СД-2, СДЛ-2, СРД-2 sagedusele $f = 50$ Hz on võimsus võllil 12 μW, mootoritel СД-1/300-0,07 μW (tüüpide numbrid ja tähised näitavad võlli väljaulatuva otsa pöörlemiskiirust p/min). Nende kasutegur on alla 1%.

22-4. AEGLASEKÄIGULISED SÜNKROONMOOTORID JA SÜNKROONSED SAMMUMOOTORID

Ühefaasilised aeglasekäigulised reaktiivsed sünkroonmootorid erinevad seni vaadelduist sellega, et nende staatori poolusejaotus on rootori hambajaotuse kordne (joon. 22-7, *a*), või hambajaotused staatori poolustel on võrdsed rootori hambajaotusega (joon. 22-7, *b*).

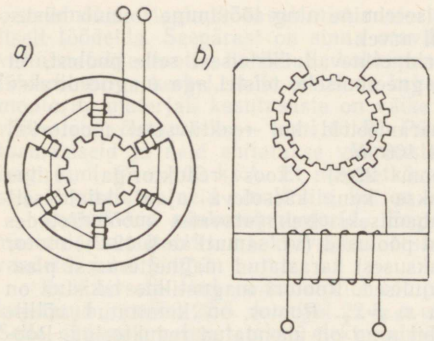
Nende mootorite staatorivoog Φ pulseerib toitevoolu sagedusega f. Kui $\Phi = 0$ korral on staatori poolused (joon. 22-7, *a*) või hambad (joon. 22-7, *b*) rootori hammaste suhtes nihutatud, tõmbuvad Φ suurenemisel nullist alates rootori hambad staatori pooluste või hammaste poole ning rootor hakkab pöörduma, mis jätkub inertsi tõttu ka siis, kui voog uuesti väheneb nullini. Kui selleks hetkeks rootori hammas läheneb staatori järgmisele poolusele või hambale, mõjuvad Φ muutumise järgmise poolperioodi kestel jõud rootori hammastele samas suunas. Seega, kui rootori keskmine kiirus on niisugune, et voolu ühe poolperioodi kestel pöördub rootor ühe hambajaotuse võrra, mõjub sellele ühesuguse märgiga pulseeriv pöördemoment ning rootor hakkab pöörlema keskmise sünkroonkiirusega

$$n = \frac{2f_1}{Z_2}, \tag{22-3}$$

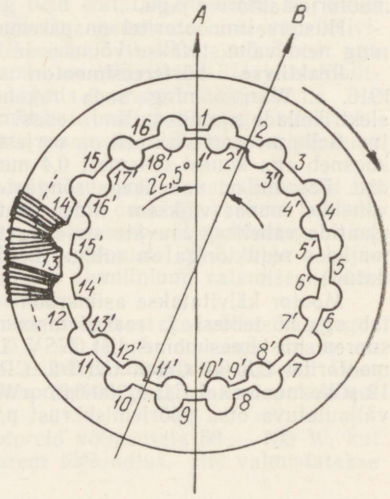
kus Z_2 on rootori hammaste arv.

Näiteks kui $f_1 = 50$ Hz ja $Z_2 = 77$, siis $n = 1{,}3$ p/s $= 78$ p/min. Mähise toitmisel läbi alaldi väheneb kiirus kaks korda.

Mootori töötamistingimuste parandamiseks ja ühtlasema pöörlemise saamiseks valmistatakse rootor harilikult suurendatud mehaanilise inertsiga. Mõnikord valmistatakse mootorid sel eesmärgil sisestaatoriga ja välisrootoriga (näiteks



Joon. 22-7. Väljepoolustega staatoriga ühefaasilised (*a*) ja hammasstaatoriga ning ühise ergutusmähisega (*b*) aeglasekäigulised reaktiivsed sünkroonmootorid



Joon. 22-8. Reaktiivne reduktorita sünkroonmootor

elektrigrammofoni mootorid). Kui poolustele (joon. 22-7, *b*) jätta ainult üks hammas, siis saadakse mootor, mida nimetatakse La-Court'i rattaks.

Mootori sisselülitamisel liikumatus olekus tekib «kleepumisnähtus» (vt. § 7-4) ning mootorit on vaja käivitada käetõukega või sisseehitatud käivitusasünkroonmootoriga.

Reduktorita sünkroonmootorid. Joonisel 22-8 on näidatud ameerika inseneride L. Cebby ja G. Watsoni poolt väljatöötatud reduktorita mootori ehitus. Mootoril on kahefaasiline mähis pooluste arvuga $2p=2$ ja faasitsooniga 90°. Joonisel 22-8 on staatorimähise poolid mähitud ümber staatori ikke, kuid võib kasutada ka harilikku tüüpi mähist. Mähist toidetakse ühefaasilisest võrgust, kusjuures üht faasi toidetakse läbi kondensaatori, mistõttu moodustubki pöördväli. Hambuline rootor on mähiseta.

Rootori ja staatori hammaste arvu erinevus $Z_2-Z_1=2p$ on joonisel 22-8 võrdne kahega. Pöördvälja mõjul püüab rootor võtta niisuguse asendi, mille juures magnetvoo telje sihis asub rootori hammas staatori hamba vastas (joon. *A* joonisel 22-8). Kui voo telg (joon. 22-8) pöördub asendisse *B*, siis rootori hammas *2'* asub staatori hamba *2* vastas, aga voo pöördumisel asendist *A* 180° võrra asub rootori hammas *9'* staatori hamba *9* vastas, s. t. toimub rootori pöördumine tema ühe hambajaotuse võrra. Seepärast rootori pöörlemiskiirus

$$n=\frac{2f_1}{Z_2} \quad \text{p/s}$$

või üldjuhul

$$n = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_e} \cdot \frac{f_1}{p}. \qquad (22\text{-}4)$$

Näiteks $f_1 = 50$ Hz, $2p = 2$, $Z_2 = 400$ ja $Z_1 = 398$ korral on $n = 1/4$ p/s $= 15$ p/min.

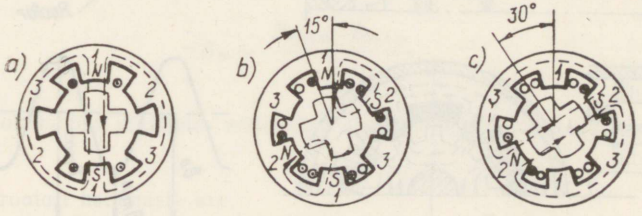
Vaadeldav mootor töötab tegelikult välja hambaharmooniliste vastastikuse toime põhimõttel, mille tõttu saadaksegi väike pöörlemiskiirus. Niisugust printsiipi nimetatakse kiiruse elektriliseks reduktsiooniks (vähendamiseks). Seepärast pole niisugustel mootoritel vaja mehaanilisi reduktoreid ja neid nimetatakse reduktorita mootoreiks.

On olemas ka teisi reduktorita mootorite variante. Neid mootoreid kasutatakse juhtudel, kui on vaja vähendatud pöörlemiskiirusi (näiteks elektrikellad ja rida automaatikaseadmeid), aga samuti suurema sagedusega ($f = 400 \ldots 1000$ Hz) toiteallikate puhul.

Sammumootoreid toidetakse elektrienergia impulssidega ning iga impulsi toimel teevad nad nurk- või lineaarnihke mingi üheselt määratud suuruse — sammu — võrra. Neid mootoreid kasutatakse automaatjuhtimisel ja -reguleerimisel, näiteks programmjuhtimisega metallilõikepinkides lõiketera etteandmiseks jne.

Joonisel 22-9 on kujutatud lihtsaim sammumootor kolme poolusepaariga staatoril. Pooluste mähise *1-1* vooluga toitmisel võtab nelja poolusega rootor joonisel 22-9, *a* näidatud asendi, aga pooluste *1-1* ja *2-2* toitmisel pöördub joonisel 22-9, *b* näidatud asendisse, tehes 15°-se pöörde. Edasi, mähise *1-1* väljalülitamisel pöördub rootor kellaosutite liikumisele vastassuunas veel 15° (joon. 22-9, *c*) jne.

Mootori sammu saab vähendada pooluste arvu suurendamisega või ühisele võllile mõningate staatori ja rootori paaride laiali paigutamisega (piki võlli), mis on üksteise suhtes pööratud vastava nurga võrra. Koondmähiste (joon. 22-9) asemel võib kasutada ka jaotatud mähiseid. On olemas terve rida pöörd- (sammuga kuni 180°, kuni 1° ja vähem) ning otseliikumisega sammumootorite variante. Impulsside järgnemise piirsagedus, mille juures on võimalik mootori käivitus ja seiskamine sammu kaotamata ning mida nimetatakse ka vastuvõtlikkuseks, on 10 ... 10 000 Hz.



Joon. 22-9. Reaktiivse sammumootori ehitus ja töötamispõhimõte

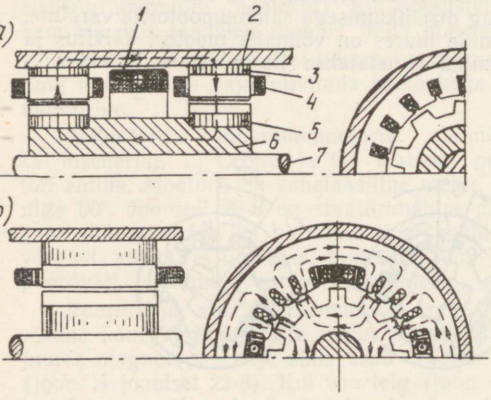
22-5. SÜNKROONNE INDUKTORMASIN

Mitmesugustes seadmetes (metallide induktsioonkuumutus, erisulamite keevitus, güroskoop- ja raadiolokatsiooniseadmetes jm.) kasutatakse kõrgsagedusega (400 ... 30 000 Hz) ühe- ja kolmefaasilist voolu. Normaalkonstruktsiooniga sünkroongeneraatorid sagedusega $f = pn$ selleks ei sobi, sest et pöörlemiskiiruse n suurendamine on neil piiratud mehaanilise vastupidavusega, pooluste arvu $2p$ suurendamine on aga piiratud poolusejaotuse minimaalse võimaliku suurusega mähiste paigutamistingimuste seisukohast. Seepärast kasutatakse neil tingimustel erikonstruktsiooniga generaatoreid, mida nimetatakse *induktorgeneraatoreiks* ja mis töötavad magnetvoo hambapulsatsiooni toimel. Kõikide induktorgeneraatorite rootorid on hammasrattakujulised ning neil pole mähiseid, mis suurendab generaatorite töökindlust. Viimaste alalisvoolu ergutusmähised ja vahelduvvoolu ankrumähised paiknevad staatoreil. Mõningail juhtudel kasutatakse ergutusmähiste asemel püsimagneteid.

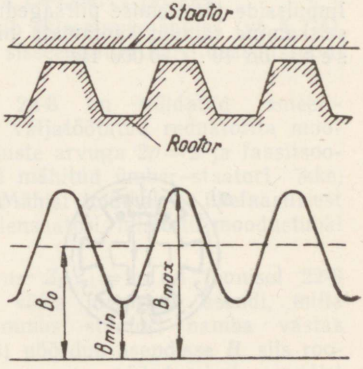
Viimasel ajal hakkavad levima ka induktormootorid, mis arendavad suurema sagedusega vooluga toitmisel mõõdukat pöörlemiskiirust. Nende ehitus on analoogiline induktorgeneraatori omaga.

Joonisel 22-10, *a* kujutatud generaatoril on kaks staatori- ja rootorisüdamiku pakki ning rõngakujuline ergutusmähis. Seda nimetatakse *ühenimeliste poolustega* generaatoriks, sest iga südamikupaki magnetiline polaarsus mööda kogu perimeetrit on muutumatu. Joonisel 22-10, *b* kujutatud generaator on ühepakiline ning seda nimetatakse erinimeliste poolustega generaatoriks. Viimase staatori suurtesse uuretesse on paigutatud ergutusmähis, väikestesse aga vahelduvvoolumähis.

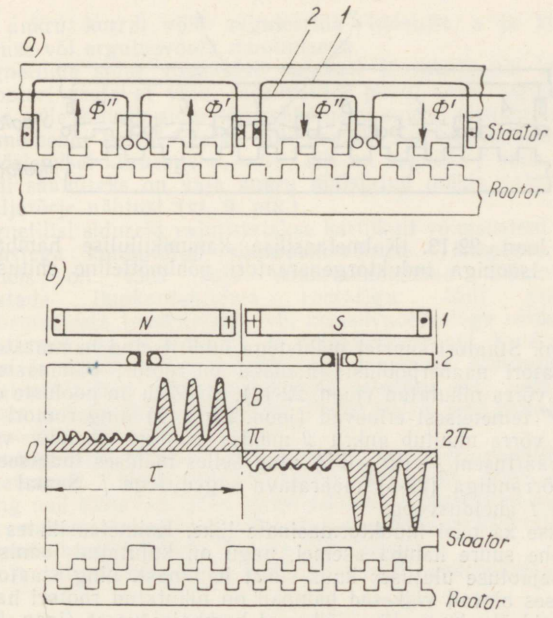
Magnetvälja induktsioonikõver piki joonisel 22-10 näidatud generaatori rootori ümbermõõtu on kujutatud joonisel 22-11. Võib kujutleda, et selle välja pulseeriv laine liigub koos rootoriga, magnetvälja alaliskomponent B_0 on aga staa-



Joon. 22-10. Ühenimeliste (*a*) ja erinimeliste poolustega (*b*) ühefaasilise induktorgeneraatori ehitus:
1 — ergutusmähis; *2* — korpus; *3* — staatorisüdamik; *4* — vahelduvvoolumähis; *5* — rootorisüdamik; *6* — rootori hülss; *7* — võll



Joon. 22-11. Joonisel 22-10 toodud skeemi alusel koostatud induktorgeneraatori õhupilu välja kõver



Joon. 22-12. Ühefaasilise kammikujulise hambatsooniga induktorgeneraatori põhimõtteline ehitus (*a*) ja magnetvälja kõver (*b*)

tori suhtes liikumatu ning elektromotoorjõud suvalise sammuga poolis, tekitatuna sellest väljast, võrdub nulliga. Seepärast ei tee magnetvoo see osa kasulikku tööd ning põhjustab masina materjalide kasutamise halvenemist. Rootori hammastele antakse niisugune kuju, et kõver joonisel 22-11 läheneks sinusoidile. Siis indutseerib välja pulseeriv komponent, mille amplituud

$$B_m = \frac{B_{max} - B_{min}}{2},$$

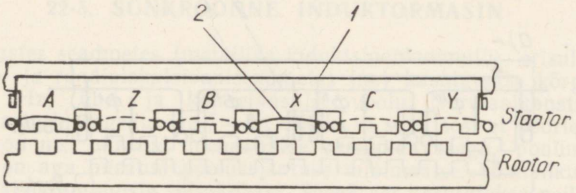
vahelduvvoolumähise juhtmetes siinuselise elektromotoorjõu sagedusega

$$f = Z_2 n, \tag{22-5}$$

kus Z_2 on rootori hammaste arv.

Selle mähise poolide sammud peavad olema niisugused, et joonisel 22-10 näidatud pooli üks külg asuks rootori hamba, teine aga uurde vastas, sest sel juhul liituvad pooli juhtmete vahelduvelektromotoorjõud aritmeetiliselt. Generaatorite ergutusmähiste aheldusvood (joon. 22-10) jäävad rootori pöörlemisel konstantseks ning seetõttu neis mähistes vahelduvelektromotoorjõudu ei indutseerita, mis on positiivseks nähtuseks.

Sagedusel $f > 3000$ Hz on otstarbekas kasutada Guy poolt soovitatud staatori



Joon. 22-13. Kolmefaasilise kammikujulise hambatsooniga induktorgeneraatori põhimõtteline ehitus

konstruktsiooni. Staatori suurtel mähistega ümbritsetud hammastel on aga kammi kuju ning staatori naaberpooluste hambad on rootori hammaste suhtes poole hambajaotuse võrra nihutatud (joon. 22-12). Seetõttu on pooluste erinevate poolte vood Φ' ja Φ'' teineteisest erinevad (joon. 22-12, *b*) ning rootori nihkumisel ühe hambajaotuse võrra muutub ankru *2* mähise pooliga ahelduv voog väärtusest $+(\Phi'-\Phi'')$ väärtuseni $-(\Phi'-\Phi'')$ ning selles mähises indutseeritakse elektromotoorjõud võrrandiga (22-5) määratava sagedusega *f*. Samal ajal ei muutu ergutusmähise *1* aheldusvoog.

Kasutatakse ka teisi induktormasinate liike. Kolmefaasilistes masinates valmistatakse kahe suure hamba asemel, nagu on kujutatud joonisel 22-10, kahekordse poolusejaotuse ulatuses kuus suurt hammast, ning staatori suurte hammaste naabruses olevad väikesed hambad on nihutatud rootori hammaste suhtes mitte poole, vaid ühe kuuendiku väikesest hambajaotusest (joon. 22-13). Seetõttu ei muutu staatori suurte naaberhammaste vood mitte faasinihkega 180°, vaid 60°, mida kasutatakse ankrumähise faasides *A*, *B*, *C* üksteisest 120° nihutatud elektromotoorjõudude saamiseks.

Suurema sageduse tõttu on induktormasina ankrumähisel suuremad sünkroontakistused x_d ja x_q. Seepärast lülitatakse paljudel juhtudel selle masina karakteristikute parandamiseks ankrumähisega järjestikku kondensaatorid.

22-6. MÕNINGAID TEISI SÜNKROONMASINATE ERITÜÜPE

Elektromagnetilist sidurit kasutatakse elastse ühenduse saamiseks kahe pöörleva võlli vahel, näiteks laeva jõuseadme diisli võlli ühendamiseks laevakruvi võlliga. Konstruktsioonilt kujutab elektromagnetiline sidur väljepoolustega sünkroonmasinat, mille alalisvooluergutusega induktor on kinnitatud ühele võllile (näiteks vedavale), ankur aga teisele (näiteks veetavale). Ankrumähis võib olla kujundatud faasimähisena (sel juhul ta ühendatakse reostaadiga) või lühistatud oravikmähisena.

Kui vedav ja veetav võll pöörlevad kiirustega n_1 ja n_2 (kusjuures $n_1 \neq n_2$), siis indutseeritakse siduri ankrumähises vool sagedusega

$$f = p(n_1 - n_2)$$

ning tekitatakse elektromagnetiline moment, mille toimel pannaksegi veetav võll pöörlema. Lühistatud ankrumähise korral on veetava võlli libistus vedava suhtes

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} = 0{,}01 \ldots 0{,}03.$$

Faasimähisega ankru korral võib reguleerida libistust s ja kiirust n_2 kas reostaadi takistuse või ergutusvoolu muutmisega.

Elektromagnetiline sidur võimaldab sujuvalt ühendada või lahutada pöörleva primaarmootori veetavat võlli, faasimähise puhul saab reguleerida pöörlemiskiirust. Peale selle kaitseb sidur töömehhanismi suurte ülekoormuste eest, sest suure pidurdusmomendi korral veetav võll peatub. Kui veetav võll käivitatakse vedava võlli pöörlemisel kiirusega $n_1 = n_N$, siis on sagedus f suur ning piisava käivitusmomendi saamiseks on vaja ankru lühistatud mähis valmistada, rakendades voolu väljatõrje nähtust (vt. 9. ptk.).

Elektromagnetilisi sidureid valmistatakse harilikult võimsusteni $P_N = 500$ kW.

Küünispoolustega kontaktitud sünkroonmasinad. Tänapäeva tööstus- ja transpordiseadmeis on tihti vaja sünkroonmasinad töökindluse seisukohast valmistada liugkontaktideta rootoriga. Neil juhtudel võib kasutada ergutusmähiseta (reaktiivset) või massiivpoolustega sünkroonmasinaid, suurematel sagedustel aga ka induktor- ja reduktormasinaid. Kuid võib kasutada ka küünisrootori ja liikumatu ergutusmähisega masinaid. Niisuguseid masinaid ehitatakse samal põhimõttel nagu kontaktituid selsüüne (vt. joon. 13-9), kuid harilikult pooluste arvuga $2p > 2$. Sagedusel $f = 50$ Hz on neid otstarbekas ehitada võimsustele $P_N = 20 \ldots 30$ kW.

Tõukesünkroongeneraatoreid kasutatakse kõrgepingelülitite lahutusvõimsuse katsetamisel. Neid valmistatakse 50 ... 100 MW turbogeneraatorite baasil ning nad töötavad järsu lühise režiimis. Võimalikult suurema lühisevoolu saamiseks valmistatakse need vähendatud puisteinduktiivtakistusega ning mähiste, eriti nende laupühenduste, tugeva kinnitusega.

On olemas ja väljatöötamisel ka mõningaid teisi sünkroonmasinate tüüpe.

NELJAS OSA

VAHELDUVVOOLU-KOMMUTAATORMASINAD

Kahekümne kolmas peatükk

MITMEFAASILISED KOMMUTAATORMASINAD JA KASKAADID

23-1. VAHELDUVVOOLU-KOMMUTAATORMASINATE KASUTAMINE

Dolivo-Dobrovolski poolt 1889...91. a. väljatöötatud vahelduvvoolu kolmefaasiline süsteem ja kolmefaasilised asünkroonmootorid leidsid üldise leviku. Asünkroonmootorite suur eelis on nende konstruktsiooni lihtsus, töökindlus ja odavus. Neil on aga ka puudusi: 1) pöörlemiskiiruse ökonoomse reguleerimise raskused, 2) reaktiivvõimsuse tarbimine ja seega võrgu võimsusteguri halvendamine. Need asünkroonmootorite puudused stimuleerisid vahelduvvoolu-kommutaatormootorite väljatöötamist, mis võimaldavad pöörlemiskiiruse sujuvat ja ökonoomset reguleerimist. Samuti ka mitmesuguste eritüüpi vahelduvvoolu-kommutaatormasinate väljatöötamist asünkroonmootorite pöörlemiskiiruse reguleerimiseks ning võimsusteguri kompenseerimiseks.

Aastail 1880...1925 töötati hulgaliselt välja mitmesuguseid ühe- ja mitmefaasilisi vahelduvvoolu-kommutaatormasinaid ning asünkroonmootorite ja vahelduvvoolu-kommutaatormasinatega kaskaadskeeme. Välismaal tegid suure panuse nende masinate väljatöötamisse ja täiustamisse E. Thomson, G. Görges, F. Eichberg, R. Richter, M. Latour, I. Dery, A. Scherbius, I. Kozitšek, V. Zeitz jt. NSV Liidus tegelesid vahelduvvoolu-kommutaatormasinate uurimise ja väljatöötamisega K. I. Šenfer, M. P. Kostenko, D. A. Zavelišin jt.

Tööstuses ja transpordis kasutatakse mitmesuguseid vahelduvvoolu-kommutaatormasinaid, kuid kokkuvõttes on nende rakendamine siiski piiratud. Selle põhjuseks on: 1) vahelduvvoolu-kommutaatormasinate kommutatsiooniga seotud raskused, 2) suhteliselt keeruline ehitus, 3) kõrge hind. Kommutatsiooniga seotud raskused piiravad vahelduvvoolu-kommutaatormasinate võimsust ja pöörlemiskiiruse reguleerimise diapasooni, tingivad nende konstruktsiooni komplitseerumise ning kallinemise. Kolme-

faasilised kommutaatormootorid on 1,5...2 korda kallimad alalisvoolu- ja 4...6 korda asünkroonmasinatest. Lisaks leiti ka teisi teid vahelduvvoolu-kommutaatormasinate arengut põhjustanud probleemide täielikuks või osaliseks lahendamiseks. Võrkude võimsusteguri parandamise probleem lahendati staatiliste kondensaatorite, sünkroonmootorite ja -kompensaatorite laialdase kasutamisega. Paljudel juhtudel lahendatakse pöörlemiskiiruse reguleerimise probleemid asünkroonmootorite abil (vt. ptk. 10). Laialdaselt levisid alalisvoolumootorid, mis võimaldavad pöörlemiskiirust reguleerida palju laiemates piirides ning on töökindlamad kui vahelduvvoolu-kommutaatormasinad. Tüüritavate ioon- ja pooljuhtalaldite arenguga laieneb alalisvoolumootorite kasutamine üha rohkem. Pooljuht-sagedusmuundurite areng põhjustab kahtlemata veelgi laialdasemalt sagedusreguleerimise kasutamist asünkroonmootorite pöörlemiskiiruse muutmiseks. Kõik see on ahendanud vahelduvvoolu-kommutaatormootorite rakendamisala ning on ilmne, et see tendents kestab ka edaspidi.

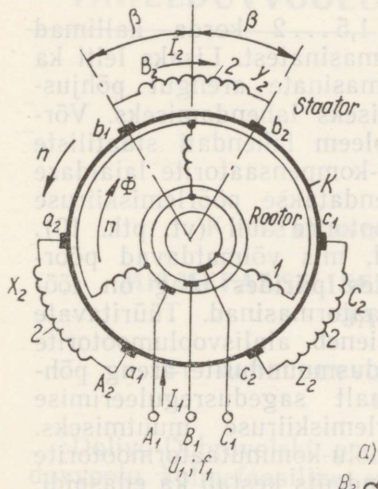
Kõige rohkem levisid vahelduvvoolu-kommutaatormasinad mõnedes Euroopa riikides (Saksa Demokraatlik Vabariik, Saksa Föderatiivne Vabariik, Tšehhoslovakkia Sotsialistlik Vabariik, Sveits jt.). Reas teistes riikides, näiteks USA-s ja eriti NSV Liidus kasutatakse neid piiratult.

Selles osas kirjeldatakse levinumate vahelduvvoolu-kommutaatormasinate töötamist ja ehitust.

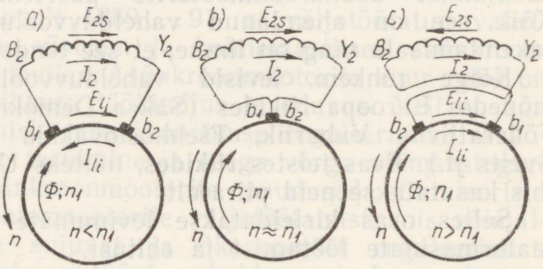
23-2. KOLMEFAASILISED KOMMUTAATORMOOTORID

Rootori kaudu toidetav kolmefaasiline haruvoolu-kommutaatormootor (Schrage mootor). Kolmefaasiline kommutaatormootor kujutab töötamispõhimõttelt asünkroonmootorit, mille sekundaarahelasse juhitakse kommutaatori kaudu pöörlemiskiiruse reguleerimiseks libistussagedusega (vt. § 10-3) lisaelektromotoorjõud E_{li}. Kommutaatori ülesandeks on seejuures võrgusageduse f_1 muundamine libistussageduseks $f_2 = sf_1$ (vt. § 1-4). Kolmefaasilises haruvoolu-kommutaatormootoris on lisaelektromootorjõu E_{li} tekitamise seadis ühendatud mootori primaarahelaga rööbiti (elektriliselt ja elektromagnetiliselt) ning selle mootori mehaanilised karakteristikud on analoogilised alalisvoolu haruvoolumootori karakteristikutega.

Levinuim on kolmefaasiline rootori kaudu toidetav haruvoolumootor, mille esitasid 1910. a. peaaegu samaaegselt saksa elektrotehnikud H. Schrage ja R. Richter. Selle mootori (joon. 23-1) kolmefaasiline primaarmähis *1* on paigutatud rootorile ning seda toidetakse võrgust (klemmid A_1, B_1, C_1) kontaktrõn-



Joon. 23-1. Schrage mootori põhimõtteskeem



Joon. 23-2. Schrage mootori pöörlemiskiiruse reguleerimise põhimõte

gaste kaudu. Sekundaarpoole faasimähised *2* on aga paigutatud staatorile. Lisaelektromotoorjõu E_{li} allikaks on rootorile paigutatud lisamähis, mis asub primaarmähisega *1* ühistes uuretes. See mähis on alalisvoolumootori ankrumähisega analoogilise ehitusega ning on ühendatud kommutaatoriga *K* (joon. 23-1 ei ole see mähis näidatud). Lisamähis ühendatakse sekundaarmähisega *2* harjade a_1-a_2; b_1-b_2, c_1-c_2 kaudu.

Primaarmähise *1* magneetimisvool tekitab magnetvoo Φ, mis pöörleb rootori suhtes kiirusega $n_1 = f_1/p$ ning indutseerib primaar- ja lisamähises elektromotoorjõu sagedusega f_1, sekundaarmähises aga elektromotoorjõu sagedusega $f_2 = sf_1$. Sekundaarahelasse viidava lisaelektromotoorjõu E_{li} suurus on võrdeline kaare pikkusega kommutaatoril vaadeldava faasi harjade vahel (näiteks b_1—b_2). Sekundaarvool I_2 kulgeb sekundaarmähises *2* sagedusega f_2 ning rootori lisamähises sagedusega f_1. Voolu sageduse f_1 muundamine sageduseks f_2 toimub kommutaatoris.

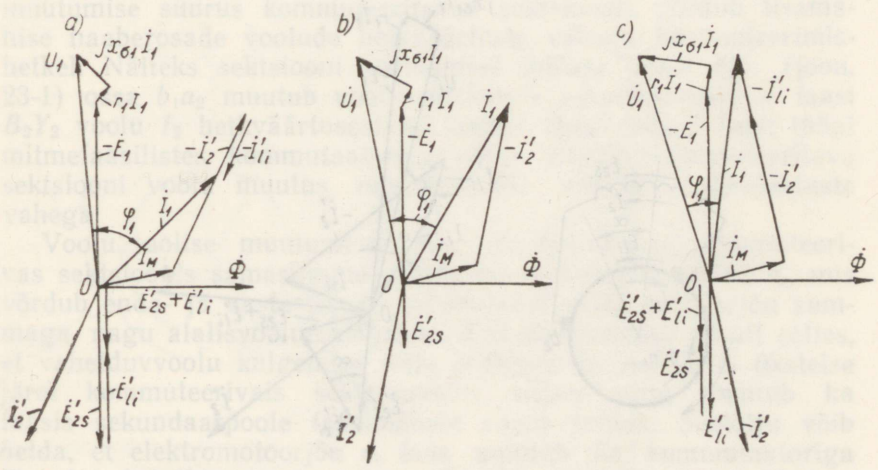
Elektromotoorjõu E_{li} suuruse reguleerimiseks ja suuna muutmiseks ühendatakse harjad a_1, b_1, c_1 ühe, a_2, b_2, c_2 aga teise liikuva harjatraaversi külge. Viimased on aga omakorda ham-

mas- või muu ülekande abil ühendatud juhthoova või täiturmootoriga, mille abil võib traaverseid ja harju teineteise suhtes vastassuunaliselt nihutada (joon. 23-2). Mõlema traaversi harjad on paigutatud kommutaatorile telje suhtes nihutatult ning võivad teineteisest mööda liikuda.

Joonisel 23-2, *a* kujutatud juhtumil on mootori kiirus sünkroonkiirusest väiksem ($n<n_1$), elektromotoorjõud E'_{li} on suunatud elektromotoorjõule E'_{2s} vastu ja voolu I'_2 aktiivkomponent on sekundaarmähise elektromotoorjõuga $E'_{2s}=sE'_2$ samasuunaline (joon. 23-3, *a*). Seejuures antakse libistusvõimsus

$$P_s=sP_{em}$$

sekundaarmähisest lisamähisesse ja sellest magnetvälja vahendusel transformatoorselt primaarmähisesse. Kui lähendada harju b_1 ja b_2 (joon. 23-2) teineteisele, siis E'_{li} hakkab vähenema ning kiirus n suurenema. Harjade b_1 ja b_2 kohakuti olles (joon. 23-2, *b* ja 23-3, *b*) on $E'_{li}=0$ ning masin töötab väikese positiivse libistusega s harilikus asünkroonmootori töörežiimis. Kui edaspidi harju nihutada vastassuundades (joon. 23-2, *c* ja 23-3, *c*), juhitakse elektromotoorjõud E'_{li} sekundaarahelasse vastasuunalisena ning



Joon. 23-3. Schrage mootori vektordiagrammid

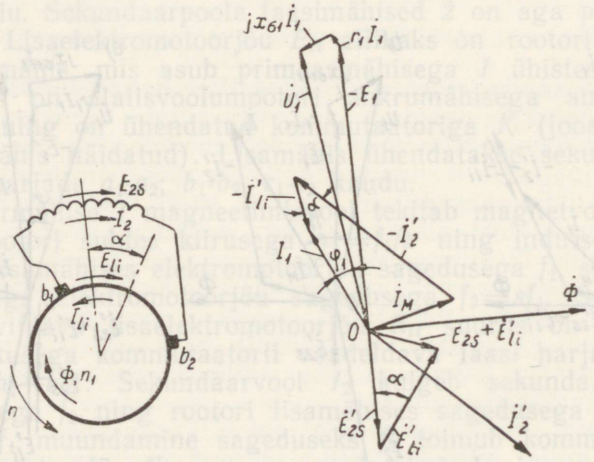
mootori kiirus muutub sünkroonsest suuremaks. Seejuures võetakse libistusvõimsus lisamähise poolt primaarmähisest ning antakse edasi sekundaarmähisesse. Harjade fikseeritud asendi korral on Schrage mootori mehaanilised karakteristikud $M=f(n)$ sarnased harilike asünkroonmootorite vastavate karakteristikutega.

Joonisel 23-3 on primaarvool $\dot{I}_1$ kujutatud kolme komponendi summana

$$\dot{I}_1=\dot{I}_M+(-\dot{I}'_2)+(-\dot{I}'_{li}),$$

kus $\dot{I}'_2$ ja $\dot{I}'_{li}$ on primaarpoolele taandatud sekundaar- ja lisamähise vool. Tuleb silmas pidada, et taandamata vool $\dot{I}_{li}=\dot{I}_2$.

Joonisel 23-2 on harjad b_1 ja b_2 paigutatud kõikides asendites sekundaarpoole faasimähiste *2* suhtes sümmeetriliselt. Seejuures on elektromotoorjõud E'_{li} elektromotoorjõu E'_{2s} suhtes faasis 180° nihutatud ja mõjub ainult mootori kiirusele. Kui harjade pöördemehhanism on ehitatud nii, et harjad võtaksid joonisel 23-2, *a* kujutatud asendi asemel sekundaarmähise suhtes mittesümmeetrilise asendi vastavalt joonisele 23-4, *a*, siis elektromotoorjõu E'_{li} faas muutuks mingi nurga α võrra hilinemise suunas. Sel juhul



Joon. 23-4. Schrage mootori võimsusteguri kompenseerimise põhimõte

voolu I'_2 vektor pöördub etteruttamise suunas (joon. 23-4, *b*) ning evib vooga Φ faasis ühtivat komponenti, mis viib mootori võimsusteguri $\cos\varphi_1$ paranemisele või koguni mootori töötamisele pingele faasis eelneva vooluga. Märgime veel, et varem ehitati mootoreid, mille lisaelektromotoorjõud E'_{li} oli elektromotoorjõu E'_{2s} suhtes faasis 90° nihutatud ning ühtis vektoriga Φ. Sel juhul E'_{li} peaaegu ei mõju pöörlemiskiirusele ning põhjustab ainult mootori $\cos\varphi_1$ kompenseerimist. Niisuguseid masinaid nimetatakse kompenseeritud asükroonmootoreiks.

Schrage mootorid on leidnud raja taga suurima leviku tekstiili-, paberi- ja suhkrutööstuses. Neid ehitatakse harilikult võimsusele 100 ... 150 kW, pingel $U_N \leqslant 500$ V ja kiiruse reguleerimisega piires 3 : 1, mis vastab libistuse reguleerimisele piires $-0{,}5 \leqslant s \leqslant +0{,}5$. Schrage mootorid käivitatakse harilikult otse võrku lülitamisega harjade paiknemisel asendis, mis vastab väikseimale pöörlemiskiirusele. Võimsates mootorites kasutatakse käivitusvoolu vähendamiseks ka käivitusreostaate, mille faasid ühendatakse sekundaarpoole faasimähistega järjestikku.

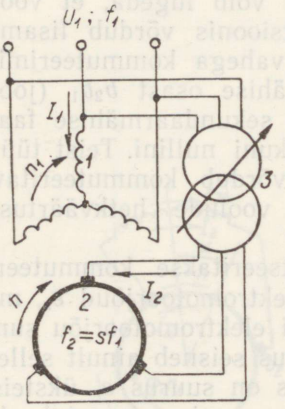
Schrage mootorite kommutatsiooni iseärasusi. Schrage mootori rootori pöörlemisel lähevad ta lisamähise sektsioonid järjekorras ringjoone $a_1a_2b_1b_2c_1c_2$ ühtedest osadest (joon. 23-1) üle teistesse. Selle siirde ajal mähisesektsioonid lühistatakse harjadega ning toimub kommutatsioon koos sektsioonivoolu vastava muutumisega. Kommuteerimisaeg on vahelduvvoolu muutumisperioodiga võrreldes väike ning seetõttu võib lugeda, et voolu muutumise suurus kommuteeritavas sektsioonis võrdub lisamähise naaberosade voolude hetkväärtuste vahega kommuteerimishetkel. Näiteks sektsiooni siirdumisel mähise osast b_2b_1 (joon. 23-1) ossa b_1a_2 muutub vool sektsioonis sekundaarmähise faasi B_2Y_2 voolu I_2 hetkväärtusest sel hetkel kuni nullini. Teist tüüpi mitmefaasilistes kommutaatormasinates võrdub kommuteeritava sektsiooni voolu muutus naaberfaaside voolude hetkväärtuste vahega.

Voolu taolise muutumise tõttu indutseeritakse kommuteerivas sektsioonis samasugune reaktiivne elektromotoorjõud e_r, mis võrdub enda- ja vastastikuse induktsiooni elektromotoorjõu summaga, nagu alalisvoolumasinaiski. Erinevus seisneb ainult selles, et vahelduvvoolu kulgemise tõttu mähises on suurus e_r üksteise järel kommuteerivais sektsioonides erinev ning muutub ka faasis sekundaarpoole faasimähise voolu suhtes. Seetõttu võib öelda, et elektromotoorjõu e_r faas muutub ka kommutaatoriga ühendatud mähise voolu suhtes. Reaktiivne elektromotoorjõud e_r avaldab vahelduvvoolu-kommutaatormasinas samasugust mõju

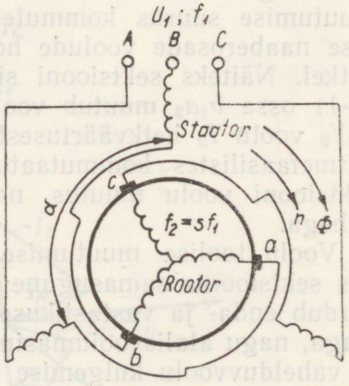
kommutatsioonile nagu alalisvoolumasinaiski. Sel asjaolul, et vahelduvvoolu-kommutaatormasinas e_r on vahelduv, ei ole olulist tähtsust.

Vahelduvvoolu-kommutaatormasinate kommuteerivates sektsioonides tekib peale reaktiivse elektromotoorjõu ka veel transformatsiooni elektromotoorjõud e_{tr}, mis indutseeritakse põhimagnetvoo Φ poolt. Mitmefaasilistes masinates tekib see elektromotoorjõud voo Φ pöörlemise tõttu kommuteerivate sektsioonide suhtes. Elektromotoorjõu e_{tr} suurus ei sõltu masina koormusest, vaid see eksisteerib ka liikumatus masinas ning on elektromotoorjõu e_r suhtes faasis nihutatud. Transformatoorse elektromotoorjõu olemasolu ning selle kompenseerimise raskused on peamiseks kommutatsioonitingimuste halvendajaks vahelduvvoolu-kommutaatormasinate korral, eriti just mitmefaasiliste lisapoolusteta kommutaatormasinate puhul, mis töötavad pöördmagnetvälja põhimõttel.

Staatori kaudu toidetavad kolmefaasilised haruvoolu-kommutaatormootorid. Kõrvuti Schrage mootoritega ehitatakse ka staatorile paigutatud primaarmähisega *1* mootoreid (joon. 23-5). Seejuures valmistatakse rootorile paigutatud sekundaarmähis *2* alalisvoolumasinate ankrumähiste põhimõttel ning ühendatakse kommutaatoriga. Lisaelektromotoorjõu viimiseks sekundaarahelasse kasutatakse vastavat seadet *3*, mis lülitatakse primaarahelaga rööbiti. Niisuguse seadmena võib kasutada reguleeritava sekundaarpingega trafot, kaksik-induktsioonregulaatorit või induktsioonregu-



Joon. 23-5. Staatori kaudu toidetava kolmefaasilise haruvoolu-kommutaatormootori põhimõtteskeem



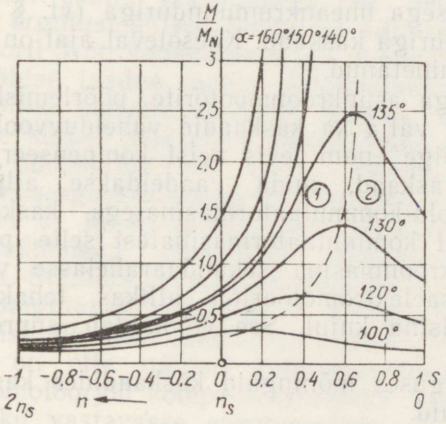
Joon. 23-6. Kolmefaasilise peavoolu-kommutaatormootori põhimõtteskeem

laatorit, mille staatori- ja rootorimähised on ühendatud ühisesse kolmnurka (vt. § 11-1). Võimalikud on ka teised lahendused. Näiteks firma AEG (Saksa Föderatiivne Vabariik) kasutab harilikku induktsioonregulaatorit (vt. joon. 11-2), mida toidetakse staatoril olevast lisamähisest. Et sellel induktsioonregulaatoril elektromotoorjõu E_{li} faas viimase suuruse muutumisel ei jää konstantseks, siis toimub üheaegselt induktsioonregulaatori rootori pööramisega ka harjade pööramine kommutaatoril.

Staatori kaudu toidetavais mootorites toimib samuti transformatoorne elektromotoorjõud ning neil mootoreil ei ole ka lisapooluseid. Paljudel juhtudel valmistatakse sekundaarvoolu vähendamiseks ja kommutatsiooni parandamiseks sekundaarsüsteem kuuefaasilisena ning kommutaatorile seatakse üles kuuefaasiline harjade süsteem harjahoidiku naabervarraste nihutamisega teineteise suhtes 60 el. kraadi võrra.

Kontaktrõngaste puudumine primaarahelas võimaldab konstrueerida staatori kaudu toidetavaid mootoreid kõrgele pingele. Neid mootoreid toodetakse võimsusele kuni $P_N = 1500$ kW, kuigi harilikult $P_N \leqslant 150 \ldots 200$ kW. Staatori- ja rootoritoitega mootorite karakteristikud on praktiliselt ühesugused.

Kolmefaasilistel peavoolu-kommutaatormootoritel (joon. 23-6) on staatori- ja kommutaatori külge ühendatud rootorimähis järjestikku. Kõrgepingemootorites kasutatakse trafot, mis lülitatakse võrgu ja staatorimähise vahele. Rootorimähises indutseeritakse pöördvälja mõjul elektromotoorjõud. Peale selle viiakse rootori-



Joon. 23-7. Kolmefaasilise peavoolumootori pöördemomendi kõverad

ahelasse lisaelektromotoorjõud või lisapinge, sest rootorimähis on ühendatud staatorimähisega järjestikku ning võrgupinge jaotub nende kahe mähise vahel.

Vaadeldav mootor arendab pöördemomenti juhul, kui nurk α staatorimähise ühe faasi telje ja rootori vastava ekvivalentse faasi telje vahel (joon. 23-6) erineb nullist ja 180°-st. Vastasel juhul staatori- ja rootorimähise poolt tekitatavate magnetvoogude teljed ühtivad ning rootorile mõjuvad puutujasuunalised mehaanilised jõud on võrdsed nulliga. Harilikult nihutatakse harju välja pöörlemisele vastassuunas. Sel juhul pöörleb rootor välja suunas, mille tagajärjel rootori ümbermagneetimissagedus ja transformatoorse elektromotoorjõu suurus väheneb. Normaalselt $\alpha = 130 \ldots 160°$.

Vaadeldava mootori mehaaniliste karakteristikute kuju on esitatud joonisel 23-7, kus kriipsjoon eraldab stabiilset tööpiirkonda (*1*) mittestabiilsest (*2*). Stabiilses piirkonnas on need karakteristikud analoogilised alalisvoolu-peavoolumootori omadega. Mootor varustatakse pöörlemiskiiruse reguleerimiseks harjade pööramise mehhanismiga. Mootor käivitatakse, kui $\alpha \approx 160°$.

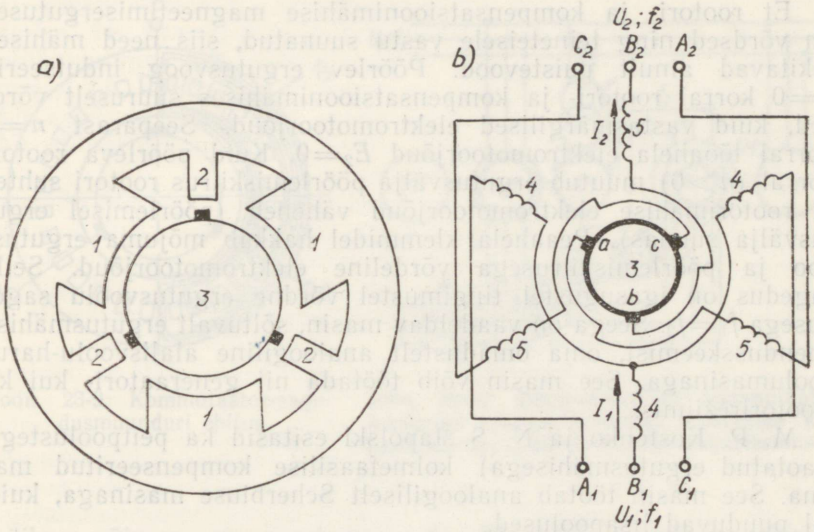
23-3. VAHELDUVVOOLU-KOMMUTAATORMASINATEGA ASÜNKROONMOOTORITE KASKAADID

Eespool, § 10-3 vaadeldi faasirootoriga asünkroonmootorite kaskaade alalisvoolumasinatega pöörlemiskiiruse reguleerimiseks. Mõningat kasutamist leidsid ka teised kaskaadide variandid. Näiteks kui joonisel 10-14 asendada alaldi ja alalisvoolumasin hariliku võõrergutusega üheankrumuunduriga (vt. § 22-1), saadakse üheankrumuunduriga kaskaad. Käesoleval ajal on need kaskaadid oma tähtsuse minetanud.

Faasirootoriga asünkroonmootorite pöörlemiskiiruse reguleerimiseks töötati välja ka kaskaadid vahelduvvoolu-kommutaatormasinatega. Kõige enam levis neist kompenseeritud kommutaatormasinaga kaskaad, mida vaadeldakse allpool. Märgime, et vahelduvvoolu-kommutaatormasinatega kaskaadid erinevad kolmefaasilistest kommutaatormasinatest selle poolest, et kaskaadides asünkroonmasina sekundaarahelasse viidava libistussagedusega lisaelektromotoorjõu allikas tehakse autonoomse kommutaatormasina kujul. See võimaldab suurendada seadme võimsust.

Vaatleme alguses mõningaid kaskaadides kasutatavaid kommutaatormasinaid.

A. Scherbiuse poolt 1906. a. esitatud **väljepoolustega kolmefaasilisel kompenseeritud kommutaatormasinal** (joon. 23-8) on staatoril iga kahe poolusejaotuse kohta kolm väljepeapoolust *1*,



Joon. 23-8. Scherbiuse kolmefaasilise kompenseeritud kommutaatormasina magnetahel (*a*) ja põhimõtteskeem (*b*)

millele on paigutatud erinevate faaside ergutusmähised *4*. Seetõttu on üksikute pooluste vood ruumis 120° võrra nihutatud ja pulseerivad ajaliselt samuti faasinihkega 120°. Seetõttu võib ligikaudu öelda, et ergutusmähised tekitavad siinuseliselt jaotunud pöördvälja. Rootoril *3* on kommutaatoriga ühendatud alalisvoolumasina ankrumähise laadne mähis. Kommutaatorile on paigutatud kolmefaasiline harjade süsteem. Selleks, et kommuteerivate sektsioonide küljed paikneksid lisapooluste all, on rootorimähise sammu lühendatud $^1/_3\tau$ võrra. Poolusekingadesse on rootori magneetimisergutuse kompenseerimiseks paigutatud kompensatsioonimähis *5*. Rootorimähis koos järjestikku ühendatud kompensatsioonimähistega moodustab masina kolmefaasilise pea- ehk tööahela. Staatori peapooluste vahele on kommutatsiooni parandamiseks paigutatud lisapoolused *2*. Igal lisapoolusel on kaks mähist. Neist üks ühendatakse järjestikku vastavasse peaahela faasi ja on ette nähtud kommuteerivate sektsioonide reaktiivse elektromotoorjõu kompenseerimiseks. Teine mähis lülitatakse järjestikku vastavasse ergutusmähise faasi ja on ette nähtud transformatoorse elektromotoorjõu kompenseerimiseks (lisapooluste mähiseid ei ole joon. 23-8, *b* näidatud). Niisuguse konstruktsiooni tõttu on masinal suhteliselt hea kommutatsioon.

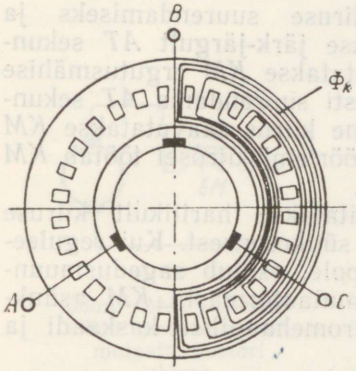
Et rootori- ja kompensatsioonimähise magneetimisergutused on võrdsed ning teineteisele vastu suunatud, siis need mähised tekitavad ainult puistevood. Pöörlev ergutusvoog indutseerib $n=0$ korral rootori- ja kompensatsioonimähises suuruselt võrdsed, kuid vastasmärgilised elektromotoorjõud. Seepärast $n=0$ korral tööahela elektromotoorjõud $E_2=0$. Kuid pöörleva rootori korral ($n>0$) muutub ergutusvälja pöörlemiskiirus rootori suhtes ja rootorimähise elektromotoorjõud väheneb (pöörlemisel ergutusvälja suunas). Peaahela klemmidel hakkab mõjuma ergutusvoo ja pöörlemiskiirusega võrdeline elektromotoorjõud. Selle sagedus on igasugustel tingimustel võrdne ergutusvoolu sagedusega $f_1=f_2$. Seega on vaadeldav masin, sõltuvalt ergutusmähise ühendusskeemist, oma omadustelt analoogiline alalisvoolu-haruvoolumasinaga. See masin võib töötada nii generaatori- kui ka mootorirežiimis.

M. P. Kostenko ja N. S. Japolski esitasid ka peitpoolustega (jaotatud ergutusmähisega) kolmefaasilise kompenseeritud masina. See masin töötab analoogiliselt Scherbiuse masinaga, kuid tal puuduvad lisapoolused.

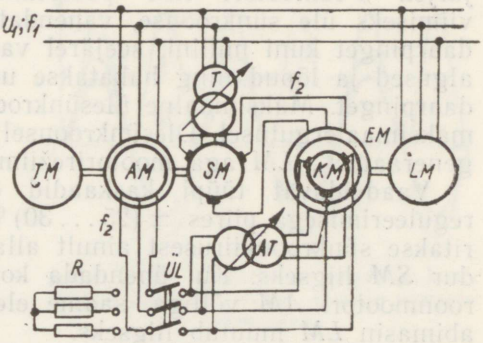
Kommutaator-sagedusmuundur koosneb lihtsaimal juhul ainult rootorist, millel on kommutaatori ja kontaktrõngastega ühendatud mähis, nagu üheankrumuundurilgi (vt. § 22-1). Rootori uurded on kinnised, asuvad rootori südamikus (joon. 23-9) ja rootorimähise poolt tekitatud magnetvoog sulgub pealpool uurdeid. Võib kasutada ka poolkinniste, -lahtiste või lahtiste uuretega normaalkonstruktsiooniga rootoreid. Sel juhul peab suletud magnetahela saamiseks tingimata olema ka staator mähkimata südamiku näol. Sagedusmuunduri rootor lülitatakse rõngastepoolsest küljest kindla sagedusega (f_1) kolmefaasilisse võrku ning pannakse pöörlema abimootoriga. Võrgust tarbitav magneetimisvool tekitab pöördmagnetvälja ja harjadelt saadakse libistussagedusega $f_2=sf_1$ voolu. Masin ei arenda pöördemomenti. Ajammootor katab ainult masina kaod ja muundatav energia tarbitakse primaarahelast. Harjade pööramisega kommutaatoril saab reguleerida sekundaarpinge faasi.

Kompenseeritud kommutaatormasinaga asünkroonmootori kaskaad (joon. 23-10) on levinuim kommutaatorkaskaad. Selles kaskaadis on peaasünkroonmootori *AM* sekundaarmähis kontaktrõngaste kaudu ühendatud kompenseeritud kommutaatormasina *KM* peaahelaga. Elektrilises kaskaadis on *KM* paigutatud abiasünkroon- või -asünkroonmasinaga *LM* samale võllile. Peamootor *AM* paneb pöörlema töömasina *TM*, näiteks valtsimispingi.

Kommutaatormasina *KM* ergutusmähist *EM* toidetakse libistussagedusega $f_2=sf_1$ vooluga *AM* rõngaste kaudu läbi reguleeritava autotrafo *AT*. Mähisega *EM* on järjestikku ühendatud ka



Joon. 23-9. Kommutaator-sagedusmuunduri ehitus



Joon. 23-10. Kompenseeritud kommutaatormasinaga asünkroonmootori elektriline kaskaad kiiruse kahetsooniliseks reguleerimiseks

väikese võimsusega sagedusmuundur *SM*, mida toidetakse võrgust läbi trafo. Kui *AM* ja *SM* pooluste arv on ühesugune, siis *SM* rootor ühendatakse mehaaniliselt vahetult *AM* rootoriga, vastasel juhul aga võllid ühendatakse reduktoriga, mille ülekandearv on võrdne nende masinate pooluste arvu suhtega. Selle tõttu on sagedus *SM* harjadel alati võrdne *AM* libistussagedusega, mille tõttu ongi võimalik mähist *EM* toita nimetatud kahest allikast: *AM* rõngastelt ja *SM*-lt.

Reostaat *R* on ette nähtud *AM* käivitamiseks kuni mingi kiiruse $n<n_1$ saavutamiseni, mille järel ümberlüliti *ÜL* abil lülitatakse *AM* sekundaarahel *KM*-le, mille ergutusahel on reguleeritud maksimaalsele ergutuspingele. Seejuures *KM* poolt arendatav lisaelektromotoorjõud E_{li} on samuti maksimaalne ning suunatud vastu *AM* sekundaarmähise libistuselektromotoorjõule $E_{2s}=sE_2$. Asünkroonmootori pöörlemiskiirus n on sel juhul minimaalne ja selle mootori libistusvõimsus $P_s=sP_{em}$ antakse *KM* ja *LM* kaudu võrku, kusjuures *KM* töötab mootorina. Kui nüüd *AT* abil vähendada *KM* ergutuspinget, siis E_{li} hakkab vähenema, n aga kasvama.

Sagedusmuunduri *SM* ülesandeks on agregaadi pöörlemiskiiruse viimine üle sünkroonkiiruse n_1, sest $n=n_1$ korral asünkroonmootori sekundaarelektromotoorjõud $E_{2s}=0$, mille tõttu *SM* puudumisel kommutaatormasin *KM* minetab ergutuse ning ei suuda arendada elektromotoorjõudu E_{li}, mida on vaja *AM* viimiseks üle sünkroonkiiruse. Seega tekitatakse $n=n_1$ korral *AM* sekundaarahela vool ja pöördemoment *KM* ja *SM* ergutuse taga-

järjel. Peamootori *AM* pöörlemiskiiruse suurendamiseks ja viimiseks üle sünkroonse, vähendatakse järk-järgult *AT* sekundaarpinget kuni nullini, seejärel vahetatakse *KM* ergutusmähise algused ja lõpud ning hakatakse uuesti suurendama *AT* sekundaarpinget. Maksimaalne ülesünkroonne kiirus saavutatakse *KM* maksimaalergutusel. Ülesünkroonsel pöörlemiskiirusel töötab *KM* generaatori-, *LM* aga mootorirežiimis.

Vaadeldavat tüüpi kaskaadid ehitatakse harilikult kiiruse reguleerimisega piires $\pm(25 \ldots 30)\,\%$ sünkroonsest. Kui reguleeritakse sünkroonkiirusest ainult allapoole, osutub sagedusmuundur *SM* liigseks. Kui ühendada kommutaatormasin *KM* asünkroonmootori *AM* võlliga, saame elektromehaanilise kaskaadi ja abimasin *LM* muutub liigseks.

Vahelduvvoolu-kommutaatormasinatega kaskaadid on levinumaid mõnedes Euroopa riikides. NSV Liidus töötab ainult väike hulk niisuguseid kaskaade. Seoses alaldus- ja pooljuhttehnika arenguga, samuti kasvavate nõudmistega kiiruse reguleerimise diapasooni suhtes, suurenevad alaldite ja muunduritega (vt. § 10-3) ning vähenevad vahelduvvoolu-kommutaatormasinatega kaskaadide kasutamise perspektiivid.

Varem kasutati kommutaatorkaskaade ka suurte asünkroonmootorite võimsusteguri kompenseerimiseks. Sel eesmärgil võib asünkroonmootori kontaktrõngaste külge ühendada eespool vaadeldud sagedusmuunduri või kompenseeritud kommutaatormasina ning reguleerida vastaval viisil lisaelektromotoorjõu E_{li} faasi. Kasutada võib ka mõningaid teisi kommutaatormasinate liike. Käesolevaks ajaks on niisugused kaskaadid kaotanud täielikult oma tähtsuse, sest sünkroonmootorid osutuvad palju tulusamaks.

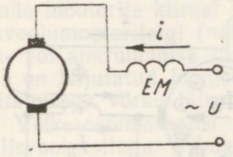
Kahekümne neljas peatükk

ÜHEFAASILISED KOMMUTAATORMOOTORID

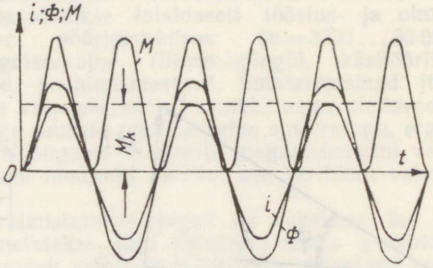
24-1. ÜHEFAASILISED PEAVOOLUMOOTORID

Mootori töötamispõhimõte ja omadused. Ühefaasilistel peavoolumootoritel on samasugune ehitus ja mähiste ühendusskeem (joon. 24-1) nagu alalisvoolu-peavoolumootoritelgi. Suure pöörisvoolukao vältimiseks koostatakse ühefaasilise peavoolumootori staatorisüdamik elektrotehnilise terase üksteisest isoleeritud lehtedest.

Vaadeldava mootori pooluste voog Φ ja ankruvool i on vahelduvad, ühtivad faasis (joon. 24-2) ja muudavad samaaegselt märki. Järelikult pöördemomendi M märk ei muutu, olles seega suunalt muutumatu, kuid pulseerib voolu kahekordse sagedusega. Et mootori rootoril on märkimisväärne mehaaniline inerts, on ta pöörlemiskiirus praktiliselt konstantne ning võib öelda, et mootor reageerib ainult pöördemomendi keskväärtusele M_k.



Joon. 24-1. Ühefaasilise peavoolu-kommutaatormootori skeem



Joon. 24-2. Ühefaasilise peavoolu-kommutaatormootori voolu-, voo- ja momendikõverad

Teraseskao ja ankrumähise lühistatud (kommuteerivate) keerdude olemasolu tõttu on peavoolumootori voog Φ ja vool i tegelikult faasis nurga α võrra nihutatud ning selle nurga ulatuses on momendil M teine märk. See tingib M_k mõningase vähenemise, millel aga olulist tähtsust ei ole. Ankru- ja ergutusmähise rööbiti ühendamise korral on nende voolud teineteisest üldjuhul tunduvalt suurema nurga α võrra nihutatud, mis põhjustab M_k märgatavat vähenemist. Seepärast ei ole ühefaasilisi haruvoolumootoreid praktikas peaaegu kasutatudki.

Ühefaasilise peavoolumootori ankrumähisel on teatav induktiivtakistus x_a, mis on tingitud ankru põhivoost ning ankrumähise puistevoogudest. Ergutusmähisel on samuti teatav induktiivtakistus x_e. Mootori induktiivtakistusel $x=x_a+x_e$ ja aktiivtakistusel $r=r_a+r_e$ tekivad pingelangud $jx\dot{I}$ ja $r\dot{I}$.

Alalisvoolu peavoolumootori pingevõrrandil on kuju:

$$U=E+rI,$$

vahelduvvoolu peavoolumootoril aga vastavalt

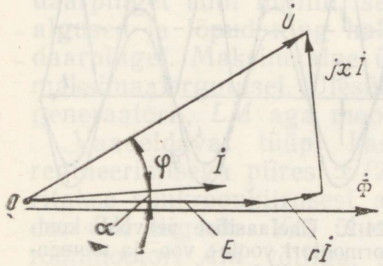
$$\dot{U}=\dot{E}+r\dot{I}+jx\dot{I}, \qquad (24\text{-}1)$$

kus $\dot{E}$ on ankru elektromotoorjõud, mis indutseeritakse viimase pöörlemisel pooluste magnetväljas ja ühtib faasis vooga Φ.

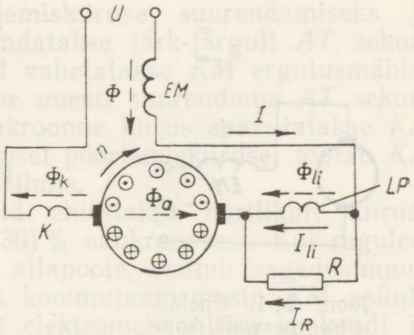
Võrdusele (24-1) vastav mootori vektordiagramm on kujutatud joonisel 24-3. On ilmne, et induktiivtakistuse x olemasolu põhjustab faasinihke φ mootori toitepinge U ja voolu I vahel. Harilikult on cos $\varphi_N \approx 0{,}70 \ldots 0{,}95$, kusjuures võimsustegur on seda suurem, mida suurem on mootori pöörlemiskiirus.

Vahelduv- ja alalisvoolu (vt. I köide § 10-5) peavoolumootorite mehaanilistel $n=f(M)$ ja kiiruskarakteristikutel $n=f(I)$ on ühesugune iseloom, s. t. koormuse suurenemisega nende mootorite pöörlemiskiirus väheneb järsult.

Kommutatsioon. Ühefaasilise mootori ankrumähise kommuteerivates sektsioonides indutseeritakse reaktiivne elektromotoorjõud e_r ja transformatoorne elektromotoorjõud e_{tr}. Reaktiiv-elektromotoorjõud, mis on põhjustatud voolu muutumisest kommuteerivates sektsioonides, on võrdeline pöörlemiskiirusega n ja ankruvooluga I, ühtides viimasega faasis. Transformatoorne elektromotoorjõud indutseeritakse toitevoolu sagedusega muutuva pooluste voo poolt, on sama sagedusega ja pooluste vooga Φ või vooluga I võrdeline ning on voo suhtes 90° faasis nihutatud. Elektromotoorjõud e_{tr} halvendab samuti



Joon. 24-3. Ühefaasilise peavoolu-kommutaatormootori vektor-diagramm



Joon. 24-4. Kompensatsioonimähise ja lisapoolustega ühefaasilise peavoolu-kommutaatormootori skeem:

EM — ergutusmähis; *K* — kompensatsiooni mähis; *LP* — lisapooluste mähis; *R* — aktiivtakisti

nagu mitmefaasilistes vahelduvvoolu-kommutaatormasinates ka ühefaasiliste peavoolumootorite kommutatsioonitingimusi alalisvoolumootoritega võrreldes.

Väikesevõimsuselised ($P_N \leqslant 0{,}5$ kW) peavoolumootorid ehitatakse lisapoolusteta ja nende kommutatsiooni parandamiseks võib harju nihutada geomeetriliselt neutraalilt ankru pöörlemisele vastassuunas. Võimsad peavoolumootorid valmistatakse lisapoolustega ja kompensatsioonimähisega staatoril. Kõik mootori mähised lülitatakse järjestikku (joon. 24-4). Kompensatsioonimähis on nagu alalisvoolumootoreiski ette nähtud ankrureaktsiooni magnetvoo kompenseerimiseks. Selle mähise kasutamine vähendab mootori induktiivtakistust, suurendab võimsustegurit ja parandab kommutatsioonitingimusi.

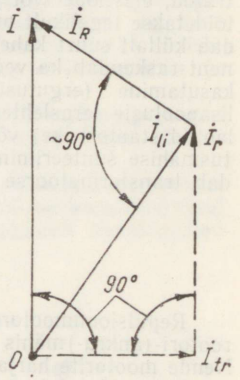
Elektromotoorjõud e_r ja e_{tr} on teineteisest 90° võrra faasis nihutatud ning viimane neist ei sõltu pöörlemiskiirusest. See asjaolu raskendab elektromotoorjõu e_{tr} kompenseerimist lisapoolustega. Lisapooluste mähise šunteerimine aktiivtakistusega R (joon. 24-4) võimaldab saavutada täielikku e_{rt} kompenseerimist ainult teataval pöörlemiskiirusel. Sel juhtumil (joon. 24-4 ja 24-5)

$$\dot{I} = \dot{I}_{li} + \dot{I}_R,$$

ja et lisapooluste mähise induktiivtakistus on tunduvalt suurem selle aktiivtakistusest, siis I_{li} ja I_R on faasis peaaegu 90° nihutatud, kusjuures lisapooluste vool I_{li} jääb mootori voolust I faasis maha. Voolu I_{li} võib omakorda lahutada kaheks komponendiks: I_r ja I_{tr} (joon. 24-5), kusjuures I_r ühtib faasis vooluga I, aga I_{tr} jääb sellest 90° maha. Voolude I_r ja I_{tr} poolt tekitatavad lisapooluste vood indutseerivad kommuteerivates sektsioonides elektromotoorjõud, mis on suunatud elektromotoorjõududele e_r ja e_{tr} vastu. Seepärast võib lisapooluste mähise keerdude arvu ja takistuse R sobival valikul saavutada elektromotoorjõudude e_r ja e_{tr} täieliku kompenseerimise ning häid kommutatsioonitingimusi teataval pöörlemiskiirusel n. Et aga elektromotoorjõud e_{tr} on võrdeline sagedusega f, voolu I_{tr} poolt kommuteerivas sektsioonis indutseeritav elektromotoorjõud on aga võrdeline pöörlemiskiirusega n, siis n teistel väärtustel e_{tr} täielikult ei kompenseerita ja kommutatsioonitingimused halvenevad.

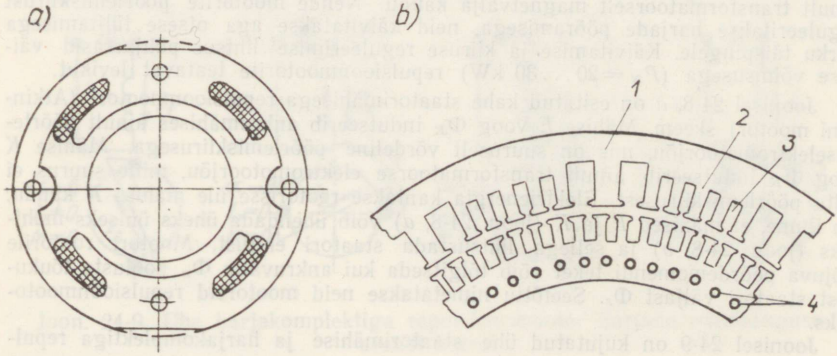
Ühefaasiliste peavoolumootorite kasutamine. Väikesevõimsuselisi ühefaasilisi peavoolumootoreid ($P_N \leqslant 0{,}5$ kW) kasutatakse laialdaselt tööstus- ja olmeseadmeis, kus on nõutav suur pöörlemiskiirus ($n = 3000 \ldots 30\,000$ p/min) või pöörlemiskiiruse reguleerimine (lihvimispingid, käsitööriistad, telegraafiaparaadid, tolmuimejad, poonimismasinad, õmblusmasinad jt.). Nende mootorite kiirust reguleeritakse vajaduse korral samuti, nagu alalisvoolu peavoolumootoritelgi (näiteks toitepinge suuruse reguleerimine autotrafoga, ergutus- või ankrumähise šunteerimine). Niisuguste mootorite magnetsüsteemi välimus on kujutatud joonisel 24-6, *a*. Need mootorid käivitatakse harilikult vahetu lülitamisega võrku täispingele.

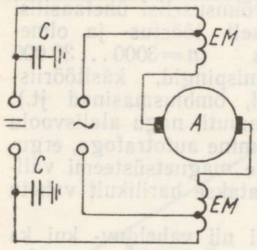
Väikesevõimsuselisi mootoreid valmistatakse sageli nii vahelduv- kui ka alalisvoolutoitega. Viimasel juhul nimetatakse neid universaalseteks peavoolumootoriteks. Alalisvoolutoite korral puudub mootoris induktiivne pingelang ning seetõttu kujuneb ühesugustel toitepingetel ja koormustel võlli pöörlemiskiirus alalisvoolu korral tunduvalt suuremaks kui vahelduvvoolu puhul. Seepärast ligikaudu ühesuguste mehaaniliste karakteristikute saamiseks alalis- või vahelduvvooluvõrgu toite korral valmistatakse universaalmootori ergutusmähis väljavõtetega ning vaheduvvoolu toite korral eraldatakse osa ergutusmähisest (joon. 24-7). Joonisel 24-7 on näidatud samuti kondensaatorite lülitus raadiohäirete vähendamiseks. Sel juhul jaotatakse ergutusmähis kaheks osaks, mis ühendatakse ankru erinevatele külgedel. Kondensaatorid lülitatakse väljastusklemmide ja maandatud korpuse vahele.



Joon. 24-5. Aktiivtakistiga šunteeritud lisapooluste mähise voolu vektordiagramm

Joon. 24-6. Väiksevõimsuseliste (*a*) ja võimsate (*b*) peavoolumootorite magnetsüsteemid:
1 — lisapoolus; *2* — peapoolus; *3* — kompensatsioonimähise uurded; *4* — ventilatsioonikanalid





Joon. 24-7. Universaalse kommutaatormootori põhimõtteskeem

Võimsaid ühefaasilisi mootoreid ($P_N = 300 \ldots 1000$ kW) rakendatakse peamiselt vahelduvvoolu-elektrivedurite veomootoritena (joon. 24-6, *b*). Niisuguseid elektrivedureid kasutatakse mitmete välisriikide elektrifitseeritud raudteedel. Seejuures on kontaktvõrk kõrgepingeline (15 000 ... 25 000 V) ja elektrivedurile paigutatakse reguleeritava sekundaarpingega pingemadaldustrafo veomootorite pöörlemiskiiruse muutmiseks. Transformatoorse elektromotoorjõu vähendamiseks ja veomootorite kommutatsioonitingimuste parandamiseks elektrifitseeritakse niisugused raudteed reeglina madalama sagedusega ($f = 16^2/_3$ Hz, mõnikord ka $f = 25$ Hz) vahelduvvooluga.

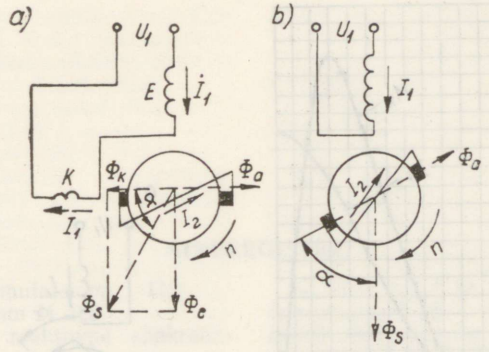
Vahelduvvoolu-peavoolumootorite rasked kommutatsioonitingimused põhjustasid paljudes riikides, eriti NSV Liidus, raudteede alalisvooluga elektrifitseerimise laialdast arengut kontaktvõrgu pingega 1500 ... 3000 V. Kuid suhteliselt väike kontaktvõrgu pinge kontaktvõrkude juhtmete suure ristlõike ja toitealajaamade vahelise väikese kauguse tõttu põhjustab raudteede elektrifitseerimise kallinemist. Seepärast toidetakse viimastel aastatel uuesti elektrifitseeritavat raudteede kontaktvõrku harilikult normaalse tööstussagedusega kõrgepingelise vahelduvvooluga, elektrivedurite paigutatakse aga trafod, elavhõbe- või pooljuhtalaldid ja alalisvoolu-veomootorid. Neid mootoreid toidetakse tegelikult pulseeriva vooluga, sest et alaldatud ühefaasiline vool sisaldab küllalt suurt kahekordse sagedusega vahelduvkomponenti. See voolu komponent raskendab ka veomootorite kommutatsiooni, kuid mitmesuguste abinõude kasutamine (ergutusmähise šunteerimine aktiivtakistusega või mahtuvusega, lisapooluste teraslehtedest laotud südamik, täielikult või osaliselt teraslehtedest laotud staatori ike) võimaldab saada küllaltki rahuldavat kommutatsiooni (ergutusmähise šunteerimine vabastab mähise voolu vahelduvkomponendist ja vähendab transformatoorse elektromotoorjõu suuruse praktiliselt nullini).

24-2. REPULSIOONMOOTORID

Repulsioonmootoreiks nimetatakse ühefaasilisi kommutaatormootoreid, mille rootori-(ankru-)mähis ei ole elektriliselt ühendatud staatori ega toitevõrguga. Nende mootorite harjad on lühistatud ning elektrienergia kantakse rootorisse üle ainult transformatoorselt magnetvälja kaudu. Nende mootorite pöörlemiskiirust reguleeritakse harjade pööramisega, neid käivitatakse aga otsese lülitamisega võrku täispingele. Käivitamise ja kiiruse reguleerimise lihtsus põhjustasid väikese võimsusega ($P_N = 20 \ldots 30$ kW) repulsioonmootorite teatavat levikut.

Joonisel 24-8, *a* on esitatud kahe staatorimähisega repulsioonmootori (Atkinsoni mootor) skeem. Mähise E voog Φ_E indutseerib ankrumähises ainult pöörlemiselektromotoorjõu, mis on suuruselt võrdeline pöörlemiskiirusega. Mähise K voog Φ_K indutseerib ainult transformatoorse elektromotoorjõu, mille suurus ei sõltu pöörlemiskiirusest. Elektrienergia kantakse rootorisse üle mähise K kaudu. On ilmne, et mähised E ja K (joon. 24-8, *a*) võib ühendada üheks ühiseks mähiseks (joon. 24-8, *b*) ja sellega lihtsustada staatori ehitust. Mootori rootorile mõjuva pöördemomendi teket võib tõlgitseda kui ankruvälja Φ_a pooluste tõukumist staatori väljast Φ_s. Seetõttu nimetatakse neid mootoreid repulsioonmootoreiks.

Joonisel 24-9 on kujutatud ühe staatorimähise ja harjakomplektiga repul-

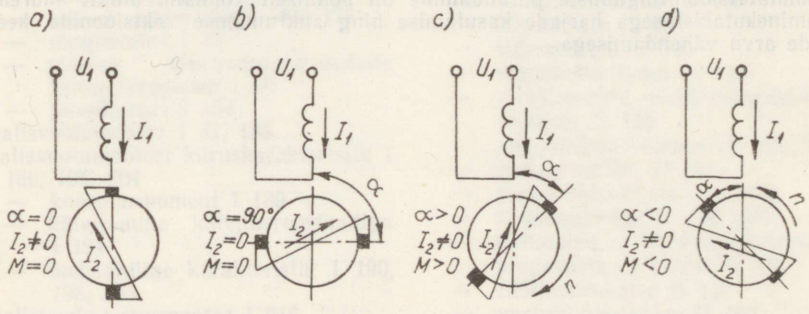


Joon. 24-8. Kahe (*a*) ja ühe (*b*) staatorimähisega ning ühe harjakomplektiga repulsioonmootorid

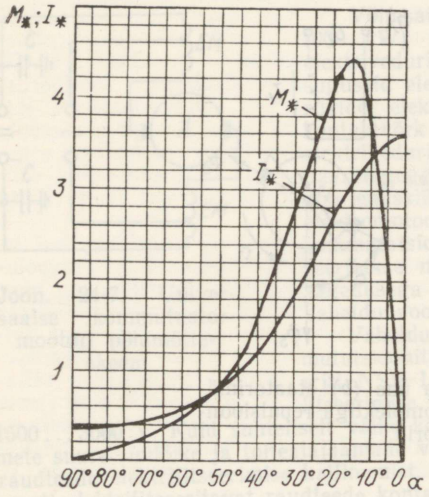
sioonmootor (Thomsoni mootor) harjade mitmesuguse asendi korral. Joonisel 24-9, *a* on nurk α staatorimähise telje ja ankru harjade telje vahel võrdne nulliga. Selles asendis indutseeritakse $n=0$ korral ankrus maksimaalne vool I_2, kuid moment $M=0$. Seda harjade asendit nimetatakse lühiseasendiks. Kui $\alpha=90°$ (joon. 24-9, *b*), siis $n=0$ korral voolu ankrumähises ei indutseerita ja seda harjade asendit nimetatakse tühijooksuasendiks.

Nurga $\alpha\neq0$ ja $\alpha\neq90°$ korral arendab mootor momenti ($M\neq0$) ning rootori pöörlemissuund ühtib harjade pööramise suunaga asendist $\alpha=0$ (joon. 24-9, *c* ja *d*).

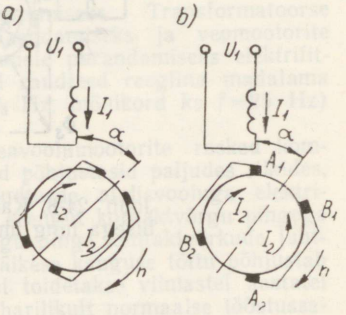
Mootori käivitusmomendi ja -voolu sõltuvus nurgast α on kujutatud joonisel 24-10. Nurga $\alpha=$const korral on repulsioonmootori mehaanilised karakteristikud $n=f(M)$ pehmed, s. t. repulsioonmootorid on töötamisomadustelt analoogilised alalis- ja vahelduvvoolu peavoolumootoritega.



Joon. 24-9. Ühe harjakomplektiga repulsioonmootor harjade mitmesuguse asendi korral



Joon. 24-10. Repulsioonmootori käivituskarakteristikud



Joon. 24-11. Kahe harjakomplektiga repulsioonmootorid

On olemas ka kahekordse harjakomplektiga repulsioonmootoreid (Dery mootor, joon. 24-11). Joonisel 24-11, *a* kujutatud mootoril on harjade vastastikune asend muutumatu ning kõik harjad pöörduvad samaaegselt. Joonisel 24-11, *b* näidatud mootoril on aga harjad $A_1 - A_2$ liikumatud, kuid harjad $B_1 - B_2$ on pööratavad. Mõlemal juhul jääb osa ankrumähisest vooluta, mis parandab ankrumähise magneetimisergutuse kõvera kuju ja kommutatsioonitingimusi. Joonisel 24-11, *b* näidatud juhtumil pöördub harjade $B_1 - B_2$ pööramisel nurga 2α võrra ankru magnetvälja telg ainult nurga α võrra, mis võimaldab palju täpsemat pöörlemiskiiruse reguleerimist.

Et repulsioonmootorite harjade asend ei ole fikseeritud, ei ole võimalik lisapooluseid kasutada. Nende mootorite staatorid valmistatakse väljepoolustega. Kommutatsioonitingimuste parandamine on põhiliselt võimalik ainult suurema üleminekutakistusega harjade kasutamise ning ankrumähise sektsioonide keerdude arvu vähendamisega.

AINEREGISTER

Aeglustatud kommutatsioon I 112
aegvektordiagramm II 122
aeglasekäiguline reaktiivne sünkroonmootor II 441
ahelmähis II 67
aheldusvoo konstantsuse teoreem II 342
aksiaalkanal I 28
aksiaal-radiaalventilatsioon II 17
aksiaalventilatsioon I 156
alaergutatud sünkroonmasin II 366
alalditrafo I 332
alalisvoolu-eelmagneetimisega trafo I 331
alalisvoolugeneraator I 162
alalisvoolugeneraatori koormuskarakteristik I 174
— energeetiline diagramm I 163
— nimipingemuutus I 171
— reguleerimiskarakteristik I 172, 180
alalisvoolugeneraatorite paralleeltöö I 183
alalisvoolugeneraatori väliskarakteristik I 170, 178
alalisvoolumasin I 5, 21
alalisvoolumasina ankrumähis I 46
— kommutatsioon I 60
— lühisekarakteristik I 169, 178
— magnetahel I 33
— mähise elektromotoorjõudude vektordiagramm I 60
— piirvõimsus I 134
alalisvoolumootor I 31, 188
alalisvoolumootori kiiruskarakteristik I 189, 198, 204
— koormusmoment I 189
— käivitamine käivitusreostaadiga I 191
— mehaaniline karakteristik I 190, 198, 203
alalisvoolu-täiturmootor I 216
allerguti II 19, 21
amplidüün I 219
ankru arvutuslik pikkus I 35
— hammas I 33
ankrumähis I 20
ankru pikireaktsioon I 93
ankrureaktsioon I 92
ankrureaktsiooni pikiväli I 93
— ristväli I 92
ankru ristreaktsioon I 92
ankrusüdamik I 27, 33
ankrusüdamiku magneetimisergutus I 42
ankru uure I 36
— voolukate I 86
ankur I 21; II 13
Arnoldi masinakonstant I 87
asünkroniseeritud sünkroonmasin II 438
asünkroonmasin II 118
asünkroonmasina algkäivitusmoment II 163
— aseskeem II 137, 140
— aseskeem vastujärgnevusvooludele II 248
— elektromagnetiline moment II 155, 158
— energeetilised diagrammid II 147
— generaatorirežiim II 149
— kriitiline libistus II 156
— lühisekatse II 195
— lühiserežiim II 153
— magneetimisvool II 125
— maksimaalne elektromagnetiline moment II 159
— mehaaniline võimsus II 131, 146
— mootorirežiim II 145
— pinge ülekandesuhe II 120
— ringdiagramm II 178, 185
— töötamine mittesümmeetrilise pingesüsteemi korral II 247
— tühijooksukatse II 193
— vastulülitusrežiim II 152
— vektordiagramm II 149
— voolu ülekandesuhe II 121
asünkroonmoment II 170

asünkroonmootori autotrafokäivitus II 216
— isekäivitumine II 219
— ja alalisvoolumasina kaskaad II 231
— kiiruse impulssreguleerimine II 227
— kiiruse reguleerimine poolusepaaride arvu muutmisega II 221
— kiiruse reguleerimine primaarpinge vähendamisega II 226
— kiiruse sagedusreguleerimine II 220
— käivitusmähis II 205
— mehaaniline karakteristik II 164
— otsekäivitus II 215
— reaktorkäivitus II 215
asünkroonmootori suhteline algpöördemoment II 168
— suhteline käivitusvool II 169
— suhteline maksimaalmoment II 168
— täht-kolmnurk ümberlülitamisega käivitus II 217
— töökarakteristikud II 199
— töömähis II 205
asünkroonne kondensaatormootor II 261
— parasiitmoment II 170
— tahhogeneraator II 267
— täiturmootor II 264
asünkroonsagedusmuundur II 243
Atkinsoni mootor II 464
autotrafo I 326
— arvutusvõimsus I 327
— läbilaskevõimsus I 327

bandaažrõngas II 75
baassuurus I 166
Blondeli diagramm II 308

Dery mootor II 466
diiselgeneraator II 17
diferentsiaalpuiste II 113
diferentsiaalpuistetegur II 114
dünaamiline pöördemoment I 164, 189

efektiivjuhtmete arv II 38
ekraneeritud poolustega asünkroonmootor II 263
ekvivalentne õhupilu laius I 38
elektrigeneraator I 5
elektriline kadu I 137
— kaskaad II 232
elektrimasin-dünamomeeter I 214
elektrimasinvõimendi I 218
elektrimootor I 5
elektromagnetiline moment I 24, 85
— puiste I 254
— pöördemoment I 164, 188
— võimsus I 25
— sidur II 446
elektromagnetilise piduri režiim II 13
elektromehaaniline kaskaad II 231
elektromootorjõudude pulseerimine I 55
— täht I 53; II 53, 61
elementaaruure I 49
elliptiline pöördväli II 91
endaergutusega asünkroongeneraator II 237
— generaator I 162
ereguti II 14
esimest liiki ühtlusti I 62, 67
evolventmähis II 70
faasi keerdude arv II 38
faasimähise magneetimisergutus II 82
faasiregulaator II 233
faasirootoriga asünkroonmasin II 5
— asünkroonmootori reostaatkäivitus II 217
— asünkroonmootori kiiruse reguleerimine lisa-elektromotoorjõuga II 228
— asünkroonmootori kiiruse reguleerimine rootoriahelas oleva takistiga II 228
faasitsooni nurk II 36
ferromagnetiline õõsrootor II 226
füüsikaline neutraal I 93

gaasirelee I 243
generaatorirežiim I 22; II 14, 366
— sünkroniseerimine II 360
generaator-mootor I 202
geomeetriline neutraal I 58
Görgese efekt II 252

hambaharmooniline II 46, 171
hambajaotus I 39
hambapeade puiste II 111
hamba samm I 37
hambategur I 40
hambatsoon I 39
hambatsooni magneetimisergutus I 39
harikontakt I 103
harjad I 20, 30
harjade pinge-voolu karakteristikud I 105
harjahoidik I 30
harjahoidiku varras I 30

harja kattetegur I 108
harjatraavers I 30
haruvoolugeneraator I 162, 175
haruvoolumootor I 188, 198
hõõrdejõudude moment I 25
hõõrdekadu I 135
hõõrdekaovõimsus I 26
hüdrogeneraator II 17
hüdrogeneraatori asünkroonne pöördemoment II 393
hüstereesimoment II 176
hüstereesinurk II 176

ike I 21, 27, 33
ikke magneetimisergutus I 42
imiventilatsioon I 157
induktiivmasin I 6
induktor I 21; II 14
induktorgeneraator II 444
induktorimähise aperioodiline tõukevool II 351
ioonajam I 203
isolatsiooniklass I 17

jadalülitusega trafo I 329
jooksur II 241
juhtmesisene jahutus II 28
juhtmete transpositsioon I 234; II 76
jõutrafo I 225

kaarstaatoriga asünkroonmasin II 241
kahefaasiline mähis II 70
— nullpunktiga lühis II 418
kahefaasilise mähise magneetimisergutus II 92
kahekihiline ankurmähis I 47
kahekorruseline kontsentriline mähis II 163
kahe mähisega trafo I 225
kahe reaktsiooni meetod II 282
kaksik-induktsioonregulaator II 235
kaksiktoitega masin II 438
kaksikuuretega mootor II 205
kaldepuiste II 116, 134
kaovõimsus I 135
kapsel-hüdrogeneraator II 17
karakteristlik kolmnurk I 169
kasuteguri maksimumi tingimused I 141
keevitustrafo I 331
kestev nimitöörežiim I 151
ketasmähis I 232
kiirendatud kommutatsioon I 112
kiiruse elektriline reduktsioon II 443
kinnine ventilatsioon I 159
Klossi valem II 163
kolmandat liiki ühtlusti I 69
kolme ergutusmähisega generaator I 211
kolmefaasiline haruvoolu-kommutaatormootor II 454
— induktsioonregulaator II 233
— kahekihiline mähis II 50
— kommutaatormootor II 449
— peavoolu-kommutaatormootor II 455
— vahelduvvoolumasin II 3
— ühekihiline mähis II 63
kolmefaasilise mähise magneetimisergutus II 91
kolmefaasiliste trafode mähiste ühendusskeemid I 235
kolmekorruseline kontsentriline mähis II 64
kombineeritud mähis I 79
kommutaator I 21, 29
kommutaator-sagedusmuundur II 458
kommutatsiooni ankrureaktsioon I 129
— elektromotoorjõud I 116
kommutatsiooniperiood I 107
kommutatsioonitsoon I 122
kommutatsioonitsooni laius I 121
kompaundgeneraator I 163, 181
kompaundmootor I 207
kompensatsioonimähis I 37, 102, 129
kompenseeritud asünkroonmootor II 453
— kommutaatormasinaga asünkroonmootori kaskaad II 458
konduktsioonpump I 221
konnmähis I 79
kontaktitu selsüün II 270
kontsentriline mähis I 232
koormuse lisakadu I 138
koormusnurk II 308
kriitiline pöörlemiskiirus I 178
— takistus I 177
kruvimähis I 234
käivitusmähisega ühefaasiline asünkroonmootor II 257
küllastustegur I 45
küünispoolustega sünkroonmasin II 447

lahkkõlastusnurk II 269
lahkšabloonmähis II 67
lahtine uure I 50; II 74
lainemähis I 46; II 55
lamav hüdrogeneraator II 21
lamell e. vasklest I 29
lampsünkronoskoobiga sünkroniseerimine II 361

laupühendus I 29; II 75
laupühenduste magnetiline puistejuhtivus II 113
— puiste II 112
libistus II 11
libistusvõimsus II 148
lihtlainemähis I 72
lihtsilmusmähis I 57
lihtšabloonmähis II 67
liitlainemähis I 76
liitsilmusmähis I 65
lineaarkommutatsioon I 110
lineaarne asünkroonmasin II 241
— induktsioonpump II 242
lisaelektromotoorjõud II 228, 450, 459
lisakaod I 135
lisapoolus I 27, 123
lisapooluste magneetimisergutus I 125
lisapooluste lisatoitemeetod I 131
loomulik jahutus I 155
lõhispoolustega generaator I 212
läbitõmbeventilatsioon I 159
löögitegur I 315
lühiajaline nimitöörežiim I 151
lühiseasend II 465
lühisesuhe II 315
lühisetakistus I 276
lühisrootoriga asünkroonmasin II 5

magneetimisergutuse alaharmooniline II 97
magnetahela küllastustegur I 45
magnetiline diferentsiaalpuistejuhtivus II 116
— kaldpuistejuhtivus II 116, 136
— karakteristik I 44
magnetohüdrodünaamiline generaator I 221
— masin II 242
magnetvälja kustutamine II 330
mahtuvuslikud masinad I 6
manteltrafo I 226
massiivrootoriga asünkroonmasinad II 240
mehaaniline kadu I 135
— kaovõimsus I 26
mikromasin I 5
mitmefaasiliste mähiste magneetimisergutus II 87
mittemagnetiline õõsrootor II 265
mittesümmeetriline liitsilmusmähis I 69
momendiandur II 267
mootorirežiim I 24; II 366
murdmähis II 50, 57
murdmähise jaotustegur II 60
— kõõlutegur II 61
— magneetimisergutus II 97
— magneetimisergutuse hambaharmooniline II 99
mõõtetrafo I 332
mähise jaotustegur II 36
— kaldetegur II 33
— kõõlutegur II 35, 83
— laupühenduste väli II 102
— magnetväli II 101
— niminäivtakistus II 107
— pool II 35
— põhiinduktiivtakistus II 105
— põhisamm I 56
— resulteeriv puisteinduktiivtakistus II 117
— resulteeriv samm I 57
mähisesektsioon I 47
mähisetegur II 38
mähise teine samm I 56
— uurete väli II 102
— õhupiluväli II 102
mähiste lülitusrühm I 237
mööduv ajakonstant II 339

nimivõimsus I 7
nulljärgnevusvoolude magneetimisergutus II 91

oravikmähis II 5, 71
oravikmähise magneetimisergutus II 93
otsekäivitus I 190

paispool I 334
paremakäejuhis I 22
peapoolus I 27
peavoolugeneraator I 162, 181
peavoolumootor I 203
peitpoolustega sünkroongeneraatori vektordiagramm II 311
— sünkroonmasin II 23, 278
Pichelmeieri valem I 121
pikimahtuvus I 318
pikisünkroontakistus II 314
pimekommutatsiooni tsoon I 132
pinge algjaotus I 319
— sujuva reguleerimisega trafod I 330
pingetrafo I 333
pinnaefekt II 76
pinnakadu I 137
plasmamootor I 221
pooligrupp II 36
pooli samm II 34
poolkinnine uure I 50; II 74

poollahtine uure I 50; II 74
poolsektsioon I 50
poolus I 21, 33
pooluse arvutuslik kattetegur I 35, 87
poolusejaotus I 34
poolusekaare arvutuslik pikkus I 34
— pikkus I 34
pooluseking I 27
pooluse puistetegur I 42
poolusesüdamik I 27
pooluste magneetimisergutus I 42
potentsiaalisamm I 61, 81
potentsiaalsädelemine I 107
Potier' diagramm II 321
— induktiivtakistus II 321
— kolmnurk II 319
pulsatsioonikadu I 137
pulseeriv väli II 94
punktkontakt I 104
põhikaod I 135
põhimagnetvoog I 32
põkktrafo I 229
pööratavus I 24
pöördmagnetväli II 5
pöörlemise elektromotoorjõud I 22
pöördtrafo II 267
— sümmetreerimine II 268
pöördvälja pöörlemiskiirus II 9
pöörisvoolumoment II 176
pöörlev magneetimisergutus II 85
püsikadu I 142
püsimagnetiga sünkroonmootor II 439

radiaalkanal I 28
radiaalventilatsioon I 156
reaktiiv-elektromotoorjõud I 120
reaktiivmoment II 177
reaktiivne elektromagnetiline moment II 375
— hüstereesimootor II 441
— sünkroonmootor II 375, 440
reaktiivse sünkroonmasina vektordiagramm II 376
reaktor I 334
reduktorita sünkroonmootor II 442
regulaator-generaator II 21
repulsioonmootor II 464
resünkroniseerimine II 396
ringtuli I 107
rippuv hüdrogeneraator II 21
ristmahtuvus I 318
ristväljageneraator I 213
Ragovski tegur I 269
rootor II 4, 13
ruumvektordiagramm II 122
sanimas-manteltrafo I 228
sammastrafo I 226
sammumootor II 443
Scherbiuse masin II 456
Schrage mootor II 449
sektsiooni kommutatsioon I 60
— laius I 52
sekundaarahela takistuste taandamistegur II 133
selsüün II 268
siksaklülitus I 236
silindriline ankrumähis I 46
silmusmähis I 46; II 50
Simpsoni valem I 99
sisemine endajahutus I 155
— koormusnurk II 367
sisendmahtuvus I 318
sisevõimsus II 237
soojenemise ajakonstant I 147
soojusülekanne kiirgumise teel I 144
— konvektsiooniga I 145
— soojusjuhtivuse teel I 143
spiraalne induktsioonpump II 242
staator II 413
stabiilsuse kriteerium I 196
suhteline suurus I 165; II 301
summutusmähis II 302
summutusmähise ajakonstant II 336
summutusmomendi tegur II 431
surnud sektsiooniga lihtlainemähis I 75
suruventilatsioon I 152
sõltumatu ergutusega generaator I 162
sõltumatu jahutus I 156
sädelusaste I 106
sügavuuretega asünkroonmootor II 200
sümmeetriline mähis I 50
sünkroniseeriv moment II 379
— võimsus II 379
sünkroniseeriva võimsuse tegur II 379
— momendi tegur II 379
sünkroongeneraatori ankru aperioodiline vool II 344
— ankru aperioodilise voolu ajakonstant II 356
— ankru lühisevoolu mööduv komponent II 354
— ankru lühisevoolu ülimööduv komponent II 354
— ankrumähise mööduv pikiinduktiivtakistus II 352
— ankrumähise mööduv ristinduktiivtakistus II 356
— ankrumähise ülimööduv pikiinduktiivtakistus II 351

— ankrumähise ülimööduv ristinduktiivtakistus II 356
— ankru perioodiline vool II 345
— induktiivkoormuskarakteristik II 318
— induktori aperioodiline vool II 347
— induktori perioodiline vool II 347
— isesünkroniseerimine II 363
— jämesünkroniseerimine II 363
— kahefaasiline lühis II 416
— koormuskarakteristik II 318
— lühisekarakteristik II 313
— lühiste kompleksed aseskeemid II 420
— lühise löökvool II 357
— mittesümmeetriline järsk lühis II 423
— nimipingemuutus II 317
— reguleerimiskarakteristik II 317
— lülitamine paralleeltööle II 358
— tühijooksukarakteristik II 313
— vibratsioon II 412
— väliskarakteristik II 316
— ühefaasiline lühis II 415
sünkroon-hüstereesimootor II 440
sünkroonkompensaator II 366, 406
sünkroonkompensaatori vektordiagramm II 365
sünkroonmasin II 13
sünkroonmasina aktiivvõimsuse nurkkarakteristik II 370
— ankru pikireaktsioon II 282
— ankru pikivool II 284
— ankrureaktsiooni pikiinduktiivtakistus II 289
— ankrureaktsiooni pikiväli II 283
— ankrureaktsiooni ristinduktiivtakistus II 289
— ankrureaktsiooni ristväli II 283
— ankrureaktsiooni tegurid II 295
— ankrureaktsiooni väli II 281
— ankrureaktsiooni välja kujutegurid II 286
— ankru ristreaktsioon II 282
— ankru ristvool II 284
— asünkroonrežiim II 386; II 395
— dünaamiline pöördemoment II 429
— dünaamiline stabiilsus II 435
— elektromagnetiline moment II 428
— endaergutus II 399
— energeetiline diagramm II 368
— ergutusvälja kõvera kujutegur II 273, 279
— inertsikonstant II 433
— isevõnkumine II 434
— järsk lühis II 329
— mähiste baassuurused II 300
— nulljärgnevustakistus II 411, 423
— omavõnke-nurksagedus II 432
— püsilühisevool II 353, 396
— reaktiivkolmnurk II 319
— reaktiivvõimsuse nurkkarakteristik II 378
— staatiline stabiilsus II 372
— staatiline ülekoormatavus II 380
— summutusmoment II 427, 430
— sundvõnkumine II 424
— vabavõnkesagedus II 433
— vabavõnkumine II 425
— vastujärgnevustakistus II 409; 421
— võnkumise momendivõrrand II 431
sünkroonmoment II 172
sünkroonmootor II 366, 400
sünkroonmootori asünkroonkäivitus II 401
— sageduskäivitus II 403
— sisendmoment II 395
— töökarakteristikud II 405
— vektordiagramm II 404
sünkroonne induktormasin II 444
— pikiinduktiivtakistus II 293
— ristinduktiivtakistus II 293

šabloonmähis II 66

tahhogeneraator I 217
teist liiki ühtlusti I 67
teraseskadu I 137
teraseskaovõimsus I 26
Thomsoni mootor II 465
tiputrafo I 333
trafo I 223
— aseskeem I 262, 265
— aseskeemi parameetrid I 263
trafode paralleeltöö I 291
trafo elektromagnetilise puiste tegur I 254
— energeetiline diagramm I 281
— järsk lühis I 313
— koormustegur I 289
— lühisekarakteristik I 276
— lühisekolmnurk I 277
— lühisepinge I 277
— lühisevoolu löökväärtus I 315

trafomähise elektromagnetiline sidestustegur I 224
— induktiivsus I 251
— rõngasekraan I 322
trafo nulljärgnevustakistus I 300
— nulljärgnevusvool I 299
— pingemuutus I 283
— primaarvoolu koormuskomponent I 279
— tühijooks I 244
— tühijooksukarakteristik I 275
— tühijooksuvool I 244, 251
— tühijooksuvoolu kõrgemad harmoonilised I 245
— vektordiagramm I 280
— ülekandesuhe I 225, 259
transformatoorne elektromotoorjõud I 117, 128; II 454, 457
treppmähis I 49, 64
trükimähisankruga täiturmootor I 216
turbogeneraator II 23
turbogeneraatori asünkroonne pöördemoment II 393
tõukesünkroongeneraator II 447
täis- ehk diametraalsamm I 52, 59
täissammuga pooligrupi magneetimisergutus II 80
— pooli magneetimisergutus II 77
täiturmootor I 215
tühijooksuasend II 465
tühijooksukarakteristik I 167, 176
tühijooksu lisakadu I 137
tühijooksumoment I 188
tühijooksutakistus I 272
U-kujuline karakteristik II 384
unipolaargeneraator I 215
uurdepuiste II 109
uurde suhteline puistejuhtivus II 110

vaheajaline nimitöörežiim I 151
vahelduvvoolu-kommutaatormasin II 29, 448
vahelduvvoolu-kommutaatormasinatega asünkroonmootorite kaskaadid II 456
vahelduvvoolu magnetohüdrodünaamilised masinad II 242
vahelduvvoolumasin I 5
vahelduvvoolumähis II 50
vahelduvvoolumähise põhiinduktiivtakistus II 105
varrasmähis II 55
vasakukäejuhis I 24
vaseskadu I 135
vastuelektromotoorjõud I 24
vastulülitusmeetod I 268
ventiilkaskaad II 233
ventilatsioonikadu I 135
vertikaalne hüdrogeneraator II 17
vesinikjahutus I 159
vibratsioonijõud II 175
voolu ekvivalentne sissetungisügavus II 202
voolukate II 90
voolukatte pöörlev laine II 99
voolutrafo I 332
voolu väljatõrje II 76, 201
võrdsektsiooniline mähis I 49, 64
väline endajahutus I 156
välisvõimsus II 237
välja joonkiirus II 9
väljepoolustega sünkroongeneraatori vektordiagramm II 307, 309
— sünkroonmasin II 16, 271
— sünkroonmootori asünkroonne pöördemoment II 394
õhupilu I 29, 33
— diferentsiaalpuisteväli II 102
— magneetimisergutus I 34
— magnetiline erijuhtivus II 78
— magnetiline juhtivus I 95
õhupilutegur I 36; II 103
õlipaisumispaak I 240

üheankrumuundur II 436
ühefaasiline mähis II 70
— asünkroonmasin II 253
— peavoolumootor II 460
ühekihiline ankrumähis I 47
ühenimeliste poolustega generaator II 444
üheteljelise sisselülitamise efekt II 252
ühtlusseeria I 208
ühtlustid I 61, 67, 78
üleergutatud sünkroonmasin II 366
ülejooksukiirus II 23
ületemperatuurid elektrimasinas I 152
ülimööduv ajakonstant II 339

SISUKORD

Esimene osa

VAHELDUVVOOLUMASINATE TEOORIA ÜLDKÜSIMUSI

Esimene peatükk. **Vahelduvvoolumasinate põhitüübid ja nende ehitus** . . 3
1-1. Vahelduvvoolumasinate põhitüübid 3
1-2. Asünkroonmasina ehitus ja töötamispõhimõte 4
1-3. Sünkroonmasina ehitus ja töötamispõhimõte 13
1-4. Mitmefaasiliste vahelduvvoolu-kommutaatormasinate töötamispõhimõte ja konstruktsioon 29

Teine peatükk. **Vahelduvvoolumähiste elektromotoorjõud** 31
2-1. Magnetvälja põhiharmoonilisest tingitud mähise elektromotoorjõud 31
2-2. Magnetvälja kõrgematest harmoonilistest tingitud elektromotoorjõud mähises 42
2-3. Elektromotoorjõu kõvera kuju parandamine 44

Kolmas peatükk. **Vahelduvvoolumähised** 50
3-1. Kolmefaasilised kahekihilised mähised täisarvu uuretega pooluse ja faasi kohta 50
3-2. Kolmefaasilised kahekihilised mähised murdarvu uuretega pooluse ja faasi kohta 57
3-3. Kolmefaasilised ühekihilised mähised 63
3-4. Mõningaid kolmest erineva faaside arvuga mähiseid 70
3-5. Vahelduvvoolumähiste valmistamisviise 74

Neljas peatükk. **Vahelduvvoolumähiste magneetimisergutus** 77
4-1. Faasimähise magneetimisergutus 77
4-2. Mitmefaasiliste mähiste magneetimisergutus 87
4-3. Mähise magneetimisergutuse graafiline analüüs 95
4-4. Voolu ja voolukatte pöörlevad lained 99

Viies peatükk. **Vahelduvvoolumähiste magnetväljad ja induktiivtakistused** 101
5-1. Vahelduvvoolumähiste magnetväljad 101
5-2. Vahelduvvoolumähiste põhiinduktiivtakistused 104
5-3. Vahelduvvoolumähiste puisteinduktiivtakistused 109

Teine osa

ASÜNKROONMASINAD

Kuues peatükk. **Asünkroonmasinate teooria alused** 118
6-1. Paigalseisva rootoriga asünkroonmasin 118
6-2. Pöörleva rootoriga asünkroonmasina tööprotsessi taandamine liikumatu rootoriga masina tööprotsessile 127

6-3. Asünkroonmasina pingevõrrandid ja nende teisendamine . . . 131
6-4. Asünkroonmasina aseskeemid 137
6-5. Asünkroonmasina töörežiimid, energeetilised seosed ja vektordiagrammid 145

Seitsmes peatükk. **Asünkroonmasina pöördemomendid ja mehaanilised karakteristikud** 154
7-1. Elektromagnetiline moment 154
7-2. Asünkroonmootori mehaaniline karakteristik ja sellele esitatavad ekspluatatsiooninõuded 164
7-3. Magnetvälja kõrgematest harmoonilistest tingitud jõud ja elektromagnetilised momendid 170
7-4. Hüstereesi-, pöörisvoolu- ja reaktiivmoment 176

Kaheksas peatükk. **Asünkroonmasina ringdiagramm** 178
8-1. Ringdiagrammi põhjendus 178
8-2. Asünkroonmasina tööd iseloomustavate suuruste määramine ringdiagrammist 185
8-3. Ringdiagrammi konstrueerimine tühijooksu- ja lühisekatse andmete põhjal 193
8-4. Täpsuse hindamine ja ringdiagrammi kasutamine 197
8-5. Asünkroonmootori töökarakteristikud 199

Üheksas peatükk. **Lühisrootoriga asünkroonmootor voolu väljatõrjega rootorimähisest** 200
9-1. Sügavuuretega mootorid 200
9-2. Kaksikuuretega mootorid 205
9-3. Voolu väljatõrjega asünkroonmootorite teisi eriliike. Kodumaised asünkroonmootorid 210

Kümnes peatükk. **Kolmefaasiliste asünkroonmootorite käivitamine ja nende pöörlemiskiiruse reguleerimine** 213
10-1. Asünkroonmootorite käivitusviisid 213
10-2. Lühisrootoriga asünkroonmootorite pöörlemiskiiruse reguleerimine 220
10-3. Faasirootoriga asünkroonmootorite pöörlemiskiiruse reguleerimine 227

Üheteistkümnes peatükk. **Mitmefaasiliste asünkroonmasinate eriliigid ja spetsiaalsed töörežiimid** 233
11-1. Liikumatu rootoriga asünkroonmootorid 233
11-2. Endaergutusega asünkroongeneraator 237
11-3. Massiivrootoriga asünkroonmasinad 240
11-4. Lineaarsed ja kaarstaatoriga asünkroonmasinad 241
11-5. Vahelduvvoolu magnetohüdrodünaamilised masinad 242
11-6. Asünkroonsagedusmuundur 243
11-7. Kolmefaasiliste asünkroonmootorite töötamine nimirežiimist erinevates tingimustes 244
11-8. Asünkroonmootorite mittesümmeetrilised töörežiimid 247

Kaheteistkümnes peatükk. **Ühefaasilised asünkroonmasinad** 253
12-1. Ühefaasiliste asünkroonmootorite teooria alused 253
12-2. Ühefaasiliste asünkroonmootorite liigid 257

Kolmeteistkümnes peatükk. **Automaatseadmete asünkroonsed mikromasinad** 264
13-1. Asünkroonsed täiturmootorid ja tahhogeneraatorid 264
13-2. Pöördtrafod 267
13-3. Ühefaasilised selsüünid 268

Kolmas osa

SÜNKROONMASINAD

Neljateistkümnes peatükk. **Sünkroonmasinate magnetväljad ja põhilised parameetrid** 271
14-1. Ergutusmähise magnetväli ja parameetrid 271
14-2. Ankrumähise magnetväli ja parameetrid 281
14-3. Sünkroonmasina mähiste elektromagnetiliste suuruste taandamine 294
14-4. Ankru- ja ergutusmähise suhtelised elektromagnetilised suurused 300
14-5. Summutusmähise magnetväljad ja parameetrid 302

Viieteistkümnes peatükk. **Mitmefaasiliste sünkroongeneraatorite töötamine sümmeetrilisel koormusel** 307
15-1. Sünkroongeneraatorite pingete vektordiagrammide põhiliigid . . 307
15-2. Sünkroongeneraatorite karakteristikud 312
15-3. Pingete vektordiagrammide konstrueerimine küllastust arvestades 321

Kuueteistkümnes peatükk. **Sünkroonmasinate siirdeprotsesside teooria elemente** 328
16-1. Sünkroonmasinate siirdeprotsesside uurimisprobleemide üldine iseloomustus 328
16-2. Magnetvälja kustutamine ja siirdeprotsessid induktori ahelais . 330
16-3. Sünkroongeneraatori kolmefaasilisel järsul lühisel esinevad füüsikalised nähtused 341
16-4. Kolmefaasilise järsu lühise voolude suurused 349

Seitsmeteistkümnes peatükk. **Sünkroonmasinate paralleeltöö** 359
17-1. Sünkroongeneraatorite lülitamine paralleeltööle 359
17-2. Sünkroonmasinate sünkroonrežiimid paralleeltööl 364
17-3. Sünkroonmasinate võimsuse nurkkarakteristikud 370
17-4. Sünkroniseeriv võimsus, sünkroniseeriv moment ja sünkroonmasina staatiline ülekoormatavus 379
17-5. Sünkroonmasina töötamine konstantsel võimsusel ja muutlikul ergutusel 382

Kaheksateistkümnes peatükk. **Sünkroonmasinate asünkroonsed režiimid ja endaergutus** 385
18-1. Ergutamata sünkroonmasina asünkroonrežiim 385
18-2. Ergutatud sünkroonmasina asünkroonrežiim 395

Üheksateistkümnes peatükk. **Sünkroonmootorid ja -kompensaatorid** . . 400
19-1. Sünkroonmootorid 400
19-2. Sünkroonkompensaatorid 406

Kahekümnes peatükk. **Sünkroongeneraatorite mittesümmeetrilised tööreziimid** 408
20-1. Voolu sümmeetriliste komponentide toime sünkroonmasinas ning päri-, vastu- ja nulljärgnevusparameetrid 408
20-2. Sünkroongeneraatorite töötamine mittesümmeetrilisel koormusel 411
20-3. Mittesümmeetrilised lühised 413

Kahekümne esimene peatükk. **Sünkroonmasinate võnkumine ja dünaamiline stabiilsus** 424
21-1. Sünkroonmasinate võnkumise füüsikaline olemus 424
21-2. Sünkroonmasina võnkumine 428

Kahekümne teine peatükk. **Eritüüpi sünkroonmasinad** 436
22-1. Üheankrumuundur 436
22-2. Kaksiktoitega masin 438
22-3. Väikese võimsusega sünkroonmootorid 439
33-4. Aeglasekäigulised sünkroonmootorid ja sünkroonsed sammumootorid 441
22-5. Sünkroonne induktormasin 444
22-6. Mõningaid teisi sünkroonmasinate eritüüpe 446

Neljas osa

VAHELDUVVOOLU-KOMMUTAATORMASINAD

Kahekümne kolmas peatükk. **Mitmefaasilised kommutaatormasinad ja kaskaadid** 448
23-1. Vahelduvvoolu-kommutaatormasinate kasutamine 448
23-2. Kolmefaasilised kommutaatormootorid 449
23-3. Vahelduvvoolu-kommutaatormasinatega asünkroonmootorite kaskaadid 456

Kahekümne neljas peatükk. **Ühefaasilised kommutaatormootorid** . . . 460
24-1. Ühefaasilised peavoolumootorid 460
24-2. Repulsioonmootorid 464

Aineregister 467

Lehekülg, rida	On trükitud	Peab olema
44, valem (2-30)	$F_i = H_i h_i$	$F_i = H_i L_i$
45, 1. rida ü.	E-ga	F-ga
95, joon. 5-5 allkiri	Masina õhupilu magnetvälja	Masina õhupilu magnetväli
107, 4. ja 5. rida ü.	tekivad sädelahendused kommutaatori vahel, s. o. harjadest hõivamata pinnal	tekivad sädelahendused kommutaatori harjadest hõivamata pinna
110, 18. rida ü.	Takistus-, lineaarkommutatsioon	Takistus-, ehk lineaarkommutatsioon
138, 14. rida ü.	$8{,}9 \cdot 10$ kg/m^3	$8{,}9 \cdot 10^3$kg/m^3
141, 23. rida ü.	sest teine osa	aga teine osa
162, 6. rida a.	0,3 ... 0,5%	0,3 ... 5%
164, valem (9-6)	p_m	p_{meh}
164, 19. rida ü.	põhjustatuna hõõrdekaost m_p ning teraseskaost M_{te}	põhjustatuna mehaanilistest kadudest p_{meh} ning teraseskaost $p_{mg} + p_{li}$
169, 2. rida ü.	$E_d = I_a R_a$	$E_a = I_a R_a$
181, 16. rida a.	joon. 9-17, kõver *1*	joon. 9-17, kõver *2*
181, 15. rida a.	joon. 9-17, kõver *2*	joon. 9-17, kõver *1*
201, valem (10-17)	$n = \frac{U}{C_e \Phi_\delta} = \frac{(R_a + R_{ra}) M}{C_e C_M \Phi_\delta^2}$	$n = \frac{U}{C_e \Phi_\delta} - \frac{(R_a + R_{ra}) M}{C_e C_M \Phi_\delta^2}$
246, joon. 13-4	Joonis	trükitud tagurpidi
266, 11. rida ü.	$I'_0 = 0$	$I'_2 = 0$
281, 20. rida ü.	vektoreid ε_2	vektoreid E'_2
302, 4. rida a.	Lüliti P	Lüliti L
314, valem 17-27	$\sin(\psi - \varphi_{krm}) e^{-\frac{r_k t}{L_k}}]$	$\sin(\psi - \varphi_{krm})] e^{-\frac{r_k t}{L_k}}$
322, 6. rida ü.	keerdude ristmahtuvused	keerdude pikimahtuvused

Александр Иванович Вольдек. **Электрические машины.** Том 2. Машины переменного тока. На эстонском языке. Перевели с русского А. Пярлист, Э. Валласте. Художник-оформитель А. Сяде. Издательство «Валгус», Таллин. Toimetaja P. Sarevet. Kunstiline toimetaja M. Niin. Tehniline toimetaja A. Muna. Korrektorid M. Maide ja M. Mölder. Laduda antud 14. II 1973. Trükkida antud 5. X 1973. Läti NSV Staicele Paberivabriku trükipaber nr. 1 — 60×90/16. Trükipoognaid 30. Arvestuspoognaid 29,18. Trükiarv 6000. Kirjastus «Valgus». Tallinn, Pärnu mnt. 10. Hans Heidemanni nim. Trükikoda, Tartu, Ülikooli 17/19. I. Tellimuse nr. 1119.

Hind rbl. 1.26.

A
32591
82 254

TARTU ÜLIKOOLI RAAMATUKOGU
1 0300 00075843 5