

LISKA JÓZSEF

VILLAMOS GÉPEK

IV. ASZINKRON GÉPEK



TANKÖNYVKIADÓ, BUDAPEST  
1960

621.313.33.621.3.01

EGYETEMI TANKÖNYV



# VILLAMOS GÉPEK

## IV. ASZINKRON GÉPEK

ÍRTA:

Dr. LISKA JÓZSEF

EGYETEMI TANÁR  
KOSSUTH-DÍJAS

A MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA LEV. TAGJA

SZÉKELY ISTVÁN

A KLEMENT GOTTWALD VILL. GYÁR H. FŐKONSTRUKTÖRÉNEK  
KÖZREMŰKÖDÉSÉVEL

Lc. 11.250



C 383

LELTÁROZVA

24/83



TANKÖNYVKIADÓ BUDAPEST

1960

BÍRÁLÓK:

GÓHÉR MIHÁLY

A V. K. GYÁR MŰSZAKI TANÁCSADÓJA

ÉS

MÁNDI ANDOR

KOSSUTH-DÍJAS

A MŰSZAKI TUDOMÁNYOK DOKTORA

1982 MAJ 3.



*Kiadását a művelődésügyi miniszter rendelte el*



## Előszó

Tíz éve, hogy a „Villamos gépek” könyvsorozat első kötete „Transzformátorok” címen megjelent. A sorozatot öt kötetre terveztem — ebből az első három és az ötödik (Szerkezettan) már megjelent. A negyedik most hagyja el a nyomdát, és befejezi a sorozatot.

Ez a negyedik kötet egyrészt az aszinkron gépek általános elméletét tárgyalja, másrészt — az előző kötetekben követett eljárásban hasonlóan — a gyakorlatban bevált méretezési módszereket ismerteti, és ezek alkalmazását számpéldákban mutatja be. Ezekhez alapul szolgál egy 330 kW-os középteljesítményű és egy 2,8 kW-os kismotor. Az előbbi a számpéldákban négyféle forgórésztípusra dolgoztuk ki.

Köszönnett tartozom Székely Istvánnak, a Klement Gottwald Villamossági Gyár főkonstruktőrjének, aki a mélyhornyú és a többkalickás motorokat tárgyaló utolsó fejezetek megírását vállalta.

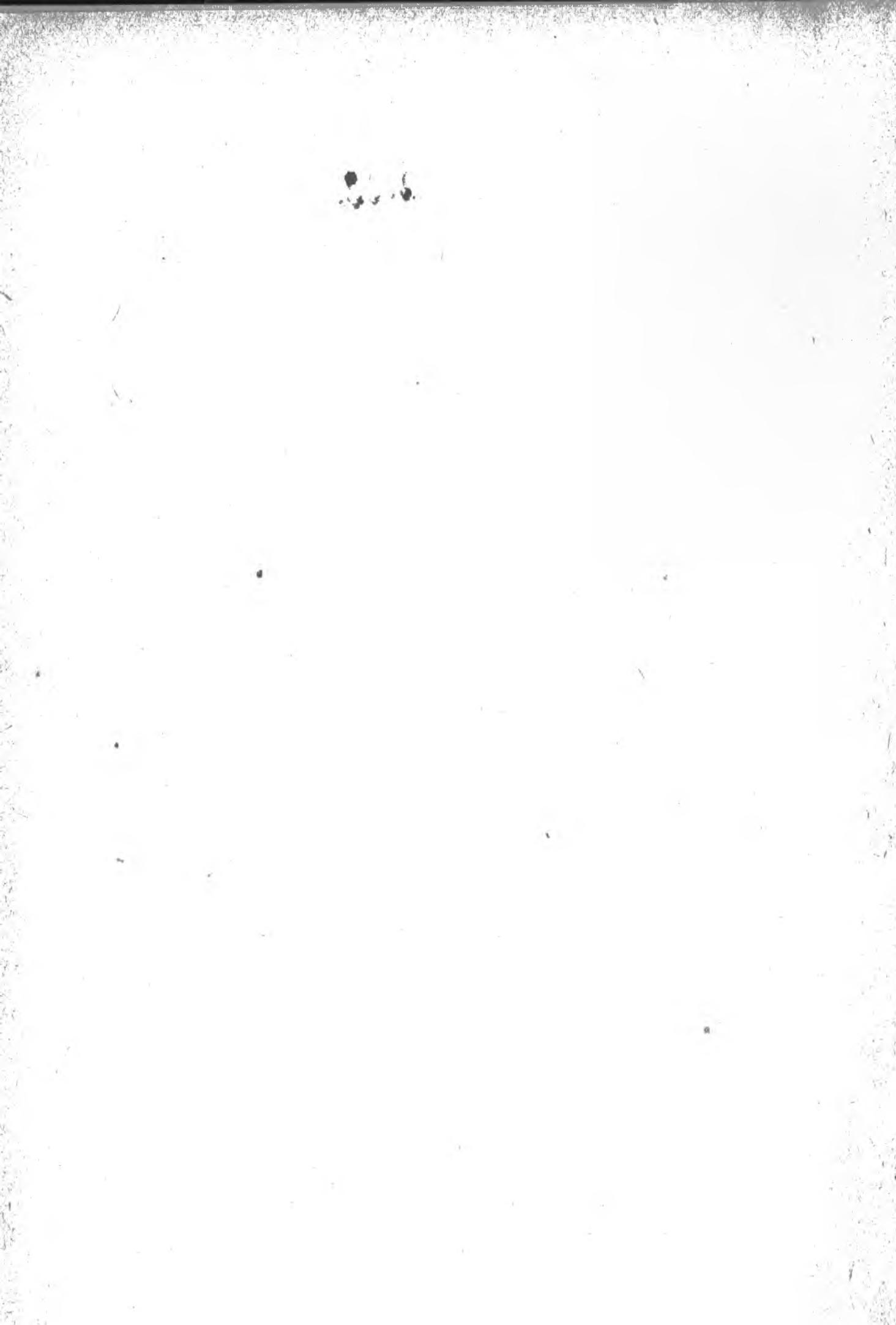
Köszönöm a bírálóknak, Mándi Andornak, a műszaki tudományok doktorának és Gohér Mihálynak, a Villamosgép- és Kábelgyár műszaki tanácsosának rendkívül lelkismeretes és minden részletre kiterjedő munkáját és azt a sok jó tanácsot, amellyel az együttes megbeszélések folyamán elláttak.

Köszönöm Smikál Ferenc egyetemi tanársegéd segítségét, aki a rajzokat készítette, és a kéziratot nyomdakész állapotba hozta.

Remélem, hogy ennek az utolsó kötetnek hasonlóan szíves fogadtatásban lesz része, mint korábbi társainak.

Budapest, 1959. június hó

Dr. Liska József  
egyet. tanár



## T a r t a l o m j e g y z é k

I.	A működés alapelve. Az indukciós szabályozó .....	9
II.	A forgó aszinkron gép .....	14
III.	A szlip jelentősége .....	15
IV.	Helyettesítő vázlat .....	16
V.	Vektorábrák .....	18
VI.	Teljesítmények és veszteségek .....	19
VII.	Nyomaték, áram, szlip .....	20
	1. Pontos eljárás .....	20
	2. Közelítő eljárások .....	24
VIII.	Árammunkadiagram .....	29
	1. Szerkesztése .....	29
	2. Teljesítmények és veszteségek ábrázolása a kördiagramban .....	31
	3. A szlip ábrázolása .....	32
	4. A kördiagramból leolvasható mennyiségek léptékei .....	34
	5. A hatásfok ábrázolása .....	34
	6. A legnagyobb $\cos \varphi_1$ a legnagyobb nyomaték és a legnagyobb leadott teljesítmény .....	36
IX.	Aszinkron gépek tekercselései .....	40
	1. Állórész .....	40
	2. Csúszogýírús forgórész .....	46
	3. Kalickás forgórész .....	47
	4. A szekunder mennyiségek vonatkoztatása (redukálása) a primer oldalra .....	50
X.	Az egyfázisú aszinkron gép .....	54
	1. A működés alapelvei .....	54
	2. A két-forgótér elmélete .....	54
	3. Feszültségegyenletek .....	55
	4. Az egyfázisú gép nyomatéka .....	57
	5. Az egyfázisú gép helyettesítő vázlata .....	57
XI.	Az aszinkron gép mágneses köre .....	62
	1. A légrés mágneses feszültsége. Ideális armatúrahossz .....	63
	2. A fogak mágneses feszültsége .....	64
	3. Álló- és forgórézszerzorú .....	65
	4. A $B_l$ görbe laposodása .....	67
XII.	Aszinkron gépek szórási reaktanciája .....	80
	1. A horonyszórás $X_{sh}$ reaktanciája .....	81
	2. A tekercsfejek $X_{st}$ reaktanciája .....	84
	3. A fluxus felharmonikusaiból eredő $X_{so}$ reaktancia (légrésszórási reaktancia) .....	85

4. A fő fluxus $X_a$ reaktanciája .....	91
5. Horonyferdítés .....	93
<b>XIII. Aszinkron gépek veszteségei .....</b>	<b>98</b>
1. Üresjárási veszteségek .....	98
2. Terhelési veszteségek .....	102
<b>XIV. Aszinkron motorok indítása .....</b>	<b>107</b>
1. Egykalickás forgórészű motorok .....	107
2. Indítás a rotortekercselés átkapcsolásával .....	112
3. Átkapcsolás az állórészben .....	112
4. Osztott állórész .....	112
5. Indító motor .....	113
6. Lágy indítás .....	113
7. Centrifugális tengelykapcsolók .....	114
8. Osúszógyűrűs motorok indítása .....	115
9. Kalickás forgórések indítási melege .....	117
<b>XV. Egyfázisú motorok indítása .....</b>	<b>119</b>
<b>XVI. Fordulatszám-szabályozás .....</b>	<b>124</b>
1. Pólusszám-átkapcsolás .....	125
2. Szlipváltóztatás .....	129
3. Periódusszám-váltóztatás. Periódusatalakító .....	130
4. Aszinkron motorok kaszkádkapcsolása .....	132
5. A kétoldalról táplált motor .....	136
<b>XVII. Veszteségmentes fordulatszám-szabályozás és <math>\cos \varphi</math> javítás kommutátoros gépekkel .....</b>	<b>136</b>
1. Alapelvek .....	136
2. Gerjesztés nélküli fázisjavító .....	137
3. Frekvenciaváltó .....	139
4. Háromfázisú egyenáramú kaszkádcsoporthok .....	139
<b>XVIII. A szinkronizált induktiós motor .....</b>	<b>141</b>
<b>XIX. Villamos tengely .....</b>	<b>145</b>
<b>XX. Az aszinkron gép mint generátor és mint fék .....</b>	<b>149</b>
1. Generátorüzem .....	149
2. Féküzem .....	150
<b>XXI. Másodlagos (parazita) nyomatékok. Rázóerők .....</b>	<b>152</b>
1. Aszinkron nyomatékok .....	153
2. Szinkron nyomatékok .....	155
<b>XXII. Melegedés és hűtés .....</b>	<b>157</b>
<b>XXIII. Kísérleti vizsgálat .....</b>	<b>158</b>
<b>XXIV. Aszinkron gépek méretezése (tekercselt vagy egyszerű kalickás forgórésszel) .....</b>	<b>168</b>
1. Fő méretek megállapítása .....	168
2. A légrés .....	172
3. Horonyszám, horonyalak .....	172
4. Tekercselés .....	173
5. Igénybevételek .....	174
6. Szigetelések .....	175
7. Két méretezési számpélda .....	178
A) 330 kW motor (Klement Gottwald Villamossági Gyár) .....	178
B) 2,8 kW motor (Dinamó Villamos Forgóépgyár) .....	181
<b>XXV. Áramkiszorításos (különleges kalickás) motorok .....</b>	<b>189</b>
1. Az áramkiszorításos motorokról általában .....	189

2. Mélyhornyú forgórészek .....	195
a) Közönséges mélyhornyú forgórész .....	195
b) Trapézhornyú forgórész .....	206
c) Egyéb mélyhornyú forgórészek .....	208
3. Kétkalickás forgórészek .....	209
a) Külön gyűrűkkel, közös horonyban elhelyezett kalickákkal .....	209
b) Közös gyűrűkkel, közös horonyban elhelyezett kalickákkal .....	224
c) Egyéb kétkalickás jellegű forgórészek .....	226
4. Az előzőkben elhangolt tényezők befolyása .....	228
5. Tervezási szempontok .....	232
a) Üzemel jellemzők .....	232
b) Áram- és nyomaték-jelleggörbék .....	232
c) Indítási melegedés .....	233
d) Szerkezeti és technológiai szempontok .....	233
e) A tervezés menete .....	236
6. Tervezási példák .....	238
1. feladat .....	238
2. feladat .....	241
3. feladat .....	241

## Számpéldák jegyzéke

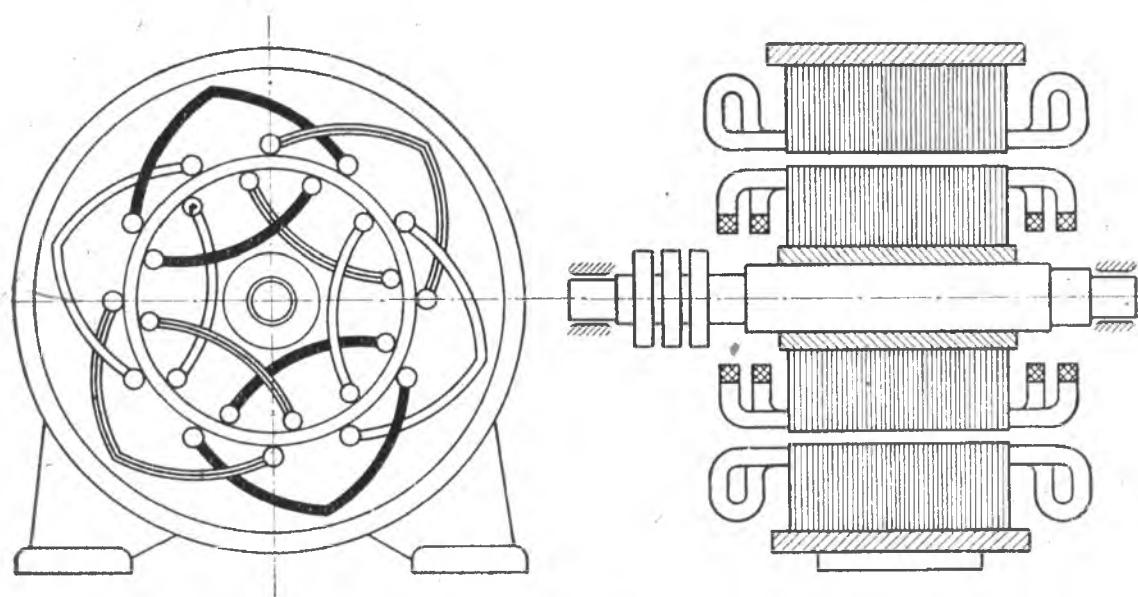
1. A helyettesítő vázlat analitikai feldolgozása
  2. A jellemző mennyiségek megállapítása a kördiagramból
  3. Redukálási tényező csúszógyűrűs forgórész esetén
  4. 5,5 kW kalickás forgórész redukált ellenállása
  5. 330 kW motor mágneses köre
  6. 2,8 kW motor mágneses köre
  7. Légrésszórási tényező, ha  $q = 3$
  8. 330 kW motor szórási reaktanciái, csúszógyűrűs és kalickás forgórész esetén
  9. 330 kW motor veszteségei, szlipje, és hatásfoka
  10. 5,5 kW motor rotorveszteségei
  11. Indítási módok összehasonlítása
  12. Transzformátoros indítás
  13. Kondenzátoros egyfázisú motor
  14. Szinkronizált indukciós motor
  15. 460 kW motor vasveszteségeinek szétválasztása kísérleti úton
  16. 330 kW motor terhelési mérései
- XXIV. 7. A) 3000 V, 330 kW, négypólusú motor méretezése  
B) 380 V, 2,8 kW, négypólusú motor méretezése
17. Állandó áramú és állandó nyomatékú körök
  18. Redukált vezető magasság
  19. 330 kW motor mélyhornyú forgórészének szórási reaktanciái és ellenállásai
  20. 330 kW mélyhornyú motor impedanciadiagramja és áram-munkadiagramjai számítás útján
  21. 330 kW motor kétkalickás forgórészének helyettesítő vázlatra
  22. 330 kW kétkalickás motor üzemi és indítási impedanciái
  23. Kétkalickás motort helyettesítő csúszógyűrűs motor indító impedanciával
  24. 330 kW kétkalickás motor impedanciadiagramja és áram-munkadiagramja szétkészítéssel
  25. Külső és belső kalicka közötti mágneses híd telítődése indításkor
  26. 330 kW kétkalickás motor külső kalickájának melegedése indításkor
  27. 3000 V, 330 kW kétkalickás motor tervezése
  - 28 és 29. 3000 V, 330 kW mélyhornyú motor tervezése



## I. A működés alapelve. Az indukciós szabályozó

Az általános szokást követve, az aszinkron gépekhez csak a kommutátor nélküli váltakozóáramú indukciós gépeket számítjuk. *Indukciósnak* azért nevezzük ezt a géptípust, mert különleges szerkezetektől eltekintve, a gép álló- és forgórésze nincs vezetői összeköttetésben, és az energiaátvitel a két rész között elektromágneses indukció útján történik. Az indukáló fluxust egy váltakozó áramú hálózatra kötött *primer* rész hozza létre, a gép működéséhez szükséges nyomaték pedig a fluxus és a *szekunder* rész árammenetei kölcsönhatásaként keletkezik.

Ellentétben a szinkron géppel, a fluxus előidézésére szükséges gerjesztést nem szabályozhatjuk egy külön gerjesztett pólusrendszerrel, ezt teljes egészében a hálózat



1. ábra

Háromfázisú, négypólusú aszinkron gép vázlata. A forgórész tekercselése a csúszogyűrűkhöz van kötve

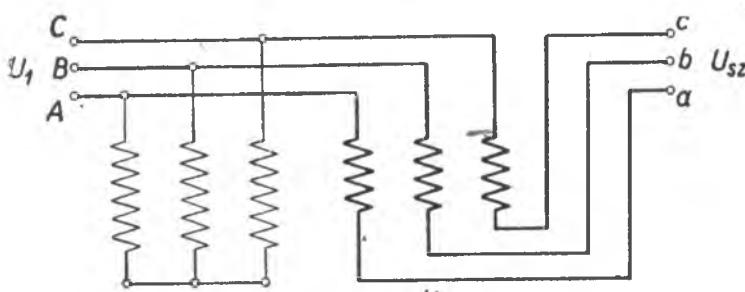
szolgáltatja. Minthogy a gépnek valóságos térbeli pólusrendszere nincs, működése sincs a szinkronizmushoz kötve, sőt éppen ebben az állapotban nem teljesít munkát.

Az aszinkron gép működésének alapja az a jelenség, hogy többfázisú álló tekercsrendszerrel is lehet többfázisú áram segítségével *forgó mágneses teret* létesíteni. Ennek módját 1888-ban közel egy időben, egymástól teljesen függetlenül *Nikola Tesla* és *Galileo Ferraris* találták meg.\* Mindkét feltaláló a forgóteret kétfázisú áram-

mal idézte elő, míg ma erre a célra majdnem kizárolag háromfázisú tekercselést és háromfázisú áramot használnak, amint ezt a III. kötet V. fejezetében már tárgyalunk. Magyarországon az aszinkron gépek gyártását a múlt század végén (1894-ben) Kandó Kálmán vezette be.

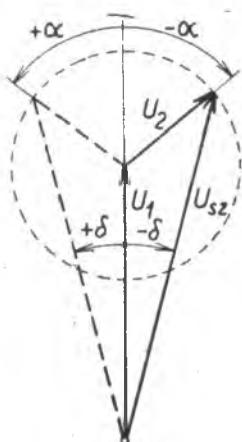
A gép vázlatos metszetei az 1. ábrán láthatók. Mind az álló-, mind a forgórész háromfázisú, négpólusú tekercseléssel van ellátva. A rövidrezárt (kalickás) forgórészről, amelynek szerkezete egyszerűbb ugyan, de amely működésében nehezebben követhető, a IX. fejezetben fogjuk tárgyalni.

Ha a forgórész abban a helyzetben rögzítjük, amelyben az álló- és a forgórész-tekercesek mágneses tengelyei egybeesnek, a gép úgy működik, mint egy háromfázisú transzformátor, csak azzal a nem lényeges



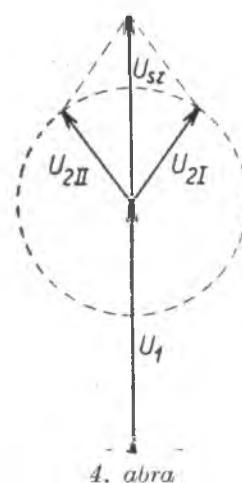
2. ábra

Háromfázisú indukciós szabályozó takarékkapcsolású vázlata



3. ábra

Háromfázisú indukciós szabályozó feszültségvektor ábrája



4. ábra

Háromfázisú ikerindukciós szabályozó feszültségvektor ábrája

különbséggel, hogy a tekercselés hornyokra van elosztva, és hogy a primer és a szekunder rész között, tehát a vasmagban nagyobb légrés van, aminek következtében a gép gerjesztő árama 3—5, esetleg 10-szer akkora, mint a transzformátoré. A felvett meddő áram csökkentése érdekében ezért az aszinkron gépek légrését oly kicsire szokás választani, amennyire azt a mechanikai üzembiztonság megengedi. Szinkron gépeknél — mint láttuk — ez a korlátozás nem áll fenn, ott a gerjesztést a kívánt mértékben a pólusrendszerrel állítjuk elő.

Ebben az álló állapotában tehát a gépre változatlanul érvényesek az I. kötet I. fejezetében levezetett feszültségegyenletek és vektorábrák és a helyettesítő vázlat is.

A tekercselések elosztottsága miatt azonban a szekunder feszültséget a primer oldalra úgy kell vonatkoztatni, hogy a  $\xi_1$  és  $\xi_2$  tekercselési tényezőket is figyelembe vesszük. Ha  $N_1$  és  $N_2$  a primer, illetve szekunder menetszám fázisonként, a redukálási tényező most nem  $N_1/N_2$ , hanem

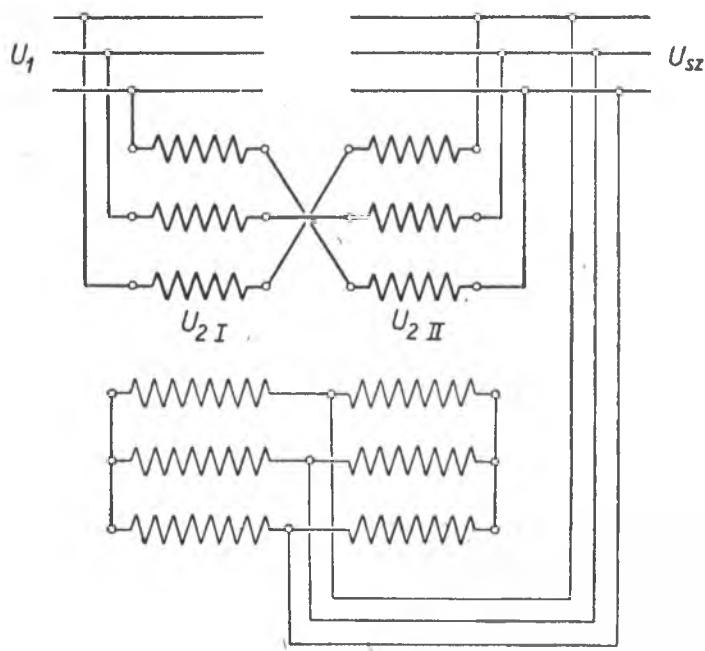
$$a = N_1 \xi_1 / N_2 \xi_2, \quad (1)$$

mert nem a teljes menetszám, hanem annak csak  $\xi$ -szerese hatásos. Ha megterheljük a gépet, és az áramok és az impedanciák redukálási tényezőire is szükségünk van, ezeket is hasonló módon meg kell változtatni (I. IX. fejezet).

Ha a terheletlen szekunder oldal feszültségét a forgórész különböző helyzeteiben mérjük, azt talál-

juk, hogy az *mindig ugyanakkora*, mert ugyanaz a forgó mágneses tér idézi elő. A szekunder feszültség fázisa viszont megváltozik, és ha a forgórész elfordulása a  $\tau_p$  pólusosztást éri el, a feszültség fázisa  $180^\circ$ -kal változik meg és a kezdeti állásban  $U_1$ -gyel azonos fázisú  $U_2$  feszültség,  $\tau_p$ -vel való elfordítás után ellen- tétes fázisú lesz. Általában a forgórésznek egy tetszőleges  $\alpha$  villamos szög által jellemzett helyzetében a forgórészben indukált feszültség ugyancsak  $\alpha$ -val késik vagy siet a primerhez viszonyítva aszerint, hogy a forgórészt a kiindulási helyzetből a forgótér *irányában* vagy azzal *ellen-*tétesen fordítottuk el.

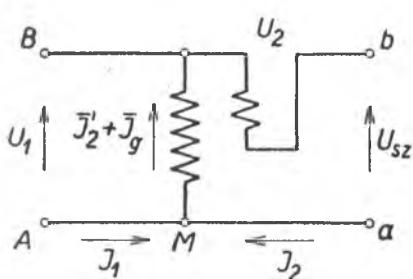
A gépet ily módon mint indukciós feszültség szabályozót használhatjuk. A 2. kapcsolási vázlatnak megfelelően a szabályozó rendszerint takarékkapcsolású oly módon, hogy a vékonyabb vezetőkből képzült primer részt helyezzük el a forgórészen és hajlékony vezetőkkel csatlakoztatjuk az  $U_1$  feszültséghez. A szekunder tekercselésben  $U_2$  feszültség indukálódik,  $U_{sz}$  a szabályozott feszültség. A feszültségek vektor diagramját az  $\overline{U_{sz}} = \overline{U_1} + \overline{U_2}$  egyenletnek megfelelően a 3. ábra mutatja. Az ellenállásokat és a szórási reaktanciákat elhanyagoltuk.



5. ábra

Háromfázisú ikerindukciós szabályozó kapcsolási vázlata. A két szabályozót I és II indexekkel különböztettük meg

$U_1$  és  $U_{sz}$  között fáziseltolás van. Ha ez nem kívánatos, két szabályozót használhatunk, amelyek forgatható részei ugyanarra a tengelyre vannak erősítve, szenkunder tekercselései pedig sorba vannak kötve. Ha a primer tekercseléseket úgy



6. ábra

## Egyfázisú indukciós szabályozó vázlata, a kapocsfeszültségek és áramok pozitív irányával

használni, ha különböző fázisú feszültségekre van szükség.

Alapul véve a 6. ábrát — a takarékkapcsolású háromfázisú szabályozó egyik fázisának vázlatát — a vektordiagramot a szórási reaktanciák és az ellenállások elhanyagolásával a 7. ábra szerint rajzolhatjuk meg.

11

*Terheletlen* állapotban a vektorábra azonos szerkezetű, mint a közönséges transzformátoré, csak azzal a különbséggel, hogy  $U_{sz}$  és  $U_1$  között, minthogy a forgórész  $\alpha$  villamos szöggel el van forgatva,  $\delta$  szögnek megfelelő fáziseltolás van.

Ha az  $U_{sz}$  szabályozott feszültséget szolgáltató kapcsok  $I_2$  árammal meg vannak terhelve, az áram és  $U_{sz}$  közötti  $\varphi_2$  fáziskülönbséget a terhelés természete szabja meg.  $U_{sz}$  és  $I_2$  vektorai tehát adva vannak. Ismertnek tekinthetjük az  $I_g \approx I_0$  gerjesztő,

illetve primer üresjárási áramot is, amely  $U_1$ -gyel együtt állandó nagyságú és fázisszögű.  $I_2$  a szekunder meneteken folyik át, és megbontja az addigi gerjesztési egyensúlyt. Ennek helyreállítására — ami szükséges, mert állandó  $U_1$ -et és fluxust is feltételeztünk — a primer oldal egy  $I'_2$  kompenzáltó áramkomponenst vesz fel.

A III. kötet (98) egyenlete szerint egy  $N_2$  menetű,  $m_2$  fázisú  $I_2$  áram, ha a tekercselési tényező  $\xi_2$ , oly gerjesztést idéz elő, melynek alapharmonikusa, ha  $p_2$  a póluspárok száma, pólusonként

$$\Theta_{am1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_2 I_2 \frac{N_2}{p_2} \xi_2 = k I_2 N_2 \xi_2.$$

Minthogy  $p_1 = p_2$ , és ha feltesszük, hogy  $m_1 = m_2$ ,  $k$  a két oldalon ugyanaz. Azonos ellengerjesztést ad a primer oldalon folyó

$$I'_2 = I_2 \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1} = \frac{I_2}{a} = I_2 \frac{U_2}{U_1}. \quad (2)$$

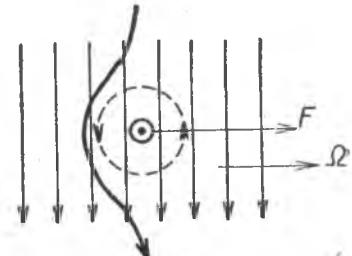
7. ábra  
Háromfázisú indukciós szabályozó vektorábrája, ha az  $\alpha$  elforgatási szög pozitív vagy negatív.  $I'_2 + I_g$  a két esetben nem azonos

vagyis ha az elforgatási szög  $\alpha = 0$ . Általában a kettő között  $\alpha$ -nak megfelelő fáziseltérés van. A 6. vázlat szerint az  $M$  csomópontra, ha  $I_1$  a hálózathból felvett áram

$$I'_2 + I_g = I_2 + I_1,$$

tehát az egyenlet bal és jobb oldalán álló vektorok összege a 7. ábrában egy pontban ( $O'$ ) találkoznak. Így minden adat megvan, amely a vektorábra megrajzolásához szükséges. Minthogy  $I_g$  irányá és nagysága változatlan,  $I'_2$  fázisa viszont az  $\alpha$  elforgatási szögnek megfelelően változó, a primer tekercselésben folyó  $I'_2 + I_g$  áramok összege a két elforgatási irányban nem azonos. Azt a forgatási irányt választjuk, amely kisebb eredőt ad. *Ikerszabályozóknál* a két egységen  $\alpha$  ellentétesen egyenlő, ezért a két primer áram összege  $\alpha$  előjelétől független. Állandó  $I_2$  esetén — a veszeségektől eltekintve — a hálózati  $I_1$  is állandó.

Terheléskor a háromfázisú szabályozó tengelyén nyomaték lép fel, amelynek nagysága függ a terhelési  $\varphi_2$ -től,  $\alpha$ -tól és a terhelő áramtól. Ha  $\cos \varphi_2 = 1$ , a nyoma-



8. ábra  
Nyomaték keletkezésének szemléltetése

ték legnagyobb, ha  $\alpha = 0$ , illetve  $180^\circ$ , és nulla, ha  $\alpha = 90^\circ$ . Ha pedig  $\cos \varphi_2 = 0$ , a nyomaték maximális, ha  $\alpha = 90^\circ$  és nullával egyenlő, ha  $\alpha = 0$  vagy  $180^\circ$ .

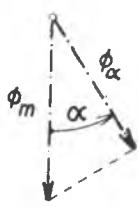
A nyomaték keletkezését a 8. ábrával lehet szemléltetni (I. a II. kötet 4. kiadásának 114. ábráját is). Ha a függőleges, párhuzamos nyílak az  $\Omega$  szögsebességgel pl. jobbra forgó mágneses tér egyik pólusát jelentik, a vezetőben a rajz síkjából kilépő irányú elektromotoros erő keletkezik, és ha az áramkört tiszta ellenállással zárnak, az áram ugyanilyen irányú. Az áram az erőteret a görbített nyílnak megfelelően torzítja, és minthogy Faraday felfogása szerint az erővonalak rövidülni igyekeznek, az  $F$ -fel jelölt erő lép fel. A forgó mágneses tér tehát a vezetőt magával akarja vinni.

Általában a nyomaték — a szórási reaktanciák és ellenállások elhanyagolásával —

$$M = U_1 I'_2 \cos(\alpha \pm \varphi_2).$$

Ha két háromfázisú szabályozót az előbb említett módon kapcsolunk, az eredő nyomaték  $\cos(\alpha + \varphi_2) - \cos(\alpha - \varphi_2)$ -vel arányos és  $\varphi_2 = 0$  esetén nullával egyenlő.  $\varphi_2 = 90^\circ$  esetén ez a kiegyenlítés nem következik be, és az eredő nyomaték kétszerese lesz annak, amely egy szabályozóban fellép [1,50 — 2,359].

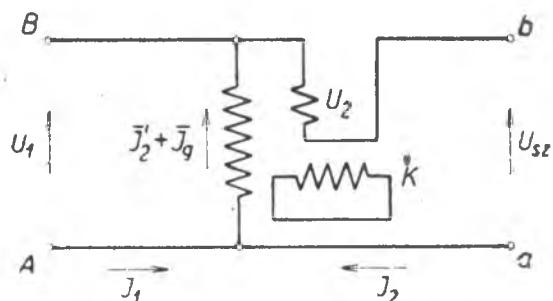
Ha az érkező feszültséget csak emelni vagy csak csökkenteni kell, a szabályozót csak a szabályozási feszültség felére is méretezhetjük, a másik felet pedig álló transzformátorral állítjuk elő. Ha pl. a feszültséget csak emelni kell, az álló transzformátor egyedül a szükséges határ feléig emeli a feszültséget, az indukciós szabályzó pedig transzformátor feszültségét ettől az értéktől a felső határig emeli tovább vagy a nulláig csökkenti.



10b ábra

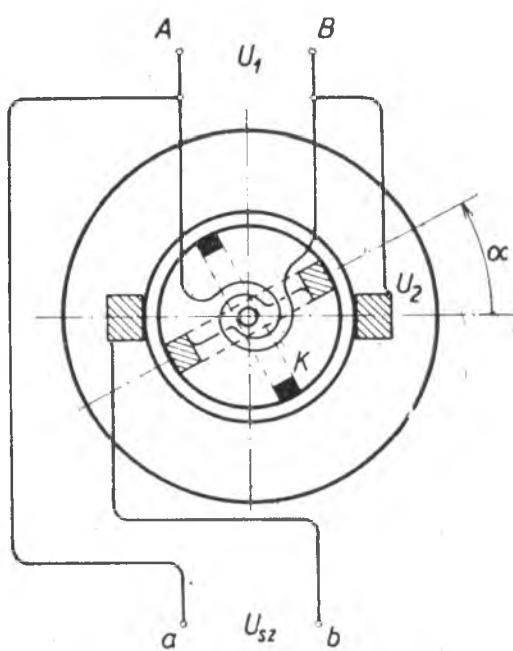
A fluxus változása az elfordulási szöggel

A takarékkapcsolású indukciós szabályozó méretezésére — hasonlóan, mint az ilyen kapcsolású



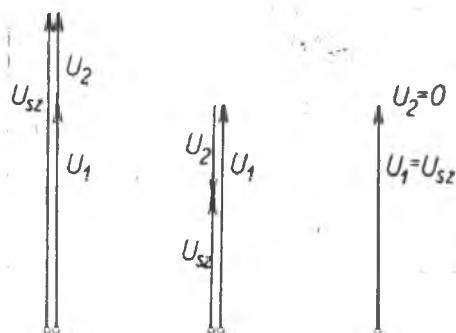
9. ábra

Egyfázisú takarékkapcsolású indukciós szabályozó kapcsolási vázlata.  $K$  rövidrezárt kompenzáció tekercselés



10a ábra

Egyfázisú takarékkapcsolású indukciós szabályozó térbeli vázlata



11. ábra

Egyfázisú indukciós szabályozó feszültségvektor ábrái

transzformátoránál láttuk — nem az átmenő, hanem az ún. *belső teljesítményt* kell alapul venni. A gerjesztő áram elhanyagolásával

$$P_b \approx U_2 I_2 \approx U_1 I'_2 \quad (3)$$

és ha pl.  $P_d$  átmenő teljesítmény feszültségét  $\pm 10\%$ -os határok között akarjuk szabályozni  $P_b = 0,1 P_d$ , vagyis megfelel egy oly típus, amely normális, nem takarékkapesolásban az átmenő, szabályozott teljesítménynek csak 1/10-ét teljesíti.

Az indukciós szabályozó *egyfázisú* üzemre is készíthető. Ilyenkor a tekercselési tér jobb kihasználása érdekében a primer és a szekunder tekercselést csak a forgó-, illetve állórész hornyainak 2/3-ában helyezzük el. Így a tekercselési tényező  $\xi = 0,828$ , különben az összes hornyok kihasználása esetén 0,63 volna [l. III. kötet 82. old.]. A szabályozó kapcsolási vázlatát takarékkapcsolásban a 9. ábra, a tekercselés elhelyezését a 10a ábra mutatja. Ebben az egyszerűbb rajz érdekében a primer és a szekunder tekercselés pólusonként csak 1 hornyot foglal el.

A szekunder tekercselésben indukált  $U_2$  feszültség a rotor elfordulási szögével változik, a szekunder tekercsrendszerrel kapcsolódó fluxus ugyanis  $\Phi_a = \Phi_m \cos \alpha$ , ha az  $\alpha = 0$  állásban  $\Phi_m$  a fluxus legnagyobb értéke (10b ábra). A 10a ábra kapcsolási vázlatá szerint az elfordulási szögtől függően  $U_2$  hozzáadódik  $U_1$ -hez, illetve abból levonódik, ha  $|\alpha| > 90^\circ$ .  $U_2$  fázisban vagy ellenfázisban van  $U_1$ -hez viszonyítva, ezért  $U_{sz}$  a szabályozott feszültség folyamatosan változtatható  $U_1 + U_{2max}$ , illetve  $U_1 - U_{2max}$  között, amint ez a 11. vektorábrákon látható.

A 9. és 10a vázlatokban  $K$  rövidrezárt kompenzáló tekercselést jelent, amely azért szükséges, hogy a szekunder tekercseléssel nem kapcsolódó fluxuskomponens kifejlődését megakadályozza. Ez a *keresztirányú fluxus* nagy szórási reaktanciát okozza. A kompenzáló tekercselés elhelyezésére a forgó- vagy állórész eddig üresen hagyott 1/3-át szokták használni.

## II. A forgó aszinkron gép

Terheljünk meg egy indukciós szabályozót, melyben a primer és a szekunder tekercselések egymástól villamosan el vannak választva, a szekunder oldalon  $Z_t$  impedanciával. A szekunder részben — rendszerint a forgórészben — indukált  $U_{e2}$  feszültség  $I_2$  áramot idéz elő, és ezáltal nyomaték jön létre. A forgó mágneses tér, amint előbb láttuk, a forgórész magával akarja vinni, és ez be is következik, ha a fékező nyomaték kisebb, mint az, amely a forgó mágneses tér és az  $I_2$  áram hatására létrejön. A forgórész fordulatszámának növekedtével azonban általában elér egy maximális értéket, azután csökken és egyensúlyi állapot ott fog beállni, ahol a motor nyomatéka egyenlő a külső fékező nyomatékkal. Egyelőre csak annyit állapíthatunk meg, hogy a forgórész nem érheti el a szinkron fordulatszámot, mert ebben az esetben nem indukálódik a forgórészben feszültség, így áram és nyomaték sem jöhet létre.

Ha  $n_1$  a forgótér fordulatszáma (szinkron fordulatszám) és  $n$  a gép valóságos fordulatszáma,  $n_2 = n_1 - n$  a forgórész fordulatszám-elmaradása, amelynek a szinkron fordulatszámhoz viszonyított értékét *szlip*-nek szokás nevezni

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{n_2}{n_1}. \quad (4)$$

A forgótér  $\Omega$  szögsebességgel forog, és 1 periódus  $T$  ideje alatt  $2\pi_p$  pólusosztással halad előre [l. III. kötet 36. old.]. Tehát ha  $p = 1$ , ezalatt 1 fordulatot tesz. Általában,

ha  $f_1$  a forgóteret létesítő primer áram periódusszáma az időegységen, és  $p$  a póluspárok száma

$$n_1 = f_1/p. \quad (5)$$

A rotorban indukált feszültség periódusszáma a forgótérhez viszonyított  $n_2$  fordulatszámmal arányos:  $f_2 = n_2 p$  és

$$n_2 = f_2/p. \quad (6)$$

Ezzel

$$s = n_2/n_1 = f_2/f_1 \quad (7)$$

és

$$f_2 = s f_1. \quad (8)$$

Normális üzemben  $s$  néhány % értékű és (7) szerint  $f_2$  mérésével is megállapítható. Ha árammérőt iktatunk a forgórész tekercselésébe, az ampermérő lengésszámát  $f_2$  kis értékeinél le lehet olvasni. Ha pl.

$$f_2 = 2 \text{ s}^{-1} \quad \text{és} \quad f_1 = 50 \text{ s}^{-1}, \quad s = 2/50 = 0,04.$$

A forgórészben folyó áram is forgó mágneses teret hoz létre, és ennek fordulatszáma a rotorhoz viszonyítva  $n_2 = f_2/p$ , mivel pedig éppen ennyivel marad el a rotor az állórész forgótere mögött, a rotor forgótere pontosan *ugyanazzal* a sebességgel forog, mint az állórészé. Így válik lehetővé a forgórész visszahatása az állórészre és a terhelés átadása a primer és a szekunder rész között éppúgy, mint a transzformátoránál.

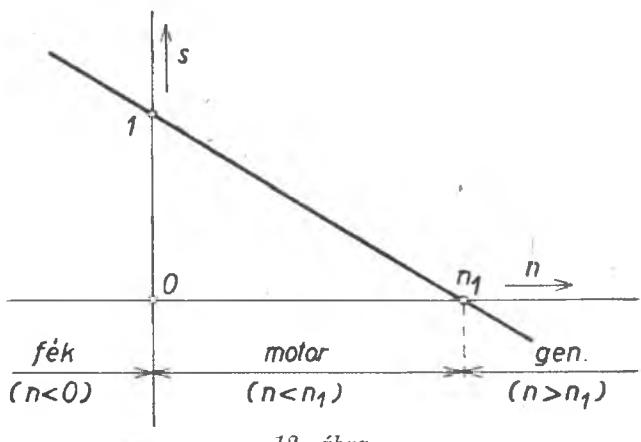
Terhelés nélkül a motor állórésze felveszi az  $U_1$  hálózati feszültségnek megfelelő  $I_0 \approx I_g$  gerjesztő áramot. A szekunder  $I_2$  terhelő áram megváltoztatná a gerjesztést, de mivel a primer feszültség állandó, ehhez pedig a primer oldalon fellépő feszültségesés miatt csak valamivel kisebb gerjesztő áram tartozik, mint üresjárásban, a primer áramnak annyira kell nőnie, hogy  $I_1 + I'_2 = I_g \approx I_0$  legyen.  $I'_2$  a primerre redukált szekunder áram, amely  $I_2$ -vel volna egyenlő, ha a primer és a szekunder oldalaknak azonos menetszáma és szerkezete volna, vagyis ha a két oldalon ugyanakkora áram ugyanazt a gerjesztést idézné elő. Itt  $I'_2 = I_2/a$ , amint azt a (2) egyenlettel  $m_1 = m_2$  esetére már kifejeztük.

### III. A szlip jelentősége

Az  $s = f(n)$  függvényt a 12. ábra egyenese mutatja.

a)  $0 < s < 1$  a motorüzemnek megfelelő szlip határok.  $s = 0$ -nál  $n = n_1$ , a gép a szinkron fordulattal teljesen üresen jár, amit csak külső mechanikai nyomaték hozzáadásával érhetünk el.  $s = 1$  az álló állapotnak felel meg.

b)  $s < 0$  vagyis negatív szlip azt jelenti, hogy  $n > n_1$ , és a rotor gyorsabban forog, mint a forgótér. Ezáltal a rotorban indukált feszültség iránya megfordul, mert a rotor



12. ábra

A szlip mint a fordulatszám függvénye

vezetői ellenkező irányban metszik a forgótér erővonalait. Eltekintve a forgórész szórási reaktanciájától, az áram és a nyomaték is ellentétes, a gép hajtására mechanikai munka kell, és a gép mint *generátor* működik.

c)  $s > 1$  azt jelenti, hogy a forgórészt a forgótérrrel ellentétes irányban hajtjuk. A gép mechanikai és villamos energiát vesz fel, de munkát nem végez. A gép tehát mint *fék* működik.

#### IV. Helyettesítő vázlat

Az asszinkron gép *egyik fázisát* — éppúgy, mint a transzformátorral tettük — egy tetszőleges üzemi állapotban a 13. ábra kapcsolási vázlatával helyettesíthetjük.  $U_{e1}$  és  $U_{e2}$  a fófluxus által indukált feszültségek,  $R_1$  és  $R_2$  a primer, illetve szekunder oldal ellenállásai,  $X_{s1}$  és  $X_{s2}$  pedig a szórási fluxusokból eredő reaktanciák.

A primer oldalra érvényes a következő feszültségegyenlet

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_{e1} + \bar{I}_1 (R_1 + j X_{s1}). \quad (9)$$

A szekunder oldal kapcsai rendes üzemben rövidre vannak zárva, és  $U_2 = 0$ , úgyhogy a szekunder oldalra a feszültségegyenlet *álló* állapotban

$$0 = \bar{U}_{e2} + \bar{I}_2 (R_2 + j X_{s2}). \quad (10)$$

Ha a gép  $s$  szlippel jár, a rotorban  $f_2 = s f_1$  periódusú  $s U_{e2}$  feszültség indukálódik,  $X_{s2}$ -t pedig szintén  $s$ -sel kell szorozni, ha  $X_{s2}$  a primer  $f_1$  periódusszámra érvényes érték, úgyhogy a szekunder oldal feszültségegyenlete

$$0 = s \bar{U}_{e2} + \bar{I}_2 (R_2 + j s X_{s2}). \quad (11)$$

A szekunder mennyiségeket a primer oldalra *redukálva*, és ezeket, mint eddig, vesszővel jelölve, a szekunder oldalon

$$0 = s \bar{U}'_{e2} + \bar{I}'_2 (R'_2 + j s X'_{s2}). \quad (12)$$

A redukálás azt jelenti, hogy az adott rotort egy oly rotornal helyettesítjük, melynek menetszáma, tekercselési tényezője és tekercselési szerkezete azonos az állórészével.

Az impedanciák redukálása — hasonlóan, mint a transzformátorral — úgy történik, hogy  $R_2$ -t, illetve  $X_{s2}$ -t  $a^2$ -tel szorozzuk, feltéve, hogy  $m_1 = m_2$ . Ha ez a feltétel nem áll fenn, még  $m_1/m_2$ -vel is szorozni kell (l. IX. fejezet). Tehát ilyenkor

$$R'_2 = R_2 a^2 m_1/m_2 \quad (13)$$

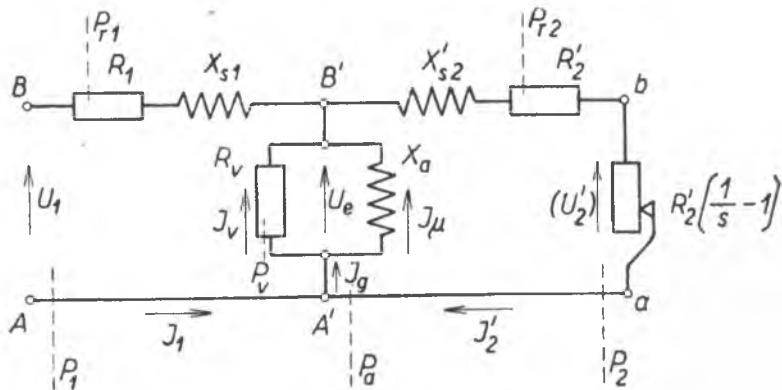
és

$$X'_{s2} = X_{s2} a^2 m_1/m_2. \quad (14)$$

A (12) egyenlet minden tagját  $s$ -sel osztva, a *szekunder oldal* feszültségegyenlete

$$0 = \bar{U}'_{e2} + \bar{I}'_2 \left( \frac{R'_2}{s} + j X'_{s2} \right). \quad (15)$$

Minthogy a redukálás következtében  $\bar{U}'_{e2} = \bar{U}_{e1} = \bar{U}_e$  — ismét úgy, mint a transzformátorral — a gép egy *villamosan összefüggő*, a 14. ábrán látható *négypólus-*



14. ábra

Aszinkron gép helyettesítő kapcsolási vázlata a primer oldalra vonatkoztatott szekunder mennyiségekkel, bejelölt teljesítményekkel és a mechanikai terhelést helyettesítő ellenállással

sal helyettesíthető, amelyre a *primer oldali* feszültségegyenlet (9) szerint

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_e + \bar{I}_1 (R_1 + j X_{s1}). \quad (9')$$

A *szekunder oldali* (15) egyenlet pedig

$$0 = \bar{U}_e + \bar{I}'_2 \left( \frac{R'_2}{s} + j X'_{s2} \right). \quad (15')$$

Ez az egyenlet így is írható :

$$0 = U_e + I'_2 (R'_2 + j X'_{s2}) + I'_2 R'_t, \quad (16)$$

ha

$$R'_t = R'_2 \left( \frac{1}{s} - 1 \right) \quad (17)$$

és

$$-R'_t \bar{I}'_2 = (\bar{U}'_2) = \bar{U}_e + \bar{I}'_2 (R'_2 + j X'_{s2}). \quad (18)$$

Tehát a 14. ábra helyettesítő négypólusának bal oldalára a (9), jobb oldalára a (18) egyenlet érvényes.

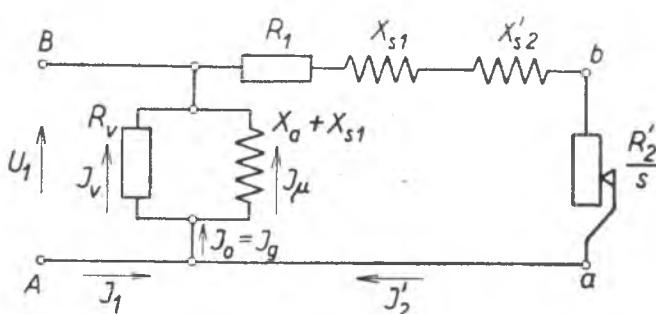
$R_v$  az állórész *vasveszeségét*,  $X_a$  pedig a két rendszerrel kapcsolódó *főfluxus reaktanciáját* jelképezi.

A helyettesítő vázlatból láthatóan a motor *mechanikai terhelését* a szliptől függő  $R'_t$  ellenállással helyettesítettük, úgyhogy az  $a-b$  kapcsokon egy képzelt  $(\bar{U}'_2)$  feszültség lép fel.

Az  $R'_t$  ellenállás és a *szlip* jellemző értékei között a következő összefüggések állnak fenn.

a) Ha  $0 < s < 1$ , a gép mint motor működik, és úgy viselkedik, mintha az  $R'_2$  ellenállás  $R'_2/s$  értékre növekedett volna. A növekedés éppen  $R'_t = R'_2 \left( \frac{1}{s} - 1 \right)$  és pozitív előjelű.

b) Ha  $s = 0$ ,  $R'_t = R'_2 \left( \frac{1}{s} - 1 \right) = \infty$  és  $I'_2 = 0$ . Az áramkör ilyenkor az  $a-b$  kapcsok között meg van szakítva, és a gép üresen (szinkronizmusban) jár.  
 c) Ha  $s = 1$ ,  $R'_t = 0$ , az áramkör rövidre van zárva, és a gép áll.  
 d) Ha  $s < 0$ ,  $R' < 0$ , tehát negatív előjelű és a gép mint generátor dolgozik.



15. ábra

A helyettesítő kapcsolási vázlat egyszerűsített alakja

A levezetett pontos helyettesítő vázlaton kívül ennek egy egyszerűsített alakját is használjuk, melynél az áthidaló ágat a kapocsfeszültségre kötjük, amint az a 15. ábrán látható. Ez a legtöbb esetben — legalább a normális üzemviszonyok között — az áramok, teljesítmények stb. szempontjából a valóságot kielégítőn közelíti meg, a feladatok megoldása pedig — mint látni fogjuk — sokkal egyszerűbb, és az eredmények is áttekinthetőbbek. Ha az áthidaló ágban  $X_a$ -t még  $X_{s1}$ -gyel megnöveljük, a mágnesező áram által a primer tekercselésben üresjárás kor előidézett feszültségesést is figyelembe vettük.

A helyettesítő vázlatot még tovább egyszerűsíthetjük úgy, hogy  $R_1$ -et  $R_2/s$  mellett elhanyagoljuk. A névleges üzemnek megfelelő kis szlip értékeknél ez sokszor megengedhető [7, 24].

## V. Vektorábrák

Ezek után az áramok és feszültségek vektorábráját is megrajzolhatjuk. Motorüzemnek a 16a ábra felel meg. Kiindulunk pl. a főfluxus előidézésére szükséges  $\bar{I}_g$  gerjesztő áramból, amelyet az  $\bar{I}_1$  primer és az  $\bar{I}'_2$  szekunder áramok együttesen hoznak létre.  $\bar{I}'_2$  vektora a II.,  $\bar{I}_1$ -é a IV. síknegyedben fekszik. A fluxus meghatározza az  $\bar{U}_e$  indukált feszültséget, amelyhez hozzáadva a primer  $\bar{U}_{r1} = R_1 \bar{I}_1$  és  $\bar{U}_{s1} = j X_{s1} \bar{I}_1$  komponenseket, az  $\bar{U}_1$  kapocsfeszültséget kapjuk, ha pedig a szekunder  $\bar{U}'_{r2} = R'_2 \bar{I}'_2$  és  $\bar{U}'_{s2} = j X'_{s2} \bar{I}'_2$  részfeszültségeket adjuk  $\bar{U}_e$ -hez, a képzelt  $(\bar{U}'_2)$  feszültség lesz az eredő. Ha a gép generátor,  $\bar{I}_1$  a III.,  $\bar{I}'_2$  pedig a I. síknegyedben fekszik. A síknegyedeket minden  $\bar{U}_e$ -től számítjuk. A generátor vektorábráját a 16b diagram mutatja.

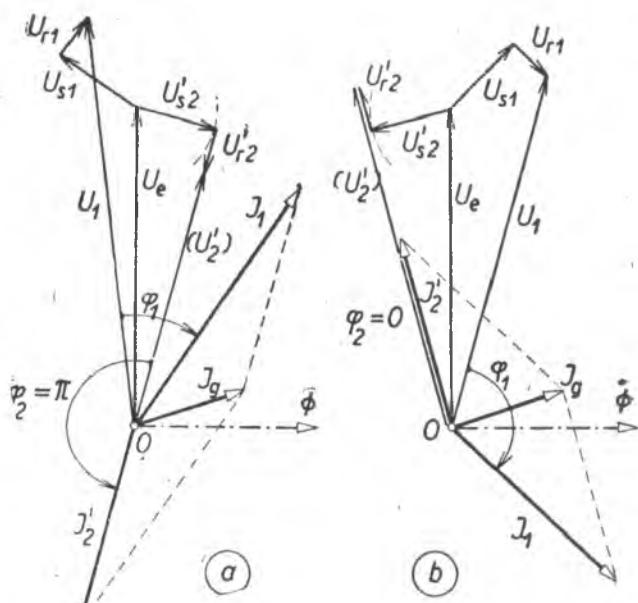
e)  $s = \pm \infty$  és  $R'_t = -R'_2$  gyakorlatilag meg nem valósítható eset, amikor a teljes szekunder kör ellenállása nullával egyenlő, illetve a szekunder kör impedanciája tisztán induktív.

Ezek szerint tehát, az utolsó esettől és a forgással összefüggő veszteségektől (rotorveszteség, súrlódási, pulzációs stb. veszteségek) eltekintve,  $R_t$  megfelelő választásával az álló gépben is minden üzemi állapot utánozható.

$\overline{U_{r2}}$  minden fázisban van  $\overline{I'_2}$ -vel, míg  $(\overline{U'_2})$  ellenfázisban vagy fázisban van  $\overline{I'_2}$ -vel az szerint, hogy a gép mint motor vagy mint generátor dolgozik. Ezek a fázisviszonyok megfelelnek annak, hogy az első esetben az áramkör  $a-b$  kapcsain villamos teljesítményt lead, a másikban pedig felvesz. Motorüzemben  $\varphi_2 = \pi$ , generátorüzemben  $\varphi_2 = 0$ .

A vektorábra szerkesztésekor ( $\overline{U'_2}$ ) és  $\overline{I'_2}$  fázishelyzetét úgy állapítjuk meg, hogy  $\overline{U_e}$  végpontjából  $\overline{U'_2}$  sugarú kört rajzolunk. Az  $O$  pontból húzott érintő adja a keresett irányt.

Az ábrákból látható, hogy az  $A-B$  kapcsokon mérhető  $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$  hálózati teljesítmény motorüzemben — a felvett pozitív irányok esetén — pozitív, generátorüzemben negatív előjelű, az  $a-b$  kapcsokon mérhető  $P_2 = (U'_2) I'_2 \cos \varphi_2$  teljesítmény pedig — amely a mechanikai teljesítménynek felel meg — minden esetben ellenkező előjelű, mint  $P_1$  [3, 82].



16. ábra.  
A szinkron gép vektorábrái: a) motorüzem, b) generátorüzem esetén

## VI. Teljesítmények és veszteségek

a) A  $P_1$  hálózati teljesítmény az  $A-B$  kapcsok között mérhető (14. ábra).

b) Ha motorüzem esetén  $P_1$ -ból levonjuk a primer oldal veszteségeit, amelyek  $R_1$ -ben és  $R_v$ -ben keletkeznek, a maradék a rotorra átvitt  $P_a$ , ún. légrésteljesítmény. A szekunder oldal mennyiségeivel kifejezve:

$$P_a = m_1 I'^2 R'_2 / s = m_1 I'^2 (R'_2 + R'_t) = m_1 U_e I'_2 \cos \psi_{2s}, \quad (19)$$

ha  $m_1$  a gép primer fázisszáma,  $\cos \psi_{2s}$  a szekunder oldal teljesítménytényezője  $s$  szlipnél.  $P_a = 0$ , ha  $R_t = -R_2$ , tehát ha  $s = \pm\infty$ , vagy ha  $I_2 = 0$ , ami a IV. fejezet b) pontja szerint akkor következik be, ha  $s = 0$ , tehát szinkronizmusban.

c) A rotorban fellépő tekercselési veszteség

$$P_{r2} = m_1 I'^2 R'_2 = s P_a. \quad (20)$$

Az első kifejezés a helyettesítő vázlatból közvetlenül leolvasható, a második a (19) egyenletből következik.

d) Az  $a-b$  kapcsokon fellépő mechanikai teljesítmény

$$P_2 = P_a - P_{r2} = P_a (1 - s). \quad (21)$$

A  $P_2/P_a$  viszonyszám a rotor hatásfoka

$$\eta_r = 1 - s. \quad (22)$$

Ha pl. a szlip  $s = 0,04$ ,  $\eta_r = 1 - 0,04 = 0,96$ .

A rotor vasveszteségei, minthogy rendes üzemben  $f_2 = s f_1$  igen kicsi, elhanyagolhatók.

$P_2$  még nem a hasznosítható teljesítmény. Ebből még le kell vonni a *súrlódási (szellőzési)*, a *vasfelületi* és az ún. *fogpulzációból* eredő veszteségeket (l. XIII. fejezet). Utóbbiakat a periódusszámok különbözősége miatt mechanikai úton a rotornak kell fedeznie.

Az említett teljesítmények és veszteségek fellépési helyét a 14. ábrában is megjelöltük.

## VII. Nyomaték, áram, szlip

### 1. Pontos eljárás (a 14. ábra vázlata alapján)

A nyomaték a leadott  $P_2$  teljesítmény és a forgórész  $\Omega$  szögsebességének viszonya

$$M = P_2/\Omega = P_2/2\pi n, \quad (23)$$

és minthogy (21) szerint  $P_2 = P_a(1-s)$  és (4) szerint  $n = n_1(1-s)$ , a nyomaték

$$M = \frac{P_a(1-s)}{2\pi n_1(1-s)} = \frac{P_a}{2\pi n_1} \quad (24)$$

alakban is írható.

Ez a kifejezés azonos lesz a szinkron gépeknél használt

$$M = \frac{U_e I}{\Omega} \cos \varphi_e$$

[l. III. kötet, (211)] egyenlettel, ha abban  $I$  helyett itt az áthidaló ág miatt szükséges megkülönböztetés céljából  $I_2$ -t,  $\varphi_e$  helyett pedig a szekunder körre  $\psi_{2s}$ -t írunk.  $M$ -et vagy a vele arányos  $P_a$ -t hasonló módon, mint a szinkron gépeknél tettük, a *Biot-Savart-törvény* alapján is levezethetjük. A pólusrendszernek itt a forgó mágneses tér, az  $I$  áramnak a szekunder  $I_2$  áram felel meg.

A szokásos egységekkel

$$M = \frac{P_a/\text{VA}}{2\pi n_1/\text{s}^{-1}} \text{Nm} = \frac{P_a/\text{VA}}{2\pi n_1/(60\text{ s})^{-1}} 60 \text{ Nm},$$

vagy mivel  $1 \text{ N} = 0,102 \text{ kg}$

$$M = \frac{P_a/\text{VA}}{2\pi n_1/(60\text{ s})^{-1}} 60 \cdot 0,102 \text{ mkg} = 0,975 \frac{P_a/\text{VA}}{n_1/(60\text{ s})^{-1}} \text{ mkg},$$

és mert (23) és (24) szerint  $P_a/n_1 = P_2/n$

$$M = 0,975 \frac{P_2/\text{VA}}{n/(60\text{ s})^{-1}} \text{ mkg}. \quad (25)$$

A  $P_a(s)$  függvény a gép üzemi tulajdonságainak megismerése szempontjából fontos. Ha  $\psi_{2s}$  a fáziseltolási szög  $U_e$  és  $I'_2$  között  $s$  szlipnél, (19) szerint

$$P_a = m_1 U_e I'_2 \cos \psi_{2s},$$

másrészt

$$I'_2 = \frac{s U_e}{\sqrt{R'^2 + s^2 X'^2}} \quad (26)$$

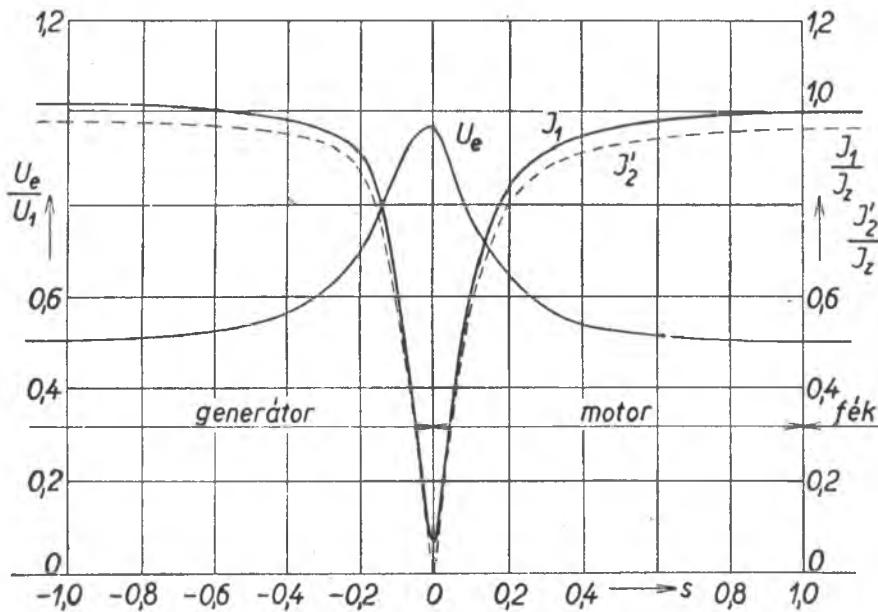
és

$$\cos \psi_{2s} = \frac{R'_2}{\sqrt{R'^2 + s^2 X'^2}}$$

úgy, hogy

$$P_a = m_1 U_e^2 \frac{s R'_2}{R'^2 + s^2 X'^2}. \quad (27)$$

A feladat ezzel még nem tekinthető megoldottnak, mert  $U_e$  is  $s$  függvénye és szimmetrikus helyettesítő vázlat esetén,  $s = 1$ -nél motorüzemben a 17. ábra szerint



17. ábra

Az indukált feszültség, a primer és a szekunder áram viszonylagos értékeinek változása a szlip függvényében közepes teljesítményű gép esetére

az állandó kapocsfeszültség felére csökken.  $P_a$ -t ezért az állandó  $U_1$ -re vonatkoztatjuk.

Az állórész impedanciája a 14. ábra helyettesítő vázlata szerint

$$\bar{Z}_1 = R_1 + j X_{s1},$$

a forgórészé

$$\bar{Z}'_2 = R'_2/s + j X'_{s2}.$$

Az áthidaló ág admittanciája

$$\bar{Y}_a = \frac{1}{R_v} - \frac{j}{X_a} = G_a - j B_a.$$

A forgórészben folyó áram

$$\bar{I}'_2 = -\bar{U}_e / \bar{Z}'_2, \quad (28)$$

a gerjesztő áram

$$\bar{I}_g = \bar{U}_e \bar{Y}_a.$$

A primer oldalon a kettő geometriai különbsége folyik, úgyhogy

$$\bar{I}_1 = \bar{U}_e \left( \frac{1}{\bar{Z}'_2} + \bar{Y}_a \right) = -\bar{I}'_2 (1 + \bar{Y}_a \bar{Z}'_2) \quad (29)$$

és a kapocsfeszültség

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_e + (\bar{I}_1 \bar{Z}_1) = \bar{U}_e [1 + (\bar{Z}_1/\bar{Z}'_2) + \bar{Z}_1 \bar{Y}_a].$$

$\bar{Z}_1 \bar{Y}_a$  komplex szám abszolút értéke és fázisszöge igen kicsi.

Ezért  $(1 + \bar{Z}_1 \bar{Y}_a) = \bar{C}_1 \approx C_1$  közel áll az egységhez és

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_e [C_1 + (\bar{Z}_1/\bar{Z}'_2)],$$

ebből

$$\bar{U}_e = \bar{U}_1 \frac{1}{C_1 + (\bar{Z}_1/\bar{Z}'_2)} = \bar{U}_1 \frac{\bar{Z}'_2}{\bar{Z}_1 + C_1 \bar{Z}'_2}, \quad (30)$$

Behelyettesítve az impedanciák előbbi értékeit

$$\bar{U}_e = \bar{U}_1 \frac{(R'_2/s) + j X'_{s2}}{(R_1 + j X_{s1}) + C_1 [(R'_2/s) + j X'_{s2}]},$$

$\bar{U}_e$  abszolút értéke

$$U_e = U_1 \sqrt{\frac{(R'_2/s)^2 + X'^2_{s2}}{[R_1 + C_1 (R'_2/s)]^2 + (X_{s1} + C_1 X'_{s2})^2}}.$$

A rotoráram (28) kifejezésébe  $U_e$  (30) értékét behelyettesítve

$$\bar{I}'_2 = \frac{-\bar{U}_e}{\bar{Z}'_2} = \frac{-\bar{U}_1}{\bar{Z}_1 + C_1 \bar{Z}'_2} = \frac{-\bar{U}_1}{(R_1 + j X_{e1}) + C_1 [(R'_2/s) + j X'_{s2}]}$$

és abszolút értéke

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{[R_1 + C_1 (R'_2/s)]^2 + (X_{s1} + C_1 X'_{s2})^2}}.$$

Behelyettesítve ezt az értéket  $P_a$  (19) egyenletébe

$$P_a = m_1 I'^2 R'_2/s = \frac{m_1 U_1'^2 (R'_2/s)}{[R_1 + C_1 (R'_2/s)]^2 + (X_{s1} + C_1 X'_{s2})^2}. \quad (31)$$

Az  $I_1(s)$  és  $I'_2(s)$  függvények lefolyását a 17. ábra mutatja.

A  $P_a(s)$  függvénynek maximuma van, éspedig annál a szlipnél, amely a  $dP_a/ds = 0$  egyenletnek tesz eleget. Ez a billenő szlip, illetve billenő nyomaték. Ha ennél nagyobb nyomatékkal terheljük a gépet, az üzem labilis lesz és a motor megáll, a generátor pedig megszalad.

Elvégezve a (31) egyenlet differenciálását  $s$  szerint, a billenő szlipre a következő kifejezést kapjuk

$$s_b = \pm \frac{C_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + C_1 X'_{s2})^2}} \approx \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + X'_{s2})^2}} \quad (32)$$

és

$$P_{a \max} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 C_1 \sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + C_1 X_{s2}')^2} \pm R_1} \approx \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 [\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + X_{s2}')^2} \pm R_1]} \quad (33)$$

$P_{a \max}$ , illetve a billenő nyomaték kifejezésében  $R'_2$  nem fordul elő, ez tehát a szekunder ellenállástól független.  $s_b$  viszont  $R'_2$ -vel arányos.

A (33) egyenletben  $R_1$ -et + előjellel kell behelyettesíteni, ha motorüzemről és - előjellel, ha generátorüzemről van szó.  $R_1$  hatására a billenő nyomaték generátorüzemben nagyobb, mint motorüzemben, és  $R_1$ -et elhanyagolva a két érték egyenlő. A billenő szlip abszolút értéke minden esetben ugyanakkora.

A IV. fejezetben is láttuk, hogy a helyettesítő vázlat áram- és feszültségviszonyai nem változnak, ha  $R'_2/s$  állandó. Ezért ugyanazt a nyomatéket érjük el egy  $R'_2$  beiktatott külső ellenállással  $s_x$  szlipnél, ha

$$\frac{R'_2 + R'_t}{s_x} = \frac{R'_2}{s}. \quad (34)$$

Az összefüggés a nem redukált értékekre is érvényes.

Ha pl.  $P_{a \max}$  normális üzemben, amikor  $R_t = 0$ ,  $s_b$  szlipnél lép fel, ezt egy tetszőleges  $s_x$ -nél is elérhetjük, ha

$$\frac{R_2}{s_b} = \frac{R_2 + R_t}{s_x}$$

tehát, pl. indításkor, amikor  $s_x = 1$

$$R_t = R_2 \left( \frac{1}{s_b} - 1 \right)$$

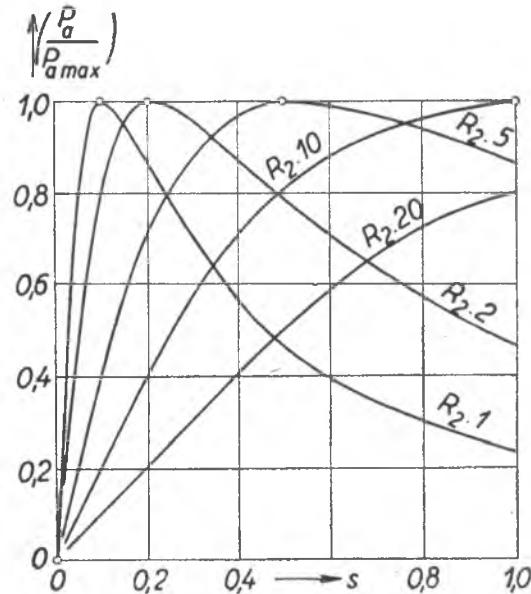
külső ellenállással kell a forgórész ellenállását megnövelni.

Az 1. számpélda szerint a legnagyobb nyomaték  $s_b = 0,112$ -nél lép fel és  $R_2 = 0,0162 \Omega$ . Az indító nyomaték maximális lesz, ha

$$R_t = 0,0162 \left( \frac{1}{0,112} - 1 \right) \Omega = 0,0162 \cdot 7,95 \Omega,$$

vagyis a forgórész belső ellenállását annak 7,95-szörösére kell emelni.

Ugyanez áll minden más nyomatékértékre is, ezért ha megvan az  $M(s)$ , ill.  $P_a(s)$  függvény  $R_t = 0$  esetére, minden más  $R_t$  értékre a nyomaték kiszámítható. Az eredményt a 18. ábra mutatja. Ha a névleges üzemnek — amikor  $R_t = 0$  —  $s$  szlip felel meg, ugyanez a nyomaték  $x$ -szeres szlipnél lép fel, ha a rotorkör ellenállását annak  $x$ -szeresére növeljük.



18. ábra

A nyomaték (légrésteljesítmény) viszonylagos értéke a szlip függvényében, ha a szekunder kör  $R_2$  ellenállását megnöveljük



## 2. Közelítő eljárások

Ha a 15. ábrának megfelelő egyszerűsített helyettesítő vázlatot használjuk, és a primer ellenállást is elhanyagoljuk, (31)-ből, ha  $C_1 \approx 1$  és ha  $X_{s1} + X'_{s2}$  helyett rövidebben  $X_s$ -et írunk

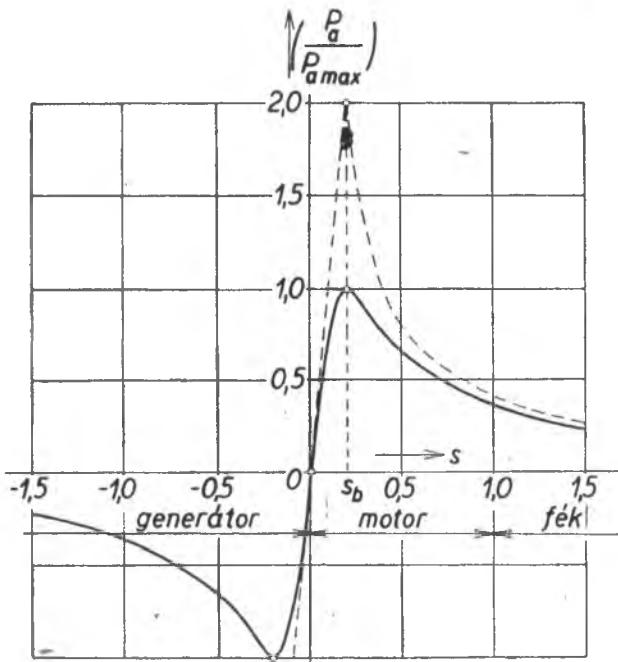
$$P_a = \frac{m_1 U_1^2 s R'_2}{R'^2_2 + s^2 X_s^2}, \quad (35)$$

(32)-ből

$$s_b \approx \pm \frac{R'_2}{X_{s1} + X'_{s2}} = \pm \frac{R'_2}{X_s}, \quad (36)$$

és (33)-ből

$$P_{a\max} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2(X_{s1} + X'_{s2})} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 X_s}. \quad (37)$$



19. ábra

A nyomaték (légrésteljesítmény) viszonylagos értéke a szlip függvényében a 15. ábra egyszerűsített vázalata alapján, ha  $R_1$ -et elhanyagoljuk

A (36) és (37) egyszerűsített kifejezéseire rövidebb úton is juthatunk, ha felhasználjuk azt az ismert tételelt, hogy egy induktivitás és egy változó ellenállás sorbakötésből álló áramkör akkor veszi fel a legnagyobb teljesítményt, ha a reaktancia és az ellenállás egyenlő értékű, vagyis ha

$$X_{s1} + X'_{s2} = X_s = R'_2/s$$

és

$$s_b = \pm R'_2/X_s.$$

Ilyenkor a (37) egyenlettel egyezően

$$P_{a\max} = \pm m_1 \bar{U}_1^2 / 2 X_s.$$

A (33) egyenlet segítségével megállapíthatjuk, hogy  $P_{a\max}$  generátorüzemben hányszor nagyobb, mint motorüzemben.  $C_1$ -et 1-nek véve közelítően

$$\frac{P_{a\max(\text{gen})}}{P_{a\max(\text{mot})}} = - \frac{\sqrt{R_1^2 + X_s^2} + R_1}{\sqrt{R_1^2 + X_s^2} - R_1} \approx - \frac{X_s + R_1}{X_s - R_1}. \quad (38)$$

A kifejezés használható értéket ad, amíg  $R_1$  jóval kisebb, mint  $X_s$ . Ha pl.  $X_s = 6 R_1$ , a viszony  $7/5 = 1.4$ , tehát a generátorüzemben a gép billenő nyomatéka 40%-kal nagyobb, mint motorüzemben (l. az 1. számpéldát is).

Az egyszerűsített vázlatból  $R_1$  elhanyagolásával vezetett (35) és (37) egyenletek alapján felírható  $P_a/P_{a\max}$  viszonyt  $s$  függvényében a 19. ábra mutatja.

$s = 0$  környékén a függvény egy *egyenessel* helyettesíthető, a (35) egyenletben ugyanis az  $s^2$ -tel szorzott tagot elhanyagolhatjuk és

$$P_a \approx \frac{m_1 U_1^2 s}{R'_2}, \quad (39)$$

vagyis kis terhelésekknél a nyomaték  $s$ -sel arányos. A névleges terhelésig a fordulatszám-változás rendszerint  $< 5\%$ , az aszinkron motor tehát fordulatszámtartó, mint az egyenáramú párhuzamos gerjesztésű gép.

Ha az arányosság  $s_b$ -nél is fennállna, és (36) szerint

$$s_b = \pm R'_2/X_s$$

értékét (39)-ba helyettesítjük,

$$P_a = \pm m_1 \frac{U_1^2 R'_2}{R'_2 X_s} = \pm m_1 \frac{U_1^2}{X_s} \quad (40)$$

lenne, tehát éppen kétszer annyi, mint a (37) szerint a valóságban fellépő

$$P_{a \max} = \pm m_1 \frac{U_1^2}{2X_s}. \quad (41)$$

Hasonlóan  $s$  nagy értékeinél, de már  $s = 1$  környékén is, ha  $P_a$  (35) kifejezését így írjuk :

$$P_a = \frac{m_1 U_1^2 (R'_2/s)}{(R'_2/s)^2 + X_s^2}$$

és  $(R'_2/s)^2$ -et elhanyagoljuk:

$$P_a = \frac{m_1 U_1^2 R'_2}{s X_s^2}, \quad (42)$$

tehát a nyomaték a szlippel fordítva arányos és a  $P_a(s)$  függvény *hiperbolá*.

Ismét

$$s_b = \pm R'_2/X_s$$
-sel

most

$$P_a = \pm \frac{m_1 U_1^2 R'_2}{(R'_2/X_s) X_s^2} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{X_s}, \quad (43)$$

tehát most is kétszer akkora, mint a valóságos  $P_{a \max}$ . Az előbbi egyenes és a hiperbola  $s_b$ -nél metszik egymást, ahol  $2 P_{a \max}$  értéket érnék el, amint az a 19. ábrán látható.

$M_b/M$ -re, vagyis a motor *túlterhelhetőségére* (35) és (37)-ből a következő közelítően érvényes kifejezést írhatjuk fel: (35) szerint

$$P_a = \frac{m_1 U_1^2 s R'_2}{R'^2 + s^2 X_s^2}$$

és (37) szerint

$$P_{a \max} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 X_s}.$$

Tehát

$$\frac{P_{a\max}}{P_a} = \frac{M_b}{M} = \frac{U_1^2}{2X_s} \cdot \frac{R_2'^2 + s^2 X_s^2}{U_1^2 \cdot s R_2'} = \frac{1}{2} \frac{R_2'^2 + s^2 X_s^2}{X_s \cdot s R_2'},$$

amit így is írhatunk

$$\frac{M_b}{M} = \frac{1}{2} \left( \frac{R_2'}{s X_s} + \frac{s X_s}{R_2'} \right) = \frac{1}{2} \left( \frac{s_b}{s} + \frac{s}{s_b} \right), \quad (44)$$

mert (36) szerint  $R_2'/X_s = s_b$  és  $X_s/R_2' = 1/s_b$

Ha pl.  $s = 0,024$  és  $s_b = 0,112$  (l. az 1. számpéldát)

$$\frac{M_b}{M} = \frac{1}{2} \left( \frac{0,112}{0,024} + \frac{0,024}{0,112} \right) = 2,45.$$

### 1. Számpélda

A 14. ábra egy  $m_1 = 3$  fázisú,  $U = 3000/\sqrt{3} = 1732$  V fázisfeszültségű,  $P_n = 450$  lóerős (330 kW-os),  $2p = 4$  pólusú,  $f_1 = 50$  Hz periódusszámra készült motor egyik fázisának helyettesítő vázlata. Részben számított, részben becsült adatai a következők :

$R_1 = 0,43 \Omega$ ,  $R_2' = 0,55 \Omega$ , a mágnesező áram  $I_\mu = 21,0$  A, a vasveszeség (alap-veszeség)  $P_v = 3840$  W, a súrlódási és szellőzési veszeség hasonló gépeken végzett mérések alapján becsült értéke  $P_s = 4000$  W, a pulzácios és felületi veszeség közelítő értéke  $P_p + P_{of} = 3000$  W. A használt számítási módszer az álló és a forgórész szórási reaktanciáit egy összegben adja. Feltessük, hogy  $X_{s1} \approx X'_{s2} = 2,4 \Omega$ .

Az áthatoló ág ellenállását és reaktanciáját az üresjárási  $U_{e0}$ -ból számítjuk ki :

$$U_{e0} \approx U_1 - X_{s1} I_\mu = 1732 \text{ V} - 50,6 \text{ V} \approx 1681 \text{ V},$$

és ezzel, ha  $P_v$  az  $m_1$  fázisú motor vasveszesége

$$R_v = \frac{U_{e0}^2}{P_v/m_1} = \frac{1681^2}{3840/3} \Omega = 2200 \Omega,$$

továbbá

$$X_a = U_{e0}/I_\mu = \frac{1681}{21,0} \Omega = 81,0 \Omega.$$

Néhány, a számításokhoz szükséges jellemző állandó:

$$\bar{Z}_1 = R_1 + j X_{s1} = (0,43 + j 2,4) \Omega = 2,49 / + 80,07^\circ \Omega.$$

$$\bar{Y}_a = \frac{1}{R_v} - j \frac{1}{X_a} = (0,000455 - j 0,01228) \Omega^{-1} = 0,01228 / -87,88^\circ \Omega^{-1}.$$

$$\begin{aligned} \bar{C}_1 &= 1 + \bar{Z}_1 \bar{Y}_a = 1 + 0,0306 / -7,81^\circ = 1,0303 - j 0,0042 = 1,0303 / -0,2^\circ \approx 1,03. \\ \bar{U}_1 &= 1732 / 0^\circ \text{ V, vagyis a primer kapocsfeszültséget } \underline{\text{realisnak}} \text{ tekintjük.} \end{aligned}$$

Vegyük fel egy tetszőleges  $s$  szlipértéket, és állapítsuk meg a gépre jellemző áramokat, teljesítményeket, veszeségeket, valamint a felvett szlipnél és a billenő szlipnél fellépő nyomatékokat.

Legyen pl.  $s = 0,024$ , akkor

$$R_2'/s = (0,55/0,024) \Omega = 22,9 \Omega.$$

A redukált szekunder impedancia

$$\bar{Z}'_2 = R_2'/s + j X'_{s2} = (22,9 + j 2,4) \Omega = 23,03 / + 6,36^\circ \Omega,$$

$$\bar{C}_1 \bar{Z}'_2 \cong 1,03 \bar{Z}'_2 = (23,6 + j 2,52) \Omega = 23,72 / + 6,36^\circ \Omega.$$

A primer impedancia

$$\bar{Z}_1 = R_1 + j X_{s1} = (0,43 + j 2,4) \Omega,$$

továbbá

$$\bar{Z}_1 + \bar{C}_1 \bar{Z}'_2 = (0,43 + j 2,4 + 23,6 + j 2,52) \Omega = (24,03 + j 4,97) \Omega = 24,55 / +11,695^\circ \Omega$$

és

$$\bar{Z}'_2 / (\bar{Z}_1 + \bar{C}_1 \bar{Z}'_2) = 23,03 / +6,36^\circ / 24,55 / +11,695^\circ = 0,938 / -5,335^\circ \Omega.$$

Az indukált feszültség (30) szerint

$$\bar{U}_e = \bar{U}_1 \cdot \bar{Z}'_2 / (\bar{Z}_1 + \bar{C}_1 \bar{Z}'_2) = 1732 / 0^\circ \cdot 0,938 / -5,335^\circ V = 1625 / -5,335^\circ V.$$

A redukált szekunder áram (28) szerint

$$\bar{I}'_2 = -\bar{U}_e / \bar{Z}'_2 = -1625 / -5,335^\circ / 23,03 / +6,36^\circ A = -70,6 / -11,695^\circ A.$$

A légrésteljesítmény

$$\bar{P}_a = m_1 I'^2_2 R'_2 / s = 3 \cdot 70,6^2 \cdot 22,9 W = 342 kW.$$

A tekercselési veszteség a szekunder oldalon

$$\bar{P}_{r2} = m_1 I'^2_2 R'_2 = 3 \cdot 70,6^2 \cdot 0,55 W = 8220 W.$$

Hasznos teljesítmény

$$P_2 = P_a - (P_{r2} + P_s + P_p + P_{of}) = [342 - (8,22 + 4,0 + 3,0)] kW = 326,78 kW \dots [331 kW].$$

Nyomaték

$$M = 0,975 \frac{P_a}{n_1} = 0,975 \frac{342\,000}{1500} mkg = 222,3 mkg.$$

A primer áram kiszámításához szükségünk van még a következő adatokra:

$$\bar{Y}_a \bar{Z}'_2 = 0,01228 / -87,88^\circ \cdot 23,03 / +6,36^\circ = 0,283 / -81,52^\circ = 0,0419 - j 0,28$$

és

$$1 + \bar{Y}_a \bar{Z}'_2 = 1,0419 - j 0,28 = 1,079 / -15,03^\circ.$$

Ezzel a primer áram (29) szerint

$$\bar{I}_1 = \bar{I}'_2 (1 + \bar{Y}_a \bar{Z}'_2) = -(-70,6 / -11,695^\circ \cdot 1,079 / -15,03^\circ) A = 76,2 / -26,725^\circ A \dots [79,8 A].$$

A primer teljesítménytényező, minthogy  $U_1$ -et reálisnak vettük fel, a primer áram fázisszögének koszinuszával egyenlő, tehát

$$\cos \varphi_1 = \cos (-26,725^\circ) = 0,893 \dots [0,873],$$

és a primer teljesítmény

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3 \cdot 1732 \cdot 76,2 \cdot 0,893 W = 354,0 kW [360 kW].$$

A primer tekercselési veszteség

$$P_{r1} = m_1 I_1^2 R_1 = 3 \cdot 76,2^2 \cdot 0,43 W = 7600 W.$$

A hatásfok

$$\eta = P_2 / P_1 = 326,8 / 354 = 0,923 \dots [0,92].$$

A billenő szlip, amelynél a gép a legnagyobb légrésteljesítményt adja (32) szerint, ha  $C_1 \approx 1$

$$s_b = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + X'_{s2})^2}} = \pm \frac{0,55}{\sqrt{0,43^2 + 4,9^2}} = \pm 0,1115,$$

és akkor (33) szerint

$$\begin{aligned} P_{a\max} &= \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 C_1 [\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + C_1 X'_{s2})^2} \pm R_1]} = \\ &= \pm \frac{3 \cdot 1732^2 \text{ V}^2}{2 \cdot 1,03 [\sqrt{0,43^2 + 4,9^2} \pm 0,43] \Omega} = \\ &= +804 \text{ kW motorüzemben és} \\ &= -957 \text{ kW generátorüzemben.} \end{aligned}$$

A (36) közelítő képlet szerint, tehát ha az áthidaló ágat és a primer ellenállást figyelmen kívül hagyjuk, a billenő szlip

$$s_b \approx \pm \frac{R'_2}{X_{s1} + X'_{s2}} = \pm \frac{0,55}{4,9} = \pm 0,112,$$

vagy (44)-ból ugyancsak közelítően

$$s_b \approx \frac{2s M_b}{M} = \frac{2 \cdot 0,024 \cdot 804}{342} = 0,113$$

és

$$P_{a\max} \approx \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 (X_{s1} + X'_{s2})} = \pm 918 \text{ kW.}$$

$R_1$ -et elhanyagoltuk, ezért  $P_{a\max}$ -ra motor- és generátorüzemben ugyanazt az értéket kapjuk.

A (38) képlet szerint  $R_1$ -et is figyelembe véve,

$$\begin{aligned} P_{a\max(\text{gen})} &= - \frac{X_s + R_1}{X_s - R_1} P_{a\max(\text{mot})} = - \frac{4,9 + 0,43}{4,9 - 0,43} P_{a\max(\text{mot})} = \\ &= -1,19 P_{a\max(\text{mot})} = -1,19 \cdot 804 \text{ kW} = -957 \text{ kW.} \end{aligned}$$

A szövegben szögletes zárójelbe foglalt értékek „mért” értékek, olyan értelemben, hogy a szekunder teljesítmény megállapítására a terhelt gép által felvett teljesítményből levontuk a külön mért veszteségeket. Ezért a számított és a „mért” adatok közötti eltérések nem írhatók mind a számítás rovására (l. XXIII. fejezet).

Amint ebből a számpéldából is látható, az aszinkron gép üzemére jellemző mennyiségek pontos megállapítása matematikai úton rendkívül hosszadalmas és fáradtságos, amivel együtt jár, hogy sok hibalehetőséget is rejt magában.

Ezért a gyakorlatban ehelyett inkább a grafikus módszert, az áram-munkadiagramot (kördiagramot) használják erre a célra. A következő fejezet ezzel foglalkozik.

## VIII. Åram-munkadiagram

## 1. Szerkesztése

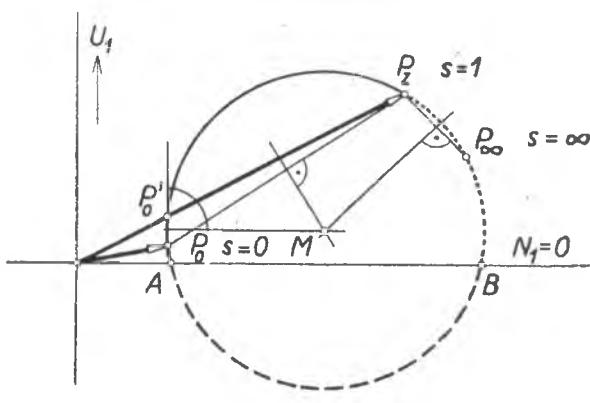
Ismeretes, hogy egy ellenállásal terhelt *T-kapcsolás munkadiagramja*, vagyis az  $I_1$  hálózati áramvektorok végpontjainak geometriai helye változó terhelés esetén kör [4, 151 — 5, 60]. A kördiagram, amelyet Európában Heyland, Ossanna és Arnold La-Cour, Amerikában Behrend vezetett be és dolgozott ki, a gyakorlatban igen jól használható eredményeket ad, ha a helyettesítő vázlat állandói tényleg állandók. Ezt a feltételelt a gépek a névleges állapot közelében rendszerint teljesítik is, a rövidzárás közelében viszont általában nagyobb eltérések tapasztalhatók.

A kört három pont alapján szokták megrajzolni. Ezekből csak kettőt kell mérés vagy számítás útján megállapítani, a  $P_0$  üresjárási és a  $P_z$  rövidzárási pontot. Az elsőt a névleges feszültségre vonatkoztatjuk, a másodikat rendszerint csökkenett kapocsfeszültséggel, a névleges árammal vesszük fel, a diagramba pedig a teljes kapocsfeszültségre átszámított áramvektort rajzoljuk be. Bebizonyítható, hogy ha a négypólus szimmetrikus — ami aszinkron gépeknél közelítően fennáll —, vagyis ha rövidzárási mérést végezve a primer és a szekunder oldalról, egyenlő fáziseltolást kapunk az áram és a feszültség között, továbbá ha a terhelő  $R_t$  tiszta ellenállás, a  $P_0$  pontban emelt függőleges és a rövidzárási áram vektorának  $P'_0$  meteszéspontja a körön fekszik. Így tehát megvan a harmadik pont, és a kör a húrfelező módszerrel megrajzolható, amint azt a 20. ábra mutatja [4, 157].

Harmadik pontnak a kör megrajzolására  $P'_0$  helyett  $P_\infty$ -t is lehet kiszámítani, erre amúgy is szükség van.

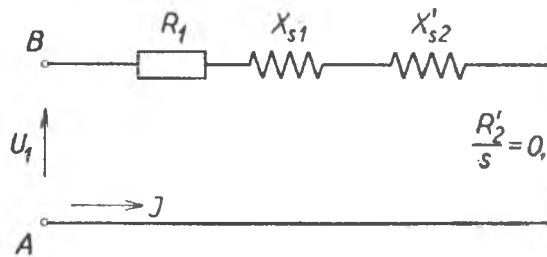
A pontos helyettesítő vázlatot a 21. ábra szerint egyszerűsíthetjük, ebben az áthidaló ágat  $X'_{s2}$ -vel szemben elhanyagoltuk. A 22. ábra bal oldalán  $R_1$ ,  $X_{s1}$ ,  $R'_2/s$  és  $X'_{s2}$  ellenállások, illetve reaktanciák sorbakötésének megfelelő *impedanciadiagramot*, az  $E$  egyenest tüntettük fel. Az  $A_\infty$  pontban végződő impedancia akkor lép fel, ha  $R'_2/s = 0$ , vagyis ha  $s = \pm\infty$ ,  $A_z$  a rövidzárási *impedancia* végpontja, amikor  $s = 1$ . Az ordinátatengely jobb oldalán az áramkör *admittancia*köré látható, amely az áram-munkadiagramot jelenti, ha minden vektort a kapocsfeszültséggel szorzunk. Rövidzáráskor a  $\overline{P_0 P_z}$ -nek megfelelő rövidzárási áram lép fel, az  $A_\infty$  pontnak pedig a  $P_\infty$  pont felel meg, amelyet keresünk.  $\overline{P_0 P_t}$  áram akkor jönne létre, ha a körben ellenállás egyáltalában nem volna.

Az inverzió szabályai szerint a két  $\varphi_z$  és a két  $\varphi_\infty$  szög is egyenlő. Ha a  $P_z$  pontból az abszcisszatengelyre merőlegest húzunk, és ezt  $R'_2/R_1$  arányban osztjuk, a  $P_0$ -tól a  $B$  ponton át húzott egyenes a körön kimetszi a  $P_\infty$  pontot.



20. ábra

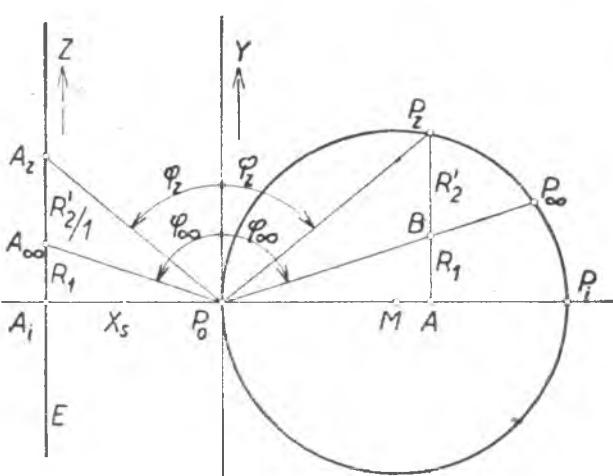
#### Áram-munkadiagram (kördiagram) szerkesztése



21. ábra

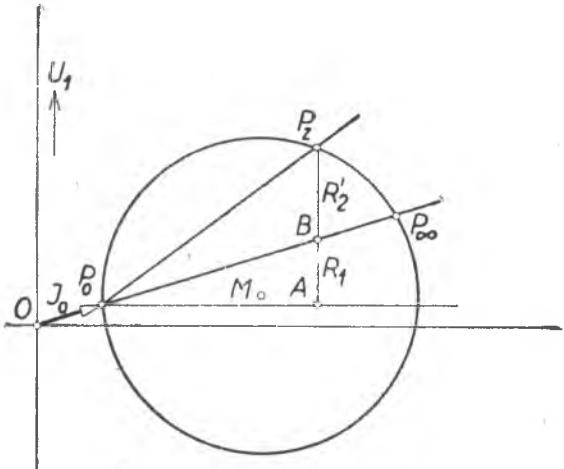
Egyszerűsített helyettesítő vázlat a  $P_\infty$  pont megállapítására

A teljes helyettesítő vázlatnak megfelelő 20. ábra szerinti kördiagramban a középpont és a  $P_0$  pont az abszcisszatengely fölött fekszenek. Ezért a 23. ábrában az abszcisszatengelynek megfelelő vízszintest a  $P_0$  ponton át húzzuk és erre merőlegesen a  $P_z A$  egyenest, amelyet  $R_1/R'_2$  arányban osztva kapjuk a  $B$  pontot. Annak, hogy a kör középpontja magasabban fekszik, mint  $P_0$ , rendszerint nincs jelentősége [5, 255].



22. ábra

A  $P_\infty$  pont megállapítása az impedancia  
egyenes alapján



23. ábra

A 22. ábrában bemutatott eljárás alkalmazása a pontos kördiagramban

Az előbb ismertetett módszer, amely mint harmadik pontot  $P'_0$ -öt használja, egyszerűbb, és a kör középpontjának megállapítása szempontjából kevésbé bizonytalan.

Szem előtt tartva a 20. diagramot, a  $P_0 P_z$  köríven a szlip  $s = 0$  és  $s = 1$  között változik, ez tehát a motorüzemnek megfelelő ív. Az  $\widehat{AB}$  abszcisszatengely alatti íven a szlip és a teljesítmény negatív előjelű, tehát a gép mint generátor dolgozik, hajtáshoz külső mechanikai munka szükséges, amelynek egy részét mint villamos energiát a hálózatba adja vissza. Az áram meddő komponensének előjele nem változik, vagyis a meddő áramot a generátor is a hálózatból veszi. A  $B$  pontban a szlip rendszerint kb.  $-1$ -gyel egyenlő. Tovább fokozva a fordulatszámot  $s = -\infty$ -ig, a teljesítmény ismét pozitív előjelű lesz, a gép energiát vesz fel a hálózatból, és hajtása is energiát igényel. Hasonló a helyzet, ha  $P_z$ -ból kiindulva a forgó mágneses térrrel ellenkező irányban hajtjuk a gépet. A rotorban indukált feszültség iránya ilyenkor nem változik, a gép nem lesz generátor, hanem éppúgy, mint a  $\widehat{P_\infty B}$  íven a hajtáshoz mechanikai munka szükséges, ugyanakkor azonban villamos munkát is vesz fel a hálózatból. A  $\widehat{BP_z}$  íven tehát a bevezetett mechanikai munka a gépben nem hasznosítható energiává, meleggé változik, ebben az üzemi állapotban a gép mint fék működik. Ugyancsak féküzemet találunk a  $\widehat{P_0 A}$  íven is.

A teljes és pontos kördiagramot a helyettesítő vázlat alapján többszörös inverzió segítségével is megállapíthatjuk. Ez az eljárás is hosszadalmas és hibákra ad okot [4, 152].

## 2. Teljesítmények és veszteségek ábrázolása a kördiagramban

A kör valamely pontjának bizonyos fekvésű egyenesektől mért távolságai a VI. fejezetben osztályozott teljesítmények és veszteségek ábrázolására használhatók.

a) Így közvetlenül világos, hogy pl. a 29. ábrában a kör pontjaiból az abszcisszatengelyig mért távolságok az  $I_1$  áram hatásos komponenseit jelentik, és az állandó  $U_1$  feszültséggel szorozva motorüzem esetén a felvett  $P_1$  teljesítményekkel arányosak. Ha  $m_i$  az áramlépték, vagyis, ha  $m_i$  cm jelenti az áram egységét, pl. 1 A-t, háromfázisú motor esetén

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot \overline{PA}/m_i. \quad (45)$$

Ugyanez a kifejezés generátorüzemre is érvényes, csak negatív előjelet kell az ordinátának adni.

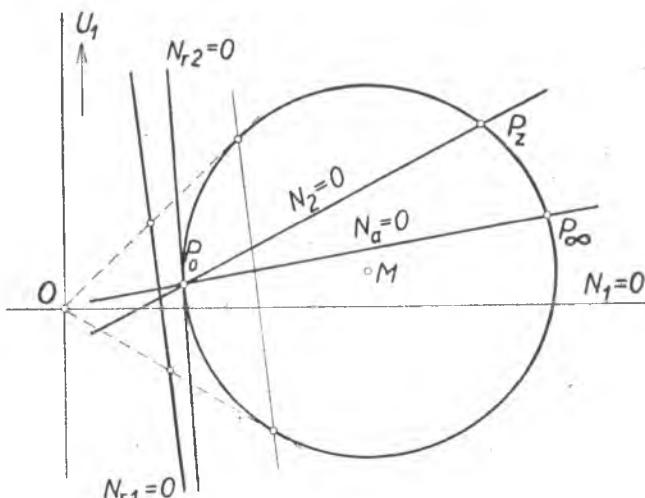
Ahol a kör metszi ezt az egyenest, vagyis ahol a kör pontjai eleget tesznek az abszcissza tengely  $N_1 = y = 0$  egyenletének, a  $P_1$  teljesítmény 0-val egyenlő. A 20. ábra szerint két ilyen pont van:  $A$  és  $B$ .

b) Bebizonyítható, hogy a kör pontjainak az ún. félpolárisig (l. 24. ábra) mért távolságai az illető  $I_1$  áram négyzetével arányosak, a félpoláris  $N_{r1} = 0$  egyenletével ezért a  $P_{r1}$  primer tekercselési veszteség ábrázolható. A félpoláris nem metszi a kört, a körnek nincs olyan pontja, amely teljesíti az  $N_{r1} = 0$  egyenletet, vagyis nincs olyan üzemi állapot, amelyben primer tekercselési veszteségek nem volnának [4, 157 — 5, 46].

c) Bebizonyítható továbbá, hogy ha — a 24. ábrában  $N_a = 0$ -val jelölt — egyenest húzunk a  $P_0$  és  $P_\infty$  pontokon keresztül, a kör valamely pontjának az egyenestől mért távolsága a légrésteljesítménnyel, illetve a nyomatékkal arányos. A  $P_0$  és  $P_\infty$  pontok eleget tesznek az  $N_a = 0$  egyenletnek, ezekben a légrésteljesítmény nullával egyenlő. Ha  $s = 0$ , tehát a szinkronizmusnak megfelelő pontban azért, mert a forgórészben nincs áram, ha pedig  $s = \pm\infty$ , azért, mert a szekunder kör ellenállása  $R_2/s = 0$  [4, 160 — 5, 254].

d) Hasonlóan arányosság áll fenn a  $P_0$  és a rövidzárási  $P_z$  pontokon át húzott  $N_2 = 0$  egyenestől mért távolságok és a  $P_2$  (motorüzemben) leadott teljesítmény között.  $P_2 = 0$  az  $s = 0$ -nak megfelelő  $P_0$  üresjárási pontban, amikor a gép nem fejt ki nyomatéket és az  $s = 1$ -nek megfelelő  $P_z$  pontban, amikor a gép áll [4, 160 — 5, 254].

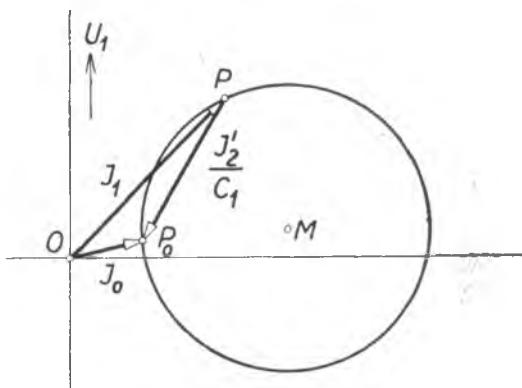
e) Végül a  $P_{r2}$  szekunder tekercselési veszteségeket hasonlóan a  $P_0$  pontban húzott  $N_{r2} = 0$  érintővel ábrázolhatjuk. Ez az érintő ugyanis azonos a  $P_0$  ponthoz szerkesztett félpolárissal, és ebben végződnek az  $I'_2$  szekunder áramok vektorai (25. ábra).



24. ábra

Teljesítmények és veszteségek ábrázolása a kördiagramban

Az  $I_1^2$ -tel arányos értékeket az  $O$  ponthoz szerkesztett félpoláris adja, az előbbi következtetés helyessége tehát analógia alapján belátható, ha a  $\overline{P}P_0$  vektor valóban arányos  $I'_2$ -vel. A 14. ábra  $A'$  csomópontjában



25. ábra

A szekunder áram ábrázolása a kördiagramban

$$\begin{aligned}\bar{I}_g &= \bar{I}_1 + \bar{I}'_2, \\ \text{vagy} \\ (\bar{U}_1 - \bar{I}_1 \bar{Z}_1) \cdot \bar{Y}_a &= \bar{I}_1 + \bar{I}'_2, \\ \text{és} \\ \bar{I}'_2 &= \bar{U}_1 \bar{Y}_a - \bar{I}_1 (1 + \bar{Z}_1 \bar{Y}_a), \\ \text{üresjárás kor} \\ 0 &= \bar{U}_1 \bar{Y}_a - \bar{I}_0 (1 + \bar{Z}_1 \bar{Y}_a).\end{aligned}$$

Az utolsó egyenletet az előzőből kivonva

$$\begin{aligned}\bar{I}'_2 &= (\bar{I}_0 - \bar{I}_1) \cdot (1 + \bar{Z}_1 \bar{Y}_a) = \\ &= \bar{C}_1 \cdot (\bar{I}_0 - \bar{I}_1)\end{aligned}\quad (46)$$

$\bar{C}_1$ , amint már a VII. fejezetben láttuk, az egységhoz közel álló szám, és a  $\overline{P_0}P$ -vektor csak néhány százalékkal kisebb, mint  $\bar{I}'_2$  (25. ábra).

Ha pl. az üresjárási áram a névlegesnek 25%-a, tehát ha  $I_0/I_n = 0,25$ , a rövidzárási áram pedig a névlegesnek ötszöröse, tehát, ha  $I_z/I_n = 5$

$$Y_a \approx \frac{I_0}{U_1}, \quad Z_1 \approx \frac{Z_z}{2} = \frac{U_1}{2I_z}$$

közelítésekkel

$$Z_1 Y_a = \frac{I_0}{U_1} \cdot \frac{U_1}{2I_z} = \frac{0,25}{2 \cdot 5} \frac{I_n}{I_n} = 0,025.$$

A valóságos  $I'_2$  tehát 2,5%-kal nagyobb, mint az  $m_i$  áramléptékben leírt  $\overline{P_0}P$  vektor.

A teljesítmény- és veszteségegyenesekre egy  $P$ -pontból mért merőleges távolságok arányosak ugyan az illető teljesítménnyel vagy veszteséggel, az arányossági tényezők azonban nem ugyanazok, ami az eddigi eredmények használhatóságát elvben csökkenti. Látni fogjuk azonban, hogy a különböző részteljesítményekre ugyanaz a lépték érvényes, ha a mérés nem az illető vonalakra merőlegesen, hanem egy ettől eltérő egyszerűen meghatározható irányban történik.

### 3. A szlip ábrázolása

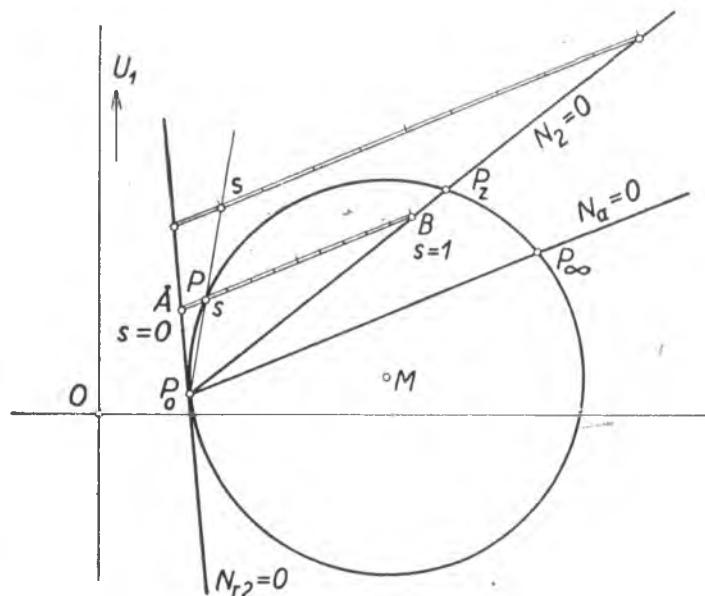
A szlip értékét, amely egy tetszőleges  $P$  körponthoz tartozik, közvetlenül leolvashatjuk, ha felhasználjuk azt a geometriai tételelt, amely szerint  $P_{r2}$  és  $P_2$  értékét ugyanabban a léptékben kapjuk, ha ezeket nem az egyenesekre merőlegesen, hanem az  $N_a = 0$  vonallal párhuzamos irányban mérjük [4, 162 – 15, 83]. A 26. ábrában  $\overline{AP}$  ugyanabban a léptékben jelenti  $P_{r2}$ -t, mint  $\overline{PB}$  a  $P_2$  szekunder teljesítményt,  $\overline{AB}$  pedig  $P_a = P_2 + P_{r2}$ -t adja.

Tehát  $s = P_{r2}/P_a = \overline{AP}/\overline{AB}$ , és ha az  $N_a = 0$  egyenesel párhuzamos  $\overline{AB}$  távolságot egyenletes skálával látjuk el úgy, hogy az  $A$  pont  $s = 0$ -nak,  $B$  pont  $s = 1$ -nek felel meg, a  $\overline{P_0 P}$  sugár a skálán közvetlenül kimetszi a  $P$  körpontnak megfelelő  $s$ -et.

A szlipet mint viszonyoszámot kapjuk, ezért a skálavonalat önmagával párhuzamosan el is tolhatjuk, ha ez a szerkesztés szempontjából kedvezőbb.

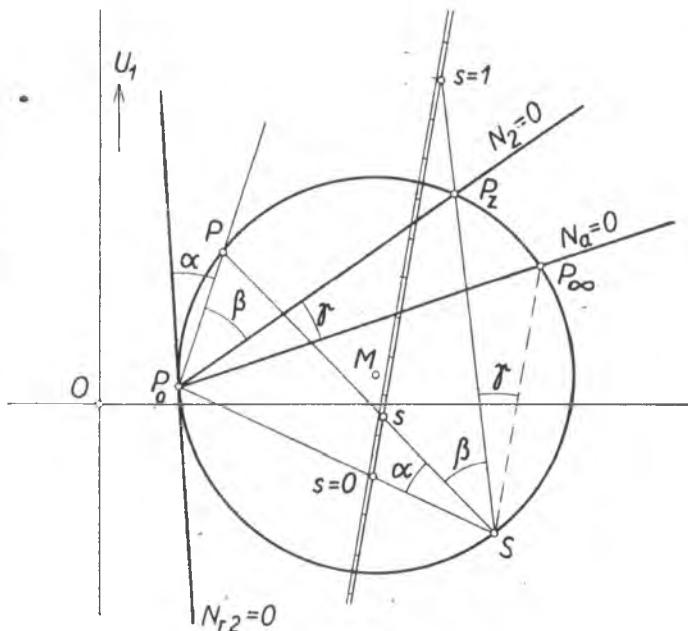
A névleges üzem körülis szlipértékek ily módon rendszerint nehezen leolvashatók, ezért a következő módsított szerkesztést alkalmazzuk. A 27. ábra szerint a kör alsó felében felvesszünk egy tetszőleges  $S$ -pontot, azt összekötjük a  $P_0$  és  $P_z$  pontokkal, és a skálát az  $\overline{SP_\infty}$  vonallal párhuzamosan rajzoljuk be. A  $P_0 S$  sugár a skálán az  $s = 0$ , az  $\overline{SP_z}$  sugár pedig az  $s = 1$  pontot adja. A skálavonalat ebben az esetben is egyenletesen osztjuk be úgy, hogy  $S$ -ből a körnek egy  $P$  pontjához húzott sugár a hozzáartozó szlipet metszi ki. A szerkesztés helyessége abból következik, hogy a rajzban a  $P_0$  és az  $S$  pontoknál fekvő  $\alpha$ ,  $\beta$  és  $\gamma$  szögekhez ugyanazok az ívek tartoznak, és ezért a szögek egyenlők.

Határesetben az  $S$  pontot a  $P_\infty$  pontba tolhatjuk, illyenkor a szlipskála párhuzamos lesz a  $P_\infty$ -ben húzott érintővel, és merőleges az  $\overline{MP_\infty}$  sugárra. Az  $s = 0$  és  $s = 1$ -nek megfelelő skálapontokat úgy találjuk, mint előbb. Ha a  $P_z$  és  $P_\infty$  pontok egymáshoz közel fekszenek, ami nagyobb motoroknál sokszor előfordul, a  $\overline{P_z P_\infty}$  sugár fekvése, amely a skálavonalon az  $s = 1$  pon-



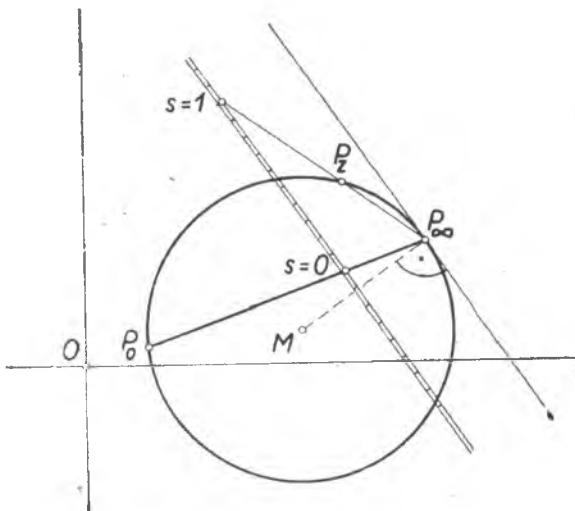
26. ábra

A szlip ábrázolása a kördiagramban



27. ábra

A szlip ábrázolásának más módja



28. ábra

A szlip ábrázolása, ha az  $S$  segédpont és a  $P_\infty$  pont egybeesnek

tot határozza meg, bizonytalanná válik (28. ábra).

#### 4. A kördiagramból leolvasható teljesítmények léptékei

Az előbbi fejezetben láttuk, hogy a teljesítményvonalaktól mért távolságok csak akkor adnak két mennyiséget *ugyanabban* a léptékben, ha a mérés *egy* pontban találkozó három egyenes esetén az *egyikkel párhuzamosan* történik. Így pl.  $N_{r2} = 0$ ,  $N_a = 0$  és  $N_2 = 0$  három ilyen egyenes, és a légrésteljesítményre és a leadott teljesítményre akkor érvényes ugyanaz a lépték — a diagram áramléptéke —, ha a 29. ábra szerint az  $N_{r2} = 0$  egyenessel párhuzamosan mérünk. Eszerint háromfázisú gép esetén

$$P_2 = 3 \cdot U_1 \cdot \overline{PN}/m_i, \quad (47)$$

és

$$P_a = 3 \cdot U_1 \cdot \overline{PB}/m_i, \quad (48)$$

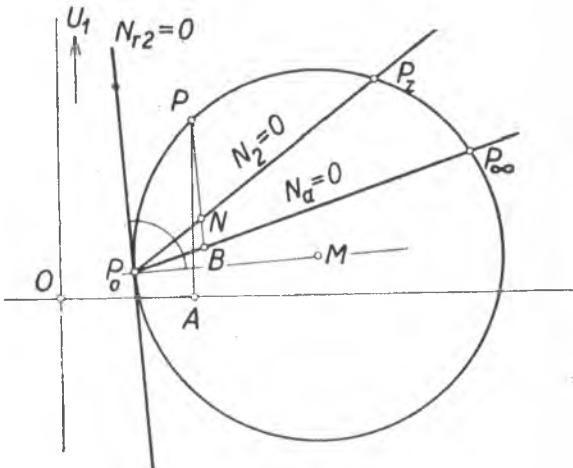
végül, amint már láttuk,

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot \overline{PA}/m_i. \quad (49)$$

Gyakorlatilag azonban általában elég pontosan járunk el, ha ezeket a teljesítményeket mind az *abszissza-tengelyre merőlegesen* mérjük, amint az a 30. ábrán látható. Ezen a  $P_m$  motorüzemi pontból kiinduló merőlegesen a veszteségek közelítő felosztását is elvégezhetjük.  $\overline{AB}$  jelenti az állandónak tekintett *vasveszteséget*,  $\overline{P_m D}$  a *leadott* és  $\overline{P_m C}$  a *légrésteljesítményt*. A kettő közötti  $\overline{BD}$  metszék a *tekercselési veszteségeket* ábrázolja. Ezt a szakaszt a  $N_a = 0$  egyenes két részre osztja úgy, hogy  $\overline{BC}$  a *primer*,  $\overline{CD}$  a *szekunder* tekercselési veszteség.

#### 5. A hatásfok ábrázolása

A gép *hatásfokát*, minthogy a szliphez hasonlóan ez is viszonyiszám, analóg módon olvashatjuk le, ha az előbb használt szabályt az  $N_1 = 0$ ,  $N_2 = 0$  és  $N_V = 0$  vonalakra alkalmazzuk. Az  $N_V = 0$  egyenestől mért távolságok a gép



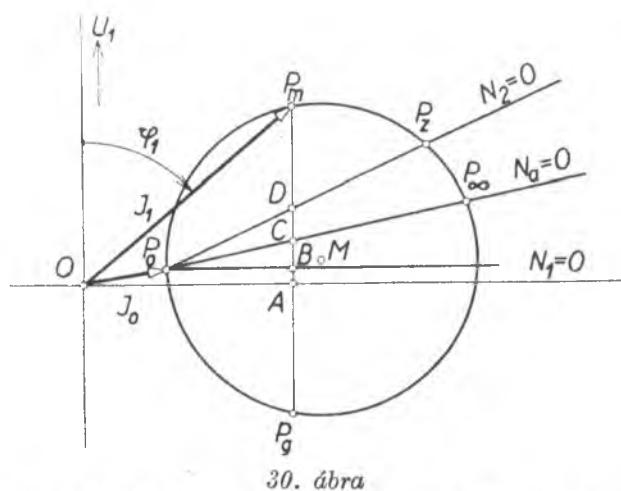
29. ábra

A légrésteljesítmény és a szekunder teljesítmény pontos léptékei

összes veszteségeit jelentik, és mert  $P_1 - P_2 = P_V$ , a hatásfok

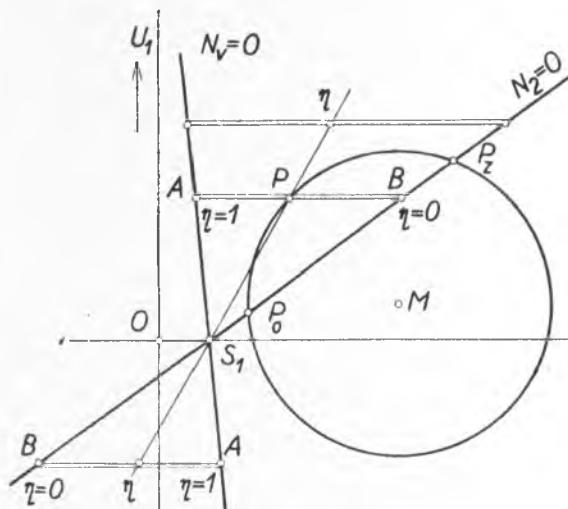
$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - P_V}{P_1}. \quad (50)$$

A három egyenes, amint az a 31. ábrából látható, a  $S_1$  pontban metszi egymást, és  $N_V = 0$  gyakorlatilag az abszcisszatengelyre merőleges. Ha fekvését pontosabban akarjuk megállapítani, a 32. ábra szerint a következő módon járhatunk el.  $\overline{PN}$  az áramléptékben  $N_{r2} = 0$ -val párhuzamosan mért  $P_2$  szekunder teljesítmény. Ezt felmérjük az ordinátatengelyre úgy, hogy  $\overline{OT} = \overline{PN} \cdot T$ -ból vízszintest,  $P$ -ból pedig  $N_2 = 0$ -val párhuzamost húzva, mint metszéspontot a  $Q$ -pontot kapjuk, amely az  $N_V = 0$  egyenesen fekszik. Ebben a pontban ugyanis az  $\overline{OT}$  primer teljesítmény egyenlő a  $\overline{PN}$  szekunder teljesítménnyel, és ezért  $N_V = 0$  [4, 160].



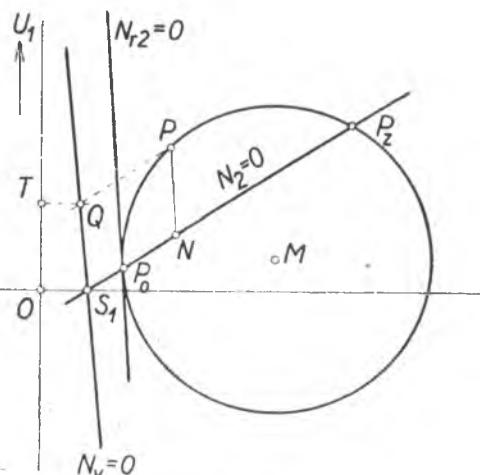
30. ábra

Gyakorlatban használható módszer a teljesítmények megállapítására.  $P_m$  motorüzemi,  $P_g$  generátorüzemi pontot jelent



31. ábra

Hatásfok ábrázolása



32. ábra

Az összes veszteség  $N_V = 0$  vonalának megállapítása

A hatásfok skáláját éppúgy, mint a szlipskálát önmagával párhuzamosan lehet tolni, esetleg az abszcisszatengely alá, ha ez az ábra áttekinthetősége szempontjából célszerűbb. A 31. ábrából láthatjuk, hogy  $\gamma$  minden kisebb, mint egy, és legnagyobb értékét akkor éri el, ha az  $S_1 P$  sugár a kör érintője.

A hatásfoknak ez a szerkesztése áttekintést ad annak a terheléssel való változásáról, gyakorlatilag azonban sokszor nem elég pontos, mert különösen nagy gépeknél  $\gamma$  közel áll az egységhez. Pontosabb eredményt kapunk, ha a hatásfokot az egyes veszteségekből számítjuk ki. A szlipszerkesztés viszont elég pontos, mert a névleges terhelés környékén kis érték.

## 6. A legnagyobb $\cos \varphi_1$ , a legnagyobb nyomaték és a legnagyobb leadott teljesítmény

A legnagyobb  $\cos \varphi_1$  szempontjából általában megengedhető elhanyagolással a kör középpontját és az üresjárási pontot az abszcisszatengelyen vehetjük fel;  $\cos \varphi_1$  akkor maximális, ha  $I_i$  a kör érintője. A 33. ábra szerint a kör sugara

$$\varrho \approx \frac{I_i - I_0}{2}$$

és

$$\overline{OM} = \varrho + I_0 = \frac{I_i - I_0}{2} + I_0$$

$$(\cos \varphi_1)_{\max} = \frac{\varrho}{\overline{OM}} = \frac{I_i - I_0}{I_i + I_0}. \quad (51)$$

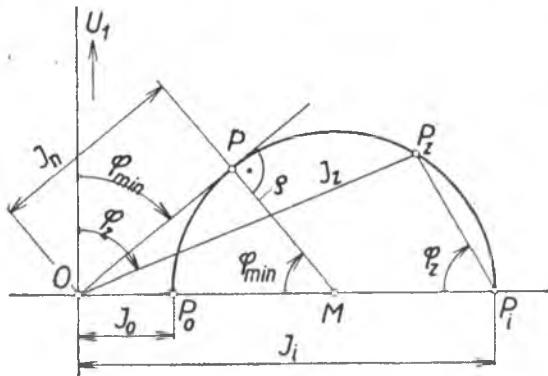
Az  $I_i$  ideális rövidzárási áram, jó közelítéssel

$$I_i \approx I_z / \sin \varphi_z. \quad (52)$$

Ugyanezekkel az elhanyagolásokkal a kör sugara  $P_{a\max}$ -ot, illetve a billenő nyomatékot is jelenti.

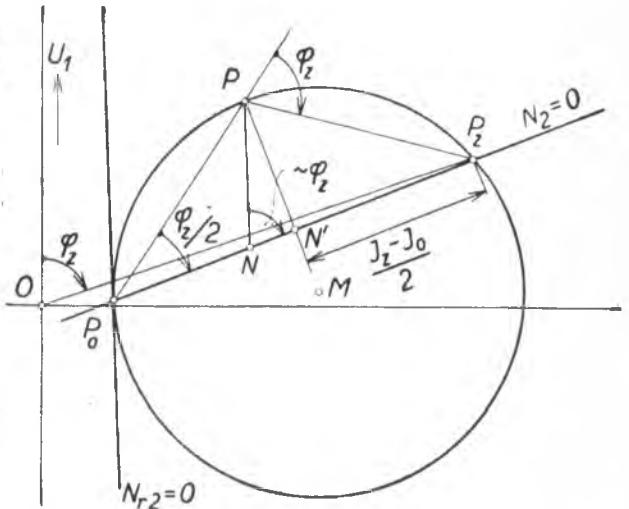
A legnagyobb leadott teljesítményt a 34. ábra alapján az üresjárási és rövidzárási pontokból lehet kiszámítani [4, 164 — 5, 258].

A szekunder teljesítmény az  $N_2 = 0$  egyenestől mért  $P N'$  távolsággal



33. ábra

A legnagyobb  $\cos \varphi_1$  közelítő megállapítása



34. ábra

A legnagyobb szekunder teljesítmény közelítő megállapítása

arányos, és ha a mérőegyenest az  $N_{r2} = 0$  vonallal párhuzamosan húzzuk, a lépték a választott áramléptékkal egyenlő.

$P_z$  legnagyobb értékét akkor éri el, ha a  $P_0 P P_z$  háromszög egyenlő szárú, vagyis amikor  $P N'$  a legnagyobb. Ha még feltesszük, hogy a helyettesítő kapcsolás szimmetrikus, vagyis hogy  $\varphi_{z1} = \varphi_{z2} = \varphi_z$ , a 34. ábrába beírt szögekkel megközelítően

$$P_{2\max} = m_1 U_1 \cdot \overline{PN'} / m_i = m_1 U_1 \frac{\overline{PN'}}{\sin \varphi_z} / m_i, \quad (53)$$

és mivel

$$\overline{P} \overline{N}' / m_i \approx \frac{I_z - I_0}{2} \operatorname{tg} \frac{\varphi_z}{2}$$

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi_z}{2} = \frac{\sin \varphi_z}{1 + \cos \varphi_z} \text{ összefüggéssel}$$

$$\frac{1}{m_i} \overline{P} \overline{N}' = \frac{1}{2} (I_z - I_0) \frac{\sin \varphi_z}{1 + \cos \varphi_z}, \quad (54)$$

(54) kifejezést (53)-ba behelyettesítve,

$$P_{2\max} = m_1 U_1 \frac{I_z - I_0}{2 (1 + \cos \varphi_z)}. \quad (55)$$

Ugynézt a számítást el lehet végezni az  $N_a = 0$  nyomatékvonal alapulvételével is, ebben az esetben  $P_{a\max}$  közelítő értékét kapjuk. Az (55) képletbe most  $\varphi_z$  helyett a  $P_\infty$  ponthoz húzott sugár és az ordinátatengely közötti  $\varphi_\infty$  szög kerül, és minthogy  $2 \cos \varphi_\infty \approx \cos \varphi_z$

$$P_{a\max} \approx m_1 U_1 \frac{I_z - I_0}{2 + \cos \varphi_z}. \quad (56)$$

Ez a képlet valamivel pontosabb — éspedig kisebb eredményt ad —, mint ha  $R_1$ -et elhanyagolva  $P_{a\max}$ -ot a kör sugarából számítjuk ki.

## 2. Számpélda

A kördiagram alkalmazását a következő számpéldában mutatjuk be. Az összehasonlítás érdekében ugyanazt a motort vettük alapul, melynek üzemi adatait az 1. számpéldában, analitikai úton állapítottuk meg.

A kört az üresjárási és a rövidzárási mérések adataiból rajzoljuk meg. A mérések végrehajtását és feldolgozását a „Kísérleti vizsgálatok” c. XXIII. fejezetben tárgyaljuk.

### a) Üresjárás

$U_1 = 1732$  V,  $I_0 = 21,8$  A,  $\cos \varphi_0 = 0,101$ . Ezekből ismerjük a 35. ábra  $P_0$  pontját, amely gyakorlatilag a szinkronizmusnak felel meg.

### b) Rövidzárás

$U_1 = 1732$  V,  $I_z = 350$  A,  $\cos \varphi_z = 0,235$ . Ezek az adatok rögzítik a  $P_z$  pontot. A  $P_0$  és  $P_z$  segítségével megrajzolhatjuk a kört.

### c) $P_\infty$ pont

A mért ellenállások 75 C°-ra átszámított értékei:  $R_1 = 0,43$  ohm,  $R'_2 = 0,55$  ohm, azonosan az 1. számpélda értékeivel.  $\frac{R'_2}{R_1 + R'_2} = \frac{0,55}{0,98}$  arányban osztva a  $P_z$

pontból a  $P_0$  ponton átmenő vízszintesig húzott merőlegest, a  $P_\infty$  pontot úgy kapjuk meg, hogy az osztópontron át a  $P_0$ -ból húzott sugár a kört a  $P_\infty$  pontban metszi (l. 22. és 23. ábra).

Most már berajzolhatjuk a  $N_a = 0$  és  $N_2 = 0$  teljesítményegyeneseket és a 27. ábra szerint a szlipskálát.  $s = 0,024$ -hez, amelyre az 1. számítási példát is elvégeztük, megkapjuk a  $P$  pontot. Közvetlenül leolvashatjuk az  $s_b$  billenőszlipet motor- és generátorüzemre

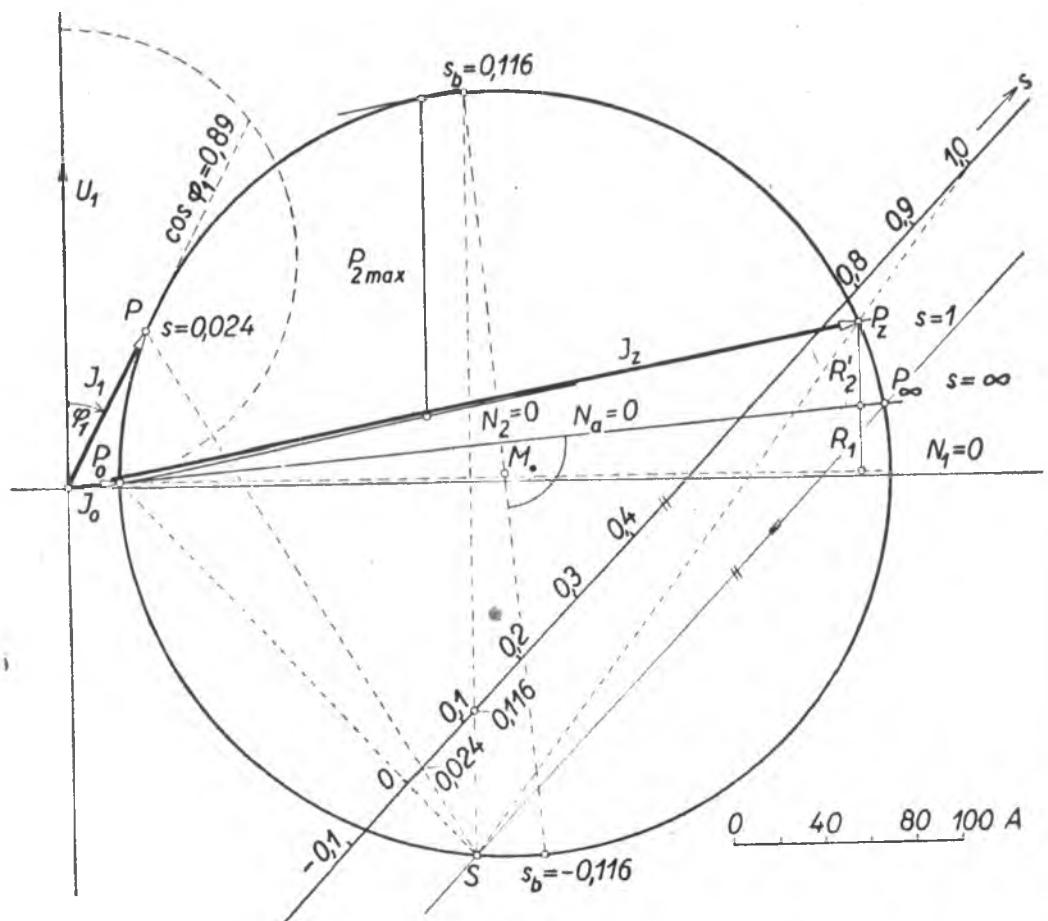
$$s_b = \pm 0,116.$$

A számított érték gyakorlatilag ugyanannyi. A billenő szlip pontját a körön úgy állapítjuk meg, hogy a kör középpontján át az  $N_a = 0$  nyomatékvonalra merőlegest húzunk, és megkeressük ennek metszéspontját a körrel.

Az ábrán látható áramskála segítségével lemerhettük az  $s = 0,024$ -hez tartozó primer áramot:  $I_1 = 76,5$  [79,8] A és a teljesítményezőt, amely  $\cos \varphi_1 = 0,89$  [0,87]. A szögletes zárójelbe foglalt számok mérési adatok.

A  $P_1$  primer teljesítményt az  $I_1$  áram hatásos összetevőjéből számítjuk ki. A három fázisra együtt  $3 U_1 I_1 \cos \varphi_1$ , és behelyettesítve a számértékeket

$$P_1 = 3 \cdot 1732 \cdot 76,5 \cdot 0,89 \cdot 10^{-3} \text{ kW} = 354 \text{ [360] kW.}$$



35. ábra

$U_1 = 1732$  V, 4 pólusú  $P_n = 330$  kW teljesítményű motor kördiagramja (1. és 2. számpélda)

A szekunder  $P_2$  teljesítményt úgy kapjuk, hogy a  $P$  pontból az  $N_2 = 0$  egyenesig függőlegest húzunk ( pontosan a  $P_0$ -ban rajzolt érintővel párhuzamosan), és az áramlépték segítségével a metszéket áramegységben fejezzük ki.

$$P_2 = 3 \cdot 109,2 \text{ kW} = 328 [331] \text{ kW.}$$

A hatásfok  $P_2/P_1 = 328/354 = 0,925 [0,92]$ .

A hatásfok szerkesztését az ábrán az áttekinthetőség érdekében nem tüntettük fel, úgyszintén elhagytunk néhány segédvonalat és az  $I_2'$  áram vektorát is. Ez az 1. számpéldában kiszámított  $C_1 = 1,03$ -mal  $I_2' = (\overline{P_0 P}/m_i) 1,03 = 67 \cdot 1,03 \text{ A} = 69 \text{ A}$ .

Ezekből látjuk, hogy az egyezés a kördiagram és a mérés adatai között elég jó.

A legnagyobb légrésteljesítmény, mely  $s_b = \pm 0,116$ -nál lép fel, motorüzem esetén — a billenési ponttól az  $N_a = 0$  egyenesig mért távolságából számítva —  $P_{a\max} = 3 \cdot 265 \text{ kW} = 795 \text{ kW}$ , generátorüzem esetén —  $3 \cdot 313 \text{ kW} = -939 \text{ kW}$ . Az 1. számpéldában ezekre a teljesítményekre  $3 \cdot 268 = 804$ , és  $-3 \cdot 319 = -957 \text{ kW}$ -ot találtunk. Az (56) képlet szerint pedig

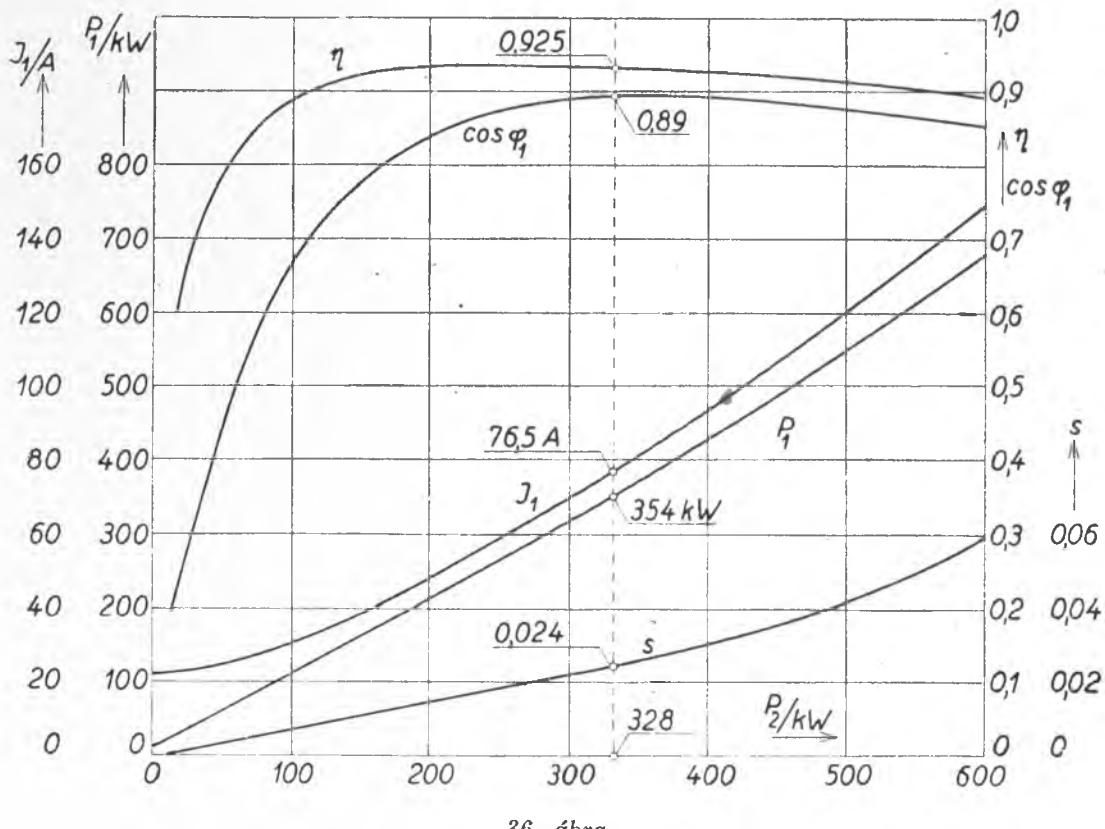
$$P_{a\max} = m_1 U_1 \frac{I_z - I_0}{2 + \cos \varphi_z} = 3 \cdot 1732 \cdot \frac{328,2}{2 + 0,235} \cdot 10^{-3} \text{ kW} = 765 \text{ kW.}$$

A névleges terhelésnek megfelelő  $P$  ponton a légrésteljesítmény — ismét az  $N_a = 0$ -ig mért távolságából számítva —  $P_a = 3 \cdot 112 \text{ kW} = 336 \text{ kW}$ , erre az 1. számpéldában  $3 \cdot 114 \text{ kW} = 342 \text{ kW}$ -ot találtunk.

A kördiagram adatai szerint a motor túlterhelhetősége

$$\frac{M_b}{M} = \frac{P_{a\max}}{P_a} = \frac{795}{336} = 2,34.$$

A VII. fejezet 2. pontja közelítő számítása szerint erre a viszonyszámra 2,45-öt kaptunk.



36. ábra

A 35. ábra kördiagramjából szerkesztett üzemi jelleggörbék

A legnagyobb leadott teljesítmény — az  $N_2 = 0$  egyenesig az abszcisszatengelyre merőlegesen mért ( pontosabban a  $P_0$ -ban húzott érintővel párhuzamosan mért) távolságóból számítva —  $P_{2\max} = 3 \cdot 239 \text{ kW} = 717 \text{ kW}$ .

Végül még ellenőrizzük a VIII. fejezet 6. pontjában a legnagyobb  $\cos \varphi_1$ -re és a legnagyobb  $P_2$  szekunder teljesítmény kiszámítására adott közelítő képleteket is (51) szerint

$$(\cos \varphi_1)_{\max} \approx \frac{I_i - I_0}{I_i + I_0},$$

ahol  $I_i \approx I_z / \sin \varphi_z = (350/0,98) \text{ A} = 358 \text{ A}$ , és mivel  $I_0 = 21,8 \text{ A}$ ,

$$(\cos \varphi_1)_{\max} \approx \frac{358 - 21,8}{358 + 21,8} = 0,885 [0,873].$$

(55) szerint a legnagyobb szekunder teljesítmény

$$P_{2\max} = m_1 U_1 \frac{I_z - I_0}{2(1 + \cos \varphi_z)} = 3 \cdot 1732 \frac{350 - 21,8}{2(1 + 0,235)} 10^{-3} \text{ kW} = 3 \cdot 230 \text{ kW} = 690 \text{ kW}.$$

A kördiagramból  $3 \cdot 239 \text{ kW} = 717 \text{ kW}$ -ot olvastunk le. A közelítő képletek tehát elég jói használhatók.

A kördiagramból megállapított üzemi adatok a  $P_2$  leadott teljesítmény függvényében — vagyis a motor terhelési jelleggörbéi — a 36. ábrában láthatók.

Az üzemi áramvektor megállapítása a szilából általában nem ad elég pontos eredményt.

Itt ezt az eljárást csak azért alkalmaztuk, hogy azonos legyen az 1. számpélda analitikus módszerével.

## IX. Aszinkron gépek tekercselései

### 1. Állórész

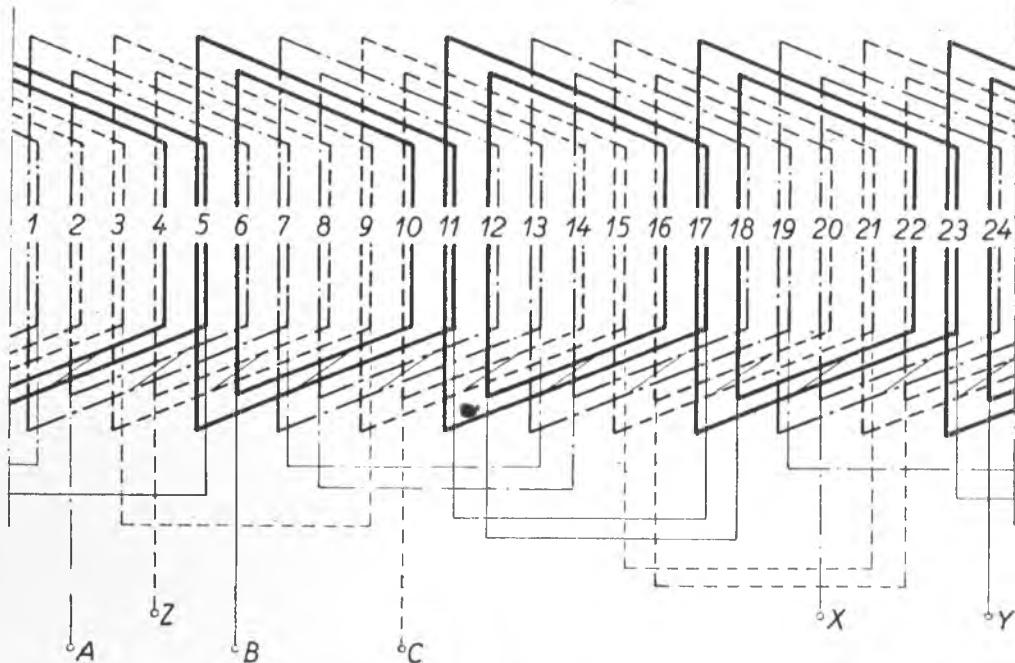
A szinkron gépek állórészeiben szokásos tekercselési típusok nagy része az aszinkron gépek állórészeiben is használható. Törthorony számú és kevert fázisú tekercselésekkel ritkán találkozunk, mert a szinkron géphez viszonyítva az aszinkron gépnek sokkal kisebb légrése van, és ezért a gerjesztési görbében előforduló felharmonikusok rezgések, zaj és túl nagy légrésszórás okozói lehetnek. Fokozottabb mértékben használják a kétréteges, a felharmonikusok csökkentésére kb. 5/6 arányban rövidített lépésű tekercseléseket (l. III. kötet 88. old.).

Az elkészítés szempontjából kis gépeknél nagy szerephez jutnak a „besodort” tekercselések, amelyek szinkron gépeknél alig fordulnak elő (I. tábla). Ennél, valamint más tekercselési típusoknál alkalmazott gyártási eljárásokat illetően l. V. kötet.

Példaképpen a 37. ábrával bemutatunk egy kis motornál használt tekercselést, amely kétréteges, koncentrikus csoportokból áll.  $Z_1 = 24$ ,  $p = 2$ , úgyhogy  $q_1 = Z_1/2$   $pm_1 = 24/2 \cdot 2 \cdot 3 = 2$ . Egy-egy csoportban tehát két tekercs van, és ezek szélessége  $S = 4$ , és 6 horonyosztásnak felel meg. Minthogy  $\tau_p = Z_1/2p = 24/4 = 6$  horonyosztás,  $S$  középtéréke pedig 5, a lépésrövidítés  $S/\tau_p = 5/6$ .

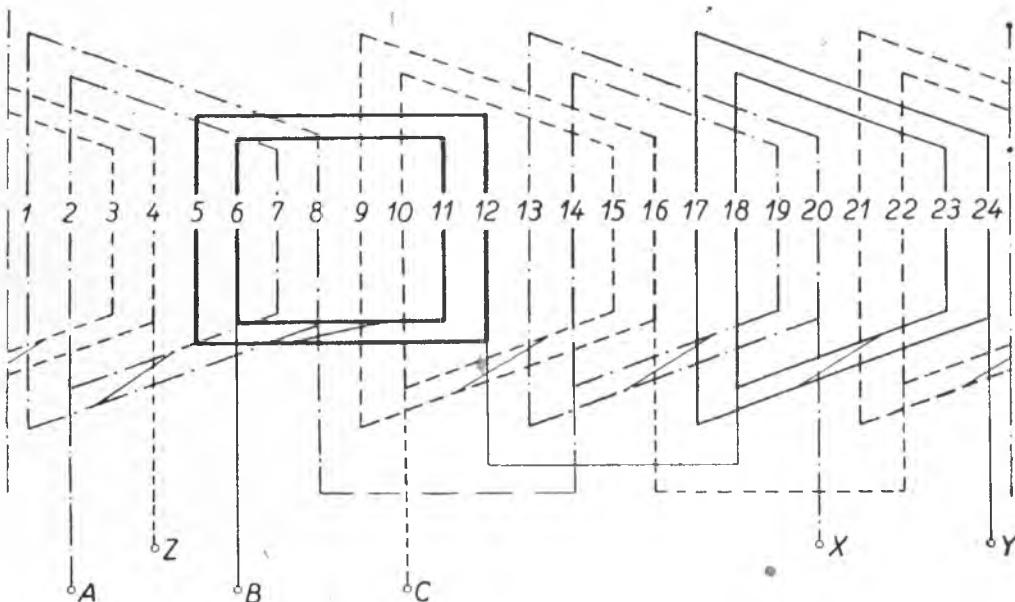
Gyakoribb az a megoldás, amelynél a tekercsek egyenlő szélesek, és ebben az esetben  $S = 5$ .

Külön említjük meg a 38. ábra vázlatával bemutatott eljárást, amely kis gépeknél megkönnyíti az utolsó tekercselemelek berakását. A tekercselés egyenlő alakú, görbített elemekből készül, kivéve az utolsót, amely egyenes. Ezt az ábrában vastagabb vonalakkal rajzoltuk meg. Az utolsó tekercs elhelyezésekor nem kell a már helyükön levő görbített tekercsek egyik oldalát felemelni.



37. ábra

Négypólusú kismotor állórész-tekerceslése, kétréteges koncentrikus csoportokkal, 5/6 arányú lépésrövidítéssel

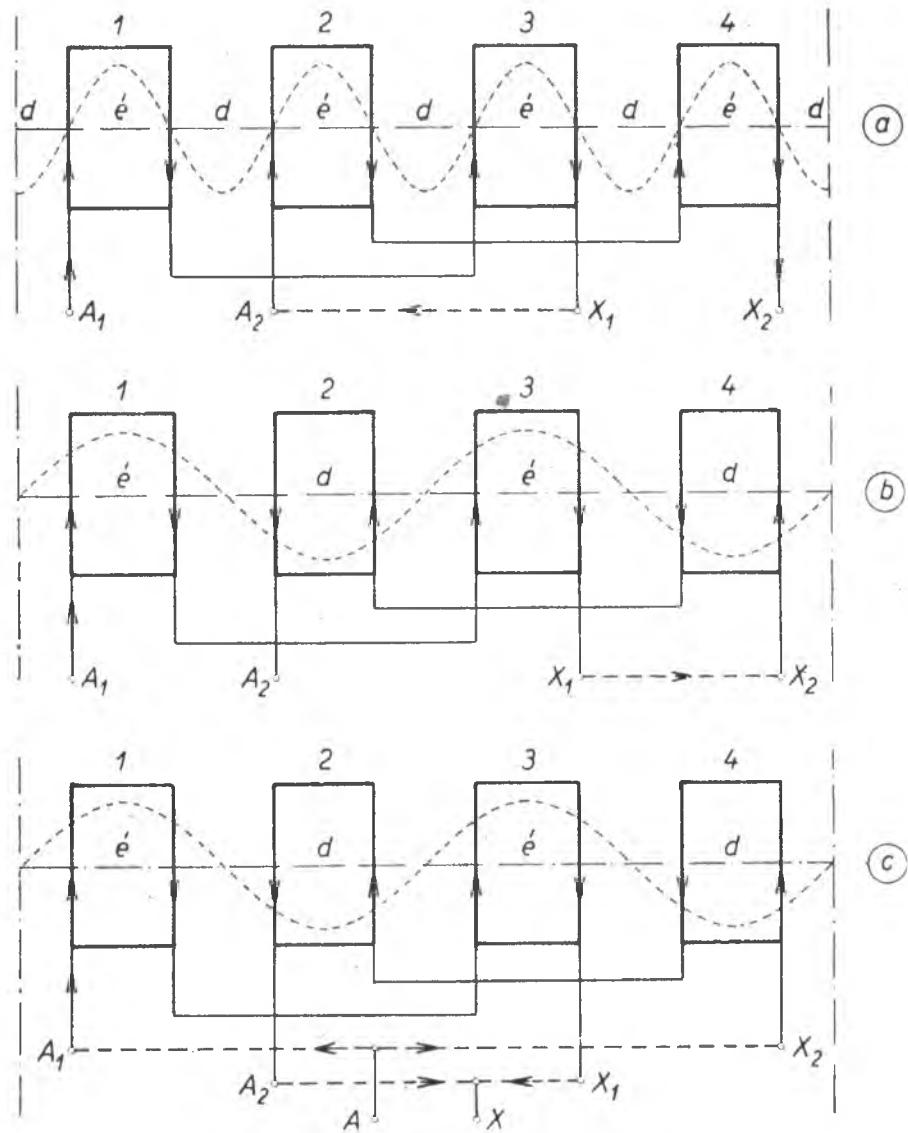


38. ábra

Négypólusú kismotor állórész-tekerceslése egyréteges elemekkel, az első a többiből eltérő alakú

Aszinkron motorok többféle pólusszámra átkapcsolhatóan is készülnek, éspedig vagy úgy, hogy minden pólusszámra külön tekercselést helyezünk el a hornyokban, vagy úgy, hogy a többféle pólusszámot a tekercselés részeinek átkötésével érjük el.

Az utóbbiakból itt csak a legrégebbet, de ma is a legtöbbet használt *Dahlander*-tekercselést ismertetjük. A *Dahlander*-tekercselést 1 : 2 arányban, két pólusszámra



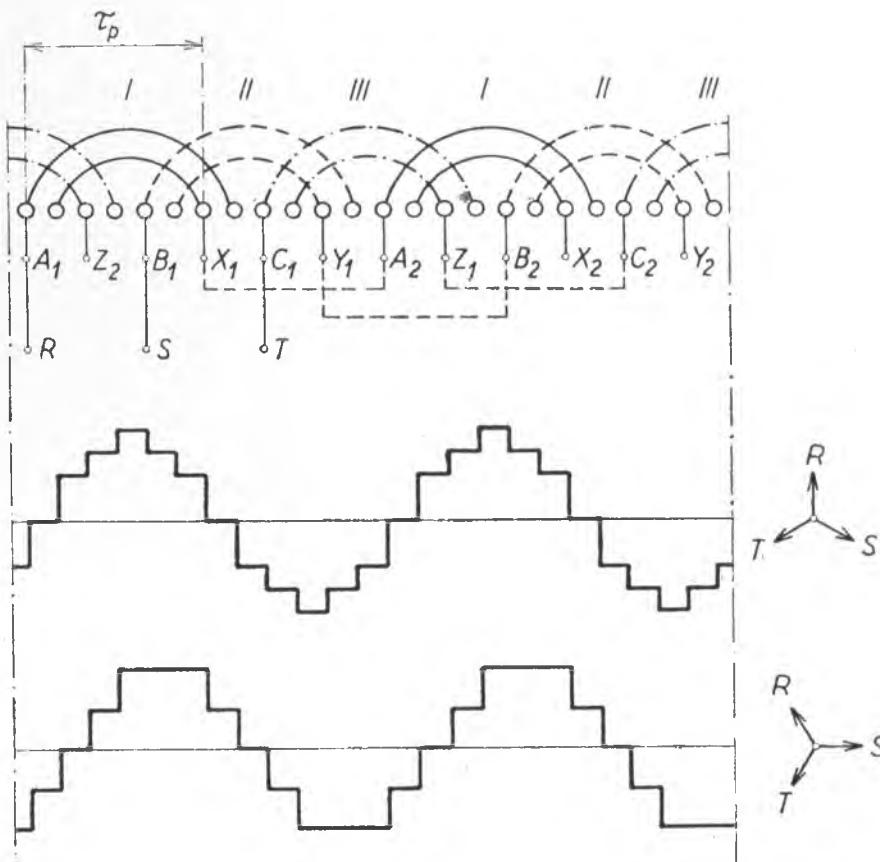
39. ábra

Pólusátkapcsolásos tekercselés a) 8 pólusú, b) és c) 4 pólusú kapcsolásban

lehet kapcsolni. Más megoldásokkal és a pólusátkapcsolásos motor üzemi tulajdon-ságaival a XVI. fejezetben foglalkozunk. Alapgondolata, hogy az egyes fázisok tekercseit két csoportra osztjuk úgy, hogy az egyikbe tartoznak a sorszámozás szerint a páratlan, a másikba a páros számú tekercsek. Ha a két csoportot úgy kötjük sorba, hogy az első csoport végét a második elejével kötjük össze, tehát pl. a 39a ábra szerint  $X_1$ -et  $A_2$ -vel, a tekercselés átmérőös és nyolcpólusú. Az ábrában csak egy fázist rajzoltunk be  $q_1 = 1$ -gyel.

Ha a második, páros sorszámú tekercsekben álló csoportban a menetirányt megfordítjuk, pl. a 39b ábra szerint oly módon, hogy  $X_1$ -et  $X_2$ -vel kötjük össze, négypólusú tekercselést kapunk  $S = \tau_p/2$ -nek megfelelően  $\xi_h = 0,707$  húrtényezővel.

A menetirány megfordítása 39c ábra szerint úgy is történhet, hogy a 39a ábrában az  $A_1$  és  $X_2$  pontokat is összekötve a tekercselést két párhuzamos ágra osztjuk, és az



40a ábra

Egyréteges Dahlander-tekercselés gerjesztési ábrái, ha  $q = 2$ , és  $p = 2$

$A$  és  $X$  pontokban csatlakozunk az áramforráshoz. Ez a kapcsolás gyakran fordul elő, mert az üzemviszonyok miatt (l. XVI. fejezet) a nagy pólusszámú tekercselés sokszor *soros háromszöge*, a kis pólusszámú pedig két párhuzamos csillagba van kötve, ami 6 kivezetéssel megoldható [29].

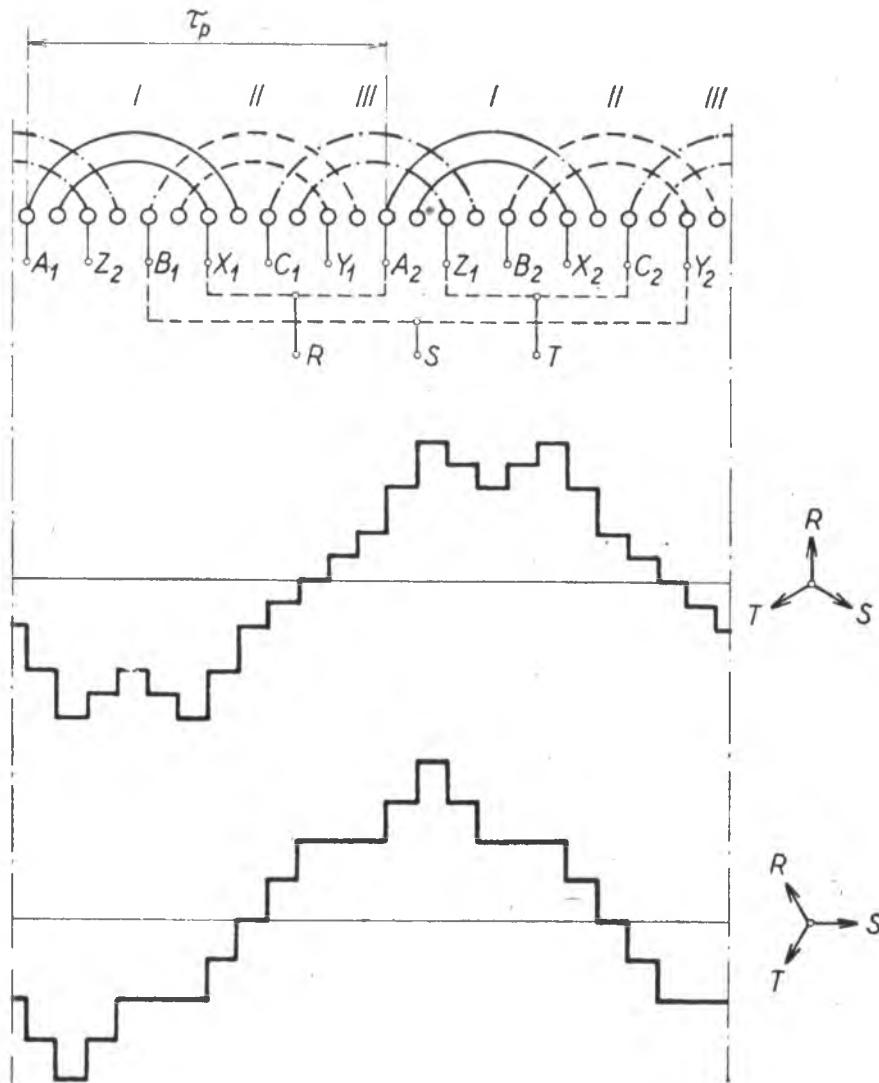
A 39. ábrákban látható szinuszonval a fluxus alapharmonikusának pillanatnyi értékét jelenti.

A 39. ábrákban bemutatott háromfázisú, *egyréteges tekercselés* a nagy pólusszámra kapcsolva (40a ábra) kifogástalanul működik, míg a kis pólusszámnál (40b ábra) — eltekintve a kis húrtényezőtől — a gerjesztési ábrában igen sok felharmonikus van, ami a légrésszórási tényező növekedése miatt a motor billenő nyomatékát nagymértékben csökkenti. Ezen a horonyszám növelése sem segít lényegesen [l. XII. fejezet].

A hibákon részben úgy lehet segíteni, hogy *kétréteges tekercselést* alkalmazunk, melyben a háromfázisú tekercselés a nagyobb pólusszámnál a rendes  $60^\circ$  helyett fázisonként  $120^\circ$ -ot foglal el. Erre a tekercselési típusra úgy juthatunk, hogy a

közönséges kétrétegű, zárt, egyenáramú tekercselést póluspáronként három helyen felfüggesztenek [I. III. kötet 79. old.; 16, 98]. A 41a és b ábrán láthatók a gerjesztési ábrák erre az esetre négy-, illetve kétpólusú kapcsolásban.

A négypólusú kapcsolásból kiindulva a kétpólusú úgy, mint előbb az egyréteges



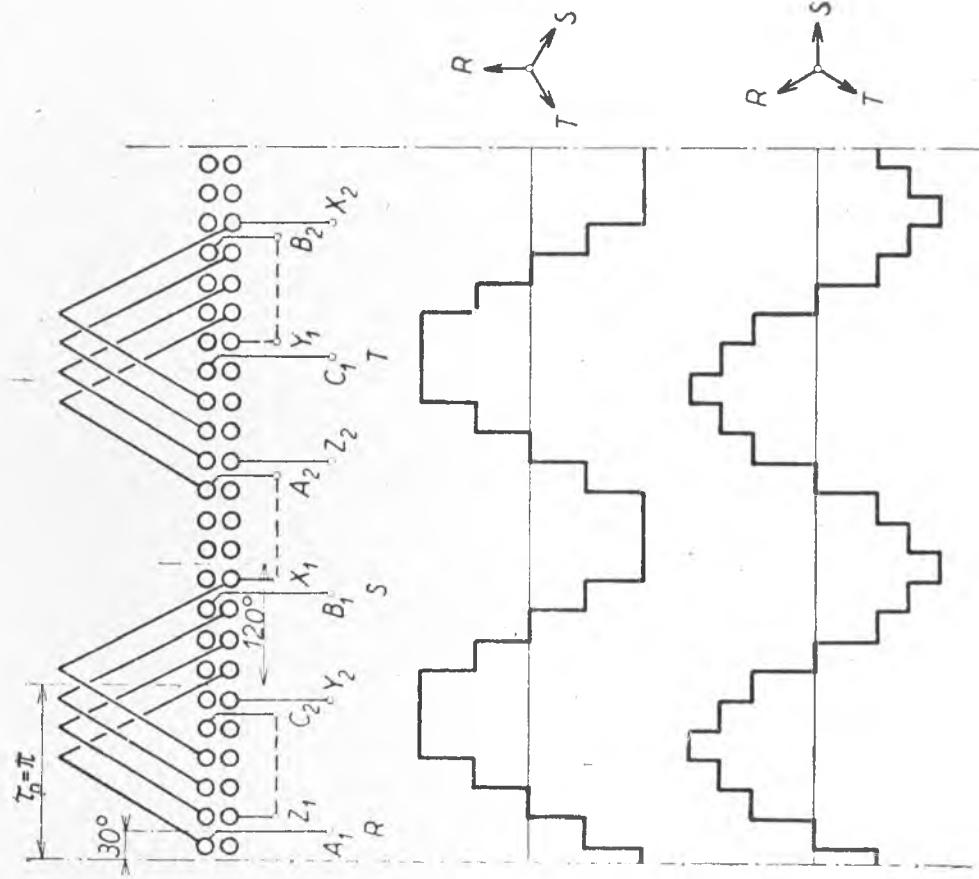
40b ábra

Egyréteges Dahlander-tekercselés gerjesztési ábrái, ha  $q = 4$ , és  $p = 1$

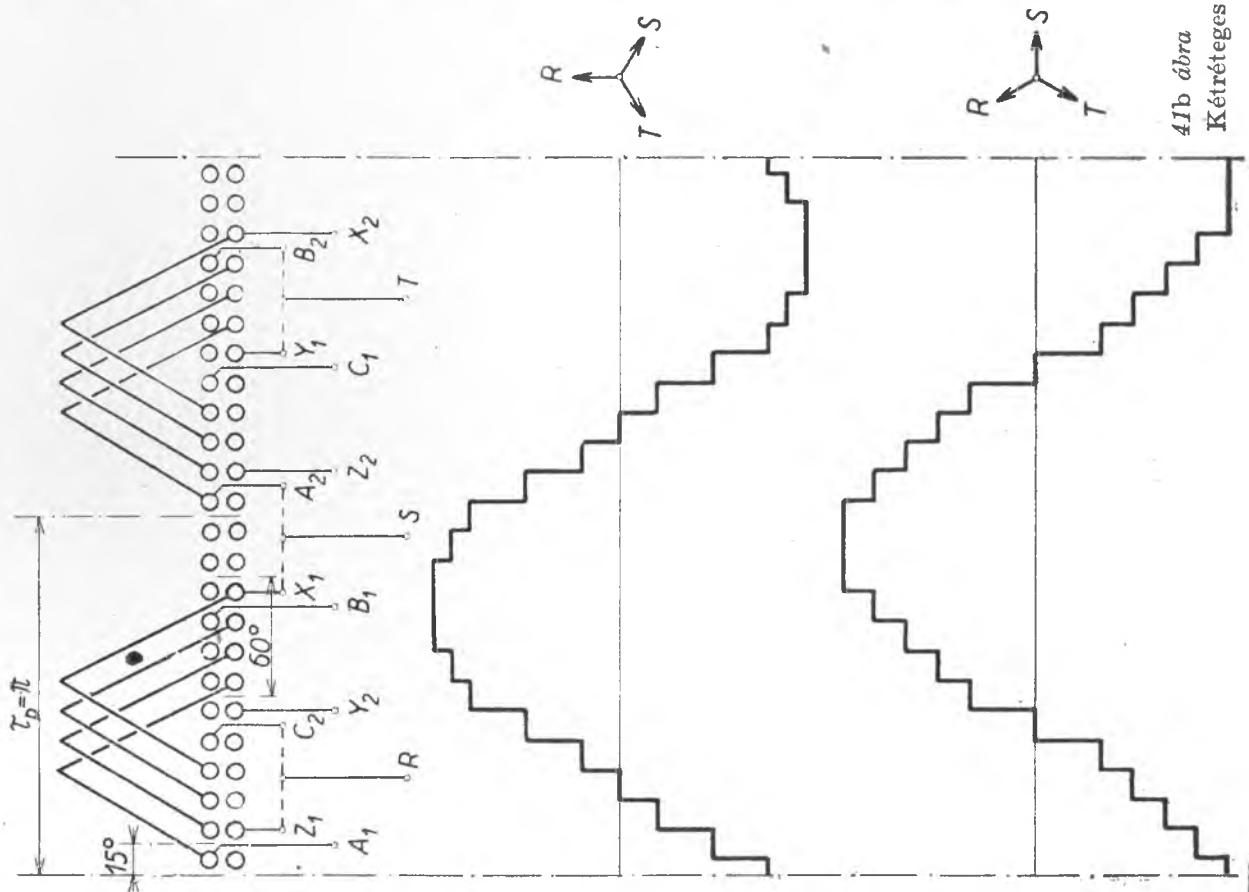
megoldásnál, azáltal érjük el, hogy a tekercselés egyik felében a menetirányt megfordítjuk pl. úgy, hogy a két tekercscsoportot párhuzamosan kapcsoljuk.

A tekercselés kapcsolási vázlata, két párhuzamos csillagba való kapcsolás esetén, a 42. ábrában látható.

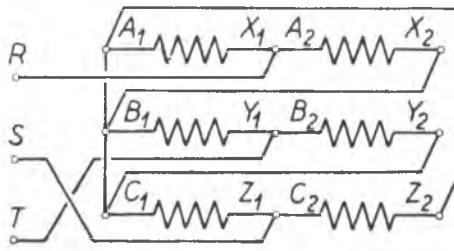
Az eddig bemutatott gerjesztési ábrákban feltűnő, hogy a kis pólusszámnál a forgótér *ellenállásos* irányú, mint a nagy pólusszám esetén. Ezért a pólusszám változtatásakor két hálózati hozzávezetést meg kell cserélni, hogy a motor forgásirányára változatlan maradjon. Ezt a cserét a 42. ábra mutatja. A 43. ábra szerint ehhez egy hárompólusú átkapcsoló és egy kétpólusú megszakító szükséges.



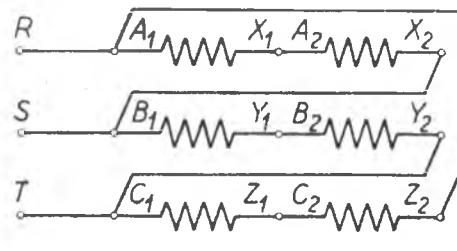
41a ábra  
Kétréteges Dahlander-tekerceslés gerjesztési ábrái, ha  $q = 2$ , és  $p = 2$



41b ábra  
Kétréteges Dahlander-tekerceslés gerjesztési ábrái, ha  $q = 4$ , és  $p = 1$

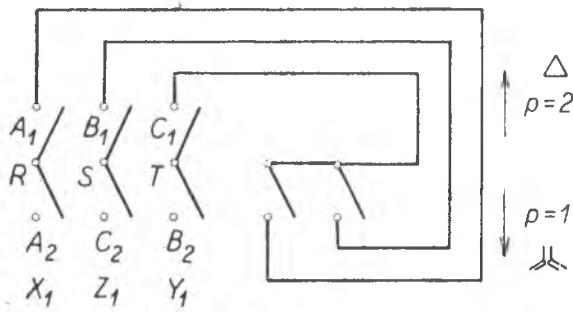


$2//\Delta \quad p=1$



42. ábra

Dahlander-tekercselés  $p = 2$ -nél soros háromszög,  $p = 1$ -nél két párhuzamos csillagkapcsolásban



43. ábra

A 42. vázlathoz tartozó kapcsolók

A nagy pólusszámánál  $\xi_h = 1$  és  $\xi_e = 0,827$ -del a tekercselési tényező  $\xi = 1 \cdot 0,827 = 0,827$ .

## 2. Csúszógyűrűs forgórész

A tekercselési típus megválasztásában szabadabban mozoghatunk, mert a rotorfeszültség a MSZ 9241—53. számú szabvány által megszabott határok között szabadon választható. Csúszógyűrűs forgórészekben ezért azt a tekercselési típust alkalmazzuk, amelyhez a legkevesebb átkötés szükséges. Legtöbbször a hullámoss, kétréteges rúdtekercselést használják, minden fázisban egy-egy viaszaforduló átkötéssel. A tekercselés vázlatát a III. kötet 95. ábrája mutatja. Az átkötéseket egyensúlyozási okokból egymástól egyenlő távolságra helyezzük el a kerületen.

Ezt a tekercselést is lehet úgy készíteni, hogy a horony- és légrésszórási reaktancia a rövidített lépésű hurkos tekercselésnél talált mértékben kisebb legyen. Redukálásnál a hatás csökken, mert  $\xi_2$  kisebb.

A rövidített lépésű tekercseléseknek ez a tulajdonsága azzal függ össze, hogy pólusonként egy vagy több horonyban nem ugyanahhoz a fázishoz tartozó vezetők fekszenek. Pl. a III. kötet 91 horonyvázlatában, amelyet a 44a ábrával a teljesség kedvéért megismételünk, mindegyik fázis felső rétege az alsóhoz viszonyítva egy horonyosztással el van tolva, és  $S/\tau_p = 150^\circ/180^\circ = 5/6$ .

A 44b ábra horonyvázlata az előbbivel egyenértékű, mert ha pl. a 9., 13., 21 és 1. jelű horonyokban a felső és az alsó réteg vezetőit felcseréljük a körökkel jelzett fázisban, a 44a ábra vázlatát kapjuk.

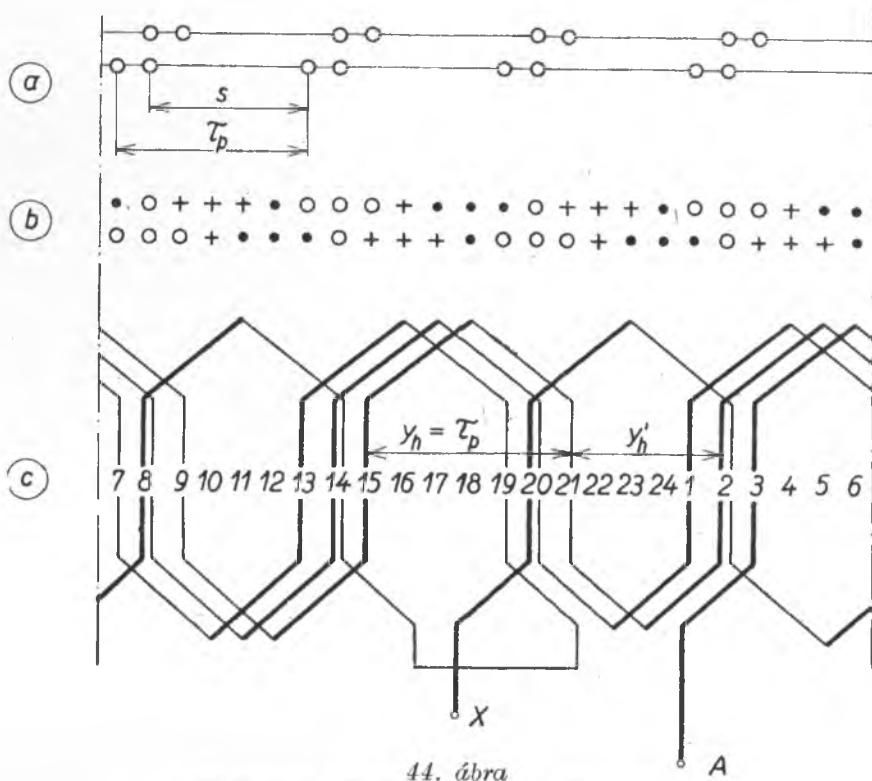
A két réteg felcserélése pedig ugyanabban a horonyban szórás szempontjából változást nem okoz, tehát a 44a és 44b horonyvázlatok a csere nélkül is egyenértékűek.

A nagyobb pólusszámú kapcsolásban a horonylépés a pólusosztással egyenlő, tehát normális, de a sávszélesség  $120^\circ$ -os. A kisebb pólusszámú kapcsolásban viszont a horonylépés a nagyobb pólusszámnak felel meg, a sávszélesség pedig normális.

Ezekből következik, hogy a kis pólusszámnál a húrtényező  $\xi_h = 0,707$ , és az elosztási tényezőt  $\xi_e = 0,96$ -nak véve, a tekercselési tényező  $\xi = 0,96 \cdot 0,707 = 0,677$ .

A hullámos tekercselés  $y_h = 6$ -tal és  $y'_h = 5$ -tel elkészíthető, amint azt a körökkel jelzett fázisra a 44c ábra mutatja. Ez a közönséges hullámos tekercseléstől csak abban különbözik, hogy a visszaforduló kengyeltől számítva a két ágban a vezetők száma nem egyenlő. A mi esetünkben  $A$  felé háromszor megyünk körül a kerületen,  $X$  felé pedig csak egyszer. A két ág tehát nem köthető párhuzamosan.

Találkozunk *egyréteges rúdtekercselésekkel* is, mint pl. az 1. számítási példában tárgyalt motor esetében (l. 131. ábra). minden horonyban két rúd van ugyan, de egymás mellett. A rudak magassági mérete aránylag nagy lehet, mert az áram kis periódusszáma miatt többletveszteségektől nem kell tartani. A rudak összekötése cél-



Hullámos tekercselés rövidített lépéssel

jából az egyiket a kettő közül le kell görbíteni, amint az a 137. ábrán látható, amelyen a visszaforduló átkötések is be vannak rajzolva. Ilyen forgórésztekercselése van az V. kötet XII. betétlapján feltüntetett motornak is. Ennél a tekercselési típusnál bandázs nem minden esetben szükséges.

*Befűzött* és *kétsíkú* tekercselések forgórészekben ritkábban fordulnak elő. Ezeknél a centrifugális erő ellen nehezebb a védekezés. Kis gépeknél nincs szükség erre a védekezésre, ha a tekercselés besodort és egyenlő tekercselemeiből áll. Ebben az esetben a tekercsek egymást tartják. Ez a típus sem gyakori, mert csak vékony vezetőkre alkalmas, vagyis kis motorokra, ezek pedig többnyire *rövidrezárt* forgórésszel készülnek.

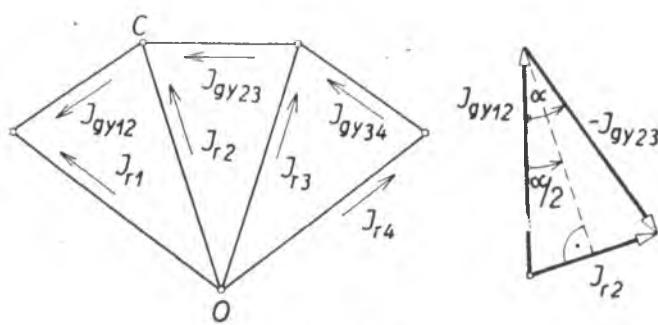
### 3. Kalickás forgórész

Ebben a fejezetben csak az *egykalickás* forgórésszel foglalkozunk, a két-, esetleg többkalickás típusokat a XXV. fejezetben tárgyaljuk.

A *kalicka* úgy keletkezik, hogy a forgórész hornyaiban egy-egy, rendszerint csupasz, fémrudat helyezünk el, és a rudak végeit a vastest minden oldalán egy-egy

gyűrűvel kötjük össze. A rudak és a gyűrűk sokszor alumíniumból készülnek, éspedig kiöntés útján (I. tábla).

A *rudakban* és a *gyűrűkben folyó áramok* nem egyenlők, a gyűrűáram általában jóval nagyobb, mint a rúdáram. A kettő közötti összefüggés megállapítására célszerű, ha a rudakat az egyik oldalon impedancia nélküli csillagba kötve képzeljük, és a másik gyűrű impedanciáját a kétszeres értékre növeljük. Így a rudak, mint egy  $m_2$  fázisú csillagkapcsolású generátorban a megmaradt gyűrűre, mint sokszögbe kapcsolt terhelésre dolgoznak. Az egymás mellett fekvő rudakban folyó áramok nincsenek fázisban, és ha szinusztörvény szerint változnak, a fáziskülönbség



45. ábra

Kalickás forgórész helyettesítő vázlata a rúd- és gyűrű-áram vektorábrájával

$$\alpha = \frac{2\pi p}{Z_2} = \frac{2\pi}{Z_2/p}. \quad (57)$$

Szimmetria-okokból ugyanennyi fáziskülönbség van a szomszédos gyűrűszegmensek között is.

Így a kalicka egy többfázisú rendszert jelent annyi fázissal, ahány rúd van pólus-páronként és

$$m_2 = \frac{Z_2}{p} \quad (58)$$

rendszerint egész szám.

A 45. ábra az előbbi módon átalakított kalicka egy részletének kapcsolási vázlatát, illetve vektorábráját mutatja. A C csomópontra felvett pozitív irányokkal

$$\bar{I}_{gy23} - \bar{I}_{gy12} + \bar{I}_{r2} = 0,$$

amiből

$$\bar{I}_{r2} = \bar{I}_{gy12} - \bar{I}_{gy23},$$

vagyis az  $I_{gy12}$  és a  $180^\circ$ -kal megfordított  $I_{gy23}$  vektor eredőül  $I_{r2}$ -t ad, és mivel  $I_{gy12} = I_{gy23}$ , és a rúdáramok is minden egyenlők, elhagyva a számindexeket, a vektorábra szerint az abszolút értékek között a következő összefüggés áll fenn

$$I_r = I_g y 2 \sin \frac{\alpha}{2}, \quad (59)$$

vagy

$$I_g y = \frac{I_r}{2 \sin \frac{\alpha}{2}} = \frac{I_r}{2 \sin \frac{\pi}{m_2}} \approx \frac{I_r}{\frac{2\pi}{m_2}} = \frac{I_r Z_2}{2\pi p}, \quad (60)$$

mert  $\alpha/2$  általában kis szög.

Ezt az összefüggést szemléltetőben a 46. ábra alapján is meg lehet állapítani. A felvett pillanatban a rudakban a szinuszonál ordinátáinak megfelelő áramok folynak, és záródnak a gyűrűkben. Az ábrából látható, hogy a gyűrűáram *legnagyobb* értéke a rúdáramok átlagértékének és a pólusosztás felére eső rúdszám szorzatával egyenlő.

Ha  $Z_2$  igen nagy, ez az átlagérték  $i_{r \max} \frac{2}{\pi} 2s$

$$i_{gy \ max} = (i_{r \ max} \cdot 2/\pi) \frac{Z_2}{4p} = i_{r \ max} \frac{Z_2}{2p \pi},$$

és ugyanúgy az effektív értékek

$$I_{gy} = I_r \frac{Z_2}{2\pi p}$$

a (60) képlettel egyezően.

Ha  $I_{gy}$  kifejezéseiben  $Z_2 = 3 \cdot 2p q'_2$ -t helyettesítünk, mintha háromfázisú tekercselésről lenne szó  $q'_2$  horonnyal pólusonként és fázisonként

$$\begin{aligned} I_{gy} &= I_r \frac{3 \cdot 2p q'_2}{2\pi p} = \\ &= \frac{6}{2\pi} \cdot q'_2 I_r = 0,96 q'_2 I_r. \end{aligned} \quad (61)$$

Ha pl.  $Z_2 = 44$  és  $p_2 = 2$ ,  
 $q'_2 = 44/6 \cdot 2 = 3 \frac{2}{3}$ ,

akkor

$$I_{gy} = 0,96 \cdot 3 \frac{2}{3} \cdot I_r = 3,52 I_r.$$

Ugyanezt az eredményt adja a (60) képlet is, mert  $\frac{44}{4\pi} I_r = 3,52 I_r$ .

Minél nagyobb  $Z_2/p$  vagy  $q'_2$ , annál nagyobb az  $I_{gy}/I_r$  viszony.

Ha a forgórészben, megtartva a kerületi áramot, a rúdszámot változtatjuk, a gyűrűáram változatlan marad, mert  $I_r$  fordítva arányos  $Z_2$ -vel. Ha pedig az állórész pólusszámát, pl. a tekercselés átkapcsolásával a felére csökkentjük, ismét változatlan kerületi áram esetén  $I_{gy}$  (59) szerint a kétszeres, tehát a gyűrűben keletkező veszteség a négyeszeres értékre nő. Pólusátkapcsolásos gépeknél erre ügyelni kell.

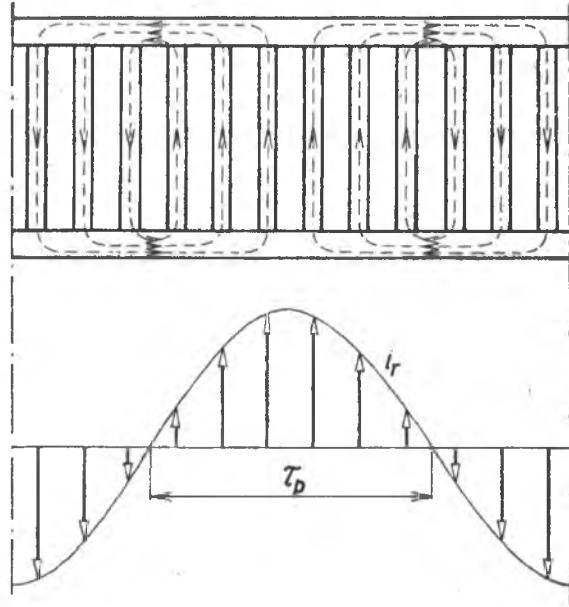
A kalickás forgórész rúdjaiban és gyűrűiben fellépő tekercselési veszteségeket külön számítjuk ki. Ismerve  $I_r$ -et és  $I_{gy}$ -t, a rudakban

$$P_{r2r} = Z_2 I_r^2 R_r = Z_2 I_r^2 (\rho l_r / A_r), \quad (62)$$

a gyűrűkben

$$P_{r2gy} = 2 I_{gy}^2 R_{gy} = 2 I_{gy}^2 (\rho D_{gy} \pi / A_{gy}) \quad (63)$$

veszteség lép fel.  $R_r$  egy rúd,  $R_{gy}$  pedig egy gyűrű ellenállása,  $D_{gy}$  a gyűrű közepes átmérője,  $l_r$  a rúdhossz,  $A_r$  és  $A_{gy}$  a rudak, illetve gyűrűk keresztmetszetei és  $\rho$  a fajlagos ellenállás.



46. ábra

Rúd- és gyűrűáramok útjai a kalickás forgórészben

Ha a *kalicka* egy primer fázisra *redukált ellenállására* van szükségünk (l. 4. pont) pl. azért, hogy a helyettesítő vázlat  $R'_2$  tagját megállapíthassuk, úgy járunk el, hogy minden rúd ellenállásértékéhez hozzáadjuk két gyűrű szegmensnek egy-egy rúdra eső  $\Delta R_{gy}$  ellenállását, amelyet előzetesen úgy állapítunk meg, hogy ha abban a rúdáram folyik, a valóságban keletkező veszteség lépjen fel. A teljes veszteség

$$P_{r2} = Z_2 R_r I_r^2 + 2 R_{gy} I_{gy}^2 = Z_2 I_r^2 (R_r + \Delta R_{gy}), \quad (64)$$

és mivel (59) szerint  $I_{gy} = \frac{I_r}{2 \sin \alpha/2}$  és  $\alpha = 2\pi p/Z_2$ ,

$$\Delta R_{gy} = \left( \frac{2R_{gy}}{Z_2} \right) \frac{1}{4 \sin^2 \alpha/2} \approx \left( \frac{2R_{gy}}{Z_2} \right) \frac{Z_2^2}{4\pi^2 p^2}, \quad (65)$$

mert kis  $\alpha$  esetén  $\sin \alpha/2 \approx \frac{\pi p}{Z_2}$  és  $4 \sin^2 \frac{\alpha}{2} \approx \frac{4\pi^2 p^2}{Z_2^2}$ .

Továbbá (65)-ből

$$\Delta R_{gy} = \frac{2 R_{gy} Z_2}{4\pi^2 p^2} = \frac{2Q D_{gy} \pi}{A_{gy}} \cdot \frac{Z_2}{2p^2 \pi^2} = \frac{2Q D_{gy}}{A_{gy}} \cdot \frac{Z_2}{2p^2 \pi}. \quad (65')$$

Ha (65)-ben  $Z_2^2 = (2 \cdot 3 \cdot p \cdot q'_2)^2$ -et helyettesítünk  $\Delta R_{gy}$  más alakban

$$\Delta R_{gy} = \left( \frac{2R_{gy}}{Z_2} \right) \frac{36 \cdot p^2 q'^2_2}{4\pi^2 p^2} = \left( \frac{2R_{gy}}{Z_2} \right) \frac{9}{\pi^2} \cdot q'^2_2 = \frac{2R_{gy}}{Z_2} \cdot 0,91 \cdot q'^2_2 \quad (65'')$$

$\left( \frac{2R_{gy}}{Z_2} \right)$  két rúd között fekvő gyűrűszegmensek együttes ellenállása, amelyet a második tag a többszörös értékre emel, mert (61) szerint a gyűrűkben a rúdáram  $\frac{3}{\pi} \cdot q'_2$ -szerese folyik.

Tehát minden rúd ellenállását  $\Delta R_{gy}$ -vel kell megnövelni, ha azt akarjuk, hogy  $Z_2 I_r^2$ -tel szorozva a kalicka rúd- és gyűrűveszteségeit *egy összegben* kapjuk.

Ha az állórész és a kalickás forgórész gerjesztési ábrája tiszta szinuszonál lenne, a kalickás forgórészt — ellentétben a tekercselettel — akármilyen rúdszámnál, tetszőleges pólusszámú állórészben lehetne használni. A valóságban figyelemmel kell lenni a gerjesztési ábrák felharmonikusaira, amelyek a motor szinkronizmusától eltérő fordulatszámú, az üzemet zavaró forgótereket hozhatnak létre (l. XXI. fejezet).

#### 4. A szekunder mennyiségek vonatkoztatása (redukálása) a primer oldalra

A vezetőleg összefüggő négpólust csak akkor lehet az aszinkron gép helyettesítő vázlatának tekinteni, és annak segítségével a fizikai folyamatokat leírni ha,

a) a primer és a szekunder részben a fófluxus által indukált feszültségek egyenlők, mert az áthidaló ág végi között csak egyfélé feszültség lehet,

b) a primer és a szekunder áramok gerjesztő hatása egységnyi áramra vonatkoztatva ugyanakkora, mert a 14. ábra csomópontjaira csak így érvényes az  $\bar{I}_1 + \bar{I}_2 = \bar{I}_g$  Kirchhoff-törvény.

Minthogy a valóságban az a) és b) alatti összefüggések általában nem állanak fenn, a szekunder mennyiségeket a primerre vonatkoztatjuk, redukáljuk, vagyis a szekunder mennyiségeket átszámítjuk arra az esetre, ha a szekunder oldal szerkezete *azonos* volna a primer oldal szerkezetével.

c) A két oldal feszültségeinek és áramainak egyenlő periódusszámúaknak is kell lenniük. Ennek a feltételnek a szlip bevezetésével már eleget tettünk (l. IV. fejezet).

Eltérően a transzformátor esetétől, itt a két oldalon fázisonként indukált feszült-ség nemcsak a menetszámtól, hanem a tekercselési tényezőtől is függ, a feszültségekre az átszámítási tényező, amellyel a szekunder feszültségeket szorozni kell (l. I. fejezet)

$$a = \frac{N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2} = \frac{N_1 \xi_{e1} \xi_{h1}}{N_2 \xi_{e2} \xi_{h2}}, \quad (1)$$

ahol  $\xi_e$  az *elosztási*,  $\xi_h$  a *húrtényező*. Ezzel a primerre vonatkoztatott indukált feszült-ség :

$$U'_{e2} = U_{e2} a = U_{e1} = U_e.$$

A primer gerjesztés pólusonként  $m_1 I_1 N_1 \xi_1$ -gyel a szekunder  $m_2 I_2 N_2 \xi_2$ -vel arányos (l. III. kötet 111. oldal), ha  $m_1$  és  $m_2$  a primer és a szekunder fázisszám, amely egymástól eltérhet.

Annak az  $I'_2$  redukált szekunder áramnak, amely áramegységenként ugyanakkora gerjesztést ad, mint a primer áram, eleget kell tennie a következő egyenlőségnak

$$m_2 (N_2 \xi_2) I_2 = m_1 (N_1 \xi_1) I'_2.$$

vagyis

$$I'_2 = \frac{m_2}{m_1} \left( \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1} \right) I_2 = \frac{m_2}{m_1} \frac{1}{a} I_2. \quad (66)$$

Ha  $m_1 = m_2$ , az áramátszámítási tényező, a feszültségekre vonatkozó tényező reciprokja és

$$I'_2 = I_2/a. \quad (66')$$

d) A helyettesítő vázlat  $R_2$  és  $X_{s2}$  állandó feszültségek és áramok viszonyai, ezért  $R'_2$  és  $X'_{s2}$  is a feszültségek és az áramok redukáló tényezőinek viszonyával egyenlők. Így pl.

$$R'_2 = \frac{a}{\frac{m_2}{m_1} \frac{1}{a}} R_2 = \frac{m_1}{m_2} \cdot a^2 R_2, \quad (67)$$

vagy

$$X'_{s2} = \frac{a}{\frac{m_2}{m_1} \frac{1}{a}} X_{s2} = \frac{m_1}{m_2} \cdot a^2 X_{s2}. \quad (68)$$

A redukálást így végezve, az  $R_2$ -től és  $X_{s2}$ -től függő  $U_{r2}$  és  $U_{s2}$  feszültségkomponensek  $U_{e2}$ -re vonatkoztatott értékei, valamint az  $R_2 I_2^2$  és  $X_{s2} I_2^2$  hatásos és meddő teljesítmények a redukálás után nem változnak, mert pl.

$$\frac{U'_{r2}}{U'_{e2}} = \frac{R'_2 I'_2}{U'_{e2}} = \frac{\left(\frac{m_1}{m_2} a^2 R_2\right) \left(\frac{m_2}{m_1} \frac{I_2}{a}\right)}{a U_{e2}} = \frac{R_2 I_2}{U_{e2}},$$

vagy

$$R'_2 I'^2_2 = \left(\frac{m_1}{m_2} a^2 R_2\right) \frac{m_2}{m_1} \left(\frac{I_2}{a}\right)^2 = R_2 I^2_2.$$

Sok esetben  $m_1 = m_2$ , ilyenkor

$$R'_2 = \left(\frac{N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2}\right)^2 \cdot R_2 \quad (67')$$

és

$$X'_{s2} = \left(\frac{N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2}\right)^2 X_{s2}, \quad (68')$$

illetve  $R'_2 = a^2 R_2$  és  $X'_{s2} = a^2 X_{s2}$ .

e) Kalickás forgórész. A redukáló tényező kifejezéseibe  $N_2 = \frac{1}{2}$ -et,  $m_2 = Z_2/p$ -t és  $\xi_2 = 1$ -et kell helyettesíteni, ha a rudakat félmeneteknek tekintjük, és figyelembe vesszük, hogy eltérő fázisú feszültségek nincsenek sorbakötve.

Tehát pl., ha  $R_2$  egy szekunder fázis ellenállása,

$$R'_2 = \frac{m_1}{m_2} a^2 R_2 = \frac{m_1 N_1^2 \xi_1^2}{Z_2 \left(\frac{1}{2}\right)^2 \cdot 1^2} R_2 = \frac{4m_1 N_1^2 \xi_1^2}{Z_2/p} R_2. \quad (69)$$

$R_2 = \frac{1}{p} (R_r + \Delta R_{gy})$ , mert  $m_2 = Z_2/p$ , és így minden fázisban  $p$  rúd- és gyűrűszegmens párhuzamosan van kapcsolva. Tehát (65') szerint

$$R_2 = \frac{1}{p} \left( R_r + 2R_{gy} \frac{Z_2}{(2p)^2 \pi^2} \right) \quad (70)$$

vagy (65'') szerint

$$R_2 = \frac{1}{p} \left( R_r + \frac{2R_{gy}}{Z_2} 0,91 q'^2_2 \right). \quad (70')$$

Ha  $Z_2/p$  kivételesen nem volna egész szám, a kalicka  $Z_2$  fázisú, és a  $p$ -vel való osztás elmarad. De elmarad a redukáló tényezőben is úgy, hogy  $R'_2$ -re ugyanazt az eredményt kapjuk. Ezért tekintet nélkül, hogy  $Z_2/p$  egész szám-e vagy nem, minden  $m_2 = Z_2/p$ -vel számíthatunk.

Hasonlóan kapjuk az egy primer fázisra vonatkoztatott szekunder szórási reaktanciát,  $X_{s2}$ -t, illetve  $X'_{s2}$ -t.

A horonyferdítési tényezőt egyelőre még nem vettük figyelembe, vagyis feltétük, hogy az álló- és forgórészhoronyok tengelyei párhuzamosak.

### 3. Számpélda (csúszógyűrűs forgórész)

Egy  $P_n = 330$  kW teljesítményű,  $m_1 = 3$  fázisú,  $U_1 = 3000/\sqrt{3}$  V = 1732 V kapocsfeszültségű motor állórészeiben fázisonként  $N_1 = 140$  sorbakötött menet van. A forgórészben  $m_2 = 3$  és  $N_2 = 24$ . A tekercselési tényező minden oldalon  $\xi_1 = \xi_2 = 0,955$ , úgyhogy a redukálási tényező

$$a = \frac{N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2} = \frac{140}{24} = 5,84$$

és

$$a^2 = 34,2.$$

A forgórész ellenállása fázisonként  $75$  C°-on  $R_2 = 0,0162 \Omega$  és a primerre vonatkoztatva

$$R'_2 = a^2 R_2 = 34,2 \cdot 0,0162 \Omega = 0,55 \Omega.$$

### 4. Számpélda (kalickás forgórész)

Egy 5,5 kW teljesítményű,  $m_1 = 3$  fázisú, 4 pólusú motor kalickás forgórésszel  $Z_2 = 44$  horonnyal készült, éspedig alumíniummal való kiöntés útján. Az alumínium fajlagos ellenállása  $75$  C°-on ilyenkor  $0,04 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ -re tehető; ami kb. 10%-kal több, mint a magyar szabványnak megfelelő húzott vagy hengerelt anyagé.

A rúdhossz  $l_r = 0,1$  m, keresztmetszete  $A_r = 46,5 \text{ mm}^2$ , úgyhogy egy rúd ellenállása  $R_r = \frac{\rho l_r}{A_r} = \frac{0,04 \cdot 0,1}{46,5} \Omega = 86 \cdot 10^{-6} \Omega$ .

A gyűrű átmérője  $D_{gy} = 125$  mm, és egy gyűrű ellenállása

$$R_{gy} = \frac{\rho D_{gy} \pi}{A_{gy}} = \frac{0,04 \cdot 0,125 \cdot \pi}{165} \Omega = 95 \cdot 10^{-6} \Omega.$$

Minthogy  $q'_2 = Z_2/2 \cdot 3p = 44/6 \cdot 2 = 3\frac{2}{3}$ , (65'') szerint

$$\Delta R_{gy} = \left( \frac{2R_{gy}}{Z_2} \right) \cdot 0,91 \cdot q'^2_2 = \frac{2 \cdot 95 \cdot 10^{-6}}{44} \cdot 0,91 \cdot \left( 3\frac{2}{3} \right)^2 \Omega = 53 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$p = 2$ , ezért 2 — 2 rúd párhuzamosan van kapcsolva úgy, hogy

$$R_2 = \frac{1}{2} (86 \cdot 10^{-6} + 53 \cdot 10^{-6}) \Omega = 69,5 \cdot 10^{-6} \Omega.$$

A gyűrűk hatása az ellenállás és a veszteség szempontjából olyan, mintha a rudak hosszát  $100 \cdot \frac{53}{86} = 61,5\%$ -kal megnöveltük volna.

A primer menetszám fázisonként  $N_1 = 282$ , ezért a redukáló tényező (69) szerint

$$\frac{m_1}{m_2} a^2 = \frac{4m_1 N_1^2 \xi_1^2}{Z_2/p} = \frac{4 \cdot 3 \cdot 282^2 \cdot 0,955^2}{44/2} = \frac{24 \cdot 80\,000 \cdot 0,91}{44} = 3,97 \cdot 10^4$$

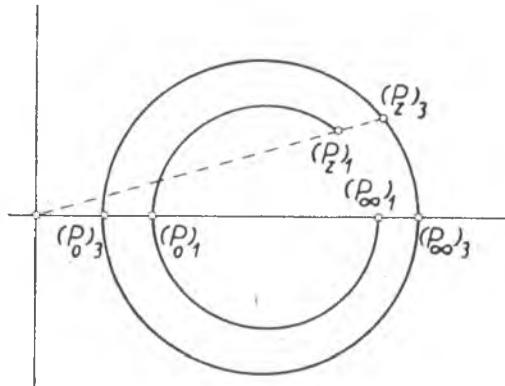
és a primerre redukált szekunder ellenállás fázisonként :

$$R'_2 = R_2 \frac{m_1}{m_2} a^2 = 69,5 \cdot 10^{-6} \cdot 3,97 \cdot 10^4 = 2,75 \Omega.$$

## X. Az egyfázisú aszinkron gép

### 1. A működés alapelvei

Ha egy háromfázisú üresen járó motor egyik hozzávezetését megszakítjuk, a motor az eddigi irányban továbbforog. Az üresjárási áram 50—60%-kal megnő, de ennek az értéknek kb. a felére esik, ha — csúszógyűrűs gép esetén — a forgórész tekercselését megszakítjuk. Ebben az állapotban a motor nem üzemképes, ezért az árammérőt a megszakítás után azonnal kell leolvasni. Ismét zárva a forgórész áramkörét, terheléskor a fordulatszám — éppúgy, mint a háromfázisú motoré — keveset esik, legnagyobb teljesítménye és billenő nyomatéka azonban a háromfázisú motor értékeinek felét sem éri el.



47. ábra

Egyfázisú aszinkron motor áram-munka-diagramja

tetjük, hogy a mágneses viszonyok lényegesen nem változtak, és hogy most is *forgó* mágneses tér keletkezik. Ehhez azonban a forgórész közreműködése szükséges, amit igazol az a már említett megfigyelés, hogy a forgórész tekercselésének megszakításakor a felvett meddő teljesítmény csak kb. félakkora, és a motor megáll. A megszakítás után ugyanis csak *váltakozó* mágneses tér keletkezhetik, ennek energiatartalma pedig az ugyanolyan amplitudójú forgó mágneses tér energiatartalmának fele.

Megállapítjuk még, hogy álló állapotban, tehát *rövidzáráskor*, a felvett áram kisebb, éspedig a háromfázisú üzemben fellépő áramnak kb. 80%-a.

A *munkadiagram* most is kör alakú, de a kör átmérője kisebb, mert nagyobb lett az üresjárási és kisebb a rövidzárási áram. Ez is mutatja, hogy az egyfázisú gép teljesítménye kisebb, mint a háromfázisú gépé, amelyből keletkezett.

Ha *megterheljük* az egyfázisú motort, a kördiagram  $P_0$  pontjából kiindulva a  $P_z$  pontig jutunk. Ellentétes irányban forgatva a motort, nem megyünk a körön a  $P_\infty$  pont felé, mint a háromfázisú motor esetében, hanem visszajutunk a  $P_0$  pontba, mert az egyfázisú motor éppúgy viselkedik az egyik, mint a másik forgásirányban. Negatív szlipnek generátorüzem felel meg, féküzem azonban nem lehetséges. A körből hiányzik a rövidebb  $\widehat{P_z P_\infty}$  ív, és a diagram nem is egyszerű kör, hanem egy degenerált *negyedrendű bicirkuláris görbe*, melynek két ága egymásra esik (47. ábra).

### 2. A két-forgótér elmélete

A megfigyelt jelenségeket úgy magyarázhatjuk, hogy a gép álló állapotában keletkező *egyfázisú lüktető* mágneses teret két egymással *szembeforgó* félakkora amplitudójú *forgótérre* bontjuk [l. III. kötet 39. old.]. Ezt meg is valósíthatjuk,

ha két egyenlő háromfázisú motort ugyanazon a tengelyen helyezünk el, és a primer tekercseléseket úgy kötjük sorba, hogy a keletkező két forgótér egymással ellentétes irányú legyen (48. ábra). A két motorban ugyanazokat a folyamatokat és mennyiségi összefüggéseket figyelhetjük és állapíthatjuk meg, amelyek az egyfázisú motorban is fellépnek, kivéve természetesen a primer áramot, amely most háromfázisú.

Álló állapotban eredő nyomaték nem jön létre, de ha a motorcsoporthoz egyik vagy másik irányban külső erővel elindítjuk, és a terhelő nyomaték nem túl nagy, fordulatszáma nő, és közeljut a szinkronizmushoz. Ha  $s$  annak a forgórésznek a viszonylagos fordulatszám-elmaradása, amely forgóterével *azonos* irányban forog, a gépcsoport másik motorja  $2-s$  szlipel jár. A forgótér *ellen* forgó motor fordulatszáma ugyanis a forgótérhez viszonyítva

$n_1 + n$ , tehát a szlip

$$\frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{n_1 + n_1(1-s)}{n_1} = 2 - s. \quad (71)$$

Az első motort *pozitív*, a másodikat *negatív* sorrendűnek szokták nevezni. A képletekben a *pozitív* sorrendű mennyiségek betűjeleit  $p$ , a *negatív* sorrendűeket  $n$  indexsel fogjuk ellátni. Az 1 és 2 indexek továbbra is a *primer* és *szekunder* mennyiségeket jellemzik.

A *pozitív* sorrendű motor impedanciája a fordulatszám növekedésével nő (ezzel egyezően egy háromfázisú motor árama az indítást követően esik), a *negatív* sorrendű motoré csökken, míg szinkronizmusban — minthogy a két motor impedanciái sorba vannak kötve — az első motorra, illetve forgótérre majdnem a teljes hálózati feszültség jut.

$s = 0$ -nál ugyanis a háromfázisú motor impedanciája, ha az ellenállásokat elhanyagoljuk,  $X_1 = U_1/I_{\mu}$  és  $s = 2$ -nél közelítően  $X_i = U_1/I_i$ . A pozitív és negatív sorrendű feszültségek tehát úgy viszonylanak egymáshoz, mint  $I_i/I_{\mu}$ , és  $U_{1p}/U_{1n}$  — a pozitív sorrendű feszültség — majdnem a teljes hálózati feszültséggel egyenlő. Ha pl.  $I_{\mu} = 0,25 I_n$  és  $I_i = 5 I_n$ ,

$$\frac{U_{1p}}{U_{1n}} = \frac{I_i}{I_{\mu}} = \frac{5}{0,25} = 20,$$

tehát a negatív sorrendű feszültség, illetve forgótér a pozitív sorrendűnek csak 5%-a.

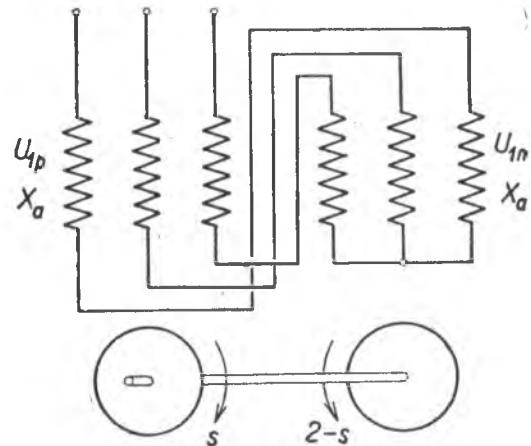
### 3. Feszültségegyenletek

A *primer oldalra* a háromfázisú gépre felírt (9) egyenlethez hasonló alakban — figyelembe véve, hogy most két forgótér indukálja a tekercselést — a következő egyenlet érvényes

$$\sqrt{3} \bar{U}_1 = 2(R_1 + j X_{s1}) \bar{I}_1 + \bar{U}_{ep} + \bar{U}_{en}, \quad (72)$$

vagy, mivel  $\bar{U}_{ep} = j X_a (\bar{I}_1 + \bar{I}'_{2p})$  és  $\bar{U}_{en} = j X_a (\bar{I}_1 + \bar{I}'_{2n})$

$$\sqrt{3} \bar{U}_1 = 2(R_1 + j X_{s1}) \bar{I}_1 + j X_a (\bar{I}_1 + \bar{I}'_{2p}) + j X_a (\bar{I}_1 + \bar{I}'_{2n}). \quad (73)$$

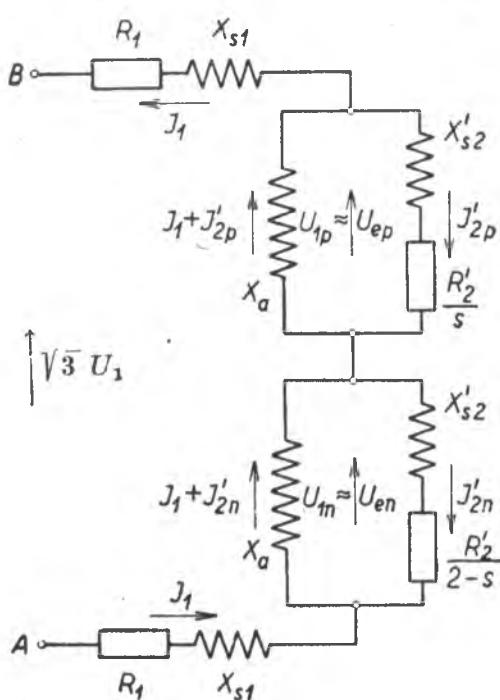


48. ábra

Egyfázisú aszinkron motor helyettesítése két ellentétes forgótérű háromfázisú motorral

$\sqrt{3} U_1$  az egyfázisú motor kapocsfeszültsége, ha az egy  $U_1$  fázisfeszültségű, csillagkapcsolású háromfázisú motorból keletkezett, melynek egyik hálózati hozzávezetését megszakítottuk.

A forgórészre két egyenletet kapunk, épedig a (15) egyenlet alakjában írva



49. ábra

Egyfázisú aszinkron motor helyettesítő kapcsolási vázlatá

mert a szlip periódusszámának felel meg. A másik, az  $I_{2n}$  áram periódusszáma közel kétszerese a primer periódusszámnak, mert ezt a rotorral ellenkezően forgó tér hozza létre, és a megfelelő szlip  $2 - s$ . A két áram eredőjét a szinkronizmus közelében az 50. ábra oszcillogramja mutatja.

$I_1$ ,  $I'_{2p}$  és  $I'_{2n}$  mint  $s$  függvénye az 54. ábrán látható.

Szinkronizmusban a forgórész nem árammentes és a benne folyó  $I'_{2n} \approx I_0$  áram miatt az üresjárási veszteségek is nagyobbak, mint egy háromfázisú motornál.

$$0 = \left( \frac{R'_2}{s} + j X'_{s2} \right) \bar{I}'_{2p} + \bar{U}_{ep} \quad (74)$$

és

$$0 = \left( \frac{R'_2}{2-s} + j X'_{s2} \right) \bar{I}'_{2n} + \bar{U}_{en}, \quad (75)$$

vagy

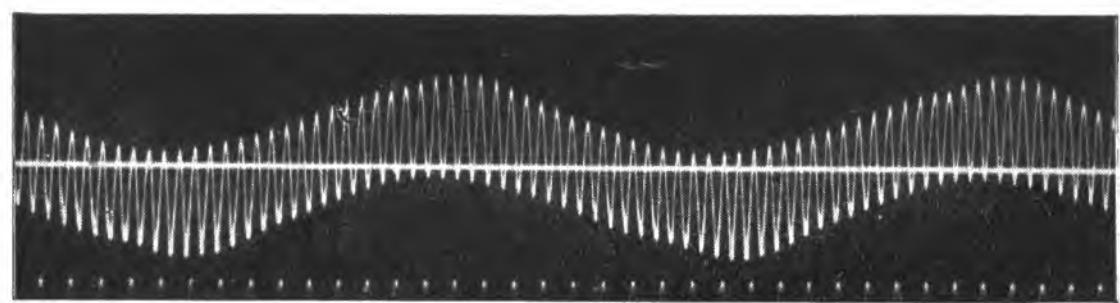
$$0 = \left( \frac{R'_2}{s} + j X'_{s2} \right) \bar{I}'_{2p} + j X_a (\bar{I}_1 + \bar{I}'_{2p}) \quad (76)$$

és

$$0 = \left( \frac{R'_2}{2-s} + j X'_{s2} \right) \bar{I}'_{2n} + j X_a (\bar{I}_1 + \bar{I}'_{2n}). \quad (77)$$

A három egyenlet alapján megrajzolhatjuk a 49. ábra helyettesítő vázlatát és kiszámíthatjuk — bár igen hosszadalmas úton —  $s$  függvényében az áramokat is [7, 65].

Az egyfázisú motor forgórészében két-féle periódusú áram indukálódik. Az  $I_{2p}$  áramot a forgóréssel egyirányban forgó tér hozza létre, ennek a periódusszáma kicsi,



50. ábra

Egyfázisú aszinkron motor rotoráramának oszcillogramja

#### 4. Az egyfázisú gép nyomatéka

A két forgótér egymás ellen működő  $M_p$  és  $M_n$  nyomatékokat hoz létre, az eredő nyomaték ezek algebrai összege. Minthogy a nyomatékok az indukált  $U_{ep}$  és  $U_{en}$  vagy közelítően az  $U_{1p}$  és  $U_{1n}$  feszültségek négyzeteivel arányosak, az ellentétes irányú forgótér nyomatéka a szinkronizmus közelében igen kicsi. Túl nagy értéket kapnánk a fékező nyomatékra, ha az ellentétes forgótér csökkenését nem vennük figyelembe.

A két egymással ellentétes nyomatéket a háromfázisú motornál az egyszerűsített helyettesítő vázlat alapján levezetett (44) kifejezéssel állapítjuk meg, mely szerint

$$M = M_b \cdot \frac{2}{\frac{s}{s_b} + \frac{s_b}{s}}. \quad (44)$$

Külön feladatként jelentkezik itt  $U_{1p}$  és  $U_{1n}$  kiszámítása, mert az előbbiekn szerint

$$M_p = \left( \frac{U_{1p}}{U_1} \right)^2 M_b \frac{2}{\frac{s}{s_b} + \frac{s_b}{s}}, \quad (78)$$

$$M_n = - \left( \frac{U_{1n}}{U_1} \right)^2 M_b \frac{2}{\frac{2-s}{s_b} + \frac{s_b}{2-s}} \quad (79)$$

és

$$M = M_p + M_n. \quad (80)$$

$U_{1p}$  és  $U_{1n}$  értékeit az eddig elhanyagolásokkal a *szimmetrikus összetevők* módszerével állapíthatjuk meg, ha az egyfázisú motort az aszimmetrikus feszültségre kapcsolt háromfázisú motor egyik esetének tekintjük [12, 322 — 1, 221]. Ugyanarra az eredményre juthatunk a helyettesítő vázlat alapján is, amelyet a következőkben ismertetünk.

#### 5. Az egyfázisú gép helyettesítő vázlatá

Az előbbiekn szerint az egyfázisú gép helyettesítő vázlatát két háromfázisú gép vázlatának sorbakötése adja. A 49. ábrában a felső ág a *pozitív* sorrendű motort jelenti, melynek szlipje  $s$ , és melynek rotorában az  $I_{2p}$  áram folyik, az alsó a *negatív* sorrendű motor,  $2-s$  szlippel és  $I_{2n}$  rotorárammal.  $R_1$  és  $X_{s1}$  a motorok egy-egy fázisának primer ellenállásai és reaktanciái,  $X_a$  egy-egy motor főfluxusának reaktanciája, melynek kapcsain az  $U_{ep}$  és  $U_{en}$ , illetve  $U_{1p}$  és  $U_{1n}$  feszültségek lépnek fel. Az áramkör  $\sqrt{3} U_1$  feszültségre van kapcsolva, ha az egyfázisú gép egy csillagba kötött háromfázisú gép egyik hozzávezetésének megszakítása által keletkezett.

A vázlat szerint az egyfázisú gép főfluxusának reaktanciája kétszer akkora, mint a csillagba kötött háromfázisú gép egyik fázisának reaktanciája. Ezt a következő módon is igazolhatjuk.

A háromfázisú gép forgó főfluxusának reaktanciája

$$(X_a)_3 \approx \frac{(U_1)_3}{(I_\mu)_3}.$$

$U_1$  az indukciótörvény alapján  $(N_1 \xi_1)_3$ -mal egyenesen,  $I_\mu$  pedig a gerjesztési törvény szerint  $(N_1 \xi_1)_3 \frac{m}{2}$ -vel fordítva arányos, úgyhogy a III. kötet (98) egyenlete szerint

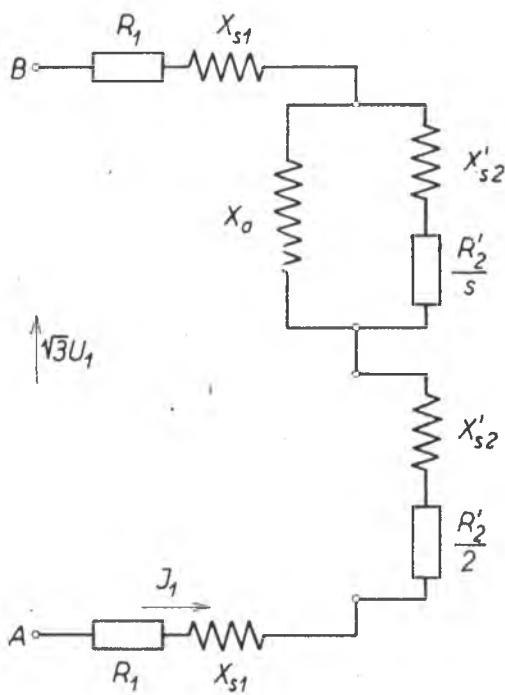
$$(X_a)_3 = k (N_1 \xi_1)_3^2 \frac{m}{2}, \quad (81)$$

és  $m = 3$  esetén

$$(X_a)_3 = k (N_1 \xi_1)_3^2 \frac{3}{2}, \quad (81')$$

$k$  a frekvenciától, a pólusszámktól és a gép méreteitől függő állandó [6, 28—29].

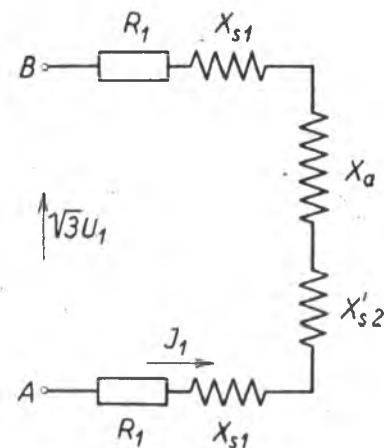
Az egyfázisú gép teljes menetszáma  $2N_1$ , tekercselési tényezője  $(\xi_1)_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} (\xi_1)_3$  és  $m = 1$ , úgyhogy a lüktető fluxus reaktanciája, melynek kifejezésében az  $\frac{m}{2}$  tényező nem fordul elő



51. ábra

Helyettesítő vázlat terheléskor, ha  $s \approx 0$

$$(X_a)_1 = k 4 (N_1 \xi_1)_3^2 \frac{3}{4} = 2 (X_a)_3. \quad (82)$$



52. ábra

Helyettesítő vázlat üresjáráskor, ha  $s = 0$

a) A szinkronizmushoz közel, tehát az üzemi fordulatszámön, amikor  $s \approx 0$ , a helyettesítő vázlat alsó ágában  $R'_2/(2-s) \approx R'_2/2$ , és mivel  $X_a$  sokkal nagyobb, mint  $J X'_{s2} + R'_2/2$ ,  $X_a$  elhanyagolható. Megmarad tehát az 51. ábra áramköre. Ebben az esetben az ellentétesen forgó tér úgy hat, mintha a primer oldalon a szórási reaktanciát  $X'_{s2}$ -vel, az ellenállást pedig  $R'_2/2$ -vel megnöveltük volna.

Ez az egyszerűsített, a szinkronizmus közelében, tehát kb. a névleges terhelésig érvényes áramkör a háromfázisú motor helyettesítő vázlatától csak a primer oldal állandóiban különbözik, és ezért a megfelelő áramdiagram itt is kör, melyet éppúgy rajzolhatunk meg, az üresjárási és a rövidzárási adatok alapján, mintha három-

fázisú motorról volna szó. Berajzolhatjuk a veszteségvonalakat is, szem előtt tartva, hogy az eredmények csak az említett határig használhatók.

b) Üresjáráskor  $s = 0$ ,  $R_2/s = \infty$ , tehát az  $I_0 \approx I_\mu$  üresjárási áramot közelítően az 52. ábra vázlatából olvashatjuk le, melynek alsó ágában — kis értéke miatt —  $R'_2/2$ -t is elhagytuk. Eszerint a csillagkapcsolású háromfázisú motor egyik hozzávezetését megszakítva, és  $R_1$ -et elhanyagolva,

$$(I_0)_1 \approx \frac{\sqrt{3} U_1}{X_a + X'_{s2} + 2X_{s1}} = \frac{\sqrt{3} U_1}{X_a + 3X_{s1}}, \quad (83)$$

ha

$$X'_{s2} \approx X_{s1}.$$

Az eredeti háromfázisú motor üresjárási árama

$$(I_0)_3 = \frac{U_1}{X_a + X_{s1}},$$

tehát

$$(I_0)_1 \approx \sqrt{3} \frac{X_a + X_{s1}}{X_a + 3X_{s1}} (I_0)_3. \quad (84)$$

Ha pl.

$$X_{s1} = 0,04 X_a$$

$$(I_0)_1 \approx \sqrt{3} \frac{1,04}{1,12} (I_0)_3 = 1,6 (I_0)_3,$$

és ha  $X_{s1}$  és  $3 X_{s1}$  is elhanyagolható  $X_a$  mellett,

$$(I_0)_1 \approx \sqrt{3} (I_0)_3. \quad (85)$$

c) Ha a forgórész áramköre nyitott, ez a teljes vázlatban (49. ábra)  $I'_{2p}$  és  $I'_{2n}$  megszűnését jelenti. A motort most külső segítséggel kell szinkronizmusban tartani, vagy mérés esetén a primer áramot a megszakítást követő pillanatban kell leolvasni. A 49. ábra vázlata szerint ebben az esetben — ismét elhanyagolva  $R_1$ -t —

$$(I_0)_1 \approx \frac{\sqrt{3} U_1}{2X_a + 2X_{s1}} = \frac{\sqrt{3}}{2} (I_0)_3. \quad (86)$$

Az egyfázisú motor primer árama ebben az esetben tehát kb. a felére esik, amit az 1. pont szerint már kísérletileg is megállapítottunk.

d) Rövidzáráskor  $s = 1$  és a 49. vázlat felső és alsó ága azonos. A két sorba-kötött háromfázisú motor egyformán viselkedik, úgyhogy az egyfázisú motor rövidzárási impedanciája kétszer akkora, mint az eredeti háromfázisú motoré, amelyből keletkezett. De minthogy az áramkörre ható feszültség most  $\sqrt{3} U_1$ ,

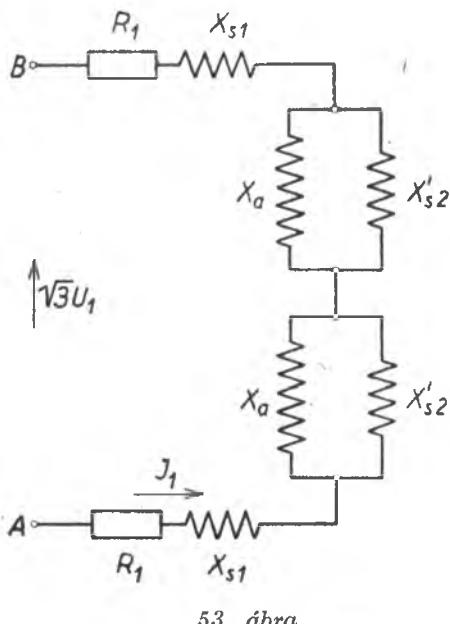
$$(I_z)_1 \approx \frac{\sqrt{3}}{2} (I_z)_3. \quad (87)$$

e) Ha  $s$  igen nagy, a helyettesítő vázlatból eltűnnék az  $R_2/s$  és  $R_2/(2-s)$  tagok, és ebben az esetben is érvényes az előbbi összefüggés, ha  $R_1$ -et elhanyagoljuk:

$$(I_\infty)_1 \approx \frac{\sqrt{3}}{2} (I_\infty)_3.$$

Az 53. ábra mutatja erre az esetre a helyettesítő vázlatot.

f) Végül, ha  $s = 2$  és  $R_2/(2-s) = \infty$ , ismét az  $s = 0$ -ra vonatkozó 52. ábra érvényes. Az üzemi állapot csak abban különbözik, hogy a 49. ábrában szerepet cserél a pozitív és negatív sorrendű áramág, és a motor az ellentétes irányba forog.



53. ábra

Helyettesítő vázlat, ha  $s \approx \pm \infty$

Ha  $Z_p = U_{1p}/I_1$  a pozitív és  $Z_n = U_{1n}/I_1$  a negatív sorrendű, háromfázisú motor impedanciája, a nyomatékok (78) és (79) kifejezéseiben

$$\frac{U_{1p}}{U_1} = \frac{Z_p}{|Z_p + Z_n|} \quad \text{és} \quad \frac{U_{1n}}{U_1} = \frac{Z_n}{|Z_p + Z_n|},$$

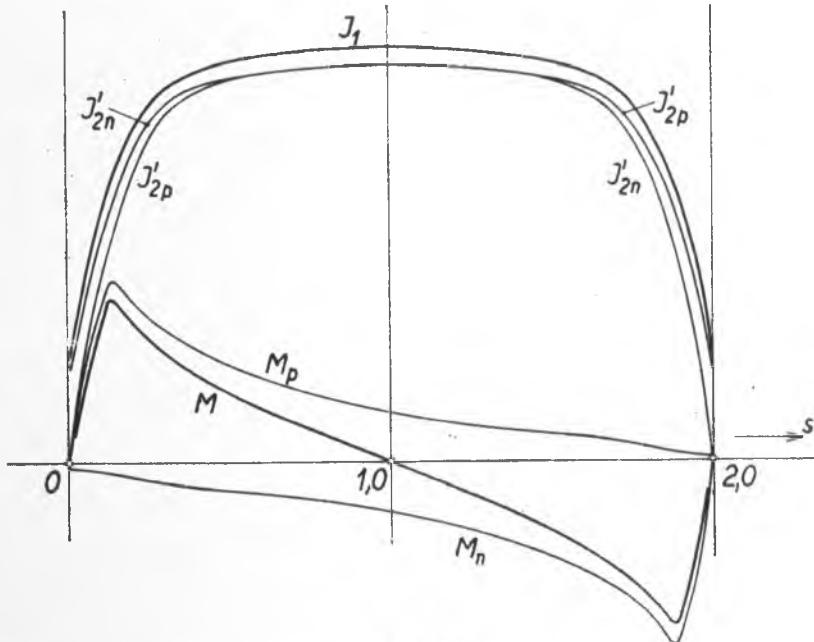
úgyhogy az eredő nyomaték

$$M = M_b \left[ \left( \frac{Z_p}{|Z_p + Z_n|} \right)^2 \frac{2}{\frac{s_b}{s_b} + \frac{s}{s}} - \left( \frac{Z_n}{|Z_p + Z_n|} \right)^2 \frac{2}{\frac{2-s}{s_b} + \frac{s_b}{2-s}} \right]. \quad (88)$$

$Z_p$  és  $Z_n$  értékeit a helyettesítő vázlatból ki lehet számítani, vagy meg lehet állapítani a háromfázisú motor kördiagramjából, melyből az áram minden  $s$ , illetve  $2-s$  szliphez leolvasható. Mérést is végezhetünk a háromfázisú motoron annak megállapítására, hogy milyen nagy áramot vesz fel  $s$  és  $2-s$  szlipnél, ha a fázisfeszültség  $U_1$ . Szinkronizmus esetére a 2. pont alatt  $Z_p \approx X_1$ , és  $Z_n \approx X_i$  közelítő értékeket vettük alapul.

$M_p$  és  $M_n$  a pozitív sorrendű forgótér és a szekunder  $I_{2p}$ , illetve a negatív sorrendű forgótér és a szekunder  $I_{2n}$  áram kölcsönhatására jönnek létre. Ezeket kívül

még lük tetőnyomatékok keletkeznek a pozitív sorrendű forgótér és  $I_{2n}$ , valamint a negatív sorrendű forgótér és  $I_{2p}$  között is. Eredőjük a tengelyen nullával egyenlő és csak kis tömegű motorokban jelentkeznek, esetleg mint kellemetlen rezgések [1, 274].



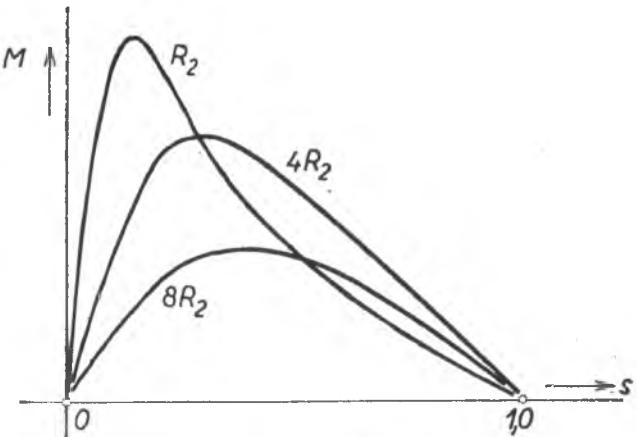
54. ábra

Egyfázisú aszinkron motor nyomatékai és áramai a szlip függvényében

Az 54. ábra mutatja a  $M_p(s)$ , a  $M_n(s)$ , és a  $M(s)$  nyomatékgörbékét. A billenő nyomaték és a leadott teljesítmény kisebb, és alig félakkora, mint azé a háromfázisú motoré, amelyből az egyfázisú motor az egyik hozzávezetés megszakítása által keletkezett.

A billenő nyomaték növelése céljából a gép fluxusát kb. 10%-kal emelni szokták. Ily módon az egyfázisú motor melegedés szempontjából a háromfázisú motor teljesítményének 55—60%-áig vehető igénybe.

A billenő nyomaték nagysága — ellentétben a háromfázisú motornál talált összefüggésekkel —  $R_2$ -től is függ, amint az a 49. ábrából következik, és az 55. ábrán is látható. Ezért az egyfázisú motornál a fordulatszám csökkentése a rotorba iktatott ellenállás segítségével alig jöhet szóba. A szekunder ellenállás növekedése ugyanis a negatív sorrendű forgótér növekedését és ezzel a billenő nyomaték csökkenését okozza. Ugyanilyen hatása van  $X_{s2}$ -nek is.



55. ábra

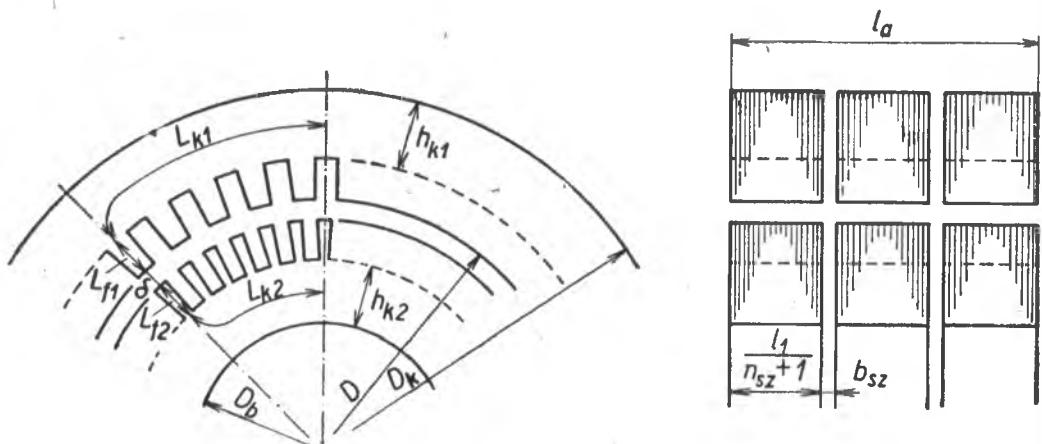
Az egyfázisú aszinkron motor billenő nyomatéka a rotorba kapcsolt ellenállástól is függ

## XI. Az aszinkron gép mágneses köre

A mágneses körrel azért foglalkozunk, hogy megállapíthassuk az üresjárási áram meddő összetevőjét. Ha ismerjük a fluxus fenntartásához szükséges gerjesztést, a III. kötet (98) összefüggése szerint

$$I_{\mu} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{\Theta p}{N_1 \xi_1 m_1},$$

ahol  $\Theta$  az egy pólusrá eső gerjesztés alapharmonikusának csúcsértéke,  $I_{\mu}$  a meddő áram effektív értéke,  $m_1$  a primer fázisszám,  $p$  a póluspárok száma,  $N_1$  a primer



56. ábra  
Négypólusú gép mágneses köre

menetszám fázisonként és  $\xi_1$  a primer alapharmonikusra vonatkoztatott teker-cselési tényező.

$\Theta$  megállapítására a kört — úgy, mint más gépeknél is — olyan szakaszokra osztjuk, amelyeken belül az indukció állandónak tekinthető. Az 56. ábra adja a méretjelöléseket egy 4 pólusú gépre.

$U_{m\delta}$  a légrésre,

$U_{mf1}$  az álló (primer) rész fogaira,

$U_{mf2}$  a forgó (székunder) rész fogaira,

$U_{mk1}$  az állórész koszorújára,

$U_{mk2}$  a forgórész koszorújára eső mágneses feszültség csúcsértéke úgy, hogy a keresett  $\Theta = \sum U_m$ .

$U_{mf1}$ -et és  $U_{mf2}$ -t éppúgy számítjuk ki, mint az egyenáramú és a szinkron-gépeknél, a többiekben módosítások szükségesek. A mágneses feszültségeket nem a teljes erővonalkörre, hanem annak felére számítjuk ki úgy, hogy azok összege az egy póluson szükséges gerjesztést adjá.

Az egyes szakaszokban fellépő indukció megállapításánál figyelemmel kell lenni arra, hogy a fluxus az egyes szakaszokban a szórási fluxusok és az ellenállások miatt nem ugyanakkora. Hasonló viszonyokat találtunk az egyenáramú és a szinkrongépeknél is, ahol pl. a pólustörzsben más fluxusértékkal kellett számolnunk, mint a légrésben.

## 1. A légrés mágneses feszültsége. Ideális armatúrahossz

Ha sem az álló-, sem a forgórészben nem volnának a légrés felé nyitott hornyok és  $B_{lm}$  a légrésindukció csúcsértéke, akkor

$$U_{ms} = \frac{\delta}{\mu_0} B_{lm}.$$

A kerületen szinusztörvény szerint eloszló indukció esetén ennek középértéke

$$B_{lk} = \frac{2}{\pi} B_{lm}.$$

$B_{lk}$ -val kifejezve a fluxus a légrésben

$$\Phi = B_{lk} \cdot l_i \tau_p.$$

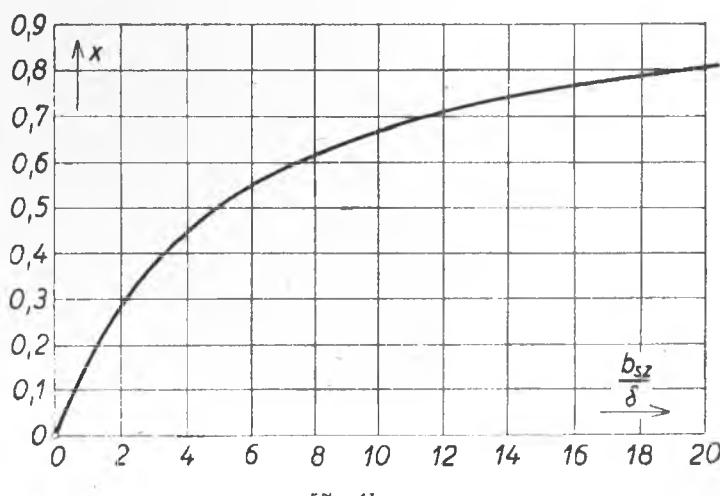
$B_{lk} = \alpha_i \cdot B_{lm}$  és a vastelítés miatt  $\alpha_i > 2/\pi$ .

$l_i$  az ideális vashossz, amely a nagyobb gépeknél minden alkalmazott szellőzőrések miatt kisebb, mint a teljes  $l_a$  méret.

Az álló- és forgórész szellőzőrései egymáshoz vagy el vannak tolva, vagy egymással szemben állnak. Az ideális armatúrahossz minden esetben

$$l_i = l_a - x b_{sz} (n_{szá} + n_{szf}), \quad (89)$$

ha  $n_{szá}$  és  $n_{szf}$  a rések száma az álló- és forgórészben és  $b_{sz}$  a szélességük, amelyet az álló- és forgórészben azonosnak veszünk.



57. ábra

A szellőző rések okozta veszeség a vasmag hosszában

Az első esetben, amikor a rések egymáshoz el vannak tolva, a III. kötet (122) egyenlete szerint

$$x = \frac{b_{sz}/\delta}{5 + b_{sz}/\delta}. \quad (90)$$

Ez a függvény az 57. ábrán látható.

A második esetben, amikor a rések egymással szemben állnak, és  $n_{szá} = n_{szf}$ , a III. kötet (137) képlete szerint

$$x = \frac{2b_{sz}/\delta}{5 + 2b_{sz}/\delta}, \quad (91)$$

vagyis erre az esetre is érvényes a (90) képlet, ha abba a légrést a valóságos méret felével helyettesítjük be. Az 57. ábra görbéjében ezért  $x$ -et  $b_{sz}/\delta$  kétszeres értékénél kell leolvasni. Pl. ha  $b_{sz}/\delta = 10/2 = 5$ , eltolt rések esetén  $x = 0,5$ , ha pedig a rések szemben állnak,  $\frac{b_{sz}}{\delta/2} = 10$ -hez  $x = 0,66$ -ot olvasunk le. A hosszveszeség tehát ebben az esetben valamivel több.

A hornyok hatását --- hasonlóan az egyenáramú és szinkrongépeknél követett eljárásokhoz --- a *Carter*-tényezővel vesszük figyelembe. Minthogy itt az álló- és forgórészben is vannak hornyok, először azt képzeljük, hogy pl. a forgórész sima felületű, és megállapítunk egy  $k_{c1}$  tényezőt és hasonlóan, ha csak a forgórészben volnának hornyok, egy  $k_{c2}$  tényezőt. A valóságos *Carter*-tényező értéke minden esetben nagyobb, mint az előbbiek bármelyike. Nem követünk el nagy hibát, ha az eredő *Carter*-tényezőt a kettő szorzatával vesszük egyenlőnek, vagyis

$$k_c \approx k_{c1} \cdot k_{c2}. \quad (92)$$

$k_{c1}$  és  $k_{c2}$  kiszámítása éppúgy történik, mint más forgó gépeknél és közelítően, ha  $2 < \frac{c}{\delta} < 12$

$$k_{c1} = \frac{\tau'_{h1}}{\tau'_{h1} + \delta - 0,75 c_1} \quad (93)$$

és

$$k_{c2} = \frac{\tau'_{h2}}{\tau'_{h2} + \delta - 0,75 c_2} \quad (94)$$

$\tau'_{h1}$  és  $\tau'_{h2}$  az álló-, illetve forgórész horonyosztása a légréshez legközelebb eső helyen,  $c_1$  és  $c_2$  az álló-, illetve forgórész horonyszáj-nyílásának szélessége.

Pontosabb, a megadott határokon túl is használható a III. kötet (124) képlete, mely szerint

$$k_{c1} = \frac{\tau'_{h1}}{\tau'_{h1} - \gamma_1 \delta} \quad \text{és} \quad k_{c2} = \frac{\tau'_{h2}}{\tau'_{h2} - \gamma_2 \delta}, \quad (94')$$

ahol

$$\gamma_1 = \frac{(c_1/\delta)^2}{5 + c_1/\delta} \quad \text{és} \quad \gamma_2 = \frac{(c_2/\delta)^2}{5 + c_2/\delta} \quad (95)$$

Általában azonban elegendő, ha  $k_c = 1$ -gyel számolunk, abban az esetben, ha a (93) és (94) képletekből az egységnél kisebb érték adódik. Összefoglalóan, ha  $\delta_l = k_c \cdot \delta$

$$U_{m\delta} = \frac{\delta_i}{\mu_0} B_{lm}.$$

## 2. A fogak mágneses feszültsége

Említettük már, hogy a mágneses feszültséget, amely a fogakra esik, éppúgy számítjuk ki, mint az egyenáramú vagy a szinkron gépeknél. Ha a legnagyobb indukció kisebb, mint kb. 18 000 G, a hornyok mágneses vezetőképességét nem kell figyelembe venni. Az indukciót a fog három helyén számítjuk ki, megkeressük a használt lemezfajtához tartozó mágnesezési görbéről a térerősségeket [I. II. kötet, 4. kiadás, 71. ábra], és pl. a *Simpson*-szabály szerint kiszámított középértéket megsorozzuk a fog  $L_f$  hosszával.

Az indukciók a három fogkeresztmetszetben — álló- és forgórészben egyaránt —

$$\begin{aligned} B'_f &= \frac{\tau'_h l_i}{f' l_v} B_{lm}, \\ B''_f &= \frac{\tau'_h l_i}{f''' l_v} B_{lm}, \\ B'''_f &= \frac{\tau'_h l_i}{f''' l_v} B_{lm}. \end{aligned} \quad (96)$$

$f'$ ,  $f''$  és  $f'''$  a légréshez legközelebb, a fogközépen és a fogtónál mért fogszélesség.  $k_v l_1 = l_v$ , a tiszta vashossz, ha  $k_v = 0,9 - 0,95$  a lemezminőségtől és szigeteléstől függő kitöltési tényező, és  $l_1$  a lemezcsomagok összes szélessége.

A térerősség középértéke

$$H_f = \frac{1}{6} (H'_f + 4 H''_f + H'''_f), \quad (97)$$

a mágneses feszültség pedig

$$U_{mf} = H_f \cdot L_f.$$

Ha  $B_{f\max}$  nagyobb, mint kb. 18 000 G, a horony vezetőképessége által a fogban okozott indukciócsökkenést figyelembe kell venni. A csökkenés a  $k_h = \frac{l_i \tau_h - l_v f}{l_v f}$  tényező, vagyis a levegő keresztmetszet és a tiszta vas keresztmetszet viszonyának függvénye.

A  $B_{fl}$  látszólagos, tehát a horony tehermentesítése nélkül számított és a valóságos  $B_f$  fogindukció között a II. kötet 4. kiadásának (39) egyenlete szerint  $B_f = B_{fl} - \mu_0 k_h H_f$  összefüggés áll fenn.<sup>1</sup>

$H_f$  a  $B_f$ -hez tartozó térerősség, amelyet úgy állapítunk meg, hogy a fogak mágnesezési görbüjének ordinátáihoz hozzáadjuk a horonyindukciót jelentő  $B_h = \mu_0 k_h H_f$  egyenest, és az eredő görbén olvassuk le a  $B_{fl}$  ideális indukcióhoz tartozó  $H_f$ -et. 3,6 és 2,3 veszteségi számú lemezanyagok ily módon átszámított görbék különböző  $k_h$  értékek esetén a II. kötet 4. kiadásának 75a—b ábráin láthatók.

A  $H_f$  középérték kiszámítására itt is a Simpson-szabályt használhatjuk.

Más javaslat szerint [23, 12] a fog legszűkebb keresztmetszetétől számított 1/3 magasságban állapítjuk meg az indukciót, és az ehhez tartozó térerősséget tekintjük  $H_f$  középértékének. Ha ez az indukció nagyobb, mint 18 000 G, a horony vezetését itt is figyelembe kell venni.

A számításokat el kell végeznünk az álló- és forgórész fogaira.

### 3. Álló- és forgórész-koszorú

A koszorúkban a fluxus nem oszlik el egyenletesen. Ezzel a jelenséggel az egyenáramú és a szinkrongépeknél is találkoztunk, de ott a fluxus fenntartásához szükséges gerjesztés szempontjából ennek alig van jelentősége. Aszinkron gépeknél viszont, elsősorban a kis légrés miatt, a koszorúkra eső mágneses feszültség az egész kör

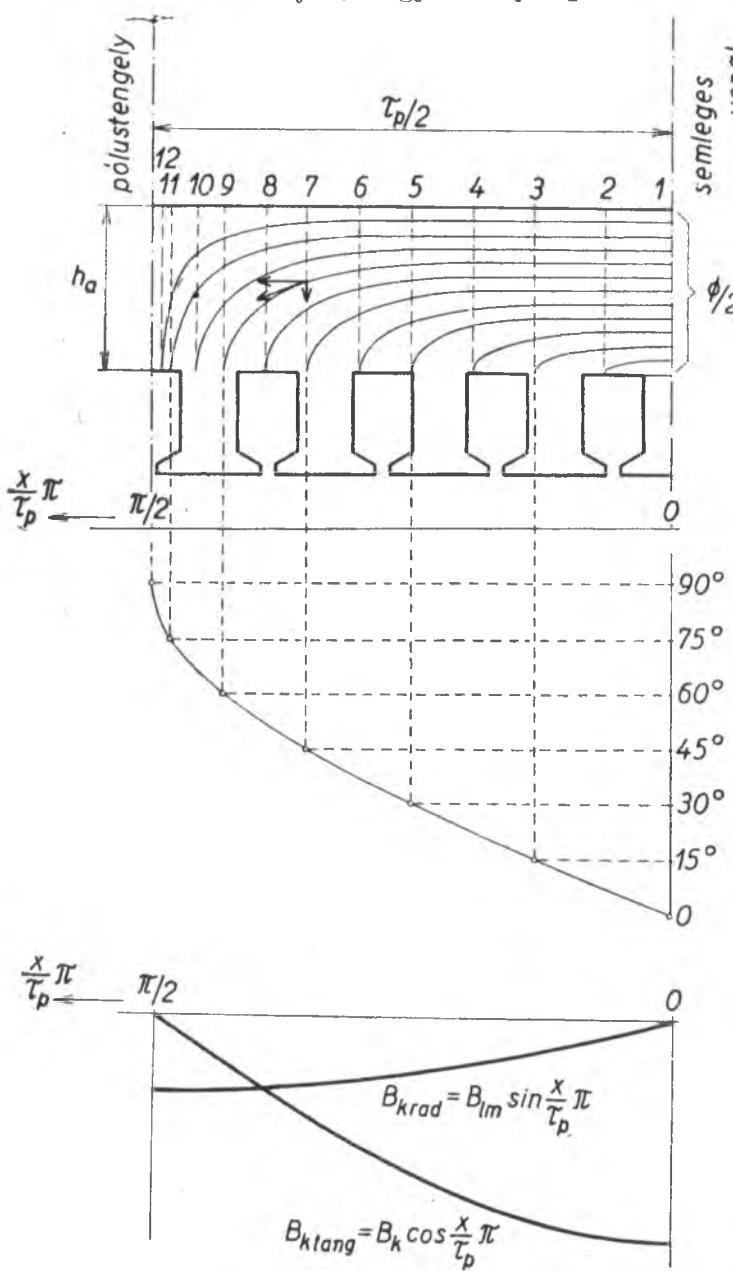
<sup>1</sup> Minthogy itt  $B_f$ -el a légréshez legközelebb eső fogkeresztmetszetben fellépő valóságos indukciót jelöltük, a látszólagos indukció jelölésére az „l” indexet használjuk.

gerjesztésének jelentős része lehet, ezért itt az egyenlőtlen fluxuseloszlást nem hagyhatjuk figyelmen kívül.

Az 58. ábra egy igen nagy átmérőjű állórész koszorújának egy fél pólusosztásra eső vázalata. Feltehetjük, hogy a teljes pólusfluxus fele a semleges síkban egyenletesen oszlik el, és hogy az indukció értéke ezen a helyen

$$B_k = \frac{\Phi}{2h_{k1} l_v}. \quad (98)$$

A semleges síktól jobbra és balra haladva a koszorúindukció csökken, mert a pólustengely felé közeledve a fluxus mind nagyobb része lép ki a légrésbe, ahol feltevésünk szerint ezáltal szinusztörvény szerint eloszló légrésindukció jön létre. Az 58. ábrában a  $\Phi/2$  fluxust 12 fluxuscsatornára osztottuk, ezek a semleges síkban egyenlő keresztmetszetűek, és minden egyik a fél fluxus 1/12-ed részét vezeti. A pólustengely felé a koszorú keresztmetszetén áthaladó fluxuscsövek száma csökken, és míg az 1 keresztmetszethoz a csövek száma 12, a 2 keresztmetszethoz csak 11, a 3-ban 10 és így tovább, míg a 12 számú keresztmetszethoz a fluxuscsövek száma és az indukció is nullával egyenlő.



58. ábra  
Az indukció eloszlása a koszorúban

ismét szűkülnének, a koszorú mágneses igénybevételén azonban ez alig változtatna.

Ettől tehát eltekintve a fluxuscsatornák keresztmetszetei ott, ahol a légrésben végződnek,  $1/\sin\left(\frac{x\pi}{\tau_p}\right)$  törvény szerint változnak, hogy a feltételezett szinusz eloszlású légrésindukció jöjjön létre. A fluxuscsöveket határoló vonalak végződését az ábrában látható szinusz-segédvonalallal lehet megállapítani.

A koszorú egyes pontjain fellépő, és az előbbi módon közelítően megállapítható indukcióértékből ennek csak a tangenciális összetevőjét vesszük figyelembe. Az elhanyagolt radiális összetevő a légrésindukcióval egyenlő:

$$B_{k \text{ rad}} = B_{lm} \sin \frac{x\pi}{\tau_p}$$

A tangenciális komponens cos-törvény szerint változik, tehát

$$B_{k \text{ tang}} = B_k \cos \frac{x\pi}{\tau_p}$$

A tangenciális komponenst az ismert  $B_k$  segítségével több  $x$ -re kiszámítjuk, a mágnesezési görbéből leolvassuk az egyes  $x$ -ekhez tartozó  $H_k$ -t, és megállapítjuk pl. planimetrálás útján a  $H_{kk}$ -középértéket. Legyen pl.  $B_k = 15\,000$  G, a koszorú anyaga pedig 2,3 W/kg lemez.

$\frac{x\pi}{\tau_p}$	$0^\circ$	$B_{k \text{ tang}} = 15\,000 \cdot 1$	$= 15\,000$ G	$H_{k \text{ tang}} = 30$ A/cm
$15^\circ$		$15\,000 \cdot 0,966 = 14\,500$ G		$20,5$ A/cm
$30^\circ$		$15\,000 \cdot 0,866 = 13\,000$ G		$10$ A/cm
$45^\circ$		$15\,000 \cdot 0,707 = 10\,600$ G		$4$ A/cm
$60^\circ$		$15\,000 \cdot 0,5 = 7\,500$ G		$2$ A/cm
$75^\circ$		$15\,000 \cdot 0,26 = 3\,900$ G		$1,2$ A/cm
$90^\circ$		$15\,000 \cdot 0 = 0$ G		$0$ A/cm

Az 59. ábra görbéjének planimetrálása mint középértéket  $H_{kk} = 9$  A/cm-t ad, tehát jóval kevesebbet, mint ha az indukció változását nem vettük volna figyelembe.

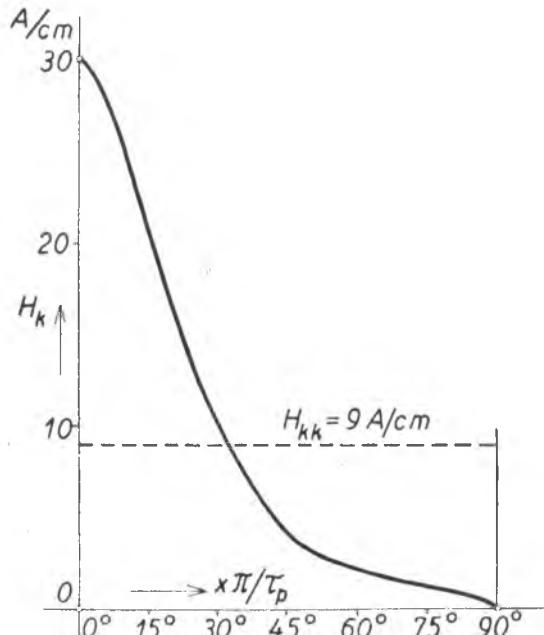
Több  $B_k$  értékből kiindulva, az előbbi módon kapott térerősségi középértékeket görbüben felrakva a 60. ábra koszorúmágnesezési görbét kapjuk.

A II. kötet 4. kiadásában a 71. ábra mágnesezési görbét összehasonlítva a koszorúmágnesezési görbekkel látjuk, hogy az egyenlőtlenségeket indukcióeloszlás miatt a koszorúra — a szokásos  $B_k = 10—15\,000$  G között — csak kb.  $1/2—1/3$  annyi mágneses feszültség kell, mint ha az eloszlás egyenletes volna.

#### 4. A $B_l$ görbe laposodása

Az 1. pont alatt említettük, hogy a közepes és maximális légrésindukció közötti viszony  $\alpha_i > 2/\pi$ , mert a vastelítések miatt a szinuszos eloszlású gerjesztés a szinusz-vonalnál laposabb légrésindukció eloszlást hoz létre.  $B_{lm}$  csökkenése (96) szerint a fogindukcióra is hatással van és a gerjesztő áram ezért is kisebb lesz.

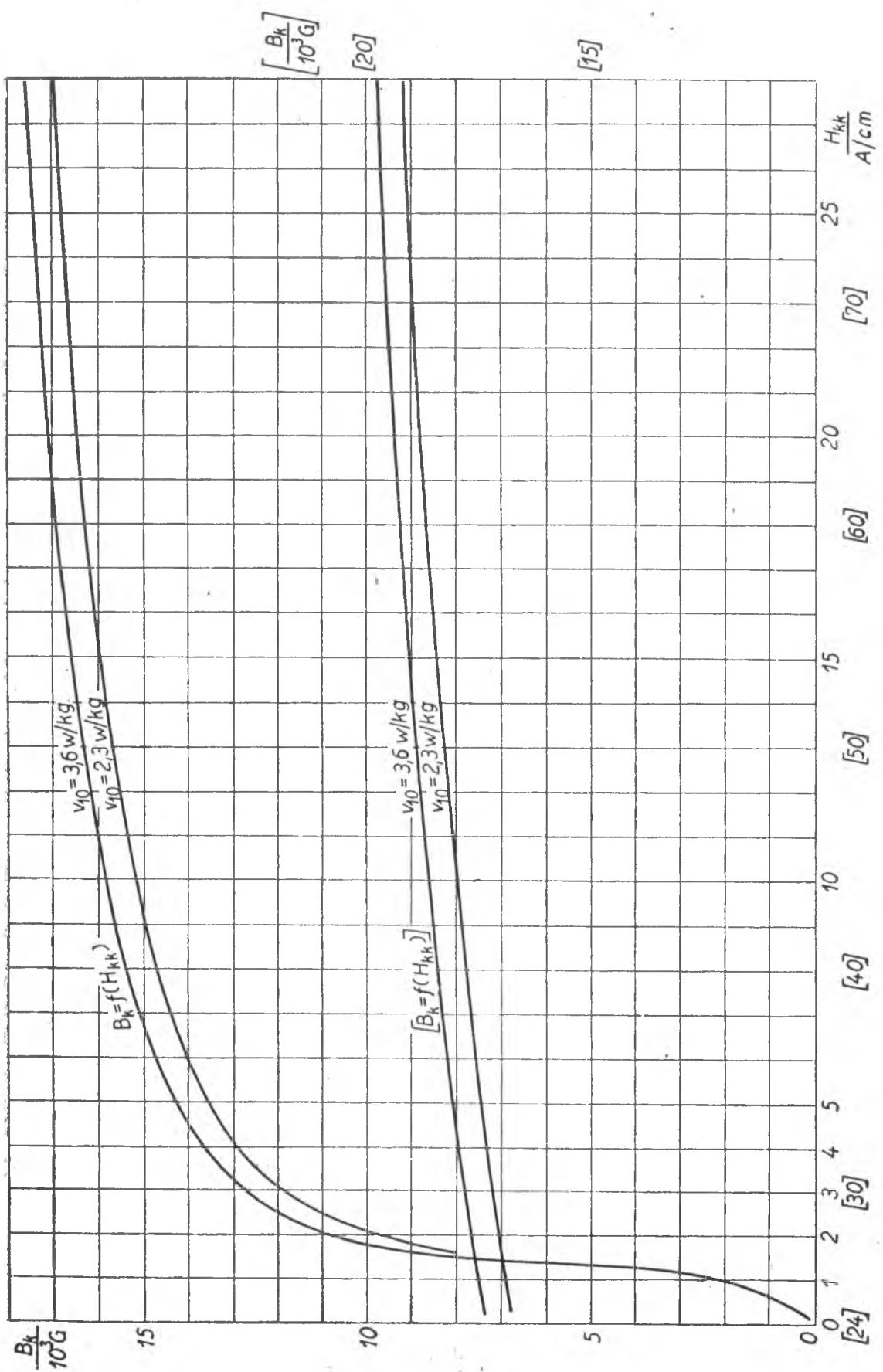
A légrésindukció görbe laposodása a 61. ábra alapján követhető. Adottnak tekinthetjük az  $U_{m\delta} + U_{mf} = f\left(\frac{x\pi}{\tau_p}\right)$  A-val jelölt gerjesztési görbét, melyről feltételezzük, hogy szinuszos alakú. Ennek egy tetszőleges értékéhez tartozó  $B_{lx}$ -et leol-



59. ábra

A gerjesztésszükséglet a koszorú egyes keresztmetszeteiben, ha a sugárirányú indukcióösszetevőt elhanyagoljuk

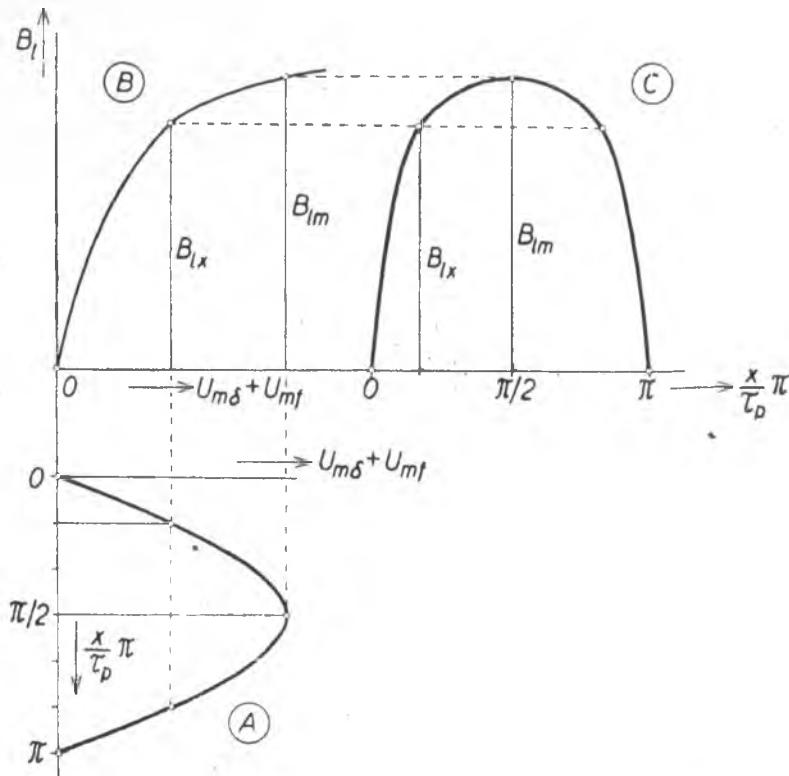
60. ábra Koszorúmágnesezési görbék



vassuk a mágnesezési görbén, és ezt az értéket felrakjuk mint a  $C$ -vel jelölt  $B_{lx} = f\left(\frac{x\pi}{\tau_p}\right)$  görbe egy pontját. Több pontra elvégezve a szerkesztést látjuk, hogy a  $C$ -görbe a  $B$ -görbe elhajlása miatt laposabb, mint az  $A$ -görbe szinuszonala.

A szerkesztést az egyszerűség okáért csak  $U_{m\delta} + U_{mf}$ -ből kiindulva hajtottuk végre, és elhanyagoltuk a koszorúk befolyását.

A feladat azonban nem egyszerűen az, hogy adott gerjesztéshez meg kell találni a légrésindukció laposabb görbüjét, mert a laposodásnak viszont befolyása van a



61. ábra

A légrésindukció görbüjének laposodása a fogtelítés következtében

gerjesztési szükségletre, és ezért csak próbálgatással juthatunk célhoz. Ezt a hosszadalmas utat a következőkben ismertetett segédesközökkel lehet megrövidíteni.

A laposodás elsősorban a fogtelítés következménye, ennek a hatását viszont enyhíti, hogy a légrés permeabilitása állandó. Ezért a

$$k_t = \frac{U_{mf1} + U_{mf2}}{U_{m\delta}} \quad (99)$$

telítési tényezőt tekintjük a telítés mértékének. Az előbbi eljárással megállapíthatjuk több elkészített gép többé-kevésbé laposodott  $B_l$  görbüjét és az ezekből adódó  $\alpha_i = B_{lk}/B_{lm}$  viszonyszámot, amely nagyobb, mint  $2/\pi$  és rendszerint 0,65 és 0,75 között fekszik. Az  $\alpha_i(k_t)$  görbe a 62. ábrán látható. Kiszámítjuk a laposodott görbe  $k_f$  formatényezőjét is, amelyre azért van szükségünk, mert az indukált feszültség általános, nem szinuszloszlású fluxusra is érvényes kifejezésében  $k_f$  is előfordul éspedig a nevezőben.  $k_f$  valamivel kisebb, mint a szinuszloszlásra érvényes

$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$ , ezért ennek megfelelően egy bizonyos feszültség indukálására valamivel nagyobb fluxusra van szükség.

$k_f$ , mint  $k_t$  függvénye, a 62. ábrában szintén be van rajzolva, és végül látható az ábrában az  $\alpha'_i = \frac{k_f}{1,11} \alpha_i$  görbe is. Ha  $\alpha_i$  helyett ezt használjuk,  $k_f$  hatását is figyelembe vettük [11, 39].

$\xi_1$  alig tér el az alaphullám  $\xi_{v=1}$  tekercselési tényezőjétől, és azzal egyenlőnek vehető. Tehát elég jó közelítéssel

$$\Phi = \frac{U_e}{\sqrt{2\pi f N_1 \xi_1}},$$

vagy pontosabban

$$\Phi = \frac{U_e}{4k_f N_1 \xi_1}.$$

Az eljárás ezek után a következő. Becsléssel felveszünk egy  $\alpha'_i$  tényezőt, éspedig normálisan méretezett gép esetén 0,7 körül értékkel. Feltesszük, hogy  $\Phi$ -t és a légrésindukció középpértékét ismerjük.  $B_{lk}$ -t osztva  $\alpha'_i$ -vel, megkapjuk a laposodott induciógörbe legnagyobb értékét,  $B_{lm}$ -et. Ezzel kiszámítjuk a légrésre és a fogakra eső mágneses feszültségeket és a  $k_t$  tényezőt. Ha ennek a 62. ábra görbüjében meg-

felel az az  $\alpha'_i$ , amelyből kiindultunk, a becslés helyes volt. Ha az eltérés néhány százaléknál nagyobb, a számítást meg kell ismételni.

A hazai gyakorlat és az újabb német irodalom is annyiban tér el ettől az eljárás-tól, hogy nem  $\alpha'_i$ -t, hanem laposodási tényező elnevezéssel ennek reciprok értékét használja. A 62. ábra  $\alpha'_i$  görbüjéből átszámított  $1/\alpha'_i$  görbét a 63. ábrán láthatjuk. Ha ezt használjuk a számításnál  $1/\alpha'_i = 1/0,7 \approx 1,4$  átlagértékből lehet kiindulni [12, 78].

$\alpha'_i$  csak a  $B_{lk}/B_{lm}$  viszonyt határozza meg. A mágneses kör egyes szakaszaiban fellépő indukció megállapítására azonban nem elég a keresztmetszeti viszonyok ismerete, figyelembe kell venni azt is — amit már a fejezet elején is említettünk —, hogy a mágneses kör egyes szakaszaiban a fluxus nem egyenlő. A primer és a szekunder menetekkel egyaránt kapcsolódó fluxuson kívül szórási fluxusok és ellenállások is idéznek elő feszültségeket, amint az pl. a 16a ábra terhelési vektorábrájáról is látható.

Ha — mint a jelen esetben — a kördiagram üresjárási pontját, illetve az üresjárási áram meddő összetevőjét akarjuk megállapítani, a forgórész fluxusának kiszámítására az  $U_{eo} \approx U_1 - I_u X_{s1}$  indukált feszültséget vehetjük alapul. A forgórész meneteiben áram nincs, és  $I_u$  fáziseltolása a  $U_{eo}$ -hoz közel  $90^\circ$ , ezért  $I_u X_{s1}$  az  $U_1$  kapocsfeszültséggel közel fázisban van, és értéke abból közvetlenül levonható.

Az  $X_{s1}$ -nek megfelelő szórási fluxus legalább részben az állórészt és a légrést is terheli, ezért ezekben a részekben egy  $I_n X_{s1}/U_{e0}$ -nak megfelelően megnövelt fluxussal számítunk, vagyis ezt a fluxust nem  $U_{e0}$ -ból, hanem  $U_1$ -ból, a primer kapocsfeszültségből állapítjuk meg.

Ha pl.  $I_\mu = 0,25 I_n$ , és a névleges áramnál  $X_{s1}$ -ben fellépő feszültségkomponens a primer kapocsfeszültség 0,1-szerese, vagyis  $I_n X_{s1}/U_1 = 0,1$

$$U_{e0} = U_1 - \left( \frac{I_\mu}{I_n} \right) \left( \frac{I_n X_{s1}}{U_1} \right) U_1 = U_1 (1 - 0,25 \cdot 0,1) = U_1 (1 - 0,025) \quad (100)$$

$U_{e0}$  tehát 2,5%-kal kisebb, mint  $U_1$ .

Közepes teljesítményű normális gépek esetén

$$U_{e0} \approx U_1 (0,98 - 0,004 p) \quad (101)$$

képlettel számíthatunk [13, 408].

Ha pl.  $p = 2$

$$\begin{aligned} U_{e0} &\approx U_1 (0,98 - 0,008) = \\ &= U_1 (1 - 0,028) = U_1 \cdot 0,972 \end{aligned} \quad (101')$$

Tehát a különbség 2,8% - az előbbi 2,5% helyett.

A nagyobb  $\alpha_i$ -vel járó kisebb  $k_f$  ellentétes hatású, vagyis — ha kisebb mértékben is — a fluxus növelését idézi elő.

Mindent egybevetve és tekintettel a számításnál figyelembe nem vehető tényezőkre, az állórész és a légrés fluxusát a kapocsfeszültségből fogjuk számítani, tehát a következő egyszerű képletet használjuk:

$$\Phi = \frac{U_1}{\sqrt{2} \pi f N_1 \xi_1} \quad (102)$$

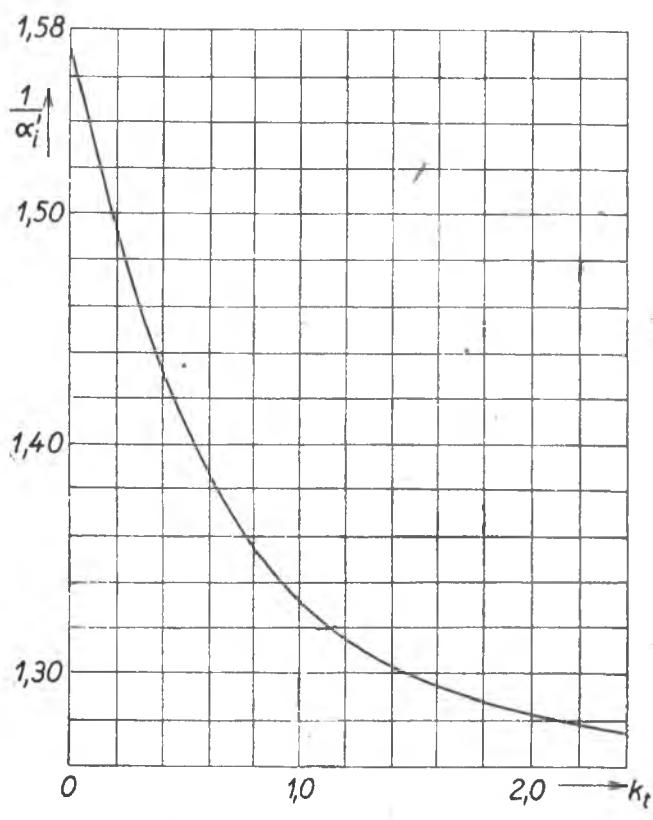
A forgórész mágneses igénybevételét viszont üresjáráskor a (100) és (101) képleteknek megfelelően csökkentett fluxusból állapítjuk meg.

Összefoglalóan tehát az eljárás — ha a 63. ábra  $1/\alpha'_i$  görbéjét használjuk — a következő:

Kiindulunk egy becsült  $1/\alpha'_i$  értékből, amely normális telítési viszonyok között 1,4 körül van, kiszámítjuk a hozzá tartozó  $B_{lm}$  legnagyobb légrésindukciót és ezzel a légrésre és a fogakra eső mágneses feszültségeket. Ezekkel a telítési tényező

$k_t = \frac{U_{mf1} + U_{mf2}}{U_{m\delta}}$ , amellyel ellenőrizzük, hogy a 63. görbe szerint megfelel-e a becsült  $1/\alpha'_i$  értéknek. Ha az eltérés kb. 5%-kal több, a laposodási tényezőt — amelyből kiindultunk — korrigálni kell.

A koszorúfluxusok közepes erővonalhosszait — úgy, mint az egyenáramú és



63. ábra  
 $\alpha'_i$  reciprokja  $k_t$  függvényében

a szinkron gépeknél — elég jó közelítéssel a  $D_k$  külső, illetve a  $D - 2\delta$  forgórész-átmérővel és a pólusszámmal fejezhetjük ki. Az állórészben

$$L_{k1} \approx \frac{D_k \pi}{2p} \quad (103)$$

a forgórészben

$$L_{k2} \approx \frac{(D - 2\delta) \pi}{2p} \quad (103')$$

Ha  $h_{k1}$  és  $h_{k2}$  a koszorúmagasságok az álló-, illetve a forgórészben (l. 56. ábra), az indukciók legnagyobb értékei

$$B_{k1} = \frac{\Phi}{2h_{k1} l_v} \quad (104)$$

és (101) figyelembevételével

$$B_{k2} = \frac{\Phi (0,98 - 0,004 p)}{2h_{k2} \cdot l_v} \quad (104')$$

A  $B_{k1}$  és  $B_{k2}$ -höz tartozó  $H_{kk1}$ -et és  $H_{kk2}$ -t a koszorúmágnesezési görbéből veszük és ezekkel

$$U_{mk1} = H_{k1} L_{k1} \quad (105)$$

és

$$U_{mk2} = H_{k2} L_{k2}. \quad (105')$$

A keresett teljes pólusgerjesztés :

$$\Theta = U_{m\delta} + U_{mf1} + U_{mf2} + U_{mk1} + U_{mk2} \quad (106)$$

A (103') képlet kis gépeknél a közepes erővonalhosszra túl nagy értéket ad. Minthogy azonban éppen kis gépeknél  $U_{mk2}$  a teljes gerjesztésnek csak kis része, továbbra is ezzel az egyszerű képlettel fogunk számítani. Fontos esetekben esetleg a rajz alapján korrigálhatunk.

### 5. Számpélda

A számítást ugyanarra a motorra végezzük el, amelyet az eddigi 1. és 2. példában is felhasználtunk.

#### 1. A motor adatai

$$P_n = 330 \text{ kW} = 450 \text{ LE}, \quad U_1 = 3000/\sqrt{3} \text{ V} = 1732 \text{ V}, \quad 2p = 4, \quad f = 50 \text{ Hz.}$$

a) Átmérők. Állórész belső átmérője  $D = 471,5 \text{ mm}$ , pólusosztás  $\tau_p = D \pi / 2p = (471,5 \pi / 2 \cdot 2) \text{ mm} = 371 \text{ mm}$ , állórész külső átmérője  $D_k = 680 \text{ mm}$  (l. 56. ábra), légrés  $\delta = 1,5 \text{ mm}$ , forgórész külső átmérője  $D - 2\delta = 468,5 \text{ mm}$ , forgórész belső átmérője  $D_b = 270 \text{ mm}$ .

Az állórészben  $q_1 = 7$ , tehát

$$Z_1 = 2p q_1 m_1 = 4 \cdot 7 \cdot 3 = 84,$$

a forgórészben  $q_2 = 6$ , tehát

$$Z_2 = 2 p q_2 m_2 = 4 \cdot 6 \cdot 3 = 72$$

horony van.

b) *Hosszméretek*. Az álló- és forgórészben is  $n_{sz} = 7$ ,  $b_{sz} = 8$  mm széles szellőzőrész van egymással szemben. Az armatúratest mérete a tengely irányában  $l_a = 380$  mm, a vascsomagok teljes hossza  $l_1 = l_a - n_{sz} b_{sz} = (380 - 7 \cdot 8)$  mm = = 324 mm. Az ideális vashossz (89) szerint, minthogy az 57. ábrából  $x = 0,68$ -at olvasunk le,  $l_i = (380 - 0,68 \cdot 6 \cdot 8)$  mm = 342 mm.

A tiszta vashossz  $k_v = 0,93$  kitöltési tényezővel  $l_v = l_i k_v = 324 \cdot 0,93$  mm = = 300 mm.

A vastest 2,3 W/kg veszteségi számú, 0,5 mm vastag lakkozott lemezekből készül.

Az állórészben hornyonként  $z_{h1} = 10$  vezető van, tehát

$$N_1 = \frac{z_{h1} Z_1}{2 m_1} = \frac{10 \cdot 84}{2 \cdot 3} = 140,$$

és az állórészre és a légrésre mértékadó fluxus (102) szerint

$$\Phi = \frac{U_1}{\sqrt{2 \pi f N_1 \xi_1}} = \frac{1732 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 140 \cdot 0,955} \text{ M} = 5,83 \cdot 10^6 \text{ M.}$$

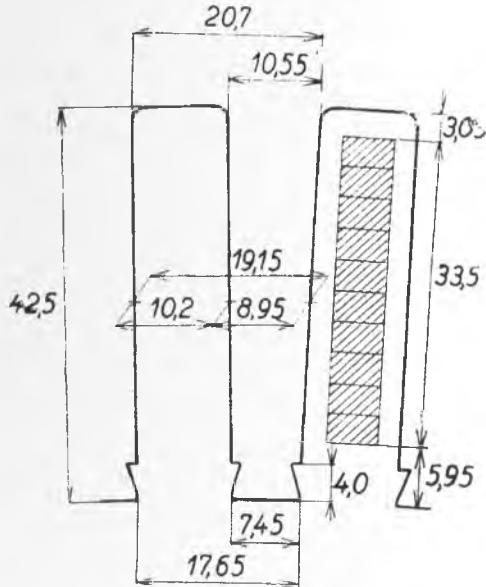
## 2. A légrés

A közepes légrésindukciós  $B_{lk} = \Phi / \tau_p l_i = \frac{5,83 \cdot 10^6}{37,1 \cdot 34,2}$  G = 4600 G.

$B_{lm}$  kiszámítására  $\alpha'_i = 0,69$  vagy  $1/\alpha'_i = 1,45$  becsült értékekből indulunk ki. Igy

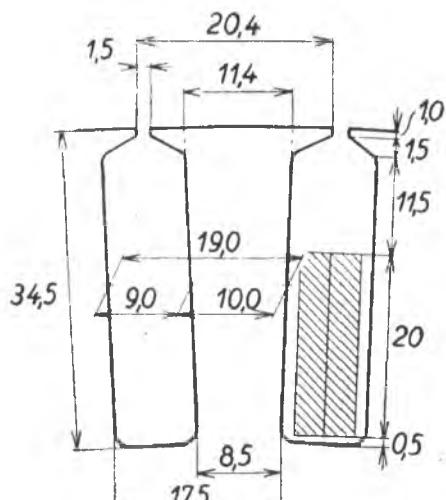
$$B_{lm} = 4600/0,69 \text{ G} = 6650 \text{ G.}$$

Ha az indukció eloszlása szinusz alakú lenne, tehát ha nem volna lelapítva,  $\alpha_l = 2/\pi = 0,638$ ,  $k_f = 1,11$  és  $B_{lm} = 4600/0,638$  G = 7200 G lenne.



64a ábra

Az 1—3. számpéldákban szereplő 330 kW motor állórész-fogainak és -hornyainak méretei



64b ábra

Az 1—3. számpéldákban szereplő 330 kW motor forgórész-fogainak és -hornyainak méretei

A légrésre eső mágneses feszültség kiszámításához szükségünk van még a Carter-tényezőre. (92) szerint a 64a, ill. b ábra méreteivel

$$k_{c_1} = \frac{\tau'_{h_1}}{\tau'_{h_1} + \delta - 0,75 c_1} = \frac{17,65}{17,65 + 1,5 - 0,75 \cdot 10,2} = 1,535,$$

$$k_{c_2} = \frac{\tau'_{h_2}}{\tau'_{h_2} + \delta - 0,75 c_2} = \frac{20,55}{20,55 + 1,5 - 0,75 \cdot 1,5} \approx 1$$

és

$$k_c = k_{c_1} \cdot k_{c_2} = 1,535 \cdot 1 = 1,535,$$

továbbá az ideális légrés

$$\delta_i = 1,535 \cdot 1,5 \text{ mm} = 2,3 \text{ mm}.$$

Tehát a légrésre eső mágneses feszültség az egyelőre még becsült  $\alpha_i$  alapján

$$U_{m\delta} = \frac{\delta_i}{\mu_0} B_{lm} = \frac{0,23}{1,256} 6650 \text{ A} = 1200 \text{ A}.$$

### 3. Állórész-fogak

Az állórész horonyosztása a  $D$  átmérőnek megfelelő kerületen

$$\tau'_{h_1} = \frac{D \pi}{Z_1} = \frac{471,5 \cdot \pi}{84} \text{ mm} = 17,65 \text{ mm}.$$

A horony középmagasságában, ha  $L_{f_1} = 42,5 \text{ mm}$ ,

$$\tau''_{h_1} = \frac{(D + L_{f_1}) \pi}{Z_1} = \frac{(471,5 + 42,5) \pi}{84} \text{ mm} = \frac{514,0 \pi}{84} \text{ mm} = 19,15 \text{ mm}.$$

A horony tövében

$$\tau'''_{h_1} = \frac{(D + 2L_{f_1}) \pi}{Z_1} = \frac{(471,5 + 85,0) \pi}{84} \text{ mm} = \frac{556,5 \pi}{84} \text{ mm} = 20,70 \text{ mm}.$$

A fogszélességek, ha a horonyszélesség  $a_1 = 10,2 \text{ mm}$

$$f'_1 = b'_{h_1} - a_1 = (17,65 - 10,2) \text{ mm} = 7,45 \text{ mm},$$

$$f''_1 = b''_{h_1} - a_1 = (19,15 - 10,2) \text{ mm} = 8,95 \text{ mm},$$

$$f'''_1 = b'''_{h_1} - a_1 = (20,70 - 10,2) \text{ mm} = 10,5 \text{ mm},$$

$f'_1$  megállapításánál az ékbevágást nem vettük figyelembe.

A fogindukciókat a (96) képletek szerint a kiszámított méretekkel állapítjuk meg  $B_{lm} = 6650 \text{ G}$  légrésindukció alapulvételével.

$$B'_{f_1} = \frac{\tau'_{h_1} l_i}{f'_1 l_v} B_{lm} = \frac{17,65 \cdot 342}{7,45 \cdot 300} 6650 \text{ G} = 17800 \text{ G},$$

$$B''_{f_1} = \frac{\tau'_{h_1} l_i}{f''_1 l_v} B_{lm} = \frac{17,65 \cdot 342}{8,95 \cdot 300} 6650 \text{ G} = 14800 \text{ G},$$

$$B'''_{f_1} = \frac{\tau'_{h_1} l_i}{f'''_1 l_v} B_{lm} = \frac{17,65 \cdot 342}{10,5 \cdot 300} 6650 \text{ G} = 12700 \text{ G}.$$

Az indukciók mindenütt kisebbek, mint 18 000 G, ezért a horonyvezetést elhanyagoljuk, és a térerősségeket a II. kötet 4. kiadásában a 71. ábra görbéjéből vesszük. Eszerint

$$H'_{f1} = 160 \text{ A/cm},$$

$$H''_{f1} = 27 \text{ A/cm},$$

$$H'''_{f1} = 9 \text{ A/cm}.$$

Az állórész fogainak mágneses feszültsége tehát egyelőre

$$\begin{aligned} U_{mf1} &= H_{f1} L_{f1} = \frac{1}{6} (H'_{f1} + 4H''_{f1} + H'''_{f1}) L_{f1} = \\ &= \frac{1}{6} (160 + 4 \cdot 27 + 9) 4,25 \text{ A} = 194 \text{ A}. \end{aligned}$$

#### 4. Forgórészfog

A horonyosztások  $L_{f2} = 34,5 \text{ mm}$  horonymélységgel

$$\tau'_{h2} = \frac{(D - 2\delta) \pi}{Z_2} = \frac{(471,5 - 3) \pi}{72} \text{ mm} = \frac{468,5 \pi}{72} \text{ mm} = 20,4 \text{ mm},$$

$$\tau''_{h2} = \frac{(D - 2\delta - L_{f2}) \pi}{Z_2} = \frac{(468,5 - 34,5) \pi}{72} \text{ mm} = \frac{434 \cdot \pi}{72} \text{ mm} = 19,0 \text{ mm},$$

$$\tau'''_{h2} = \frac{(D - 2\delta - 2L_{f2}) \pi}{Z_2} = \frac{(434 - 34,5) \pi}{72} \text{ mm} = \frac{399,5 \cdot \pi}{72} \text{ mm} = 17,5 \text{ mm}.$$

A horonyszélesség  $a_2 = 9 \text{ mm}$ , úgyhogy a fogszélességek a következők :

$$f'_2 = \tau'_{h2} - a_2 = (20,4 - 9) \text{ mm} = 11,4 \text{ mm},$$

$$f''_2 = \tau''_{h2} - a_2 = (19,0 - 9) \text{ mm} = 10,0 \text{ mm},$$

$$f'''_2 = \tau'''_{h2} - a_2 = (17,5 - 9) \text{ mm} = 8,5 \text{ mm},$$

$f'_2$ -t a 64b ábra szerint értelmezzük, tehát a fog szélesedését a légrés felé nem vesszük figyelembe.

A fogindukciókat az előbbi fejezet (101') képlete szerint  $U_1 \cdot 0,972$  feszültség alapján,  $B_{lm} = 6650 \cdot 0,972 \text{ G} = 6450 \text{ G}$ -ból számítjuk.

$$B'_{f2} = \frac{\tau'_{h2} l_i}{f'_2 l_v} B_{lm} = \frac{20,4 \cdot 342}{11,4 \cdot 300} 6450 \text{ G} = 13 200 \text{ G},$$

$$B''_{f2} = \frac{\tau'_{h2} l_i}{f''_2 l_v} B_{lm} = \frac{20,4 \cdot 342}{10,0 \cdot 300} 6450 \text{ G} = 15 000 \text{ G},$$

$$B'''_{f2} = \frac{\tau'_{h2} l_i}{f'''_2 l_v} B_{lm} = \frac{20,4 \cdot 342}{8,5 \cdot 300} 6450 \text{ G} = 17 700 \text{ G}.$$

A II. kötet 4. kiadásában a 71. ábra görbéjéből a térerősségek

$$H'_{f2} = 11 \text{ A/cm}, \quad H''_{f2} = 30 \text{ A/cm}, \quad H'''_{f2} = 140 \text{ A/cm}, \text{ és}$$

$$H_{f2} = \frac{1}{6} (11 + 4 \cdot 30 + 140) \text{ A/cm} = \frac{1}{6} 271 \text{ A/cm} = 45,2 \text{ A/cm}.$$

Ezzel a forgórészfogak mágneses feszültsége :

$$U_{mf_2} = H_{f_2} L_{f_2} = 45,2 \cdot 3,45 \text{ A} = 156 \text{ A.}$$

Most ellenőrizzük  $k_t = \frac{U_{mf_1} + U_{mf_2}}{U_{m\delta}} = \frac{194 + 156}{1200} = \frac{350}{1200} = 0,292$  telítési tényezővel  $\alpha'_t$ -t. A 62. ábrából  $\alpha'_t = 0,685$  értéket, a 63. ábrából pedig  $\frac{1}{\alpha'_t} = 1,46$ -ot olvasunk le, ami gyakorlatilag megegyezik a felvett értékkal, és így a légrésre és a fogakra kiszámított mágneses feszültségeket véglegeseknek tekinthetjük.

### 5. Állórész-koszorú

A koszorú radiális mérete

$$h_{k_1} = \frac{D_k - (D + 2L_{f_1})}{2} = \frac{680 - (471,5 + 85)}{2} \text{ mm} = \frac{123,5}{2} \text{ mm}$$

és  $\Phi = 5,83 \cdot 10^6$  M-el a legnagyobb indukció

$$B_{k_1} = \frac{\Phi}{2h_{k_1} l_v} = \frac{5,83 \cdot 10^6}{12,35 \cdot 30} \text{ G} = 15700 \text{ G.}$$

A közepes erővonalhossz

$$L_{k_1} \approx \frac{D_k \pi}{4p} = \frac{68 \pi}{4 \cdot 2} \text{ cm} = 26,6 \text{ cm}$$

A 60. ábra koszorúmágnesezési görbéjéből

$$H_{kk_1} = 11 \text{ A/cm},$$

úgyhogy a mágneses feszültség

$$U_{mk_1} = H_{kk_1} L_{k_1} = 11 \cdot 26,6 \text{ A} = 292 \text{ A.}$$

### 6. Forgórész-koszorú

Radiális mérete

$$h_{k_2} = \frac{D - (2\delta + D_b + 2L_{f_2})}{2} = \frac{471,5 - (3 + 270 + 69)}{2} \text{ mm} = \frac{129,5}{2} \text{ mm.}$$

$\Phi = 5,83 \cdot 0,972 \cdot 10^6$  M csökkentett fluxussal a legnagyobb indukció

$$B_{k_2} = \frac{\Phi \cdot 0,972}{2h_{k_2} l_v} = \frac{5,83 \cdot 0,972 \cdot 10^6}{12,9 \cdot 30} \text{ G} = 14700 \text{ G.}$$

A közepes erővonalhossz  $L_{k_2} \approx \frac{(D - 2\delta) \pi}{4p} = \frac{(47,15 - 0,3) \pi}{4 \cdot 2} = 18,4 \text{ cm.}$

A koszorú-mágnesezési görbéről  $H_{kk_2} = 8 \text{ A/cm}$ , úgyhogy a mágneses feszültség

$$U_{mk_2} = H_{kk_2} \cdot L_{k_2} = 8 \cdot 18,4 \text{ A} = 147 \text{ A.}$$

Most már felírhatjuk a teljes pólusgerjesztést is

$$\begin{aligned} \Theta &= U_{m\delta} + U_{mf_1} + U_{mf_2} + U_{mk_1} + U_{mk_2} = \\ &= (1200 + 194 + 156 + 292 + 147) \text{ A} = 1989 \text{ A,} \end{aligned}$$

és az üresjárási áram meddő komponense

$$I_\mu = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{\Theta \cdot p}{N_1 \xi_1 m_1} = \frac{2,22 \cdot 1989 \cdot 2}{140 \cdot 0,955 \cdot 3} \text{ A} = 22 \text{ A.}$$

A mérés szerint  $I_\mu = 21,7 \text{ A}$ , tehát a számított értékkel igen jól egyezik. A lemez-anyag változékony mágneses tulajdonságai, a megmunkálás pontatlansága és a számítási eljárások bizonytalansága miatt az egyezés még akkor is jónak nevezhető, ha az eltérés a számított és a mért érték között 15—20%.

## 6. Számpélda

*A motor adatai:*  $P_n = 2,8 \text{ kW}$   $\text{LE } U_1 = 380/\sqrt{3} \text{ V} = 220 \text{ V}$ ,  $2p = 4$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ .

a) *Átmérők.* Állórész belső átmérője  $D = 100 \text{ mm}$ , pólusosztás  $\tau_p = D \pi/2p = 100 \pi/4 \text{ mm} = 78,5 \text{ mm}$ , állórész külső átmérője  $D_k = 163 \text{ mm}$ , légrés  $\delta = 0,3 \text{ mm}$ , forgórész külső átmérője  $D - 2\delta = (100 - 2 \cdot 0,3) \text{ mm} = 99,4 \text{ mm}$ , forgórész belső átmérője  $D_b = 35 \text{ mm}$ .

Az állórészben  $q_1 = 3$ , tehát a horonyszám  $Z_1 = 2p q_1 m_1 = 4 \cdot 3 \cdot 3 = 36$ .

A forgórész kalickás, horonyszáma  $Z_2 = 30$ .

b) *Hosszméretek.* A vastest mérete a tengely irányában  $l_a = l_1 = 140 \text{ mm}$ , szellőzőrések nincsenek, úgyhogy  $l_i \approx 140 \text{ mm}$  és  $k_v = 0,93$  kitöltési tényezővel a tiszta vashossz  $l_v = l_1 k_v = 140 \cdot 0,93 \text{ mm} = 130 \text{ mm}$ .

A lemeztest  $V_{10} = 3,6 \text{ W/kg}$  veszteségi számú, 0,5 mm vastag lakkozott lemez-ből készült.

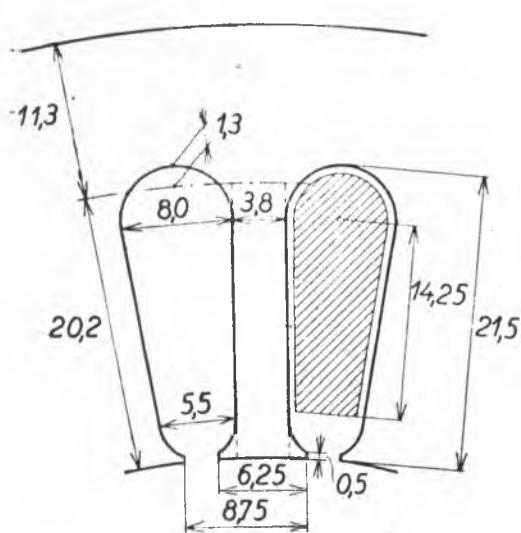
Az állórészben horonyonként  $z_{h1} = 38$  vezető van, tehát a menetszám fázisonként

$$N_1 = \frac{z_{h1} Z_1}{2 m_1} = \frac{38 \cdot 36}{2 \cdot 3} = 228$$

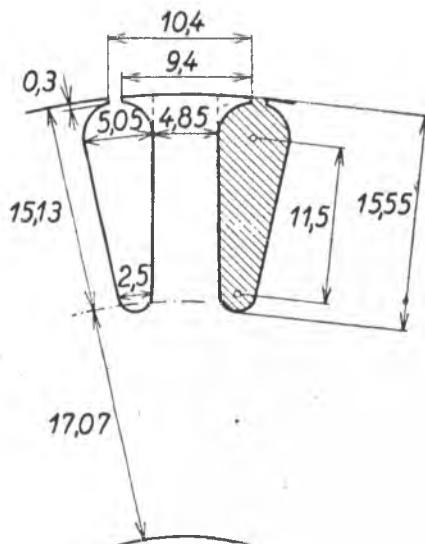
A tekercselés 7/9 arányú lépésrövidítéssel készült, ezért  $\xi_{1e} = 0,96$ ,  $\xi_{1h} = 0,94$  és  $\xi_1 = \xi_{1e} \cdot \xi_{1h} = 0,902$ .

Az állórészre és a légrésre mértékkadó fluxus (102) szerint

$$\Phi = \frac{U_1}{\sqrt{2} \pi f N_1 \xi_1} = \frac{220 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 228 \cdot 0,902} \text{ M} = 0,482 \cdot 10^8 \text{ M}$$



65a ábra



65b ábra

2,8 kW kismotor horony- és fogméretelei az állórészben

2,8 kW kismotor horony- és fogméretelei a forgórészben

Carter-tényezők :

$$\tau'_{h1} = D \pi / Z_1 = (100 \pi / 36) \text{ mm} = 8,75 \text{ mm}, c_1 = 2,5 \text{ mm} \text{ (65a--b ábra).}$$

$$k_{c1} = \frac{\tau'_{h1}}{\tau'_{h1} + \delta - 0,75 c_1} = \frac{8,75}{8,75 + 0,3 - 1,88} = 1,22$$

$$\tau'_{h2} = \frac{(D - 2\delta) \pi}{Z_2} = \frac{(100 - 2 \cdot 0,3) \pi}{30} \text{ mm} = 10,4 \text{ mm,}$$

$$c_2 = 1 \text{ mm}$$

$$k_{c2} = \frac{\tau'_{h2}}{\tau'_{h2} + \delta - 0,75 c_2} = \frac{10,4}{10,4 + 0,3 - 0,75} = 1,045$$

$$k_c = k_{c1} \cdot k_{c2} = 1,22 \cdot 1,045 = 1,27$$

és

$$\delta_i = k_c \cdot \delta = 1,27 \cdot 0,3 \text{ mm} = 0,382 \text{ mm}$$

$\Phi = 0,482 \cdot 10^6 \text{ M-ból}$  a közepes légrésindukció

$$B_{lk} = \frac{\Phi}{\tau_p \cdot l_i} = \frac{0,482 \cdot 10^6}{7,85 \cdot 14} \text{ G} = 4380 \text{ G}$$

$\alpha'_i$ -t 0,7-re becsülve a maximális légrésindukció

$$B_{lm} = \frac{B_{lk}}{\alpha'_i} = 4380 / 0,7 \text{ G} = 6250 \text{ G}$$

és

$$U_{m\delta} = 0,382 \cdot 6250 / 1,256 \text{ A} = 189 \text{ A}$$

c) Állórész fogai. A 65a ábrából látható, hogy a horonyprofil minden végén egy-egy félkör határolja, a fog szélessége pedig a félkör középpontjai távolságában kb. ugyanakkora :  $f_1 = 3,8 \text{ mm}$ . A légrésnél is ugyanennyivel számítunk, és eltekintünk a fog szélesedésétől, amint azt az 65a ábrán a szakadozott vonalak mutatják.

A horonyfenéknél a fog szintén kiszélesedik, amit úgy veszünk figyelembe, hogy a fog hosszát a horonyprofil határoló nagyobb kör sugarának egyharmadával rövidebbre vesszük. A fog hossza tehát

$$L_{f1} \approx \left( 21,5 - \frac{4}{3} \right) \text{ mm} = (21,5 - 1,3) \text{ mm} = 20,2 \text{ mm}$$

A fogindukció

$$B_{f1} = \frac{\tau'_{h1} l_i}{f_1 l_v} B_{lm} = \frac{8,75 \cdot 140}{3,8 \cdot 130} 6250 \text{ G} = 15400 \text{ G}$$

A mágnesezési görbéről (II. kötet 4. kiadás 71. ábra)  $H_{f1} = 26 \text{ A/cm}$  és

$$U_{mf1} = H_{f1} L_{f1} = 26 \cdot 2,02 \text{ A} = 53 \text{ A}$$

d) Forgórész fogai

A horonyprofil itt is félkörök határolják, és a fogszélesség itt is kb. állandó :  $f_2 \approx 4,85 \text{ mm}$ .

A fog szélesedését a légrés közelében elhanyagoljuk, a fog hossza pedig az előbbi becsléssel

$$L_{f2} \approx \left( 15,55 - \frac{1,25}{3} \right) \text{ mm} = 15,13 \text{ mm}$$

A rotorba kerülő fluxus kb.  $(U_1 - I_\mu X_{s1}) / U_1$  arányában kisebb, mint az, amely a sztatóban fellép. A csökkenést, minthogy kis motorról van szó, 5%-ra becsüljük, és ezért a forgórész indukciót  $\Phi (1 - 0,05)$ -ből számítjuk ki. Pontosabb eljárást.

nem érdemes alkalmazni, mert a forgórészre eső mágneses feszültség a többi szakasz mellett aránylag kicsi, és az esetleg elkövetett hiba a számítás egyéb pontatlanságai mellett elhanyagolható.

Ezek szerint tehát a forgórész fogaiiban fellépő indukció a 65b ábra méreteivel

$$B_{f2} = \frac{\tau'_{h2} l_i}{f_2 l_v} B_{lm} \cdot 0,95 = \frac{10,4 \cdot 140}{4,85 \cdot 130} \cdot 6250 \cdot 0,95 \text{ G} = 13700 \text{ G}.$$

A  $B_{f2}$ -höz tartozó térerősség a II. kötet 4. kiadásának 71. ábrája szerint  $H_{f2} = 10,0 \text{ A/cm}$ , úgyhogy a rotorfog mágneses feszültsége

$$U_{mf2} = H_{f2} \cdot L_{f2} = 10,0 \cdot 1,51 \text{ A} = 15,1 \text{ A}$$

Most már ellenőrizhetjük, hogy az  $\alpha'_i$  tényezőt helyesen becsültük-e

$$k_t = \frac{U_{mf1} + U_{mf2}}{U_{m\delta}} = \frac{53 + 15,1}{189} = 0,36.$$

A 63. görbe szerint ennek a viszonynak  $1/\alpha'_i = 1,44$  felel meg, és így  $\alpha'_i = 0,7$ , ami egyenlő a felvett értékkel. A  $B_l$  görbe laposodásának mértékét tehát helyesen vettük fel. Ugyanezt az eredményt adja a 62. görbe is.

#### e) Állórész- és forgórész-koszorú

Az állórész-koszorúban az indukció kis motoroknál aránylag nagy, és eléri a fogakban fellépő értékeket. A motor árát ugyanis elsősorban a külső átmérő befolyásolja, ezért ezt lehetőleg kicsire kell választani, anélkül hogy az állórész belső átmérője vagy a hornyok keresztmetszete csökkenne. A koszorúfluxus az aránylag nagy indukció miatt nemcsak a  $D_k$  és a fogtő közötti keresztmetszetet, hanem a fogtő szélesedése miatt ennek egy részét is igénybe veszi. Ezt hozzávetőleg úgy vehetjük figyelembe, hogy a koszorúmagassághoz még hozzáadjuk a fogmagasság megállapításánál alkalmazott levonást.

A mi esetünkben tehát

$$h_{k1} \approx \frac{D_k - (D + 2L_{f1})}{2} = \frac{163 - (100 + 2 \cdot 20,2)}{2} \text{ mm} = 11,3 \text{ mm},$$

úgyhogy a maximális indukció

$$B_{k1} = \frac{\Phi}{2 \cdot h_{k1} \cdot l_v} = \frac{0,482 \cdot 10^6}{2 \cdot 1,13 \cdot 13} \text{ G} = 16400 \text{ G}.$$

A 60. ábra koszorúmágnesezési görbéje szerint  $H_{kk1} = 13,5 \text{ A/cm}$ , a közepes erővonalhossz  $L_{k1} \approx D_k \pi / 4p = 16,3 \pi / 8 \text{ cm} = 6,4 \text{ cm}$ , úgyhogy

$$U_{mk1} = 13,5 \cdot 6,4 \text{ A} = 86 \text{ A}$$

Hasonlóan a forgórész-koszorúban  $h_{k2} = 17,07 \text{ mm}$  úgy, hogy  $\Phi \cdot 0,95 = 0,458 \cdot 10^6 \text{ M}$  csökkentett fluxussal számítva

$$B_{k2} = \frac{\Phi \cdot 0,95}{2h_{k2} \cdot l_v} = \frac{0,458 \cdot 10^6}{2 \cdot 1,71 \cdot 13} \text{ G} = 10300 \text{ G}$$

A koszorúmágnesezési görbéről  $H_{kk2} = 1,7 \text{ A/cm}$  és, minthogy közelítően

$$L_{k2} \approx (D - 2\delta) \cdot \pi / 8 = (9,94 \cdot \pi / 8) \text{ cm} = 3,9 \text{ cm}$$

$$U_{mk2} = 1,7 \cdot 3,9 \text{ A} = 6,6 \text{ A}.$$

Egy pólus teljes gerjesztése tehát

$$\Sigma U_m = \Theta = (189 + 53 + 15,1 + 86 + 6,6) \text{ A} = 349,7 \text{ A}$$

és az üresjárási áram meddő komponense

$$I_\mu = \frac{\pi \cdot \Theta \cdot p}{\sqrt{2} N_1 \xi_1 m_1} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{349,7 \cdot 2}{228 \cdot 0,902 \cdot 3} \text{ A} = 2,5 \text{ A},$$

ami a mérési eredménnyel elég jól egyezik (l. 141. ábra).

Mint már az előzőkben is említettük,  $L_{k_2}$ -re a használt közelítő képlet túl nagy értéket ad, de minthogy  $U_{mk_2}$  a teljes  $\Theta$ -nak úgyis csak egy kis része, nem érdekes pontosabb kifejezéseket keresni.

## XII. Aszinkron gépek szórási reaktanciája

Eltekintve az igen kis gépektől, amelyeknél az ellenállásé a főszerep, a szórási reaktancia feszültsége a rövidzárási feszültség nagyobbik összetevője, és döntő fontosságú elsősorban a túlterhelhetőség és a nyomaték szempontjából. Minthogy az aszinkron gép állórész — és csúszógyűrűs forgórész esetén a forgórész is — elvben azonos szerkezetű a szinkron gép állórészével, az ott levezetett összefüggések egy része itt közvetlenül használható.

Itt is megkülönböztetjük a primer horonyszórásból és a tekercsfejek körül kifejlődő szórási fluxusból eredő  $X_{sh1}$  és  $X_{st1}$  horony-, illetve tekercsfej-reaktanciákat, és minthogy a forgórész hasonló szerkezetű, mint az állórész, ugyanezek a reaktanciák a forgórészben is fellépnek. Az erre vonatkozó értékeket 2 indexsel fogjuk jelölni, a primerre redukált értékeket pedig — mint eddig is tettük — vesszővel láttuk el, tehát pl. a forgórész horonyreaktaciának redukált értéke  $X'_{sh2}$ .

A szinkron gépek tekercsfej szórását empirikus képletek alapján számítottuk ki. Aszinkron gépek esetében a primer és a szekunder rész kölcsönhatásai és az erő-vonalkép bonyolultsága miatt célszerű, ha a Richter által modelleken megállapított vezetésértékeket használjuk és egy közös  $X_{st}$  tekercsfejszórási reaktanciával számolunk.

**Aszinkron gépek légrése** — az üresjárási áram csökkentése érdekében — aránylag kicsi, ezért a szinkron gépeknél szereplő *fogfejszórást*, amely ott sem volt számottevő, itt elhanyagoljuk. Viszont éppen a kis légrés miatt figyelembe kell venni a fluxus felharmonikusai által okozott  $X_{s\delta 1}$  és  $X_{s\delta 2}$  reaktancia feszültségeket, amelyeket *légrésszórási* reaktanciáknak szoktak nevezni. Az elnevezés onnan ered, hogy a fluxus felharmonikusai éppúgy, mint az alapharmonikus, tehát a fő fluxus, a légrésen mennek át.

Végül még szórási reaktancia hatásaként kell figyelembe venni a rövidzárási áramnak a *horonyferdítésből* eredő csökkenését. A hornyok ferdítését rendszerint kalickás forgórészeken a horonyfelharmonikusok káros hatásainak kiküszöbölésére szokták alkalmazni [l. III. kötet 100. old.].

Ezek szerint a teljes szórási reaktanciát a következő részreaktanciákra bontjuk :

Az állórész  $X_{sh1}$  horonyreaktaciája,  
a forgórész  $X_{sh2}$ , illetve  $X'_{sh2}$  horonyreaktaciája,  
az állórész  $X_{s\delta 1}$  légrésszórási reaktaciája,  
a forgórész  $X_{s\delta 2}$ , illetve  $X'_{s\delta 2}$  légrésszórási reaktaciája,  
az álló- és a forgórész  $X_{st}$  közös tekercsfej szórásából eredő reaktancia és végül a horonyferdítésből eredő  $X_{sf}$  reaktanciatöbblet.

A gép teljes szórási reaktanciája tehát

$$X_s = X_{sh1} + X'_{sh2} + X_{s\delta 1} + X'_{s\delta 2} + X_{st} + X_{sf}.$$

### 1. A horonyszórás $X_{sh}$ reaktaciája

Minthogy az álló és a forgórész szerkezete a horonyszórás szempontjából azonos, a III. kötet XVI/1. fejezetében levezetett (157) képletet megfelelő indexcserével itt is használhatjuk.

Egy fázisnak a horonyfluxusból eredő reaktanciája a *primer* oldalon tehát:

$$X_{sh1} = 8\pi f_1 \frac{N_1^2}{Z_1/m_1} \Lambda_{h1} = 8\pi f_1 \frac{N_1^2}{Z_1/m_1} l_i \lambda_{h1}. \quad (107)$$

$\lambda_{h1}$  az armatúra-vastest hosszegységére vonatkoztatott mágneses vezetőképesség és  $l_i \lambda_{h1} = \Lambda_{h1}$ .

Minthogy a  $Z_1/m_1 = 2p q_1$ , a (107) egyenletet így is írhatjuk :

$$X_{sh1} = 4\pi f_1 \frac{N_1^2}{p q_1} l_i \lambda_{h1} = 4\pi f_1 \frac{N_1^2}{p} l_i \left( \frac{\lambda_{h1}}{q_1} \right). \quad (108)$$

Tekercselt forgórészre a (107)-hez hasonlóan

$$X_{sh2} = 8\pi f_1 \frac{N_2^2}{Z_2/m_2} l_i \lambda_{h2} = \quad (107')$$

$$= 4\pi f_1 \frac{N_2^2}{p q_2} l_i \lambda_{h2} = 4\pi f_1 \frac{N_2^2}{p} l_i \left( \frac{\lambda_{h2}}{q_2} \right). \quad (108')$$

A helyettesítő vázlatban a szlip bevezetésével a szekunder frekvenciát egyenlővé tettük a primerrel, ezért (107')-ból  $X_{sh2}$ -nek a primerre redukált értékét akkor kapjuk, ha  $X_{sh2}$ -t a redukáló tényezővel szorozzuk, amely (67) szerint

$$a = \frac{m_1 N_1^2 \xi_1^2}{m_2 N_2^2 \xi_2^2}.$$

Az eredmény (107')-ből

$$X'_{sh2} = 8\pi f_1 \frac{N_1^2 m_1}{Z_2} \left( \frac{\xi_1}{\xi_2} \right)^2 l_i \lambda_{h2}, \quad (109)$$

vagy

$Z_2/m_1 = 2p q'_2$ -vel

$$X'_{sh2} = 4 \cdot \pi f_1 \frac{N_1^2 l_i}{p} \left[ \frac{\lambda_{h2}}{q'_2} \left( \frac{\xi_1}{\xi_2} \right)^2 \right] = \quad (110)$$

$$= 4\pi f_1 \frac{N_1^2 l_i}{p} \left( \frac{\lambda'_{h2}}{q'_2} \right). \quad (110')$$

$q'_2 = \frac{Z_2}{2m_1 p}$  -t a primer fázisszámra vonatkoztatott — pólusonként és fázisonként számított — szekunder horonyszámnak tekinthetjük és  $\lambda'_{h2} = \lambda_{h2} \left( \frac{\xi_1}{\xi_2} \right)^2$ .

Tekercselt forgórész esetén többnyire  $m_1 = m_2$ , és akkor  $q'_2 = q_2$ .

Ha a forgórész kalickás,  $N_2 = 1/2$ ,  $m_2 = Z_2/p$  és  $\xi_2 = 1$  értékeket kell a (110) képletben helyettesíteni.  $q'_2$  a kalickás forgórész esetében sokszor törtszám.

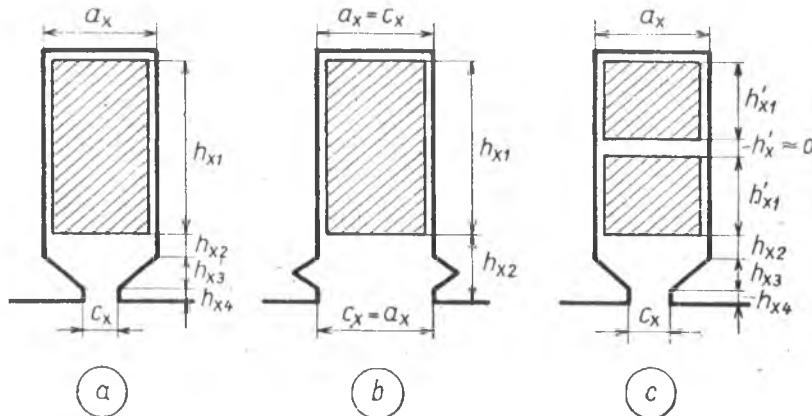
Sorozatos számításokhoz célszerű a (108), illetve (110) képletalakot használni és a többi részreaktancia kifejezéseit is erre az alakra hozni. Ezek a kifejezések egy állandó és egy változó tagból állnak. Ebben az esetben az utóbbi a horonyalaktól, a horonyszámtól és a tekercselési tényezőktől függ. A változó tagot általában egy index nélküli  $\lambda/q$ -val jelölve a teljes szórási reaktancia

$$X_s = 4\pi f_1 \frac{N_1^2 l_i}{p} \sum \frac{\lambda}{q}. \quad (111)$$

Az aszinkron gépekben többnyire használt horonyalakok fajlagos vezetőképességeinek kifejezéseit a következőkben adjuk meg [I. II. kötet 4. kiadás, 90. old. és III. kötet 160. old.] :

a) Félig zárt, egyréteges, de részben párhuzamos falú horonyra, melynél a 66a ábra szerint  $c_x < a_x$

$$\lambda_{hx} = \mu_0 \left( \frac{h_{x1}}{3a_x} + \frac{h_{x2}}{a_x} + \frac{2h_{x3}}{a_x + c_x} + \frac{h_{x4}}{c_x} \right). \quad (112)$$



66. ábra

Részben párhuzamos falú horonyalakok : a) félig zárt egyréteges, b) ékkel zárt nyitott egyréteges,  
c) ugyanaz, mint a), de kétréteges

Az  $x$  index helyett  $l$ -et, vagy  $2$ -t kell írni, aszerint hogy az álló, vagy a forgórészről van-e szó.

Ha a horony végig párhuzamos falú, vagy csak ékbevágással van ellátva, mint a 66b ábrán,  $c_x = a_x$  és

$$\lambda_{hx} = \frac{\mu_0}{a_x} \left( \frac{h_{x1}}{3} + h_{x2} \right) \quad (112')$$

b) Ha a tekercselés kétréteges, nem rövidített lépésű és a horony félig zárt (66c ábra)

$$\lambda_{hx} = \mu_0 \left( \frac{2h'_{x1}}{3a_x} + \frac{h_{x2} + h'_x/4}{a_x} + \frac{2h_{x3}}{a_x + c_x} + \frac{h_{x4}}{c_x} \right), \quad (113)$$

és ha a 66b ábra szerint  $a_x = c_x$

$$\lambda_{hx} = \frac{\mu_0}{a_x} \left( \frac{2h'_{x1}}{3} + h_{x2} + h'_x/4 \right) \quad (113')$$

c) Ha a tekercselés kétréteges és rövidített lépésű

$$\lambda_{hx} = \mu_0 \left[ k_{Cux} \frac{2h'_{x1}}{3a_x} + k_{Kx} \left( \frac{h_{x2}}{a_x} + \frac{2h_{x3}}{a_x + c_x} + \frac{h_{x4}}{c_x} \right) + \frac{h'_x}{4a_x} \right], \quad (114)$$

vagy ha a horony végig párhuzamos falú, tehát  $a_x = c_x$

$$\lambda_{hx} = \frac{\mu_0}{a_x} \left( k_{Cu} \frac{2h_{x1}}{3} + k_{Kx} h_{x2} + \frac{h'_x}{4} \right) \quad (114')$$

$h'_x$ -t általában el lehet hanyagolni.

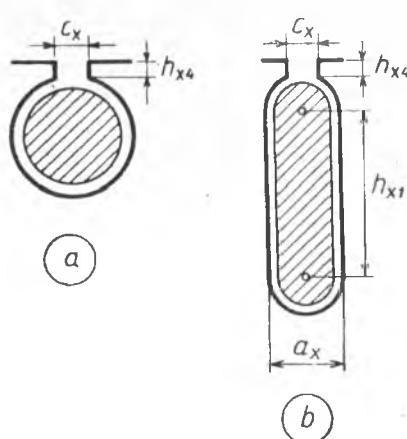
$k_{Cu}$  és  $k_K$  értékeit  $60^\circ$ -ra elosztott háromfázisú tekercselésre a viszonylagos lépésrövidítés függvényében a 67. ábra mutatja.

A 68. és 69. ábrákon néhány további, aszinkron motoroknál szokásos horonytípus látható.

A 68a ábra kör keresztmetszetű alakját csak kalickás forgórészekben szokták használni. Ha a vezető teljesen kitölte a horonykeresztmetszetet és az erővonalakat a horonyon belül párhuzamos egyeneseknek tekintjük [l. III. kötet 161. old.], akkor

$$\lambda_{h2} = \mu_0 \left( 0,623 + \frac{h_{24}}{c_2} \right). \quad (115)$$

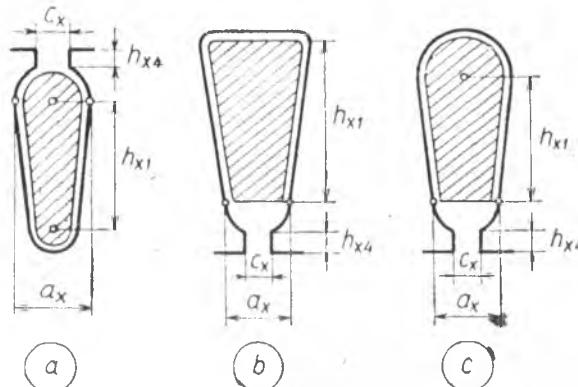
A 68b profilnál eltekinthetünk attól, hogy az alsó és a felső félkör induktivitás szempontjából nem egyenértékű és a következő közelítő képletet használjuk :



68. ábra

a) kör keresztmetszetű, b) fent és lent félkörrel zárt horonyprofil

$$\lambda_{hx} = \mu_0 \left( \frac{h_{x1}}{3a_x} + \frac{h_{x4}}{c_x} + 0,623 \right). \quad (116)$$



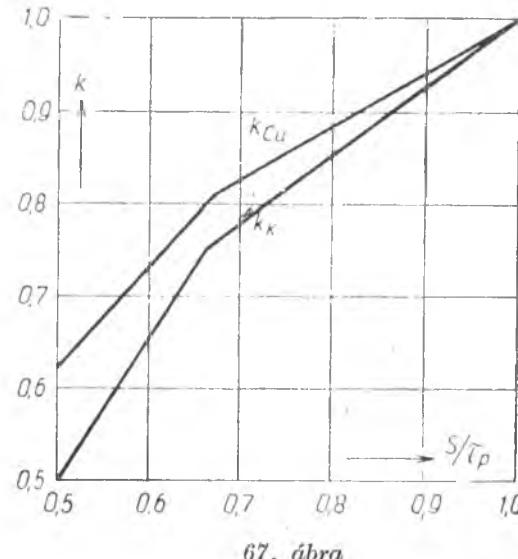
69. ábra

Trapéz alakú horonyprofilok

A 69a—b—c profilok trapéz alakúak, hogy a tekercselési térfogat nagyobb, illetve a fogindukció kisebb legyen. A (116) közelítő képlet ezekre is használható.

Ha a tekercselés kétréteges és rövidített lépéssű, a félkörökkel félkörön általánosan érvényes (116) képletben még figyelembe vesszük a  $k_{Cu}$  és  $k_K$  tényezőket, úgyhogy ilyen esetben

$$\lambda_{hx} = \mu_0 \left[ k_{Cu} \frac{h_{x1}}{3a_x} + k_{Kx} \left( \frac{h_{x4}}{c_x} + 0,623 \right) \right] \quad (117)$$



67. ábra

$k_{Cu}$  és  $k_K$  értékei  $60^\circ$ -ra elosztott 3 fázisú tekercselés esetén

Azért hogy  $X_{sh1}$ -et a (111) képlet alakjában fejezhessük ki, az eddig felsorolt  $\lambda_{h1}$ -eket  $q_1$ -gyel kell osztani és a kapott eredményeket (111)-be mint szorzótényezőket kell bevezetni.

Ha  $X'_{sh2}$ -t, vagyis a primerre redukált szekunder értéket akarjuk kifejezni, (110) szerint, az állandó tagot

$$\frac{\lambda_{h2}}{q'_2} \left( \frac{\xi_1}{\xi_2} \right)^2 = \frac{\lambda'_{h2}}{q'_2} \quad (118)$$

-vel kell szorozni.

## 2. A tekercsfejek $X_{st}$ reaktanciája

Aszinkron gépeknél a primer és a szekunder rész közötti kölcsönhatás és az erővonal utak bonyolultsága miatt Richter modellkísérletei alapján  $X_{st}$ -t a primer és a szekunder rész együttes reaktanciájaként állapítjuk meg. A reaktanciára jellemző  $\lambda_s$  mágneses vezetőképességre különböző értékekkel számolunk aszerint, hogy milyen a primer és a szekunder tekercselés szerkezete.

Ha pl. koncentrikus tekercselésből indulunk ki, a tekercselés 2 vagy 3 síkú lehet. Az első esetben minden oldalon fázisonként  $p$ , a másodikban  $2p$  tekercsfej-csoport van, mert a  $q_1$  horonyból kilépő köteget az utóbbi esetben kétfelé szokás osztani, hogy a tekercsfejek rövidebbek legyenek.

A kétsíkú elrendezsnél az állórész tekercsfej-induktivitása minden oldalt számítva

$$L_{st} = 2p (z_{h1} q_1)^2 \lambda_s l_{s1}$$

$l_{s1}$  egy tekercsfej közepes hossza, és mivel

$$z_{h1} q_1 = N_1/p \quad \text{és} \quad X_{st} = 2\pi f_1 L_{st}$$

$$X_{st} = 2\pi f_1 \frac{N_1^2}{p} 2\lambda_s l_{s1}$$

$l_{s1} = l_{k1} - l_i$ , ha  $l_{k1}$  a közepes vezetőhossz

$$X_{st} = 4\pi f_1 \frac{N_1^2}{p} l_{s1} \lambda_s = 4\pi f_1 \frac{N_1^2}{p} l_i \left( \lambda_s \frac{l_{k1} - l_i}{l_i} \right) \quad (119)$$

Tehát (111)-ben a zárójeles tag

$$\frac{\lambda}{q} = \frac{\lambda_t}{q_1} = \lambda_s \frac{l_{k1} - l_i}{l_i} \quad (120)$$

Háromsíkú tekercselés esetén kétszer annyi tekercsfej van, de ezek mindegyikében csak félannyi horonyból kilépő vezető van összefogva. Más és más  $\lambda_s$  értékekkel kell számolni aszerint, hogy milyen tekercselési rendszert alkalmazunk a primer és szekunder oldalon. A mérésekből a következő I. táblázatban látható átlagértékeket állapították meg :

### I. táblázat

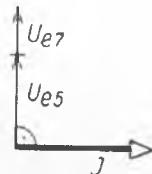
Tekercslejszórás vezetőképességei a tekercsfejrendszer függvényében. Ha  $S/\tau_p = 0,8$ , az értékek kb. 10%-kal kisebbek

<u>Allórész</u> <u>forgórézsz</u>	$\frac{3}{3}$ $s$	$\frac{2}{2}$ $s$	$\frac{3}{2}$ $r$	$\frac{2}{2}$ $r$	$\frac{3}{k}$ $s$	$\frac{2}{k}$ $s$	$\frac{2}{2}$ $r$	$\frac{2}{k}$ $r$	$s =$ sikok száma $r =$ rétegek száma $k =$ kalicka
$\lambda_s$ $10^{-8} \text{ H/cm}$	0,41	0,54	0,42	0,45	0,4	0,43	0,42	0,41	

$\lambda_s$  értékeit Richter szerint még többféle tényezővel korrigálni kell, de így sem várható olyan pontosság, mint a horonyszórás vezetőképességénél. Korrigálni ezért rendszerint csak kényes esetekben érdemes, viszont számítanunk kell azzal, hogy a megadott átlagértékek a valóságtól 10—20%-kal eltérhetnek. 2 és 4 pólusú gépekenben  $X_{st}$  nagyobb lehet, mint a többi részreaktancia együttvéve, ami a horonyszórás számításánál elérhető pontosság értékét nagymértékben rontja.

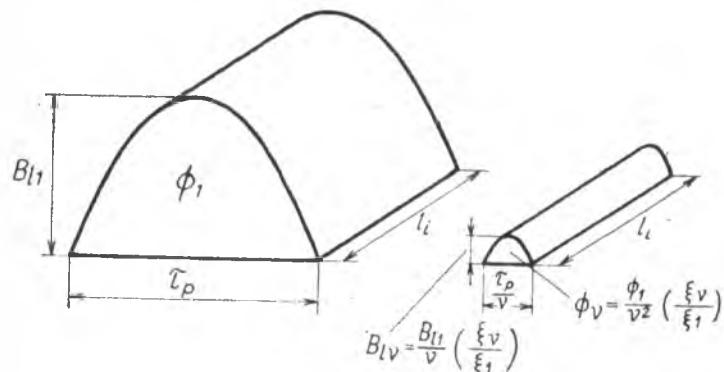
### 3. A fluxus felharmonikusaiból eredő $X_{s\delta}$ reaktancia (Légrésszórási reaktancia)

Ha a primer és a szekunder rész pontosan szinusz alakú gerjesztést, illetve fluxust idézne elő, a gép rövidzárási állapotában az áramot csak a horony és a tekercsfej-szórás reaktanciája és a tekercselés ellenállása korlátozná. Ha azonban pl. a primer tekercselés nem ad szinusz alakú gerjesztést, a felharmonikusok is primer frekvenciájú feszültségeket indukálnak, amelyek algebrailag adódnak össze. Ezeket ugyanis ugyanaz a primer áram idézi elő, haladási sebességgel a rendszámmal



70. ábra

A gerjesztés felharmonikusai primer frekvenciájú feszültségeket indukálnak



71. ábra

Gerjesztési alapharmonikus és a  $v$ -ik felharmonikus fluxusai és maximális indukciói

fordítva arányos, úgyhogy a primer frekvenciának megfelelő feszültségeket indukálnak, amelyek mind  $\pi/2$ -vel sietnek az előidéző áramhoz viszonyítva, amint az a 70. vektorábrán látható.

A fluxusfelharmonikusoktól indukált feszültségek tehát éppúgy viselkednek, mint a horony- vagy a tekercsfej fluxus által előidézett reaktancia feszültségek. A jelenség légrésszórás néven ismeretes.

A légrésszórásból eredő reaktancia feszültségek értékeinek számszerű megállapítására célszerű, ha ezeket az alapharmonikus által indukált  $U_{e1}$  feszültségre vonatkoztatjuk, amelynek az  $X_{a1} = X'_{a2} = X_a$ -val jelölt fő vagy hasznos reaktancia felel meg.

Ha  $\xi_\nu$  a  $\nu$ -ik indukciófelharmonikus tekercselési tényezője, a felharmonikus amplitudója  $\xi_\nu/\nu$ -vel arányos [l. III. kötet 112. old.], a hullám fluxusa pedig  $\frac{\xi_\nu}{\nu} \frac{\tau_p}{\nu}$ -vel, és minthogy  $\tau_p$  állandó,  $\frac{\xi_\nu}{\nu^2}$ -tel arányos (71. ábra). Végül a feszültség, amelyet ez a fluxus a tekercselésben indukál  $\xi_\nu \frac{\xi_\nu}{\nu^2} = \frac{\xi_\nu^2}{\nu^2}$ -tel arányos.

Ha  $U_{e1}$  az alapharmonikus által a primer tekercselésben indukált feszültség,  $U_{e5}, U_{e7} \dots$  pedig a felharmonikusoknak felelnek meg, a primer oldal légrésszórasi tényezője

$$\sigma_{\delta 1} = \frac{U_{e5} + U_{e7} + \dots}{U_{e1}} = \frac{1}{\xi_1^2} \left( \frac{\xi_5^2 + \xi_7^2 + \dots}{5^2 + 7^2 + \dots} \right) = \frac{1}{\xi_1^2} \sum \left( \frac{\xi_\nu}{\nu} \right)^2 \quad (121)$$

$\nu$  helyébe csak a valóban előforduló harmonikusok rendszámait kell helyettesíteni.

Csúszógyűrűs forgórész  $\sigma_{\delta 2}$  tényezőjét ugyanígy kapjuk, ha (121)-be a forgórész tekercselési tényezőit helyettesítjük. Ismerve  $\sigma_{\delta 1}$ -et és  $\sigma_{\delta 2}$ -t, a légrésszórási reaktanciák

$$X_{s\delta 1} = X_{a1} \sigma_{\delta 1} \quad \text{és} \quad X_{s\delta 2} = X_{a2} \sigma_{\delta 2},$$

$X_{s\delta 2}$ -t a primerre redukálva,

$$X'_{s\delta 2} = X'_{a2} \sigma_{\delta 2} = X_a \sigma_{\delta 2}$$

és

$$X_{s\delta} = X_{s\delta 1} + X'_{s\delta 2}.$$

Tekercselt forgórész esetén  $\sigma_{\delta 1}$ -et és  $\sigma_{\delta 2}$ -t, illetve  $X_{s\delta 1}$ -et és  $X'_{s\delta 2}$ -t össze lehet adni, mert a szekunder oldal a primerre alig van befolyással. Míg ugyanis a primer alapharmonikust a szekunder áram nagymértékben gyengíti, a primer felharmonikusok a szekunder oldalra gyakorolt indukáló hatása, és ennek következtében a szekunder áram visszahatása is elhanyagolható, mert a primer felharmonikusok pólusszámai nem egyeznek azzal, amelyre a forgórész készült.

Más a helyzet, ha a forgórész kalickás, ez minden pólusszámra reagál, és ezért a primer felharmonikusokat csillapítja. A  $\Delta$  tényezőről, amellyel a  $\sigma_{\delta 1}$ -et szorozni kell, a következő táblázat tájékoztat, amely szerint a csillapítás annál nagyobb, minél nagyobb a forgórész horonysszáma. Határesetben, amikor a forgórész tömör hengerből áll ( $Z_2/p = \infty$ ),  $\Delta = 0$ , és a primer légrésszórás gyakorlatilag teljesen eltűnik [7, 148].

$Z_2/p$	15	20	30
$q_1 = 3$	0,85	0,8	0,7
$q_1 = 8$	0,65	0,6	0,5

$X_{s\delta}$  az  $X_a$ -nak csak néhány százaléka, tehát aránylag kicsiny. Ha pl. a primer oldalon a  $\sigma_{\delta 1} = 0,02$ , üresjáráskor, amikor  $U_{e1} \approx U_1$ , a kapocsfeszültségnek kb. 2%-a esik a légrésszórásból eredő reaktanciára. Rövidrezárt állapotban (indításkor) azonban a légrésszórás befolyása számottevő lehet. Ha pl. a rövidzárási áram  $I_z = 5 I_n$  és a mágnesező áram üresjáráskor  $I_\mu = 0,25 I_n$ , a feszültségesés  $5/0,25 = 20$ -szor akkora, tehát most 2% helyett  $20 \cdot 2\% = 40\%$  esik a primer oldal légrésszórási reaktanciájára.

Rövidzárási kísérleteknél tapasztalhatjuk, hogy csúszógyűrűs forgórész esetén ennek lassú elforgatása a primer áram ingadozását idézi elő. Álló helyzetben ugyanis a forgórész valamelyik fluxusharmonikusa az állórész azonos rendszámú fluxusához viszonyítva különböző helyzeteket foglalhat el, és határesetben a két harmonikus azonos vagy ellentétes irányú. Bebizonyítható, hogy üzemben vagy gyorsabb mozgatás esetén mint átlagos légrésszórási tényezőt  $(\sigma_{\delta 1} + \sigma_{\delta 2})$ -t észleljük [22, 19].

$\sigma_{\delta}$  kiszámítására a (121) egyenlet helyett azt a tételt is felhasználhatjuk, hogy ez a reaktancia a légrésben felhalmozott energiával arányos. Ha tehát megállapítjuk a gerjesztési görbét és ennek alapharmonikusát, a gerjesztési görbéről a teljes, az alapharmonikusból a hasznos fluxus reaktanciáját határozhatsz meg, és pedig oly módon, hogy az energia a kerületen felmért térerősség vagy indukció négyzetes területével is kifejezhető. A kétterület különbsége viszonyítva az alapharmonikus négyzetes területéhez, adja  $\sigma_{\delta}$ -t. Egész horonyszámú tekercselés esetén az integrálást, az ábra szimmetriája

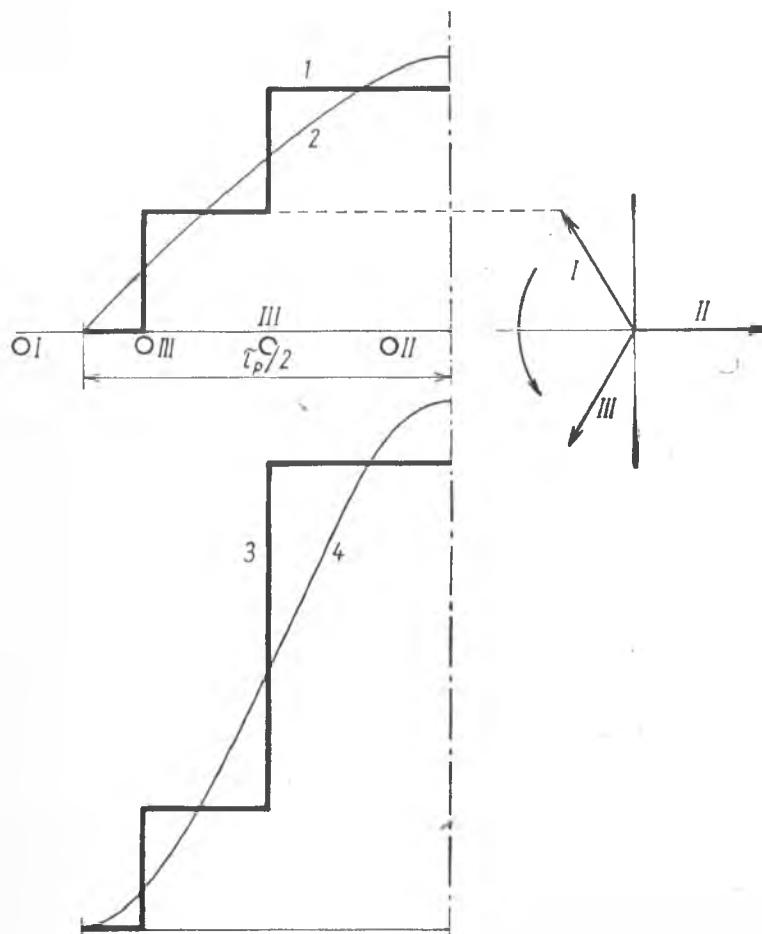
miatt, csak egy fél pólusosztásra kell elvégezni, tehát ha  $A$  a gerjesztési görbe,  $A_1$  pedig az alapharmonikus négyzetes területe,

$$\sigma_{\delta} = \frac{A - A_1}{A_1}. \quad (122)$$

A 72. ábrában az 1. lépcsős ábra  $q = 2$  esetére a gerjesztés abban a pillanatban, amikor a II. fázisban az áram 0-val egyenlő (l. III. kötet 144b ábrát is). A 2. görbe ennek alapharmonikusa, 3. jelenti az 1. lépcsős ábra négyzetes értékeit ( $A$ ), 4. pedig az alapharmonikus szinuszonálának négyzetét ( $A_1$ ). A felvett esetben ( $q = 2$ ) az  $A - A_1$  terület az  $A_1$  területnek 2,84%-a, vagyis  $\sigma_{\delta} = 0,0284$ .

### 7. Számpélda

Legyen  $m = 3$  és  $q = 3$ , minden horonyban  $z_h$  vezető, és az áram maximális értéke  $\sqrt[3]{2} I$ . Abban a pillanatban, amikor a II. fázisban az áram értéke 0, a másik



72. ábra

A  $\sigma_{\delta}$  légrésszórási tényező megállapítása, ha  $q = 2$

kettőben ellentétesen  $\frac{\sqrt{3}}{2} I \sqrt{2}$ -vel egyenlő, úgyhogy a gerjesztési ábra egy-egy lépcsőjének magassága  $\frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{2} I z_h$ . A gerjesztési görbe alapharmonikusának amplitudója (l. III. köt. 111. old.)

$$\Theta_{am_1} = 0,45 m I \frac{N}{p} \xi_1,$$

ha ebben az egyenletben  $\frac{N}{p} = q z_h$ -t helyettesítjük  $m = 3$ -mal,

$$\Theta_{am_1} = 1,35 I z_h q \xi_1.$$

Mivel az alapharmonikus tekercselési tényezője

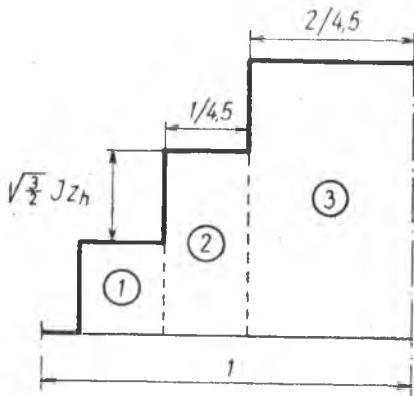
$$\xi_1 = \frac{\sin q \alpha/2}{q \sin \alpha/2}, \quad \alpha = \pi/9 = 20^\circ, \quad \xi_1 = \frac{\sin 30^\circ}{3 \sin 10^\circ} = 0,96,$$

úgyhogy

$$\Theta_{am_1} = 1,35 I z_h 3 \cdot 0,96 = 3,89 I z_h.$$

A lépcsős ábra négyzetes területe

$$A = \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{2} \right)^2 I^2 z_h^2 \left( \frac{1}{4,5} 1^2 + \frac{1}{4,5} 2^2 + \frac{2}{4,5} 3^2 \right).$$



73. ábra  
Gerjesztési ábra, ha  $q = 3$

Ebben a kifejezésben a három tag a 73. ábra 1, 2 és 3 területét jelenti. Összevonva

$$A = \frac{3}{2} \frac{I^2 z_h^2}{4,5} 23 = \frac{3}{9} 23 I^2 z_h^2 = 7 \frac{2}{3} I^2 z_h^2.$$

Másrészt, minthogy a  $\sin^2$  görbe területe =  $\frac{1}{2}$ ,

$$A_1 = \frac{3,89^2}{2} I^2 z_h^2 = 7,565 I^2 z_h^2,$$

és ebből

$$\sigma_\delta = \frac{7,666 - 7,565}{7,565} 100 = \frac{0,101}{7,565} 100 = 1,34\%.$$

A II. táblázat  $q = 8$ -ig a légrésszórási tényezőket százalékokban adja, éspedig a pólusosztás 1/3-át elfoglaló háromfázisú tekercselésekre különböző, horonyosztásokban kifejezett lépésrövidítések esetén. Az aláhúzott számok  $S/\tau_p = 5/6$ -nak vagy ehhez legközelebb álló viszonynak felelnek meg. Általában ezek adják a legkisebb  $\sigma_\delta$  értékeket azért, mert ilyen lépésrövidítés esetén eltűnik vagy igen kicsiny lesz az 5. és a 7., tehát a két legnagyobb harmonikus.

A táblázat adatait a 74. diagram is mutatja, éspedig  $S/\tau_p$  függvényében.

$\sigma_\delta$  megállapításánál elsősorban az alapharmonikust kell igen pontosan kiszámítani, mert egymástól csak 1—2%-kal eltérő számok különbségéről van szó. A lépcsős ábra négyzetes területét nem nehéz pontosan megállapítani, az alapharmonikus kifejezésében azonban irracionális számok is vannak, amelyek a pontos számítást megnehezítik. Az előbbi számpéldában pl.  $\sigma_\delta = 1,34\%$  volt az eredmény, míg a

*II. táblázat*

A légrésszórási tényező százalékos értékei  $q$  és a horonyosztásokban mért lépésrövidítés függvényében

Lépésröv. (horony)	$q = Z/3 \cdot 2p$							
	1	2	3	4	5	6	7	8
0	9,66	2,84	1,40	0,89	0,64	0,52	0,44	0,38
1	9,66	2,36	1,15	0,73	0,55	0,45	0,34	0,30
2		2,84	1,11	0,64	0,44	0,35	0,26	0,22
3			1,40	0,69	0,41	0,29	0,23	0,18
4				0,89	0,50	0,31	0,25	0,18
5					0,64	0,40	0,31	0,23
6						0,52	0,38	0,28
7							0,44	0,34
8								0,38

pontos érték, amely a *II. táblázatban* is szerepel,  $\sigma_{\delta} = 1,4\%$ . Ezért a logaritmikus pontosságon túlmenő pontoságra van szükség.

*Kalickás forgórész* esetén az egymásra következő rudakban folyó áramok alaphullámai között  $\alpha = 2p\pi/Z_2$  faziseltolás van, úgyhogy a kalickás forgórész egy olyan többfázisú tekercseléssel egyenértékű, melynek fázisszáma

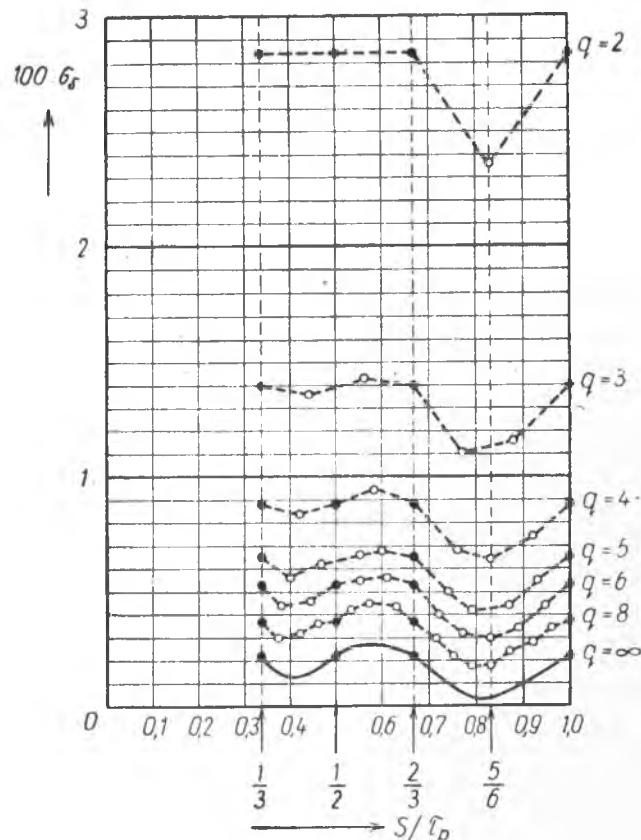
$$m_2 = Z_2/p.$$

Az egy póluspárra eső rúdszám, tehát  $m_2$  is, a legtöbb esetben egész szám.

Általában a kalickás forgórészben fellépő gerjesztési hullámok rendszáma

$$\mu = e m_2 + \nu = \frac{e Z_2}{p} + \nu, \quad (123)$$

ha  $e$  minden pozitív és negatív egész szám a nullát is beleérte [8, 494].



74. ábra

$\sigma_{\delta}$  százalékos értékei a lépésrövidítés függvényében, különböző  $q$  esetén. A fekete pontok azonos értékeket jeleznek.

Így pl. egy négypólusú, háromfázisú tekercselés  $\nu = -5$  rendszámú hulláma egy  $Z_2 = 44$  rúddal készült kalickás forgórészben a következő hullámokat idézi elő :

$$\begin{array}{ccccccccc} e & = & 0 & +1 & -1 & +2 & -2 & +3 & -3 \\ \mu & = & -5 & +17 & -27 & +39 & -49 & +61 & -71 \end{array}$$

A következőkben a forgórészarám felhullámait elhanyagoljuk, tehát szinuszt alakú áramot tételezünk fel, és csak a  $\mu = e m_2 + 1 = \frac{e Z_2}{p} + 1$  egyenletet vesszük alapul, vagyis csak a fluxus alapharmonikusának indukáló hatását vesszük figyelembe.

Az előbbi példa esetén ilyenkor a rendszámok a következők :

$$\begin{array}{ccccccccc} e & = & 0 & +1 & -1 & +2 & -2 & +3 & -3 \\ \mu & = & +1 & +23 & -21 & +45 & -43 & +67 & -65 \end{array}$$

Látható, hogy a legkisebb rendszám is aránylag nagy.  $e = 0$ ,  $\mu = +1$ -gyel az alaphullámot adja.

Minthogy kalickás forgórészre  $\xi_2 = \xi_\mu = 1$  (121)-nek megfelelően

$$\sigma_{\delta 2} = \frac{1}{\xi_2^2} \sum \frac{\xi_\mu^2}{\mu^2} = \sum \frac{1}{\mu^2} \quad (124)$$

$\xi_2$  a forgórész alapharmonikusának tekercselési tényezője.

A számítás egyszerűsítése érdekében a  $Z_2/p$  fázisú kalickát háromfázisú tekercselt forgórésszel helyettesítjük, amelyben a rudak sorba vannak kötve, és amelynek horonysszáma pólusonként és fázisonként  $q'_2 = Z_2/3 \cdot 2p$  [12, 29].

$q'_2$  törtszám is lehet. Ez a képzelt tekercselés, ha a tekercselési tényező az egységgel egyenlő, ugyanazt a gerjesztést idézi elő, mint a kalickás forgórész.

Tehát primer oldali háromfázis és szinuszt alakú rúdáramok esetén, ha  $Z_2/p = 6q'_2$  és  $\mu = \frac{e Z_2}{p} + 1$ , a kalickás forgórész a következő rendszámú gerjesztési, illetve fluxus harmonikusokat hozza létre :

$$\begin{aligned} \mu = & (-1 \cdot 6q'_2 + 1), (+1 \cdot 6q'_2 + 1), (-2 \cdot 6q'_2 + 1), (+2 \cdot 6q'_2 + 1), (-3 \cdot 6q'_2 + 1), \\ & (+3 \cdot 6q'_2 + 1) \dots \text{ és} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sum \frac{1}{\mu^2} = \sigma_{\delta 2} = & \frac{1}{(-6 \cdot q'_2 + 1)^2} + \frac{1}{(+6 \cdot q'_2 + 1)^2} + \frac{1}{(-12 \cdot q'_2 + 1)^2} + \\ & + \frac{1}{(+12 \cdot q'_2 + 1)^2} + \dots \end{aligned}$$

1-et a nevezőkben elhanyagolva, a sor és a kalickás forgórész légrésszórási tényezője :

$$\begin{aligned} \sigma_{\delta 2} = & \frac{2}{6^2 q'^2} + \frac{2}{12^2 q'^2} + \frac{2}{18^2 q'^2} + \dots \\ = & \frac{2}{6^2 q'^2} \left( \frac{1}{1} + \frac{1}{2^2} + \frac{1}{3^2} + \dots \right), \end{aligned}$$

és minthogy a zárójeles sor összege  $\pi^2/6$

$$\sigma_{\delta 2} = \frac{2}{6^2 q_2'^2} \cdot \frac{\pi^2}{6} = \frac{\pi^2}{108 q_2'^2} = \frac{0,0915}{q_2'^2}, \quad (125)$$

vagy  $q_2' = Z_2/3 \cdot 2p$ -t visszahelyettesítve :

$$\sigma_{\delta 2} = \frac{0,0915 \cdot 3^2}{(Z_2/2p)^2} = 0,82 \left( \frac{2p}{Z_2} \right)^2. \quad (126)$$

A rúdszám növelésével a légrésszórás tehát erősen csökkenhető. A többnyire előforduló  $q_2'$  horonyszámokra a (125) képletből a légrésszórási tényezőre a III. táblázat értékeit kapjuk :

### III. táblázat

Kalickás forgórész légrésszórási tényezőinek százalékos értékei  $q_2'$  függvényében

$q_2 =$	1	2	$2 \frac{1}{3}$	$2 \frac{2}{3}$	3	$3 \frac{1}{3}$	$3 \frac{2}{3}$	4	$q_2$
$100 \sigma_{\delta 2} =$	9,66	2,29	1,68	1,28	1,02	0,82	0,68	0,57	$\frac{9,15}{q_2'^2}$

### 4. A főfluxus $X_a$ reaktanciája

A légrésszórási reaktanciát  $X_a$ -ra vonatkoztatjuk, amelyet a gép ismert adataival fejezünk ki.

Minthogy

$$U_{e1} = U'_{e2} = U_e \approx U_1$$

$$X_{a1} = X'_{a2} = X_a \approx U_1/I_\mu. \quad (127)$$

Ebben az egyenletben

$$U_1 = \sqrt{2}\pi f_1 N_1 \xi_1 \Phi = \sqrt{2}\pi f_1 N_1 \xi_1 \left( \tau_p l_i B_{l1} \frac{2}{\pi} \right), \quad (128)$$

ha  $B_{l1}$  a légrésindukció alapharmonikusának csúcsértéke. Másrészt a III. kötet (98) egyenlete szerint

$$I_\mu = \frac{\Theta_{am1}}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{N_1}{p} \xi_1}, \quad (129)$$

ahol  $\Theta_{am1}$  az  $I_\mu$  által előidézett gerjesztési görbe alapharmonikusának csúcsértéke.  $U_1$  és  $I_\mu$  értékeit (127)-be helyettesítve

$$X_a = \frac{\sqrt{2}\pi f_1 N_1 \xi_1 \left( \tau_p l_i B_{l1} \frac{2}{\pi} \right)}{\Theta_{am1}} \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{N_1}{p} \xi_1 = \frac{\frac{4}{\pi} f_1 N_1^2 \xi_1^2 \tau_p l_i B_{l1} m_1}{\Theta_{am1} \cdot p}. \quad (130)$$

Minthogy továbbá

$$B_{l1} = \frac{\Theta_{am1}}{\delta_i} \mu_0$$

$$X_a = \frac{4}{\pi} \mu_0 m_1 f_1 \frac{\tau_p l_i}{\delta'_i p} \cdot N_1^2 \xi_1^2. \quad (131)$$

$\delta'_i$  egy olyan ideális légrést jelent, amely abban az arányban nagyobb, mint a valóságos légrés, melyben a teljes kör mágneses feszültsége áll a légrés feszültséghez.

$X_a$  azonban nem állandó, és ezért ezzel az eljárásnak csak az üresjáráskor érvényes értéket kapjuk. A légrésszórás viszont éppen terheléskor, sőt tekintettel az indító nyomatéka, elsősorban rövidzáráskor érdekel.

Ezekben az üzemi állapotokban  $X_a$  kisebb, amit úgy veszünk figyelembe, hogy nagyobb gépeknél a koszorúkra eső mágneses feszültséget elhanyagoljuk.

Ebben az esetben a

$$\delta'_i \approx \delta k_c (1 + k_t),$$

ha  $k_c$  a Carter-tényező, és  $k_t$  a (99) egyenlettel definiált telítési tényező. Kis gépeknél a koszorúk mágneses feszültségei számottevően növelhetik  $k_t$ -t (l. a második méretezési számpéldát).<sup>1</sup>

Ezek szerint a primer oldal légrésszórási reaktanciája

$$X_{s\delta 1} = X_a \sigma_{\delta 1} \Delta = \left( \frac{4}{\pi} \mu_0 m_1 f_1 \frac{\tau_p l_i}{\delta'_i p} N_1^2 \xi_1^2 \right) \frac{1}{\xi_1^2} \sum \left( \frac{\xi_\nu}{\nu} \right)^2 \Delta, \quad (132)$$

ahol  $\Delta$  a kalickás forgórész esetén fellépő csillapítási tényező.

Ha  $X_{s\delta 1}$ -et, mint az eddigi szórási reaktanciákat, (111) alakjában akarjuk ki-  
fejezni,

$$X_{s\delta 1} = \frac{4\pi f_1 N_1^2 l_i}{p} \frac{\lambda_{\delta 1}}{q_1} \Delta \quad (133)$$

összevetve a (132) egyenlettel

$$\frac{\lambda_{\delta 1}}{q_1} = \frac{\mu_0}{\pi^2} m_1 \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \sigma_{\delta 1} \Delta \quad (134)$$

kell, hogy legyen. Minthogy  $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-8}$  H/cm,  $\frac{\mu_0}{\pi^2} = \frac{1}{7,9} 10^{-8}$  H/cm és

$$\frac{\lambda_{\delta 1}}{q_1} = \frac{m_1}{7,9} \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \sigma_{\delta 1} \Delta 10^{-8} \text{ H/cm}. \quad (134')$$

Hasonlóan a forgórésznek az állórészre redukált légrésszórási reaktanciája

$$X'_{s\delta 2} = X_a \sigma_{\delta 2} = 4\pi \frac{f_1 N_1^2 l_i}{p} \left| \frac{\lambda_{\delta 2}}{q'_2} \right|. \quad (135)$$

<sup>1</sup>  $k_t$ -vel a XI. fejezetben a fő fluxus okozta telítést jellemztük. Ezért ennek bevezetése itt, ahol rövidzáráskor a vastelítés kétségtelenül szerepet játszik, de nem a fő fluxustól, hanem a szórási fluxustól ered, kifogásolható. A tapasztalat azonban azt mutatja, hogy az így számított értékek elég jól egyeznek a mérési eredményekkel, minden esetben jobban, mintha  $k_t = 1$ -gyel számítanánk.

Ebben az egyenletben

$$\frac{\lambda_{\delta_2}}{q'_2} = \frac{\mu_0}{\pi^2} m_1 \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \sigma_{\delta_2}$$

és mivel  $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-8}$  H/cm

$$\frac{\lambda_{\delta_2}}{q'_2} = \frac{m_1}{7,9} \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \sigma_{\delta_2} 10^{-8} \text{ H/cm.} \quad (136)$$

Itt a  $\Delta$  tényezőt nem vesszük fel, mert a tekercselt állórésznek a forgórész felhullámaira gyakorolt visszahatását elhanyagoltuk.

Összegezve az eddigieket, a *nem ferdített hornyú* gép szórási reaktanciája

$$X_s = \frac{4\pi f_1 N_1^2 l_i}{p} \left( \frac{\lambda_{h1}}{q_1} + \frac{\lambda'_{h2}}{q'_2} + \frac{\lambda_t}{q_1} + \frac{\lambda_{\delta_1}}{q_1} + \frac{\lambda_{\delta_2}}{q'_2} \right). \quad (137)$$

A (137) egyenletben a zárójel előtti tört adott mennyiségekből áll. A zárójeles tagok közül az elsőt és a másodikat az 1. alfejezetben tárgyaltuk,  $\frac{\lambda'_{h2}}{q'_2}$ -t illetően a (118) egyenletre utalunk.  $\frac{\lambda_t}{q_1}$ -et a (120) egyenletben adtuk meg,  $\frac{\lambda_{\delta_1}}{q_1}$ -et (134), és  $\frac{\lambda_{\delta_2}}{q'_2}$ -t pedig (136) szerint kell kiszámítani.

## 5. Horonyferdítés

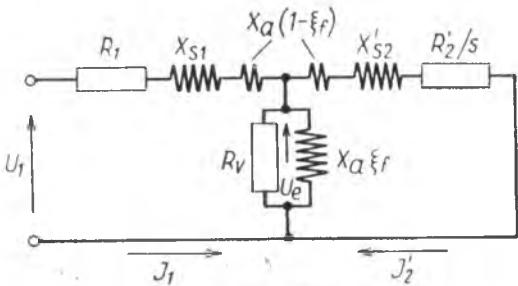
A zaj és az indítási időszakban előforduló nyomatékváltozások csökkentésére az álló- és a forgórész hornyait egymáshoz viszonyítva ferdíteni szokták. Rendszerint a kalickás forgórész hornyait ferdítik oly módon, hogy az állórész hornyainak középvonalai egy hengerfelület alkotói, a forgórészben viszont a horony-középvonalak csavarvonalaknak felelnek meg. A ferdítés következtében a primer és a szekunder rész közötti mágneses kapcsolat lazább és a rövidzárási áram kisebb lesz. Az elveszett fluxus szórási fluxusnak számít.

A csavarvonalakon fekvő rudak egyes elemeiben indukált feszültségek nincsenek fázisban, ezért eredőjük kisebb, mint a ferdítés nélküli forgórész esetén. A csökkenés mértékét  $\xi_f$  ferdítési tényezővel fejezzük ki, amelyet a III. kötet 100. és 257. oldalán definiáltunk. A ferdítés nélküli gépben indukált  $U_e$  feszültség a ferdítés következtében  $U_e \xi_f$ -re csökken. Ha  $s$  a kerületen mért távolság a ferdített rúd eleje és vége között, *villamos szögmértekben* a fáziskülönbség  $\frac{s}{\tau_p} \pi$ , mert  $\tau_p$ -nek  $\pi$  felel meg, és úgy, mint az elosztási tényező végtelen sok horony esetén a III. kötet 113. ábrája és a 257. old. szerint

$$\xi_{f1} = \frac{\overline{AC}}{\widehat{AD}} = \frac{\sin \frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}}{\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin \frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}}, \quad (138)$$

ha a ferdítési szöget a rövidség kedvéért  $\beta$ -val jelöljük.

A ferdített hornyú gép helyettesítő vázlatában az indukált feszültséggel együtt a fő fluxus  $X_a$  reaktanciája is kisebb lesz, és  $X_a \xi_f$ -re csökken. Üresjáráskor, amikor a szekunder rész árammentes, a ferdített és az egyenes hornyú gép között semmi különbség nincs, éspedig akár az álló-, akár a forgórészt kapcsoljuk az áramforrásra. Ezért a ferdített hornyú gép helyettesítő vázlatát a 75. ábra szerint kell módosítani. Másrészt rövidzárasban és terheléskor is jelentkezik egy ferdítési többletszórás, amelyet a 75. ábra alapján fejezhetünk ki. Ha az ellenállásoktól eltekintünk, és az áthaladó ágat elhanyagoljuk, az áramkör eredő reaktanciája rövidzárasban



75. ábra

Ferdített hornyú gép helyettesítő vázlatá

$$X_{z1} \approx X_{s1} + X'_{s2} + X_a 2 (1 - \xi_f). \quad (139)$$

Ezzel szemben nem ferdített hornyok esetén

$$X_{z1} \approx X_{s1} + X'_{s2} \quad (140)$$

A ferdítés okozta többletreaktancia tehát

$$X_{sf} = X_a 2 (1 - \xi_f) \quad (141)$$

úgyhogy a ferdítés szórástényezője, melylyel  $X_a$ -t szorozni kell, hogy a megfelelő reaktanciatöbbletet kapjuk,

$$\sigma_f = 2 (1 - \xi_f). \quad (142)$$

$\xi_f$  rendszerint igen közel áll az egységhez, ezért a (139) egyenletben az eredmény pontossága érdekében  $\sin \beta/2$ -t sorbefejtéssel állapítjuk meg:

$$\sin \beta/2 = \frac{\beta/2}{1!} - \frac{(\beta/2)^3}{3!} + \frac{(\beta/2)^5}{5!} - + \dots$$

Csak az első két tagot vesszük figyelembe, úgyhogy

$$\begin{aligned} \xi_f &\approx \frac{\beta/2}{1 \cdot \beta/2} - \frac{(\beta/2)^3}{1 \cdot 2 \cdot 3 \cdot \beta/2} = 1 - \frac{(\beta/2)^2}{6} = \\ &= 1 - \frac{1}{6} \left( \frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2} \right)^2 = 1 - \frac{1}{6} \cdot 2,46 \left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2 \end{aligned}$$

Tehát

$$\xi_f = 1 - 0,41 \left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2 \quad (143)$$

és (142) szerint

$$\sigma_f = 2 - 2 \left( 1 - 0,41 \left[ \frac{s}{\tau_p} \right]^2 \right) = 2 - 2 + 0,82 \left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2$$

vagyis

$$\sigma_f = 0,82 \left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2. \quad (143')$$

$X_{sf} = \sigma_f X_a$  egyenletébe  $X_a$ -t (131)-ből behelyettesítve a ferdítés okozta többletreaktancia

$$X_{sf} = \frac{4}{\pi} \mu_0 m_1 f_1 \frac{\tau_p l_i}{\delta'_i p} N_1^2 \xi_1^2 0,82 \left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2,$$

vagy a (111) egyenlet alakjában

$$X_{sf} = \frac{4\pi f_1 N_1^2 l_i}{p} \left( \frac{\lambda_f}{q_1} \right), \quad (144)$$

ahol tehát

$$\frac{\lambda_f}{q_1} = \frac{\mu_0}{\pi^2} \cdot 0,82 m_1 \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2,$$

vagy mivel  $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-8}$  H/cm,

$$\frac{\lambda_f}{q_1} = \frac{m_1}{9,6} \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.} \quad (145)$$

Horonyferdítés esetén tehát ezt a tagot még bele kell venni a (137) összegezésbe.

Célszerű, ha a forgórész hornyait egy állórész-horonyosztással ferdítjük. Azért, mert ebben az esetben az állórész gerjesztésének ún. *horonyharmonikusai* majdnem teljesen hatástalanok lesznek, vagyis a rotorrudakra indukáló hatást nem gyakorolnak. A horonyharmonikusok rendszámai

$$\nu_h = e 2m q_1 \mp 1,$$

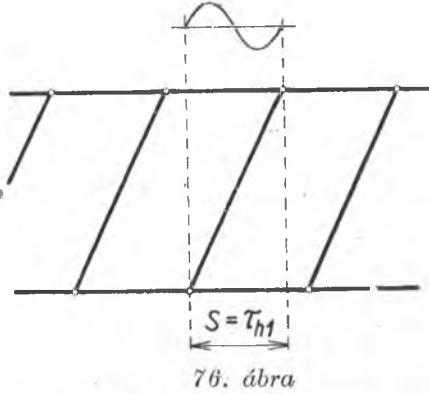
ahol  $e$  minden egész szám lehet. Ha csak az  $e = 1$ -nek megfelelő elsőrendű horonyharmonikusokat vesszük figyelembe, és ha  $m = 3$ ,

$$\nu_h = 6q_1 \mp 1.$$

Ha  $q_1$  egész szám, és a tekercselés fázisonként a pólusosztás  $1/3$ -át foglalja el, a horonyharmonikusokra jellemző, hogy tekercselési tényezőik ugyanakkorák, mint az alapharmonikusé, és éppen ezért veszélyesek [l. III. köt. 85. old.]. A  $\nu_h$ -ik harmonikus hullámhossza az alapharmonikus hullámhosszának,  $2\tau_p = 6q_1 \tau'_{h1}$ -nek  $\nu_h$ -ad része, és ha  $6q_1$ , tehát páros rendszámú felharmonikusok felléphetnek, ezeknek a rotorrudakra semmi indukáló hatásuk nem volna (76. ábra). A valóságban a feltételezett viszonyok között páros rendszámú harmonikusok nincsenek, de a  $6q_1 \mp 1$  rendszámú horonyharmonikusok hatása is elhanyagolható, így pl. a  $q_1 = 3$ -nál fellépő  $\nu_h = 19$ -ik felharmonikus hullámhossza a 20.-étől csak kb. 5%-kal különbözik, és az indukáló hatás elhanyagolható.

Ha egy állórész-horonyosztással ferdítjük a rotorrudakat,  $\left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2 = \left( \frac{1}{3q_1} \right)^2$ , mert  $\tau_p$ -re  $3q_1$  horony jut. Ha pl.  $q_1 = 3$ , (143) szerint

$$\xi_f = 1 - 0,41 \frac{1}{9q_1^2} = 1 - \frac{0,0455}{9} = 0,995,$$



76. ábra

Ha a forgórész hornyait egy állórész horonyosztásnak megfelelően ferdítjük, a horonyharmonikusok indukáló hatása elhanyagolható

tehát  $\xi_f$  csak elhanyagolható mértékben tér el az egységtől. Viszont a szórási tényező (142') szerint

$$\sigma_f = 0,82 \left( \frac{s}{\tau_p} \right)^2 = 0,82 \left( \frac{1}{3 \cdot q_1} \right)^2 = 0,82 \frac{1}{9q_1^2} = \frac{0,0915}{q_1^2} \quad (146)$$

és  $q_1 = 3$ -mal

$$100 \sigma_f = \frac{9,15}{3^2} = 1,02\%.$$

#### IV. táblázat

A ferdítési tényező  $q_1$  függvényében, ha a forgórész hornyait egy állórész horonyosztással ferdítjük

$q_1 =$	1	2	3	4	5	6	7	8	$q_1$
$100 \sigma_f =$	9,66	2,29	1,02	0,57	0,37	0,25	0,19	0,14	$\frac{9,15}{q_1^2}$

Egy állórész-horonyosztásnak megfelelő ferdítés esetén a IV. táblázatban összeállított értékeket kapjuk. Ezekből is látható, hogy  $\sigma_f$ -re ugyanazok az értékek érvényesek, mint a kalickás forgórész  $\sigma_{\delta_2}$  tényezőjére, ha  $\sigma_f$  (146) képletében  $q_1$  egyenlő a  $\sigma_{\delta_2}$  (125) képletében szereplő  $q'_2$ -vel. Így pl. ha  $q'_2 = 3$ ,  $100 \sigma_{\delta_2} = 1,02\%$  és  $q_1 = 3$  esetén a  $\sigma_f$  ferdítési tényező is ugyanakkora. Vagy ha  $q'_2 = q_1 = 4$ ,  $\sigma_{\delta_2} = \sigma_f = 0,57\%$ . Ezt úgy is mondhatjuk, hogy a szekunder légrésszórási tényező ezekben az esetekben, amikor  $Z_1 = Z_2$ , tehát amikor egy forgórész-horonyosztással ferdítünk, a kétszeres értékre nő.

#### 8. Számpélda

Számítsuk ki annak a  $P_n = 330 \text{ kW}$ ,  $U_1 = 3000/\sqrt{3} \text{ V} = 1732 \text{ V}$ ,  $2p = 4$  pólusú motornak a szórási reaktanciáját, amelynek mágneses körét az 5. számpéldában tárgyaltuk. A szükséges adatok nagy részét ebből a számpéldából már ismerjük, és így a (111)-nek megfelelően,  $\Sigma \lambda/q$ -t is kiszámíthatjuk.

$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$ -rel, a 64. ábrák horonyméreteivel (112') szerint az állórész hornyaira

$$\frac{\lambda_{h1}}{q_1} = \frac{1,256}{7 \cdot 1,02} \left( \frac{3,35}{3} + 0,595 \right) 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,30 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$$

$\xi_1 \approx \xi_2$ , ezért a forgórész hornyaira (112) felhasználásával

$$\begin{aligned} \lambda'_{h2}/q'_2 &\approx \lambda_{h2}/q_2 = \frac{1,256}{6} \left( \frac{2,0}{3 \cdot 0,9} + \frac{1,15}{0,9} + \frac{2 \cdot 0,15}{1,05} + \frac{0,1}{0,15} \right) 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ &= 0,209 \cdot 2,973 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,63 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}. \end{aligned}$$

Az állórész tekercsfejei 3 síkban vannak elrendezve, a forgórészben kétrétegesek, és az I. táblázat szerint  $\lambda_s = 0,42 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$ . Tehát (120) szerint

$$\frac{\lambda_t}{q_1} = 0,42 \frac{110 - 34,2}{34,2} \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,93 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}.$$

Az állórész légszórási tényezője a II. táblázat szerint  $\sigma_{\delta_1} = 0,0044$  és ezzel a (134') egyenlet, ha  $\xi_1 = 0,955$ ,

$$\frac{\lambda_{\delta_1}}{q_1} = \frac{3}{7,9} \frac{37,1}{1,535 \cdot 1,29 \cdot 0,15} 0,955^2 \cdot 0,0044 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,19 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}.$$

Hasonlóan a forgórészre, minthogy

$$\sigma_{\delta_2} = 0,0052, \quad \xi_2 = 0,955 \quad \text{és} \quad q'_2 = q_2 = 6$$

$$\frac{\lambda'_{\delta_2}}{q'_2} = \frac{\lambda_{\delta_2}}{q_2} = \frac{3}{7,9} \cdot \frac{37,1}{1,535 \cdot 1,29 \cdot 0,15} 0,955^2 \cdot 0,0052 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ = 0,23 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

A motor horonyferdítés nélkül készült, ezért  $\lambda_f/q_1 = 0$  és

$$\sum \frac{\lambda}{q} = (0,30 + 0,63 + 0,93 + 0,19 + 0,23) \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 2,28 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

A teljes szórási reaktancia (111) szerint

$$X_s = \frac{4\pi \cdot 50 \cdot 140^2 \cdot 34,2}{2} 2,28 \cdot 10^{-8} \Omega = 4,8 \Omega,$$

és az egyes részreaktanciák :

$$X_{Sh1} = 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,30 \cdot 10^{-8} \Omega = 0,63 \Omega,$$

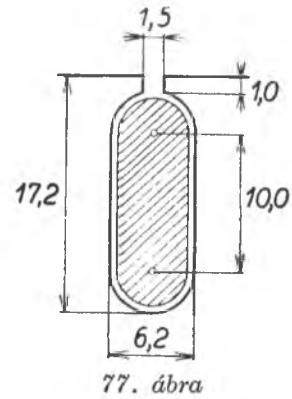
$$X'_{Sh2} = 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,63 \cdot 10^{-8} \Omega = 1,32 \Omega,$$

$$X_{St} = 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,93 \cdot 10^{-8} \Omega = 1,95 \Omega,$$

$$X_{S\delta_1} = 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,19 \cdot 10^{-8} \Omega = 0,40 \Omega,$$

$$X'_{S\delta_2} = 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,23 \cdot 10^{-8} \Omega = 0,48 \Omega.$$

Az ideális rövidzárási áram, melyet a motor akkor venne fel, ha ellenállása nem volna,



A 8. számpéldában tárgyalt kalickás forgórész horony-vázlata

$$I_{zi} = \frac{3000 \text{ V}}{\sqrt{3} \cdot 4,8 \Omega} = 360 \text{ A.}$$

Helyettesítsük az  $m_2 = 3$ -ra tekercselt forgórészt egy egyszerű kalickás szerkezzettel, és legyen  $Z_2 = 92$ , tehát az  $m_1 = 3$ -ra redukált horonyszám pólusonként és fázisonként  $q'_2 = 92/3 \cdot 4 = 7 \frac{2}{3}$ . A hornyokat egy állórész-horonyosztásnak megfelelően fordítjuk. Bár ilyen, aránylag nagy teljesítményű motorokat nem szokás egyszerű kalickás forgórésszel készíteni, itt ezt a szerkezetet azért vettük fel, hogy bemutassuk egyrészt a légrésszórási reaktancia, másrészt a horonyferdítésből származó reaktancia számítását.

A horonyméretek a 77. ábrán láthatók.

Az állórész ugyanaz, mint előbb, azért  $\lambda_{h1}/q_1$  sem változik. A forgórészre (118) szerint  $\xi_2 = 1$ -gyel

$$\frac{\lambda'_{h2}}{q'_2} = \frac{\lambda_{h2}}{q'_2} \left( \frac{\xi_1}{\xi_2} \right)^2 = \frac{\lambda_{h2}}{q'_2} \xi_1^2 = \frac{1,256}{7 \frac{2}{3}} \left( 0,623 + \frac{0,1}{0,15} \right) 0,955^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ = 0,27 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

Az I. táblázat szerint  $\lambda_s = 0,4 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$  úgy,

$$\frac{\lambda_f}{q_1} = 0,4 \frac{110 - 34,2}{34,2} \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,89 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

A rotor csillapítását a 86. oldal táblázata szerint  $\Delta = 0,5$ -re becsüljük úgy, hogy  $\lambda_{\delta_1}/q_1$ -re a tekercselt forgórészre kiszámított érték felét kapjuk. Tehát

$$\frac{\lambda_{\delta_1}}{q_1} = 0,5 \cdot 0,19 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,095 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

$q'_2 = 7 \frac{2}{3}$ -ra  $\sigma_{\delta_2}$  nincs a II. táblázatban, ezért (125)-ből állapítjuk meg. Eszerint  $\sigma_{\delta_2} = 0,0915/(7 \frac{2}{3})^2 = 0,00156$ .  
Ezzel a tekercselt forgórészre kapott értéket átszámítva

$$\frac{\lambda_{\delta_2}}{q'_2} = 0,23 \cdot \frac{0,00156}{0,0052} 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,068 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}.$$

(145) szerint, ha egy állórész-horonyosztással ferdítünk, vagyis  $s/\tau_p = 17,65/371 = 1/21$

$$\frac{\lambda_f}{q_1} = \frac{3}{9,6} \cdot \frac{37,1}{1,535 \cdot 1,292 \cdot 0,15} 0,955^2 \left(\frac{1}{21}\right)^2 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,083 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}.$$

A kalickás forgórész szórási reaktanciája azonban a ferdítésből eredő többlet ellenére is kisebb, mint a tekercselt forgórészé. Ugyanis most

$$\sum \frac{\lambda}{q} = (0,30 + 0,27 + 0,89 + 0,095 + 0,068 + 0,083) 10^{-8} \text{ H/cm} = 1,706 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$$

és a teljes szórási reaktancia

$$X_s = \frac{4\pi \cdot 50 \cdot 140^2 \cdot 34,2}{2} \cdot 1,706 \cdot 10^{-8} \Omega = 2,1 \cdot 10^8 \cdot 1,706 \cdot 10^{-8} \Omega = 3,59 \Omega$$

Az egyes részreaktanciák :

$$\begin{aligned} X_{sh1} &= 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,30 \cdot 10^{-8} \Omega = 0,63 \Omega, \\ X'_{sh2} &= 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,27 \cdot 10^{-8} \Omega = 0,568 \Omega, \\ X_{st} &= 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,89 \cdot 10^{-8} \Omega = 1,87 \Omega, \\ X_{s\delta_1} &= 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,095 \cdot 10^{-8} \Omega = 1,99 \Omega, \\ X'_{s\delta_2} &= 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,068 \cdot 10^{-8} \Omega = 0,143 \Omega, \\ X_{sf} &= 2,1 \cdot 10^8 \cdot 0,083 \cdot 10^{-8} \Omega = 0,174 \Omega. \end{aligned}$$

Az ideális rövidzárási áram

$$I_{zi} = \frac{3000}{\sqrt{3 \cdot 3,59}} \text{ A} = 482 \text{ A},$$

tehát kb. 35%-kal nagyobb, mint tekercselt forgórész esetén.

### XIII. Aszinkron gépek veszteségei

Aszinkron gépeknél üresjárási és terhelési veszteségeket különböztetünk meg. Az üresjárási veszteségek *vas-* és *szírlódási* veszteségek, a terhelési veszteségek az álló- és a forgórész *tekercseléseiben* fellépő veszteségekből és a terheléstől függő járulékos veszteségekből állanak.

#### 1. Üresjárási veszteségek

##### a) Alap-veszteségek

Ezek a fófluxus  $f_1$  periódusú váltakozása következtében az állórész koszorújában és fogaiiban lépnek fel. A forgórészben a fluxusváltozás frekvenciája  $f_2 = s \cdot f_1$ , és minthogy  $s$  a motor üzemi szakaszán rendszerint kisebb, mint 0,1, a keletkező *vasveszteségeket elhanyagoljuk.*

Majdnem minden 50 Hz-es gépekről van szó, ezért az alapveszteségek kiszámítására a lemezek  $V_{10}$  veszteségi számát használhatjuk, amint azt a szinkron gépeknél is tettük (III. kötet. 168. old.). Így az állórész koszorújában keletkező vasveszteség

$$P_{vk1} = k_k V_{10} \left( \frac{B_{k1}}{10^4 \text{ G}} \right)^2 \left( \frac{G_{vk1}}{\text{kg}} \right) \text{ W} \quad (147)$$

$B_{k1}$  az armatúrakoszorú semleges vonalában fellépő indukció,  $G_{vk1}$  a koszorú súlya.

Hasonlóan, ha  $B''_{f1}$  a fogak közepén a valóságos indukció értéke, és  $G_{vf1}$  a fogak súlya, a fogak vasvesztesége

$$P_{vf1} = k_f V_{10} \left( \frac{B''_{f1}}{10^4 \text{ G}} \right)^2 \left( \frac{G_{vf1}}{\text{kg}} \right) \text{ W} \quad (148)$$

$k_k$  és  $k_f$  az egységnél nagyobb gyakorlati tényezők;  $k_k$ -val figyelembe vesszük, hogy a fluxus a koszorú keresztmetszeteiben nem oszlik el egyenletesen. Ez a tényező annál nagyobb, minél nagyobb  $h_{k1}/\tau_p$ , vagyis a koszorú sugárirányú mérete és a pólusosztás közötti viszonyszám. Veszteségtöbbletet okoz a megmunkálás (sajtolás) és az is, hogy forgó átmágneszésről van szó [I. II. kötet 4. kiadás 149. old.].

A fogakban a koszorúindukció egyenlőtlen eloszlása nem jut kifejezésre, de annál inkább a megmunkálás hatása, különösen, ha a horonyfalakat reszelővel simítják. Nagyon fontos a lemezek felületi simasága és a szigetelés jósága is. Ismertesek olyan esetek, amikor a vasveszteségek az eredeti értékek felére estek, ha a lemeztestet összeszorító csavarokat meglazították. A lemezek nyilván nem voltak sima felületűek, és a kiálló dudorok a nagy nyomásnál áthatoltak a szigetelő lakkrétegen. Egy másik esetben a vasveszteségek ugyancsak kb. a fél értékre csökkentek, amikor a lemeztestet szébtontva a lemezeket újra lakkozták, és minden tizedik után egy 0,2 mm vastag prespánlemezt tettek, bár a vastagabb szigetelés miatt a tiszta vaskeresztmetszet kisebb lett.

Transzformátoroknál a  $V_{10}$ -ből számított veszteségekhez mért többlet kb. 10%-ot tesz ki, motoroknál a lemezanyag mechanikai minősége és a feldolgozás tökéletlensége miatt legalább 50 — de inkább 100%-kal kell számolnunk. Az állórészkoszorúban és a fogakban fellépő alapveszteségeket ezért a következő képletekkel számítjuk :

$$P_{vk1} = 2 V_{10} \left( \frac{B_{k1}}{10^4 \text{ G}} \right)^2 \left( \frac{G_{vk1}}{\text{kg}} \right) \text{ W} \quad (147')$$

$$P_{vf1} = 2 V_{10} \left( \frac{B''_{f1}}{10^4 \text{ G}} \right)^2 \left( \frac{G_{vf1}}{\text{kg}} \right) \text{ W} \quad (148')$$

### b) Felületi veszteségek

A vasveszteségek egy másik részét a fluxusnak az  $/_1$ -nél nagyobb periódusú változása okozza. Felületi veszteségekkel az egyenáramú gépeknél is találkoztunk, ott ezek a sima pólussaruban az armatúra vastest fogazása miatt lépnek fel. A fluxus-változás periódusszáma  $Z \cdot n$ , ha  $Z$  a fogak száma és  $n$  a fordulatszám.

Ha az aszinkron gép forgórészében a hornyok zártak, itt is egy fogazott rész egy sima felületűvel áll szemben, és ebben az esethen a fellépő felületi veszteségeket a II. kötet 4. kiadásának (148) képlete alapján számíthatjuk. Az eredményt azonban kettővel osztani kell, mert a fluxus szinuszeloszlása miatt  $B_0$ , az ingadozás amplitudója, nem állandó.



Ha az álló- és a forgórészben is vannak nem teljesen zárt hornyok, mindegyik rész a másikban felületi veszteségeket idéz elő. Az állórészben

$$\frac{P_{of1}}{A_{f1}} = \frac{1}{2} k_{of} \left( \frac{Z_2 n}{10^4 \text{ min}^{-1}} \right)^{1.5} \left( \frac{\tau'_{h2} k_{c2} \beta_2 B_l}{\text{mm } 10^4 \text{ G}} \right)^2 \text{ W/dm}^2 \quad (149)$$

$\beta_2 = B_0/B_l$  a II. kötet 4. kiadásának 68. ábrájából vehető.

Az állórész vas felülete ebben az esetben

$$A_{f1} = l_1 D \pi \frac{\tau'_{h1} - c_1}{\tau'_{h1}} . \quad (150)$$

A (149) képlet a forgórész felületi veszteségeit is kifejezi, ha az 1 és 2 indexeket felcséréljük.

A megmunkálás következtében a lemezek közötti vékony szigetelés könnyen megszakad, a lemezek a megmunkált felületen összeérnek és a  $k_{of}$  tényező a tömör anyagokra érvényes  $23 \cdot 10^{-2}$  értékre nőhet, míg 0,5 mm vastag lemezek esetén, amint azt az egyenáramú gépeknél is említettük,  $2.5 \cdot 10^{-2}$ -re tehető.

A képletből tehát nem várhatunk pontos adatokat, értéke inkább abban van, hogy megtudjuk belőle a különböző változó mennyiségek befolyásának mértékét.

### c) Fogpulzációs veszteségek

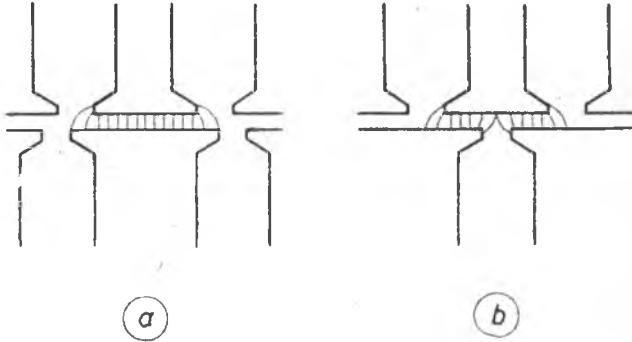
Ha a gép minden része fogazott, a fogindukció a két rész viszonylagos helyzetétől is függ, és oly frekvenciával ingadozik, amely az állórészben  $Z_2 n = 6q_2 f_1$ -gyel, a forgórészben  $Z_1 n = 6q_1 f_1$ -gyel egyenlő. A 78. ábrából látható, hogy az a) helyzetben ugyanakkora gerjesztés esetén, az állórész fog fluxusa legnagyobb, a b) helyzetben legkisebb értékű. Az ingadozás következtében fellépő veszteségek fogpulzációs veszteségek néven ismeretesek.

A fogpulzációs veszteségek számításával és mérésével részletesebben először O. S. Bragstad és A. Fraenckel foglalkoztak, a felállított formulákat mások — többek között R. Richter — később módosították [24].

Ezek a veszteségek túlnyomó részben örvényáramveszteségek, és ezért a pulzációs frekvencia és az indukcióváltozás négyzetével, a fogsúlytalpedig egyenesen arányosak. Nehézségeket az indukcióváltozás mértékének megállapítása okoz. Bragstad és Fraenckel egy tekercselt állórész egyik fogára néhány menetet tettek, és az állórészbe különféle alakú fogakkal ellátott üres forgórészeket szereltek, ennek különféle helyzetében megmérték az állórészfogon elhelyezett menetekben indukált feszültséget. Ezekből a fluxusingadozást meg lehetett állapítani.

R. Richter módosított képlete, mely egy 80%-os megmunkálási többletet is magában foglal, az állórészre a következő

$$P_{p1} = 14 \left( \frac{Z_2 n}{10^4 \text{ min}^{-1}} \right)^2 \left( \frac{B_{p1}}{10^4 \text{ G}} \right)^2 \left( \frac{G_{vf1}}{\text{kg}} \right) \text{ W.} \quad (151)$$



78. ábra  
Ha a gép minden része fogazott, a fogindukció a két rész viszonylagos helyzetétől is függ

A forgórész fogiban fellépő veszteségeket a képlet itt is az 1 és 2 indexek felcserélése esetén fejezi ki.

Ebben a képlettben

$$B_{p1} \approx \frac{\gamma_2 \cdot \delta}{2\tau'_{h1}} B''_{f1}, \quad (152)$$

ha

$$\gamma_2 = \frac{(c_2/\delta)^2}{5 + c_2/\delta}$$

és  $B''_{f1}$  a fog közepén fellépő közepes fogindukció.

Gyakorlati használatra Richter képlete sem alkalmas, általában túl kis értéket ad. Annyit azonban látunk, és azt a mérések is igazolják, hogy a pulzációs veszteségek  $c/\delta$ -val nőnek, tehát nem kedvezők a nyitott hornyok és a kis légrések. Nyitott hornyokat csak az állórészben szoktak használni azért, hogy az előre elkészített és szigetelt tekercsek a hornyokba egyszerűen berakhatók legyenek.

W. Nürnberg is közölt egy képletet, amely használhatóbbnak látszik [12, 129]. Eszerint a teljes pulzációs, felületi- és alapveszteség a fogakban

$$P_p + P_{of} + P_{vf1} = k_f V_{10} \left( \frac{B''_{f1} k_c}{10^4 \text{ G}} \right)^2 \left( \frac{G_{f1}}{\text{kg}} \right) \text{ W} \quad (153)$$

$k_c^2$ -nek felvétele a képletbe logikus, mert a Carter-tényező mértéke a légrésindukció csökkenésének, amelyet a hornyok okoznak.

Nürnberg szerint  $k_f = 3$ , hazai tapasztalatok alapján biztosabban  $k_f = 4$ -gyel fogunk számolni. A koszorúra Nürnberg képlete azonos a (147) kifejezéssel, csak azzal a különbséggel, hogy a  $k_k$  többlettényezőt is 25%-kal kisebb értékkel, 1,5-del adjá meg.

A b) és c) alatt tárgyalt nagyfrekvenciás veszteségek az alapveszteségekkel együtt üresjáráskor is jelentkeznek. Az üresjárási veszteségek mérésekor nem jut kifejezésre az a jelenség, hogy ezeket a hálózat adja ugyan, de mert más frekvenciájú fluxusváltozásból erednek, nem fedezik közvetlenül, mint az alapveszteségeket. A nagyfrekvenciás veszteségek fékezően hatnak a forgórészre éppúgy, mint a súrlódási veszteség és a forgórész ennek megfelelően nagyobb teljesítményt vesz át az állórésztől.

Meg kell még említenünk azokat a vasveszteségeket, amelyek azért lépnek fel, mert az álló- és a forgórész gerjesztéseiben felharmonikusok vannak. Akkor is, ha a tekercselés ideálisan elosztott volna, a III. kötet XVII. fejezet 2g pontja szerint  $\nu = 5, 7, 11 \dots$  rendszámú felharmonikusok lépnek fel, amelyek rendszámaiknak megfelelően különböző irányban és különböző sebességgel haladnak.

Ha pedig a tekercselés véges számú horonyban van elhelyezve, a gerjesztésben a III. kötet 205. ábrájában feltüntetett fűrészlapszerű változások is létrejönnek, amelyek szintén veszteségeket idéznek elő. A nagy frekvencia miatt ezek felületi veszteségek, és minthogy az aszinkron gépnél az állórész és a forgórész is lemezektől készül, nem nagy jelentőségűek és általában elhanyagolhatók.

Mindezeket a veszteségeket, amelyek nem függetlenek a gép terhelésétől, és ezért részben terhelési veszteségeknek tekinthetők, egyrészt az alapveszteségek kifejezéseinek  $k_k$  és  $k_f$  tényezőivel, másrészt azzal a 0,5%-os többlettel vesszük figyelembe, amelyre a szabvány szerint a számítással nem követhető terhelési járulékos veszteségeket megállapodásszerűen becsüljük. Az említett 0,5%-ot a villa-

mosan mérhető — tehát a bevezetett — teljesítmény után számítjuk, kisebb terhések nél pedig a hálózati áram négyzetének megfelelően végezzük az átszámítást.

#### d) Lég- és csapágysúrlódási veszteség

Az előre számításról itt is le kell mondunk. A II. kötet XX. és a III. kötet XVII. fejezeteiben található néhány támpont, amelyek a becslés alapjául szolgálhatnak. A II. kötet 4. kiadásában a 173. ábra légsúrlódási értékei kétszer akkorák is lehetnek, ha a gépnek beépített szellőzője van.

## 2. Terhelési veszteségek

### a) Tekercselési veszteségek

Ritkán fordulnak elő olyan viszonyok, amikor a horonyfluxus okozta járulékos veszteségeket figyelembe kell venni. Nem foglalkozunk a szórási, vagy a fő fluxus által tömör szerkezeti részekben előidézett veszteségekkel sem, amelyeket számítással legtöbb esetben egyáltalában nem lehet megközelíteni. Ezeket is az 1b pont alatt említett 0,5%-os terhelési veszteségtöbbletbe foglaljuk bele.

A horonyfluxus okozta járulékos veszteségeket a III. kötet XVII. fejezetének 2b pontja alatt részletesen tárgyaltuk, itt csak az alapveszteségeket számítjuk ki. Az állórészben

$$P_{r1} = m_1 I_1^2 R_1, \quad (154)$$

a forgórészben

$$P_{r2} = m_2 I_2'^2 R_2' \quad (155)$$

alapveszteség lép fel. Feladatunk a két képlet egyes tényezőinek megállapítása.

Tekercselt forgórészű gép esetén általában  $m_1 = m_2$ , és legtöbbször a gépek háromfázisúak. Az állórész-ellenállás fázisonként

$$R_1 = \varrho \frac{2l_{k1} N_1}{c A_{a1}}, \quad (156)$$

$l_{k1}$  a vezető közepes hossza, amely a vasban fekvő részből és a tekercsfejből áll :

$$l_{k1} = l_a + l_{s1}. \quad (157)$$

A tekercsfej hosszának előzetes becslésére sokféle empirikus képletet állítottak fel. Használhatók pl. a III. kötet (314) és (315) formulái, amelyek szerint 2 vagy 3 síkú koncentrikus tekercselés esetén

$$l_{s1} \approx 14 \sqrt{U_n/\text{kV}} + 1,3 \text{ S/cm} \quad (158)$$

kétréteges tekercselésre pedig

$$l_{s1} \approx 4 \sqrt{U_n/\text{kV}} + 1,8 \text{ S/cm}. \quad (158')$$

$U_n$  a kapocsfeszültség és  $S$  a tekercsszélesség. A pontos méreteket rajz vagy vázlat alapján kell megállapítani.

$A_{a1}$  a vezetők keresztmetszetét jelenti,  $c$  a párhuzamosan kapcsolt vezetők száma,  $\varrho$  a tekercselési anyag fajlagos ellenállása, amely  $75^\circ$ -ú rézre  $0,0216 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ , és alumíniumöntésre, amelyet kisebb kalickás forgórészeken használnak  $0,038 \sim 0,04 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ .

Az állórész-tekereselés  $G_{r1}$  súlyával és a  $S_{a1}$  áramszűrűséggel kifejezve 75 C°-os rézre ellenőrzésül

$$P_{r1} = 2,42 \left( \frac{S_{a1}}{\text{A/mm}^2} \right)^2 \left( \frac{G_{r1}}{\text{kg}} \right) \text{W} \quad (159)$$

$$G_{r1} = 2 N_1 c A_{a1} \gamma_r l_{k1} \quad \text{és} \quad \gamma_r = 8,9 \text{ kg/dm}^3.$$

75 C°-os alumínium öntésre a (159) képletben a zárójel előtti szorzótényező  $\gamma_{al} = 2,7 \text{ kg/dm}^3$ -rel, és az eddigi egységekkel 14~15-re tehető.

Ha a (156) és (159) képletekben az  $I$  index helyett 2-t írunk, ezek a tekercselt forgórészekre is érvényesek.

Meg kell még állapítanunk a primer és a szekunder áramot is. A teljesítmény kifejezéséből

$$I_1 = \frac{P_n}{m_1 U_1 \cos \varphi_1}. \quad (160)$$

$\eta$  és  $\cos \varphi_1$  értékeit 2, 4, 6 és 8 pólusú kalickás és csúszógyűrűs gépekre  $P_n = 100 \text{ kW}$ -ig az MSZ 9242—53 szabványosította.

Ismerve a veszteségeket, az  $I_2$  szekunder, illetve a primerre redukált  $I'_2$  áramot közelítően megállapíthatjuk. Ha a szekunder körben elhanyagoljuk az  $U_{e2}$  és  $I_2$  közötti fáziseltolást, tehát  $\cos \psi_{2s} = 1$ -gyel,

$$P_n + P_s + P_{\dot{o}f} + P_p = P_a (1 - s) \approx m_2 I_2 U_{e2} (1 - s),$$

amiből

$$I_2 \approx \frac{P_n + P_s + P_{\dot{o}f} + P_p}{m_2 U_{e2} (1 - s)}. \quad (161)$$

Feltessük még, hogy  $U_{e2}$  terheléskor ugyanakkora, mint üresjáráskor, tehát

$$U_{e2} \approx U_{e20} \approx (U_1 - I_\mu X_{s1}) \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1}.$$

Ha viszont más úton már megállapítottuk  $I_2$ -t, (pl. a kördiagramból), a szlip az  $s \cdot P_a = P_{r2}$  összefüggésből kifejezhető. Ismét  $\cos \psi_{2s} = 1$ -gyel,

$$\begin{aligned} m_2 s (U_{e2} I_2) &= m_2 I_2^2 R_2 \text{-ből} \\ s &= \frac{I_2 R_2}{U_{e2}} = \frac{I'_2 R'_2}{U'_{e2}}, \end{aligned} \quad (162)$$

$s$  a motor nagysága szerint kb. 0,8% és 8% között fekszik oly módon, hogy a kisebb érték a nagyobb teljesítményű motorokhoz tartozik.

$I'_2$ -t a 25. ábra szerint lemérhetjük a kördiagramból. Közelítően  $I'_2 \approx I_1 \cos \varphi_1$  vagy általánosabban

$$I'_2 \approx (0,8 - 0,9) I_1. \quad (163)$$

Kalickás forgórészek veszteségeit a (62) és (63) képletek szerint pl. úgy állapíthatjuk meg, hogy külön számítjuk ki a rudakban és a gyűrűkben fellépő vesz-

ségeket. Ehhez azonban ismernünk kell a rúd és a gyűrű ellenállásain kívül a rúd- és a gyűrűáramot is. (60) szerint

$$I_{gy} = \frac{I_r Z_2}{2\pi p},$$

vagy (61) szerint

$$I_{gy} = 0,96 \cdot q'_2 I_r.$$

Más módon (65'), illetve (65'') szerint minden rúd ellenállását  $\Delta R_{gy}$ -vel meg-növeljük úgy, hogy ezt a megnövelt ellenállást  $Z_2 I_r^2$ -tel szorozva a teljes veszteséget kapjuk.

$I_2$ -t az általánosan érvényes (161) kifejezésből számítjuk ki. Ebben azonban  $m_2 = Z_2/p$ -t és  $U_{er}$  helyett az *egy rúdban* indukált feszültséget kell helyettesíteni, amely, most

$$U_{er} \approx (U_1 - I_{er} X_{s1}) \frac{1}{2N_1 \xi_1}, \quad (164)$$

mert  $N_2 = 1/2$ , és  $\xi_2 = 1$ .

Ismerve  $I_2$ -t, a rúdáram  $I_r = I_2/p$ , mert a kalickás forgórész minden fázisában  $p$  számú rúd párhuzamosan van kapcsolva.

Ha pedig  $I'_2$ -t a kördiagramból vesszük,  $I_2$ -t a redukáló tényező segítségével számítjuk ki.

Mint a IX. 4c pont alatt láttuk, kalickás forgórész esetén  $I'_2 = \frac{m_2 N_2 \xi_2}{m_1 N_1 \xi_1} I_2$  kifejezésében  $m_2 = Z_2/p$ ,  $N_2 = 1/2$  és  $\xi_2 = 1$ , úgyhogy a redukáló tényező:

$$a = \frac{m_1 N_1 \xi_1 2p}{Z_2} \quad (165)$$

és

$$I'_2 = I_2/a.$$

Ha tehát a kördiagramból megállapítottuk  $I'_2$ -t,  $I_2$ -t és  $I_r$ -et is ismerjük.

$I_r$ -et az  $A_1$  és  $A_2$  primer és szekunder kerületi áramokkal is kifejezhetjük, ami a gép tervezésekor bizonyul célszerűnek.

$$I_2 = p I_r = I'_2 a = (0,8 - 0,9) I_1 \frac{m_1 N_1 \xi_1 2p}{Z_2}, \quad (166)$$

és mivel  $2 I_1 N_1 m_1 = A_1 D \pi$ ,

$$I_r = (0,8 - 0,9) \frac{A_1 D \pi \xi_1}{Z_2} = \frac{A_2 D \pi}{Z_2} \quad (167)$$

Fennáll tehát a következő összefüggés is:

$$A_2 = (0,8 - 0,9) A_1 \xi_1, \quad (168)$$

A (168) képlet szerint, a forgórész kerületi árama kisebb, mint a primer oldalé, egyrészt mert a forgórész nem ellensúlyozza a teljes primer gerjesztést, hanem annak csak (0,8—0,9)-szeresét, és másrészt, mert a primer kerületi áram gerjesztés szempontjából az egységnél kisebb tekereselési tényező miatt kevésbé hatásos.

Ugyanezzel a gondolatmenettel

$$I'_2 = I_1 \frac{A_2}{A_1 \xi_1} \quad (169)$$

és minthogy  $P_{r2} = m_1 I'^2 R'_2$  a primerre redukált fázisellenállás, a szekunder tekerceslései veszteség és a kerületi áramok között a következő összefüggés is felírható.

$$R'_2 = \frac{P_{r2}}{m_1 I'^2} \frac{A_1^2 \xi_1^2}{A_2^2}. \quad (170)$$

A következő 9. számpéldában annak a  $P_n = 330$  kW teljesítményű motornak a veszteségeit számítjuk ki, amelyre az 1. számpélda is vonatkozott, a 10. számpéldában pedig egy  $P_n = 5,5$  kW teljesítményű motor kalickájában fellépő veszteségeket állapítjuk meg. Ez a motor a 4. számpéldában is szerepelt.

### 9. Számpélda

#### 1. Vasveszteségek

A mágnesező áramra vonatkozó 5. számpélda szerint az állórész-koszorú súlya

$$G_{vk1} = (D_k^2 - D_{f1}^2) l_v \gamma_v \pi/4 = (6,8^2 - 5,56^2) 3,01 \cdot 7,6 \cdot \pi/4 \text{ kg} = 274 \text{ kg}$$

$B_{k1} = 15\ 670$  G-val,  $V_{10} = 2,3$  W/kg-os lemez esetén (147') képlet szerint

$$P_{vk1} = 2 \cdot 2,3 \cdot 1,567^2 \cdot 274 \text{ W} = 3100 \text{ W}$$

Az állórészfogak súlya

$$G_{vf1} = Z_1 \cdot L_{f1} \cdot f''_1 \cdot l_v \gamma_v = 84 \cdot 0,425 \cdot 0,0895 \cdot 3,01 \cdot 7,6 \text{ kg} = 73 \text{ kg}$$

A Carter-tényező az 5. számpélda szerint  $k_c = 1,535$ , a közepes fogindukció  $B''_{f1} = 14\ 870$  G, úgyhogy  $k_f = 4$ -gyel (153) szerint

$$P_{vf1} + P_p + P_{öf} = 4 \cdot 2,3 \cdot 1,487^2 \cdot 1,535^3 \cdot 73 \text{ W} = 3400 \text{ W},$$

tehát az összes vasveszteség  $\sum P_v = 3100 + 3400 = 6500 \text{ W}$ .

Kiszámítjuk még külön a fogakban fellépő alapveszteséget :

$$P_{vf1} = 2 \cdot 2,3 \cdot 1,487^2 \cdot 73 \text{ W} = 743 \text{ W},$$

tehát az állórész-koszorúban és az állórész-fogakban keletkező teljes alapveszteség

$$P_{vk1} + P_{vf1} = 3100 + 743 \text{ W} = 3843 \text{ W},$$

úgyhogy a számított nagyfrekvenciás veszteség  $6500 - 3843 \text{ W} = 2657 \text{ W}$ , vagyis az alapveszteség 70%-a.

Az ürcjárásban mért teljes vasveszteség  $\sum P_v = 7370 \text{ W}$  volt, vagyis 13%-kal több, mint a számított érték. Az eltérést valószínűleg a feltételezettnél rosszabb lemezminőség okozza.

#### 2. Terhelési veszteségek

Az állórész mért ellenállása 75 C°-ra átszámítva,  $R_1 = 0,434 \Omega$ , a forgórészé (l. az 1. és 3. számpéldákat is)  $R_2 = 0,0162 \Omega$  és  $R'_2 = 0,55 \Omega$ .

A primer tekerceslései veszteség a 36. ábra diagramjában kiemelt  $I_1 = 76,5 \text{ A}$ -nél

$$P_r = 3 I_1^2 R_1 = 3 \cdot 76,5^2 \cdot 0,434 \text{ W} = 7600 \text{ W}.$$

A szekunder tekerceslései veszteségek kiszámításához még  $I_2$ -re van szükségünk. Analitikai úton az 1. számpéldában  $I'_2 = 70,6 \text{ A}$ -t kaptunk, és a kördiagram szerint az eredmény kb. ugyanennyi. Tehát

$$I_2 = I'_2 a = \frac{70,6 N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2} = \frac{70,6}{48} \text{ A} = 410 \text{ A}.$$

A (101') képletből pedig, ha az indukált feszültség úgy, mint eddig,

$$U_{e2} \approx U_{e20} \approx 0,972 U_1 \frac{N_2 \xi_2}{N_1 \xi_1} = 0,972 \cdot 1732 \frac{48}{280} \text{ V} = 288 \text{ V},$$

$$I_2 = \frac{P_n + P_s + P_p + P_{of}}{m_2 U_{e2} (1-s)} = \frac{(330 + 4 + 3) \text{ kW}}{3 \cdot 288 (1 - 0,024) \text{ V}} = 398 \text{ A}$$

Középértéket véve  $I_2 = 404$  A-ral fogunk tovább számítani.

A szlipet, amelynek az eredményre nincs nagy befolyása úgy, mint az 1. szám példában,  $s = 0,024$ -re becsültük.

A szekunder tekercselési veszteség ezek szerint

$$P_{r2} = 3 \cdot I_2^2 R_2 = 3 \cdot 404^2 \cdot 0,0162 \text{ W} = 8100 \text{ W}.$$

Összegezve :

összes vasveszteség .....	6 500 W
primer tekercselési veszteség .....	7 600 W
szekunder tekercselési veszteség .....	8 100 W
súrlódási veszteség (1. számpélda) .....	4 000 W
$0,005 \cdot P_1 = 0,005 \cdot 355 \cdot 10^3 \text{ W} .....$	1 770 W
összes számított veszteség .....	27 970 W $\approx 28 \text{ kW}$

Becslés alapján ennél a terhelési pontnál  $\cos \varphi_1 = 0,9$ -et vettünk fel, és így a bevezetett teljesítmény, amely után a járulékos terhelési veszteségeket megállapodás szerűen számítjuk,

$$P_1 = 3 \cdot 1732 \cdot 76,5 \cdot 0,9 \cdot 10^{-3} \text{ kW} = 355 \text{ kW}$$

a leadott teljesítmény

$$P_2 = (355 - 28) \text{ kW} = 327 \text{ kW},$$

és a hatásfok

$$\eta = P_2/P_1 = 327/355 = 0,92,$$

vagy

$$\eta = 1 - \frac{\text{összes veszteség}}{\text{bevezetett teljesítmény}} = 1 - \frac{28}{355} = 0,92$$

Végül ellenőrizzük még a szlip értékét a (162) képlet alapján,

$$s = \frac{I'_2 R'_2}{U'_{e2}} = \frac{70,6 \cdot 0,55}{0,972 \cdot 1732} = 0,023.$$

A 36. ábra terhelési görbéi, amelyeket a kördiagramból állapítottunk meg, a megjelölt terhelési pontban csak keveset térnek el az előbbi értékektől.

#### 10. Számpélda

A 4. számpéldában tárgyalt kalickás motor primer veszteségeit éppúgy számítjuk, mint az előbbi tekercselt forgórészű gép esetében. Ezért itt csak a *kalicka veszteségeit* állapítjuk meg.

A súrlódási és a nagyfrekvenciás veszteségek ismertnek feltételezett értékei

$$P_s = 30 \text{ W}, \quad P_p + P_{of} = 50 \text{ W}.$$

A motor további adatai:  $P_n = 5500 \text{ W}$ ,  $U_1 = 380 \text{ V}$ ,  $p = 2$ ,  $N_1 = 282$ ,  $Z_2 = 44$ , és  $s = 0,05$ . A primer oldal háromszögkapcsolású.

Az egy rúdban indukált feszültség

$$U_{er} \approx (U_1 - I_\mu X_{s1}) \frac{1}{2N_1 \xi_1} = 0,95 \cdot 380 \frac{1}{2 \cdot 282 \cdot 0,955} \text{ V} = 0,67 \text{ V},$$

úgyhogy

$$I_2 = \frac{P_n + P_s + P_p + P_{\text{öf}}}{Z_2 U_{er} (1 - s)} = \frac{5580}{\frac{44}{2} 0,67 \cdot 0,95} \text{ A} = 400 \text{ A},$$

és, minthogy  $p = 2$  rúd párhuzamosan van kapcsolva, a rúdáram  $I_r = 400/2 \text{ A} = 200 \text{ A}$ . Egy rúd ellenállása a gyűrűtöbblettel együtt a 4. szám példa szerint

$$R_r + \Delta R_{gy} = 2 \cdot R_2 = 2 \cdot 69,5 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$$P_{r2} = Z_2 \cdot I_r^2 (R_r + \Delta R_{gy}) = 44 \cdot 200^2 \cdot 2 \cdot 69,5 \cdot 10^{-6} \text{ W} = 247 \text{ W}$$

vagy, mivel

$$a = \frac{m_1 N_1 \xi_1 2p}{Z_2} = \frac{3 \cdot 282 \cdot 0,955 \cdot 4}{44} = 74$$

$$I'_2 = \frac{400}{74} \text{ A} = 5,4 \text{ A}.$$

A 4. szám példa szerint  $R'_2 = 2,75 \Omega$ , úgyhogy a redukált értékekkel kifejezve

$$P_{r2} = m_1 I'^2 R'_2 = 3 \cdot 5,4^2 \cdot 2,75 \text{ W} \approx 247 \text{ W},$$

mint előbb.

Ha  $\eta = 0,85$  és  $\cos \varphi_1 = 0,86$ , a primer fázisáram

$$I_1 = \frac{5500}{3 \cdot 380 \cdot 0,85 \cdot 0,86} = 6,6 \text{ A}$$

és a (163) és (169) egyenletekben előforduló viszonyszám  $I'_2/I_1 = 5,4/6,6 = 0,82$ .

## XIV. Többfázisú motorok indítása

Rövidrezárt forgórésszel a hálózatra kapcsolva a motornak van ugyan indító nyomatéka, de az indítási viszonysok, eltekintve a kisebb, néhány kW teljesítményű gépektől, általában kedvezőtlenek. A motor a névleges áram többszörösét veszi fel, az áram fáziseltolása nagy, a kifejtett nyomaték pedig aránylag kicsi.

Az áramszolgáltató vállalatok ezért rendszerint előírják, hogy rövidrezárt forgórészű, tehát általában egykalickás motorokat csak kb. 3 kW-ig szabad közvetlenül bekapcsolni. Nagyobbknál gondoskodni kell az indítási áram csökkentéséről.

### 1. Egykalickás forgórészű motorok

Az indítási viszonysok jellemzésére az MSZ 4845—52 szabvány az *indítási lökést*, továbbá a *kezdeti nyomatéket* és az indítás alatti *legkisebb nyomatéket* definiálja.

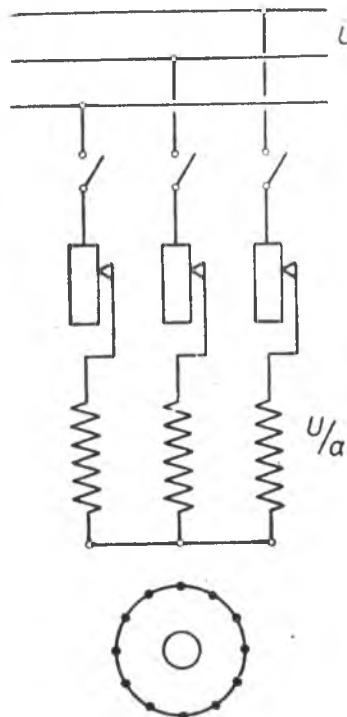
Az *indítási lökés* a mozdulatlan forgóréssznél üzemi kapcsolásban, névleges feszültségen és periódusszámánál felvett (állandósult) látszólagos teljesítmény és a névleges teljesítmény viszonya. A szabvány szerint a viszonyszám — 4—8 pólusú, legfeljebb 100 kW teljesítményű motoroknál — 6,5 és 10 között lehet.

Ha az indítási viszonysokat az *indítási áramnak* a névlegeshez vett viszonyával jellemezzük, ezzel kedvezőbbnek látszanak azok a motorok, amelyeknél a névleges áram rossz  $\cos \varphi$  vagy hatásfok miatt nagyobb. Ezt a helytelen következtetésekre

okot adó jellemzőt kívánja kiküszöbölni az „indítási lökés” elnevezésű meghatározás, amely szerint a  $\cos \varphi_n \eta_n$  a nevezőben van, és így a viszonyszámot növeli.

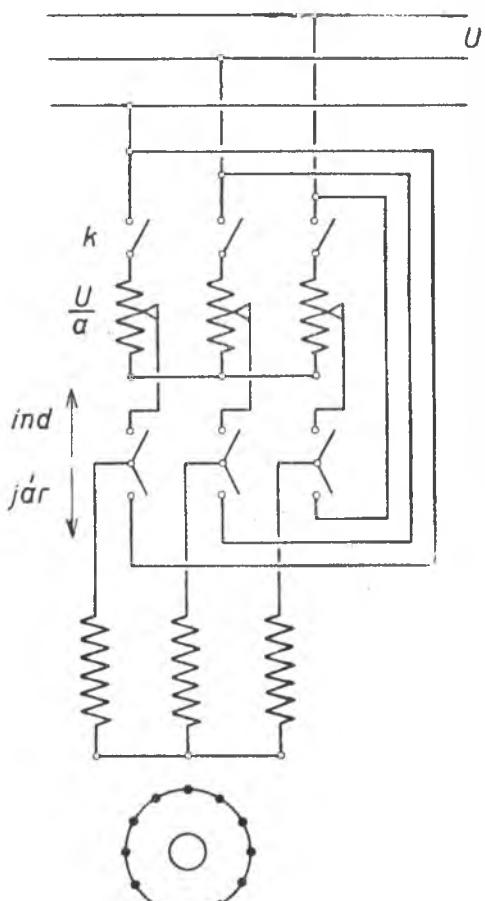
Hasonló hibája ellenére használják a gyakorlatban az ún. „jósági számot”, amely a relatív indító nyomaték és a relatív indító áram viszonya, vagyis  $\frac{M_i/M_n}{I_i/I_n}$ . A német (VDE) szabványok szerint 100 kW teljesítményig ez a szám 0,36 és 0,125 között fekszik. A nagyobb érték kis motorokra vonatkozik.

A kezdeti indító nyomaték az a legkisebb nyomaték, amelyet a motor üzemi kapcsolásban, mozdulatlan forgórésszel, névleges feszültségen és periódusszámnál kifejt.



79. ábra

Kalickás forgórészű motor indítása az állórész előre kapcsolt ellenállásokkal



80. ábra

Kalickás forgórészű motor indítása takarékkapcsolású transzformátorral

Az indítás alatti *legkisebb nyomaték* fogalmának elsősorban az áramkiszorítós motoroknál van értelme (l. XXV. fejezet).

a) A kalickás forgórészű motorokat a legegyszerűbben úgy indítjuk, hogy a motort — számolva a már említett hátrányokkal — közvetlenül a hálózatra kapcsoljuk. Az indítási viszonyok javítása a következő módokon történhet:

b) A motort *ellenálláson* vagy *reaktancián* keresztül kapcsoljuk a hálózatra, amint azt a 79. ábra mutatja. Ha ezáltal a motor kapocsfeszültsége  $U/a$ -ra csökken, ugyanilyen arányban csökken a hálózatból felvett indítási áram. A nyomaték azonban — ha eltekintünk a mágnesező áramtól — a feszültség négyzetével arányos és  $U/a^2$ -nek megfelelően, tehát nagyobb mértékben csökken, mint az áram. Ez az indítási mód kis motoroknál jöhét szóba, amelyeknek aránylag nagy indítási nyomatékuval van, nagyobb motoroknál csak akkor, ha kis indító nyomatékre van szükség.

Ugynéz az állórész-tekercseléssel sorbakötött transzformátorral is elérjük, ha ennek szekunderjébe szabályozó ellenállást iktatunk.

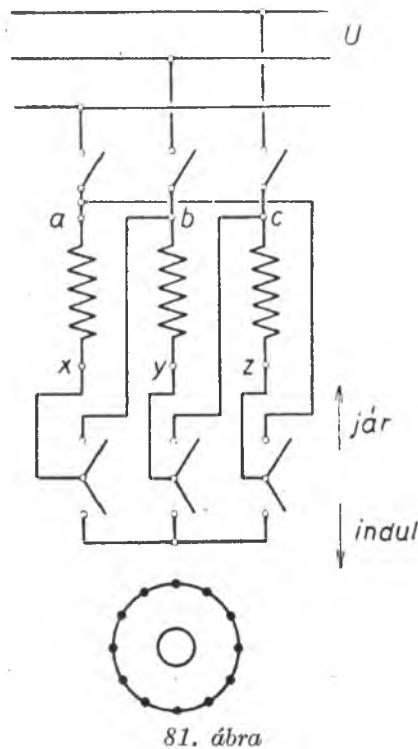
c) Célszerűbb, ha a motor kapocsfeszültségét *transzformátorral*, legegyszerűbben takarékkapcsolású transzformátorral csökkentjük. Ha a transzformátor áttétele  $a$ , vagyis, ha a motor kapocsfeszültsége  $U/a$ , a nyomaték most is  $a^2$ -nek megfelelően kisebb, de a transzformátor a hálózatból ugyancsak  $I_z/a^2$  értékű áramot vesz fel, ha  $I_z$  a motor rövidzárási árama. A hálózatból felvett áram tehát ugyanolyan arányban csökken, mint a nyomaték. A kapcsolási vázlatot a 80. ábra mutatja, ebben a  $k$ -val jelzett megszakító arra való, hogy a transzformátor ne maradjon feszültségre kapcsolva, ha a motor már üzembe jött.

A berendezés olcsóbb lesz, ha a transzformátort *V-kapcsolásban* készítjük (l. I. kötet 6. kiadás 72. ábra).

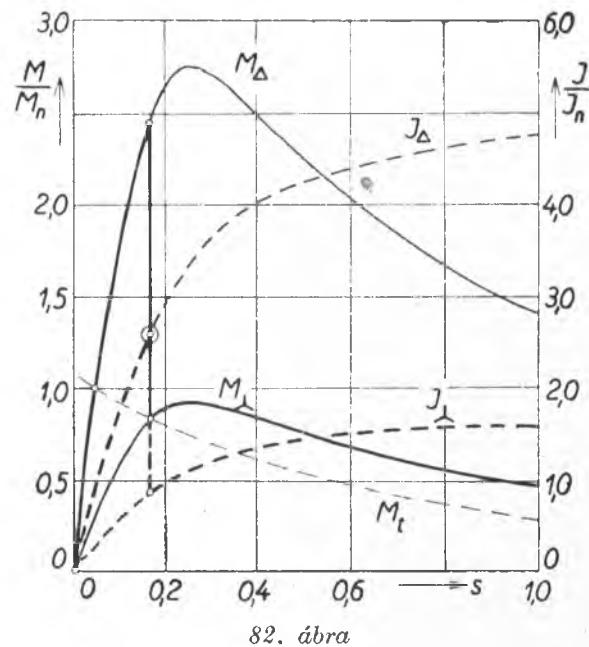
A b) pont alatti előtétellenállást vagy reaktanciát is el lehet hagyni az egyik fázisban.

d) *Csillagháromszög-kapcsolás*. A 81. ábra szerint a motor rendes üzemben háromszögbe, indításkor csillagba van kapcsolva. Bekapcsoláskor tehát a fázisfeszültség a hálózati feszültség  $1/\sqrt{3}$ -ára, a nyomaték pedig a hálózati feszültségnek megfelelő érték  $1/3$ -ára csökken. Ugyanakkor a fázisáram a teljes kapocsfeszültségnél fellépő érték  $1/\sqrt{3}$ -a, de mivel az üzemi háromszögkapcsolásban a hálózatból felvett áram a fázisáram  $\sqrt{3}$ -szorosa, a hálózati áram éppúgy, mint a nyomaték, a csillagkapcsolás miatt az  $1/3$ -ára csökken. A csillagháromszög-kapcsolás indítási szempontból tehát ugyanolyan, mint egy  $a = \sqrt{3}$  áttételű transzformátoros indítás.

A csillagháromszög-átkapcsolás kis- és középnagyságú motorok indítására a legegyszerűbb és legolcsóbb módszer, feltéve, hogy az indításkor szükséges nyomaték nem nagyobb, mint kb. fele a névleges értéknek. A csillagháromszög-indítás ezért



Kalickás forgórészű motor indítása csillagháromszög-kapcsolással



Csillagháromszög-indításnál nagy áramlökés lép fel, ha az átkapcsolás túl korán történik.  $M_\Delta$  és  $I_\Delta$  a motor nyomatéka és árama csillagkapcsolásban,  $M_\lambda$  és  $I_\lambda$  háromszögkapcsolásban.  $M_t$  a terhelő nyomaték

alkalmas szerszámgépek, centrifugális szivattyúk, motorgenerátorok és hasonló gépek hajtómotorai részére.

Fontos, hogy a csillagból háromszögbe kapcsolás ne történjék túl korán, különben igen nagy hálózati áramlökés léphet fel, amely a névleges áram többszöröse lehet. Az átkapcsolásnak ezenkívül elég gyorsan, egy-két tizedmásodperc alatt kell történnie, különben a motor fordulatszáma visszaesik, és az előbb említett nagy áramlökés lép fel. A nyomaték- és áramviszonyokat egy közepes teljesítményű motor esetére a 82. ábra mutatja. Az átkapcsolás ebben az esetben túl korán történt, az áram a névleges érték 2,6-szorosára szökött fel. Az átkapcsolásnál fellépő áramlökés elkerülésére célszerű, ha háromszögbe csak akkor kapcsolunk át, amikor a motor már elérte az állandósult állapotot.

Ha a terhelés a normális értéknek kb. 1/3-ára csökken, a motort csillagba lehet visszakapcsolni, ezáltal kisebb lesz a gerjesztő áram és jobb a  $\cos \varphi$ .

### 11. Számpélda

Az 1a—b—c—d pontok alatt ismertetett indítási módok összehasonlítására szolgálnak az V. táblázat adatai, amelyek a következő viszonyokra érvényesek.

Az egyszerűség kedvéért feltettük, hogy a motor az a), b) és c) indítási módoknál csillagkapcsolású. Rövidzárási árama legyen a névleges áram hatszorosa, tehát  $I_z/I_n = 6$ . Névleges terheléskor a szlip  $s_n = 0,05$ . A b) és c) indítási módoknál az indítási áramot a névleges érték kétszeresére korlátozzuk, ezért kell az indítás feszültséget  $2/6 = 1/3$ -ra csökkenteni.

A 4c alatti 2/3 abból ered, hogy a transzformátor attétele  $a = 3$ , és ezért a hálózati oldalon a motoráramnak csak 1/3-a lép fel.

Az 5b és c tétel azért  $(1/3)^2 = 1/9$ , mert indításkor minden esetben a motorfeszültség a névlegesnek 1/3-a, a nyomaték pedig a feszültség négyzetével arányos.

### V. táblázat

Kalickás forgórészű motorok indítási módjainak összehasonlítása

	Közvetlen bekapcsolás a)	Elötételellenállás vagy reaktancia b)	Indító transzformátor c)	Csillag háromszög- kapcsolás d)
1. Fázisfeszültség indításkor Névleges feszültség	1,0	1/3	1/3	$1/\sqrt{3}$
2. Fázisáram indításkor Rövidzárási áram	1,0	1/3	1/3	1/3
3. Fázisáram indításkor Névleges áram	6,0	2,0	2,0	2,0
4. Hálózati áram indáskor Névleges áram	6,0	2,0	2/3	2,0
5. Indítási nyomaték Rövidzárási nyomaték	1,0	1/9	1/9	1/3
6. Indítási nyomaték Névleges nyomaték	1,8	0,2	0,2	0,6

A 6a téTEL abból adódik, hogy a rotorra átvitt teljesítmény és a nyomaték is  $I_z^2 R_2/s$ -sel arányos, és mivel indításkor  $s = 1$ , normális üzemben pedig  $s = s_n = 0,05$ .

$$\frac{M_i}{M_n} = \frac{I_z^2 R_2/1}{I_n^2 R_2/s_n} = \left(\frac{I_z}{I_n}\right)^2 s_n = \left(\frac{6}{1}\right)^2 0,05 = 1,8.$$

A 6b és c tételeknél az  $I_z/I_n$  viszonyt kettőre korlátozzuk, ezért ezekre, hasonlóan, mint előbb

$$\frac{M_i}{M_n} = \left(\frac{2}{1}\right)^2 0,05 = 0,2.$$

A csillagháromszög indításra a d) oszlop adatai érvényesek.

2. sor. Minthogy a rövidzárási áram a normális háromszögkapcsolásban a névlegesnek hatszorosa és csillagkapcsolásban ez a viszony ennek a harmadára, vagyis kettőre esik, a keresett viszonyszám  $2/6 = 1/3$ .

3. sor. Kiindulási feltételünk szerint üzemi háromszögkapcsolásban a rövidzárási áram a névlegesnek hatszorosa. Az indulási csillagkapcsolásban a felvett áram ennek  $1/3$ -a, tehát az üzemi háromszögkapcsolásban mért névleges áram kétszerese.

A 4. sor azonos a 3.-kal.

6. sor. A nyomatékok a fázisáramok négyzeteivel és a szlippek arányosak, tehát mint a 6a, b, c tételeknél

$$\frac{M_i}{M_n} = \left(\frac{2}{1/\sqrt{3}}\right)^2 0,05 = 0,6.$$

A számlálóban a névleges árammal mint egységgel mért indítási áram áll, a nevezőben pedig a névleges áramnak megfelelő fázisáram.

## 12. Számpélda

Milyen áttételű transzformátort kell az előbbi példában leírt motor elő kapcsolni, hogy indításkor a névleges nyomaték jöjjön létre, vagyis hogy

$$\frac{M_i}{M_n} = \left(\frac{I_i}{I_n}\right)^2 s_n = 1$$

legyen. Az előbbi egyenletből

$$I_i = I_n / \sqrt{s_n}$$

$$s_n = 0,05 \text{ ezért } I_i = I_n / 0,223 = 4,48 I_n,$$

és mivel a rövidzárási áram a névleges érték hatszorosa,

$$I_i = \frac{4,48}{6} I_z = 0,75 I_z.$$

Vagy egyszerűbben: minthogy a nyomaték a kapocsfeszültség négyzetével arányos és a teljes feszültségnél a 6a téTEL szerint  $\frac{M_i}{M_n} = 1,8$ .  $M_i/M_n = 1$  akkor

$$\text{következik be, ha } U = \sqrt{\frac{1}{1,8}} \cdot U_n = 0,75 U_n.$$

Tehát a motort a hálózati feszültség 75%-ára kell kapcsolni, vagyis ennek megfelelő megcsapolást kell a takarékkapcsolású transzformátoron a motor részére készíteni. A hálózati áram ilyenkor, minthogy a transzformátor áttétele  $a = 1/0,75$ ,  $I_i = 0,75 I_z/a = 0,75^2 I_z = 0,56 I_z$ , vagy a névleges áramra vonatkoztatva  $I_z = 0,56 \cdot 6 I_n = 3,35 I_n$ .

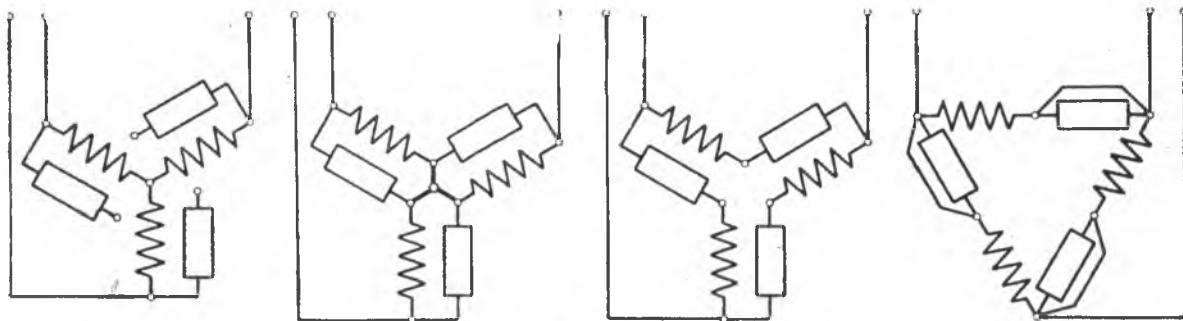
## 2. Indítás a rotortekercselés átkapcsolásával

Több ilyen irányú javaslat történt. Az egyik szerint a forgórészben két tekercselés van, az egyik állandóan rövidre van zárva és nagy ellenállású, a másik, amelyik több fokozatból is állhat, kis ellenállású, és ezt kézi, vagy centrifugál kapcsolóval az előbbihez egy vagy több fokozatban párhuzamosan kapcsoljuk.

Egy másik megoldás szerint a rotorban az indítás ideje alatt két nem egyenlő menetszáámú fázistekercselés egymás ellen van kapcsolva, üzemben pedig a két rész külön-külön rövidre van zárva. Indítás alatt tehát csak a két tekercselésben indukált feszültségek különbsége hatásos, és így az indítási áram tetszés szerint csökkenhető.

## 3. Átkapcsolás az állórészben

A csillagháromszög-kapcsolás is ide tartozik, ennek legegyszerűbb és legelterjedtebb változatát az 1d pont alatt már tárgyalunk. Az átkapcsolásnál előforduló áram-



83. ábra

Csillagháromszög-indítás a hálózati áram megszakítása nélkül

tökések elkerülésére a motor most is csillagkapcsolásban indul, majd mint következő fokozatot a fázistekercselésekhez egy-egy ellenállást kötünk párhuzamosan. Ezáltal a motor nyomatéka még nem változik. Ha a tekercselés csillagpontját felbontjuk, minden a három fázistekercselés egy-egy ellenállással sorba van kötve és háromszög-kapcsolású. Az utolsó fokozattal rövidrezárjuk az ellenállásokat. A csillagból háromszögbe való átkapcsolás ily módon a hálózati áram megszakítása nélkül történik (l. 83. ábra) [2, 304].

## 4. Osztott állórész

Boucherot 1899-ben olyan motort készített, amelynek két állórésze van, és ezek közül az egyik pólusosztással elfordítható. A forgórész kalickás, két normálisan méretezett gyűrűvel a rudak végén, és egy külön nagy ellenállású gyűrűvel a középen. Ha a két állórész által előidézett forgótér fázisban van, a motor úgy viselkedik, mint egy közönséges kalickás motor, és a középső gyűrű árammentes. Ha azonban az egyik állórészt elforgatjuk úgy, hogy forgótere a másikhoz viszonyítva  $180^\circ$ -kal el van tolva, a rotor két részének rúdjaiban indukált feszültségek ellentétes irányúak, és a rúdáramok kénytelenek a középen elhelyezett ellenállásnyílásán át záródni, úgyhogy a motor nagy nyomatékot fejt ki. Az elfordítható állórészt visszaforgatva folyamatos, fokozat nélküli indítást lehet elérni. A forgóterek fázishelyzeteinek változtatására egy közbeiktatott indukciós szabályozót is lehet használni.

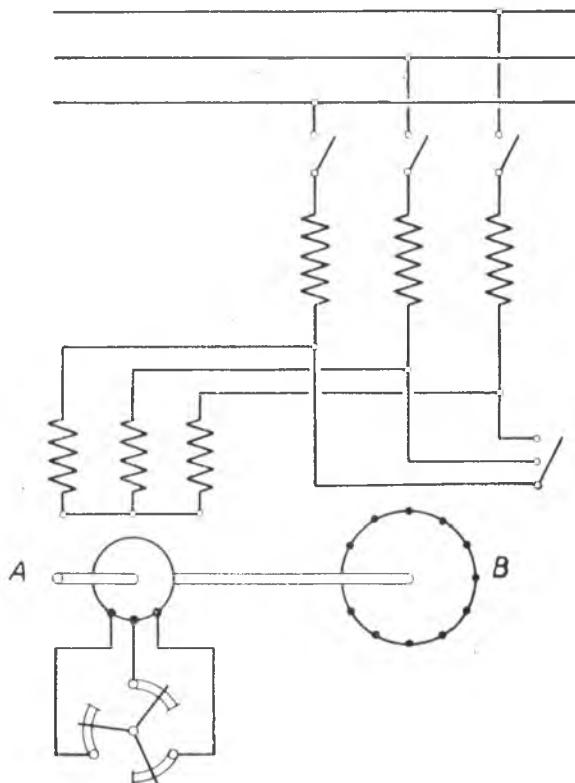
Üjabb javaslat szerint erre a célra az állórészek csillagháromszög kapcsolásainak kombinációját is használhatjuk. Így azonban az indítás már nem folyamatos, hanem két fokozatban történik [7, 282].

### 5. Indító motor

A kalickás forgórészű motor állórészével sorbakötjük az indító motor csillagkapcsolású állórészét, és a két motort ugyanazon a tengelyen helyezzük el.

Az indító motor pólusszáma kisebb, aránylag nagy ellenállása van, és bekapsoláskor a feszültség nagyobb részét veszi fel. A 84. ábrában az indító motort *A*-val, a rövidrezárt forgórészű fő motort pedig *B*-vel jelöltük. A nagy motor impedanciája és feszültsége is az indítás alatt mindenkorább nő, és a nyomatékból is egyre nagyobb részt vesz át. A szinkronizmus közelében a nagy motor csillagpontkapcsolóját zárjuk, miáltal az indító motor működése megszűnik.

Ezt az indítási módot sikeresen használják igen nagy kalickás forgórészű aszinkron motorok indítására [9].



84. ábra  
Indítás indító segédmotorral

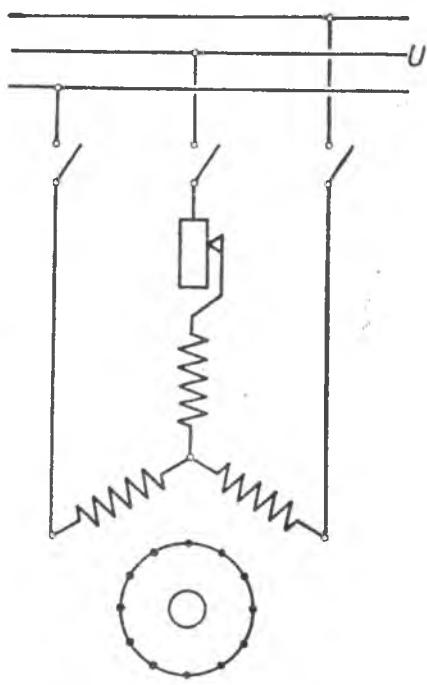
### 6. Lágy indítás

Vannak üzemek, amelyekben a hajtómotorok aránylag kis teljesítményűek, és ezért kalickás forgórészűek, de amelyek igen kényesek a nyomatéklökésekre és a csillag-háromszögkapcsoláskor fellépő indítási lökést sem bírják el. Ilyenek pl. a fonogépek. Az igényeket az ún. *lágy indítással* lehet kielégíteni, amelynek kapcsolási vázlatát a 85a ábra mutatja. A motor egyik fázisa elé ellenállást kapcsolunk, amely indításkor legnagyobb értékű, és amelyet az indítás alatt folyamatosan kikapcsolunk. Ha az ellenállás végtelen nagy, a motor egyfázisú és a felvett áram a rövidzárási áram  $\sqrt{3}/2 = 0,866$ -szorosa, nyomaték pedig nem jön létre.

Az ellenállás folyamatos csökkentése a nyomaték növekedését idézi elő, és amikor az ellenállás rövidre van zárva, a motor nyomatéka a rendes 3 fázisú üzemnek felel meg.

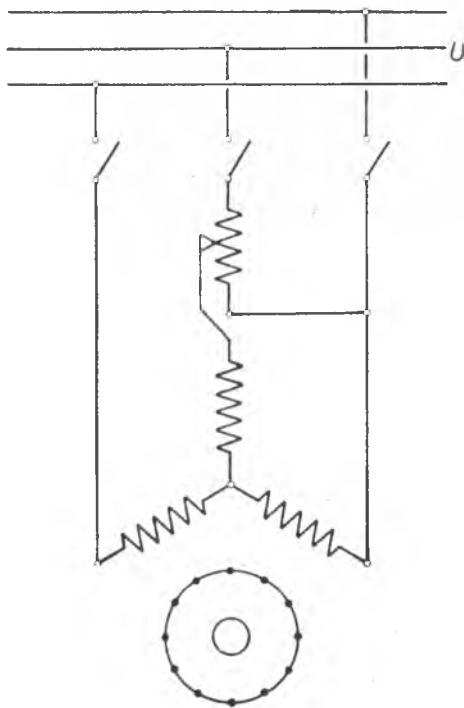
Az áramfelvételt az ellenállás alig csökkenti, de a nyomaték ily módon tetszőlegesen finom fokozatban szabályozható.

Ugynézett a hatást érjük el, ha ellenállás helyett szabályozható induktivitást kapcsolunk be, vagy ha a 85b ábra szerint az egyik motorfázist szabályozható áttételű transzformátorról ágaztatjuk le [1, 274 — 15].



85a ábra

Lágy indítás előtétellenállással



85b ábra

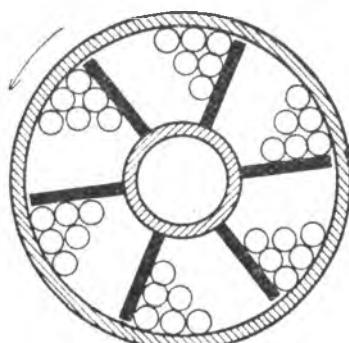
Lágy indítás szabályozható áttételű transzformátorral

## 7. Centrifugális tengelykapcsolók

Ha a motor indító nyomatéka kisebb, mint a terhelési nyomaték, *súrlódási tengelykötéssel* el lehet érni, hogy a motor üresen induljon, és csak nagyobb fordulaton vegye át *folyamatosan* a terhet. Egyik legegyszerűbb alakját a 86. ábra vázlata mutatja. A motortengely végén egy kiálló bordákkal rekeszekre osztott agy van elhelyezve. Ha a rekeszekbe golyókat helyezünk, ezek a motor felfutásakor a hajtott gép harangszerű agyának belső palástjához nyomódnak, és súrlódásuk következtében nyomatéket képesek átvinni.

Tökéletesebbek azok a szerkezetek, amelyeknél a kapcsolatot létrehozó, a centrifugális erőnek kitett súlyokat — az egyensúly érdekében kettőt — rugók tartják vissza úgy, hogy a nyomaték átvétele nem azonnal az indulást követő időben,

hanem csak a rugófeszítésnek megfelelő fordulatszámon kezdődik. Az *Aibo* néven ismert tengelykapcsoló a csillagból háromszögbe kapcsoláskor fellépő tranziens lökésszerű féknyomatéket használja fel az addig rögzített súlyok kioldására [7, 297]. Így a motor a terhelést csak akkor veszi át, amikor a csillagból háromszögbe átkapcsolás már megtörtént.



86. ábra

Súrlódási tengelykapcsoló vázlatá

A centrifugális tengelykapcsolók jelentőségből sokat vesztettek a csillagháromszög-kapcsolással szemben, amióta az áramszolgáltató vállalatok a hálózatok teljesítő képességeinek növekedése miatt kevésbé helyeznek súlyt a bekapsolási áramlökés csökken téseré.

## 8. Csúszógyűrűs motorok indítása

A IV. fejezetben láttuk, hogy az indítási áram csökken, ha ellenállást kapcsolunk a forgórészbe, de az áram vektorának végpontja a körön marad. Ha az indító ellenállás szabályozható, az indítási nyomatéket egészen a billenő nyomatéig tetszés szerinti értékre állíthatjuk be. Induktív ellenállás erre a céla nem alkalmas, mert ez csökkenti a kör átmérőjét és a billenő nyomatékot (l. 87. és 18. ábra).

100—200 kW teljesítményig az indító ellenállás készülhet húzott vagy hengerelt anyagból (réz, nikkel ötvözetből, acélból) vagy öntött vasból. Nagy teljesítményű gépeknél folyadék indító szokásos. A folyadék a magyar szabvány szerint vízben oldott amorf, vagy kristályos szóda. A merülő elektródlemezek keresztmetszete kezdeti helyzetüktől növekedjék, végeik a leégés ellen megfelelő erősítéssel legyenek ellátva. Az indítás alatt fejlődő meleg elvezetésére, illetve felvételére a fémindítókat olajba vagy homokba helyezzük; kisebbeknél elég a termesztes léghűtés, nagyoknál — folyadék-indítóknál is — vízhűtést alkalmazhatunk. Az általános szerkezeti előírások, valamint 100 kW motorteljesítményig a méretezési szabályok az MSZ 9239—53 szabványban találhatók.

A háromfázisú forgórészindítókra vonatkozó előírások és meghatározások nem sokat különböznek azoktól, amelyek egyenáramú, állandó fluxussal működő motorok indítóira érvényesek (l. II. kötet 4. kiadás 124. old.<sup>1</sup>). Ez megfelel annak, hogy az aszinkron motor fordulatszámgörbéi az áram függvényében különböző rotorellenállások esetén egyenesekkel helyettesíthetők.

Elsősorban a motorok szerkezetére vonatkozik az a megszorítás, hogy a forgórészeket nem szabad tetszőleges feszültségre készíteni (l. MSZ 9241—53 is). Ezzel a szabvány — legalább 100 kW teljesítményig — az indítók raktáron tartását kívánta megkönnyíteni. Az üresjáráskor a gyűrűk között fellépő feszültség ( $u$ ) és a terheléskor fellépő rotoráram ( $i$ ) közötti viszony 10 kW-ig lehet 18 — 10 — 5,6 vagy 3,2, ezenfelül 100 kW-ig 1,8 vagy 1. Az  $u/i$  viszonyban megengedett eltérés 25—30%.

Folyadék-indítókkal állandó vagy folyamatosan változó árámmal lehet indítani, fémindítóknál az indítás ideje alatt az áram  $I_{cs}$  indítási csúcsáram és  $I_{\alpha}$  átkapcsolási áram között fokozatokban változik.<sup>2</sup>

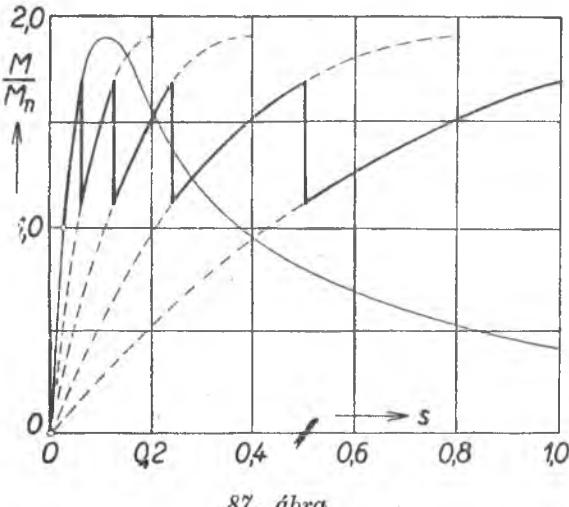
Az indító méretezése szempontjából — úgy, mint az egyenáramú indítóknál — az  $I_k = \sqrt{I_{cs} I_{\alpha}}$  közepe indítási áram, illetve a  $P_k = \sqrt{3} U I_k$  közepe indítási teljesítmény és a  $P_k t$  indítási munka mértékadó.  $t$  az indítási idő, amelyet normális viszonyokra a következő empirikus képlettel lehet kifejezni:

$$t = 4 + 2 \sqrt{\frac{P_n}{kW}} \text{ s},$$

ahol  $P_n$  a motor névleges teljesítménye.

<sup>1</sup> A II. kötet 4. kiadás XVIII. fejezetében az újabban szabványosított  $I_{cs}$  és  $I_{\alpha}$  helyett  $I_2$ -t és  $I_1$ -et használtunk.

<sup>2</sup> A forgórészre vonatkozó adatokat a szabvány kisbetűkkel jelöli.



87. ábra

Az indítás folyamata a rotorba iktatott ellenállás fokozatos csökkentése esetén

Az indítóra jellemző értékek az előírt véghőmérsékleti határ eléréséig végezhető indítások száma ( $z$ ), és az indítások gyakorisága ( $h$ ), vagyis az óránként egyenlő időközökben megismételhető indítások száma.

Az  $I_k/I_n$  viszonyszám az indítás nehézségére jellemző. Szabványos értékeit a VI. táblázat adja, ebben  $I_n$  a motor névleges árama.

*VI. táblázat*  
Az indítás nehézségére jellemző  $I_k/I_n$  viszonyszám szabványos értékei

Az indító szerkezete	$I_k/I_n$		
	1/2	1/1	3/2
terhelési viszonyszámnál			
Sík- vagy dobpályájú indító	0,65	1,3	1,7
Folyadék vagy hengeres pályájú indító (kapcsoló hengeres)	0,75	1,5	2,0

Az indítási áramlökösek csökkentése céljából kívánatos, hogy  $I_{cs}/I_a = \lambda$  minél közelebb álljon az egységhez, amit a fokozatok számának növelésével lehet elérni. A szabvány szerint a fokozatok száma *szimmetrikus* kapcsolású indító esetén 1—100 kW motorteljesítmény között  $3 \times 2$ -től  $3 \times 7$ -ig nő. 4,5 kW-tól felfelé  $3 \times 3$ -től  $3 \times 6$ -ig növekvő előfokozatot is kell alkalmazni. Ezekben a motornak még nem kell indulnia. Szimmetrikus az indítás akkor, ha az indító ellenállást a három fázisban egyszerre kapcsoljuk át az egyik fokozatról a következőre.

Az MSZ 9239—53 szabvány táblázatot ad, amelyben  $I_k/I_n = 1,3$  átlagos nehézségű indítási viszonysokra a háromfázisú forgórészindító említett jellemző adatai megtalálhatók.

Ha az indító ellenállás egyes fokozatait akarjuk megállapítani, az ismert  $R_2$  rotorellenállásból indulhatunk ki. Mivel

$$\lambda^m = \frac{u}{R_2 i_{cs}}, \quad (171)$$

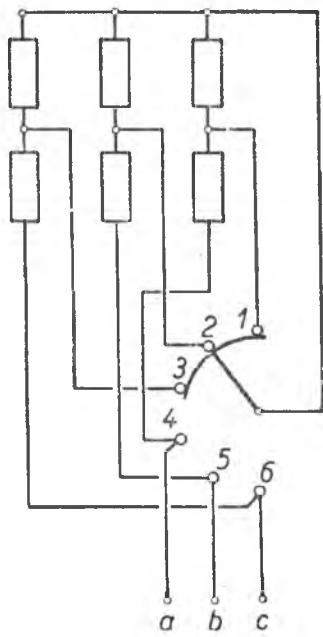
először  $R_2$ t, azután minden további fokozatot  $\lambda$ -val szorozva, az  $m$ -edik szorzás után megkapjuk az indító ellenállás legnagyobb értékét, az első fokozatot.

Ha  $\lambda$ -t nem a táblázatból állapítjuk meg,

$$\lambda = \left( \frac{100}{\varepsilon_n} \frac{I_n}{I_k} \right)^{\frac{1}{m+0,5}} \quad (172)$$

88. ábra  
Szimmetrikus indító ellenállás  
csúszógyűrűs motorok részére

összefüggést használhatjuk, amelyben  $\varepsilon_n$  a névleges áramnál a rotorban fellépő százalékos feszültségesés.  $I_k/I_n$ -et normális körülmények között 1/1 terhelési viszonyszámnál a VI. táblázat szerint 1,3-ra választjuk.



89. ábra  
Auszimmetrikus indító ellenállás csúszógyűrűs motorok részére

*Aszimmetrikus* az indító, ha az ellenállás fokozatait a három fázisban felváltva iktatjuk ki. A három áram ezért nem minden fokozaton egyenlő, de a keletkező *negatív* sorrendű forgótér hatása gyakorlatilag elhanyagolható, az indító pedig olcsóbb és a szükséges fokozatszám kisebb lesz. Az MSZ 9239—53 szabvány pl. egy  $P_n = 10$  kW-os motor indítójánál  $3 \times 4$  indító fokozat helyett  $3 \times 3$  fokozatot és  $3 \times 3$  előfokozat helyett 3-t ír elő.

A szimmetrikus és az aszimmetrikus indító vázlata a 88. és 89. ábrákon látható.

### 9. Kalickás forgórészek indítási melege

A kalickás forgórészű motor közvetlen bekapcsoláskor a forgórész  $m_2$  fázisában összesen

$$Q_2 = m_2 \int_{t_1}^{t_2} I_2^2 R_2 dt \quad (173)$$

meleg fejlődik, amely az energiaveszteségtől eltekintve, veszélyezteti a kalicka rúdjait és gyűrűit, esetleg az állórész tekercselését is.  $Q_2$  nagyságáról a következő módon tájékozódhatunk. Ha  $P_a$  az összes légrésteljesítmény,  $\Omega_1$  a forgórész szinkron térbeli szögsebessége és  $M$  a nyomaték, ismert összefüggés szerint

$$m_2 I_2^2 R_2 = s P_a = s \Omega_1 M. \quad (174)$$

$Q_2$ -re igen egyszerű kifejezést kapunk, ha terhelési nyomaték nincs, tehát a motor  $M$  nyomatéka csak tömeggyorsítást végez. Jellemző példa erre a centrifugatüzem.

Ezzel az egyszerűsítéssel, ha  $J$  a forgó tömeg inercianyomatéka, és  $\Omega$  az  $s$  szlipnek megfelelő szögsebesség,

$$M = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (175)$$

$\Omega$ -t a szlippel kifejezve  $\Omega = \Omega_1 (1 - s)$ , illetve  $d\Omega = -\Omega_1 ds$  úgy, hogy

$$dt = -\Omega_1 \frac{J}{M} ds.$$

Behelyettesítve  $Q_2$  kifejezésébe

$$Q_2 = \int_{t_1}^{t_2} s P_a dt = -\frac{J}{M} \Omega_1^2 \int_{s_1}^{s_2} M s ds = \Omega_1^2 J \int_{s_1}^{s_2} s ds \quad (176)$$

$$Q_2 = \frac{J}{2} \Omega_1^2 (s_1^2 - s_2^2) \quad (177)$$

Ha pl.  $s_1 = 1$  és  $s_2 = 0$ , vagyis a tömeg az álló állapotból a szinkronizmusig gyorsul,

$$Q_2 = \frac{J \Omega_1^2}{2} = Q_m. \quad (178)$$

Tiszta tömeggyorsítás esetén tehát az indítás alatt keletkezett meleg egyenlő a gyorsítás alatt a forgórészbe adott kinetikai energiával. Ez az összefüggés független a forgórész szerkezetétől, tehát kétkalickás, ill. áramkisorítós szerkezetű forgórészekre is érvényes.

Az indítás alatt az állórészben folyó áram okozta melegmennyisége elég jó közeléssel, a gerjesztő áram elhanyagolásával

$$Q_1 = Q_2 \frac{R_1}{R'_2}. \quad (179)$$

Ez az összefüggés azonban csak akkor érvényes, ha az indítás alatt az ellenállások állandók. Nem érvényes tehát áramkisorítós forgórészekre, amelyeknél  $R'_2$  a szlippel nagymértékben változik.

Ha a forgótér forgásirányának megfordításával a motort a megállásig fékezzük, átkapcsoláskor  $s_1 = 2$  és álló állapotban  $s_2 = 1$ , tehát ha  $Q_m$  a forgórész kinetikai energiája a szinkron fordulaton,  $Q_2 = 3 Q_m$ . Ha pedig a forgótér megfordított irányában a motort újból indítjuk, az eredetivel ellentétes irányú szinkron fordulat-számig,  $s_1 = 2$  és  $s_2 = 0$  úgy, hogy  $Q_2 = 4 Q_m$ .

A gyakorlatban az inercianyomaték helyett a *lendítő nyomatékkal*,  $G D^2$ -tel szokás számolni. Minthogy  $J = G D^2 / 4g$  ismét csak tömeggyorsítás esetén (177) szerint

$$\begin{aligned} Q_2 &= \frac{1}{2} (2\pi n_1)^2 \frac{G D^2}{4g} (s_1^2 - s_2^2) \\ Q_2 &= \frac{\pi^2}{2} n_1^2 \frac{G D^2}{g} (s_1^2 - s_2^2) \end{aligned} \quad (180)$$

Ha  $n_1$  a másodpercenkénti fordulatszám,  $G D^2$ -et  $\text{kgm}^2$ -ben és  $g$ -t  $\text{m/s}^2$  egységekben helyettesítjük be,  $Q_2$ -t  $\text{mkg}$ -okban kapjuk. Ha pedig  $n_1$ -et egy percre vonatkoztatjuk, és az eredményt  $\text{Ws}$ -okban akarjuk kifejezni,  $1 \text{ kg} = 9,81 \text{ N} = 9,81 \text{ Ws/m}$  összefüggés miatt  $g$  a nevezőben kiesik és

$$Q_2 = \frac{\pi^2}{2} \left( \frac{n_1}{60} \right)^2 G D^2 (s_1^2 - s_2^2) \text{ Ws} \quad (181)$$

Legyen pl. egy terhelőnyomaték nélkül induló  $P_n = 330 \text{ kW}$  teljesítményű motor lendítő tömege  $G D^2 = 700 \text{ m}^2 \text{kg}$ ,  $n_1 = 1500/\text{perc}$ ,  $s_1 = 1$  és  $s_2 = 0$ ,

$$Q_2 \approx 5 \cdot 25^2 \cdot 700 \text{ Ws} = 5 \cdot 625 \cdot 700 \text{ Ws} = 228 000 \text{ Ws}$$

Ha a motornak  $M_t$  terhelési nyomatékot is le kell győznie, a tömeggyorsításra csak  $M_e = M - M_t$  eredő nyomaték marad. Most a (176) kifejezésben  $M$  nem esik ki, hanem

$$Q_2 = \Omega_1^2 J \int_{s_2}^{s_1} \frac{M}{M_e} s \, ds \quad (182)$$

$M$  és  $M_e$  függvényei, de ezek analitikailag csak közelítésekkel fejezhetők ki. Ezért az integrálást inkább grafikus úton szokták végezni [1, 103].

A terheletlen motor indítási ideje rendszerint oly rövid, hogy a keletkező meleg csak a kalicka hőtartalmát növeli és a környező vastestre semmi sem adódik át.

Ilyen körülmények között a kalicka hőfokemelkedése

$$\dot{v} = Q_2/c G, \quad (183)$$

ha  $c$  a kalickaanyag fajmelege, és  $G$  a súlya. Példánkban a kalicka vörösrézből készült, amelynek fajmelege  $c \approx 390 \text{ Ws/kgC}^\circ$  és  $G = 45 \text{ kg}$ , tehát a túlmelegedés terhelés nélküli indítás esetén  $\dot{v} = 228\,000/390 \cdot 45 \text{ C}^\circ = 15 \text{ C}^\circ$ .

Ha ellenárammal fékezünk, a túlmelegedés ennek az értéknek a háromszorosa, és ha ellenkező irányban ismét elérjük a szinkronizmust, ennek négyeszerese, mert a forgórészben fejlődő hőmennyiség is ilyen arányban nő.

A túlmelegedések egyenlő indítási meleget és egyenlő rotorellenállást feltéve, úgy viszonylanak, mint  $1/\gamma c \varrho$ , ha  $\gamma$  az anyag fajsúlya,  $c$  a fajmelege és  $\varrho$  a fajlagos ellenállása. Ezért sokszor a kalickát — két kalicka esetén a külsőt — oly anyagból készítik, amelynél ez a tört kisebb értékű. Így pl. sárgaréz esetén a túlmelegedés a vörösrézéhez viszonyítva csak 29%, bronznál 17,5% és öntött alumínium esetén 78%.

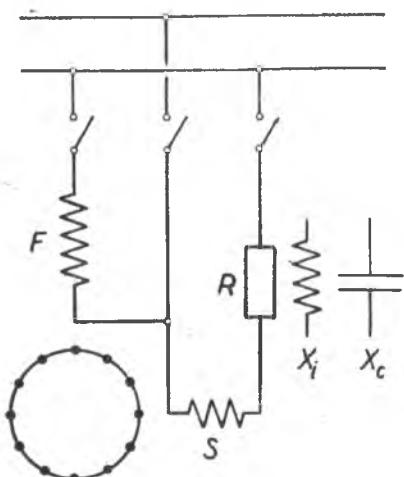
Ha a motor pólusátkapcsolásos, az indítási meleg kevesebb lesz, pl. ha a pólusarányszám 1/2, az állandó pólusszámú motorban fellépő meleg fele keletkezik. A jelenség hasonló ahhoz, amellyel az egyenáramú motorok soros párhuzamos indításánál találkoztunk [l. II. kötet 4. kiadás 130. old.].

## XV. Egyfázisú motorok indítása

Ellentétben a többfázisú és a kommutátoros motorokkal, az egyfázisú indukciós motornak nincs indító nyomatéka. Ezért vagy a körös forgóteret legalább megközelítő forgótér létesítéséről kell gondoskodnunk, vagy kommutátoros tekercseléssel kell a forgórésezt ellátni. Arnoldnak egy erre vonatkozó, 1893-ból származó szabadalma szerint a motor mint *repulziós motor* nagy nyomatékkal indul, a kommutátort a szinkronizmus közelében centrifugális kapcsoló rövidrezárja, és esetleg a keféket is leemeli. Ilyen motorokat kb. 10 kW teljesítményig Amerikában még ma is készítenek [8, 293].

Szíjhajtású, kis teljesítményű, pl. a mezőgazdaságban használt egyfázisú motorokat a szíj megrántásával is szokták indítani.

Az indítás legtöbbször *segédfázis* útján történik. A segédfázis oly tekercselést jelent, amelynek mágneses tengelye a fő fázis tekercseléséhez  $90^\circ$ -kal el van tolva, és amelyben a fő fázis áramához fázisban eltolt áram folyik. Ha a háromfázisú motortípust használjuk, a fő fázis rendszerint a hornyok *kétharmadát*, a segédfázis azok *egyharmadát* foglalja el. A fő- és segédfázisban folyó áram között fáziseltolást úgy lehet előidézni, hogy a két tekercselést egymástól eltérő ellenállással vagy reaktanciával készítjük (90. ábra) és erre a célra a segédfázisba ellenállást, induktivitást vagy kapacitást iktatunk be. Bebizonyítható, hogy az indító nyomaték akkor a legnagyobb, ha a segédfázis impedanciájának abszolút értéke egyenlő az indítandó gép rövidzárási impedanciájával [1, 307].

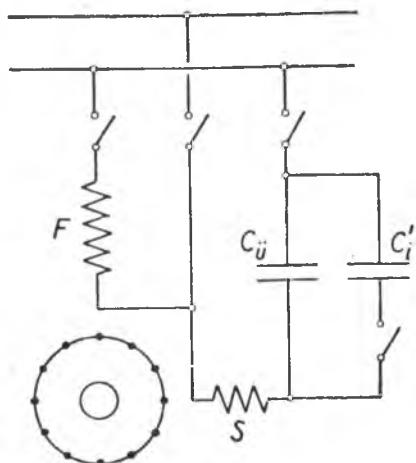


90. ábra

Egyfázisú motor indítása segédfázissal

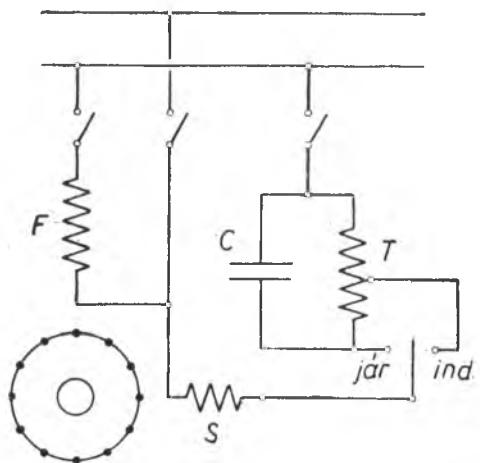
*Ellenállás bekapcsolása* esetén az indító nyomaték elméleti maximuma — amikor rövidzárásban az áram fáziseltolása  $90^\circ$ , tehát a belső ellenállás elhanyagolható — fele annak a nyomatéknak, amelyet a motor mint szimmetrikus kétfázisú motor, indításkor kifejt, amikor tehát a fő- és a segédfázis menetszáma egyenlő, és azokat egy szimmetrikus kétfázisú feszültségrendszerről tápláljuk. A valóságban az elérhető nyomaték ennek kb. 30%-a. Külön ellenállás beiktatása helyett a segédfázis ellenállását úgy is növelhetjük, hogy azt nagyobb fajlagos ellenállású, esetleg kisebb keresztmetszetű vezetőből készítjük.

Ha *fojtótekercset* kapcsolunk a segédfázis elő, és ennek  $X/R$  viszonya egyezik a gép rövidzárási  $X_z/R_z$  értékével, a fő- és segédfázis áramai között nem lesz fáziskülönbség, és nyomaték nem jön létre. Ezért az indításnak ezt a módját inkább



91. ábra

Egyfázisú motor  $C_{ü}$  üzemi és  $C'_ü$  indító kondenzátora



92. ábra

Egyfázisú motor az indítás ideje alatt nagyobb feszültségre kapcsolt kondenzátorral

nagyobb csúszógyűrűs motoroknál használják, amikor a forgórészbe kapcsolt indító ellenállás biztosítja, hogy  $X_z/R_z < X/R$  legyen. Egyfázisú hálózatok ma már alig vannak, úgyhogy ezzel a motortípussal csak ritkán találkozunk.

A legjobb eredményt akkor érjük el, ha *kondenzátort* kapcsolunk a segédfázisba. Ennek egy részét mint *üzemi* kondenzátort állandóan a segédfázissal sorbakötve, bekapcsolva hagyhatjuk. Ebben az esetben ez a motor teljesítménytényezőjének javítására szolgálhat. Az *indító* kondenzátor aránylag nagy kapacitású, és ezért nem maradhat állandóan az áramkörben, a felvett nagy áram veszélyes volna a segédfázis tekerceslére. Az állandóan bekapcsolt kondenzátorokat olajba helyezett szigetelt papírból szokták készíteni, míg a nagyobb kapacitású, csak rövid ideig bekapcsolt kondenzátorok rendszerint elektrolitikusak (91. ábra). A kondenzátorok a motor árához viszonyítva drágák, ezért a 92. ábra kapcsolását is használják. Ennek csak egy kondenzátora van, amelyet autotranszformátor segítségével az indítás ideje alatt  $a$ -szor nagyobb feszültségre kapcsolunk úgy, hogy a kondenzátor meddő teljesítménye  $a^2$ -szeres lesz.

Kondenzátoros egyfázisú motorokat főleg háztartási gépek részére, elsősorban hűtőgépkompresszorok hajtására készítenek, legfeljebb 1 kW teljesítményig. A szokásos kapacitásokról és az elérhető indító nyomatékokról 220 V-ra és 50 Hz-re közepes viszonyok között a VII. táblázat tájékoztat [14, 137]. Ebben  $P_n$  a motor névleges teljesítménye,  $C_i$ , illetve  $C'_i$  az indító és  $C_{ü}$  az üzemi kondenzátor kapacitása  $\mu\text{F}$ -ban,

$M_i/M_n$  az indító és a névleges nyomatékok viszonyosáma.  $M_i$  indító nyomaték  $C_i$  vagy  $C'_i$  és  $C_{ii}$  együttes hatására létesül. Látjuk, hogy a segédfázisba kapcsolt kondenzátorral igen nagy nyomatékokat lehet elérni. Azonban ilyenkor a segédfázis és a kondenzátor kapcsain nagy feszültség léphet fel, amely veszélyeztető az üzembiztonságot, illetve igen jó szigetelést tesz szükségessé.

A 93. ábra az *üzemi vektorábra*, amelyet arra az esetre rajzoltunk meg, amikor a motor a kondenzátor hatására adott terheléskor mint szimmetrikus kétfázisú motor működik. Ennek feltétele, hogy a fő- és a segédfázis tengelyei egymáshoz  $90^\circ$ -kal el legyenek tolva, és hogy a két tekercselés gerjesztései  $90^\circ$ -os fáziseltolással egyenlők legyenek. Tehát, ha  $f$ , illetve  $s$  indexekkel jelöljük a fő- és segédfázis adatait

$$N_s \xi_s \bar{I}_s = j N_f \xi_f \bar{I}_f$$

legyen, vagyis

$$\bar{I}_s = j \cdot \frac{N_f \xi_f}{N_s \xi_s} \bar{I}_f.$$

A két fázistekercselés hatásos menetszámai általában nem egyenlők, és ha

$$N_f \xi_f / N_s \xi_s = a$$

az áttételi szám,

$$\bar{I}_s = j a \bar{I}_f. \quad (184)$$

A belső ellenállásokat és a szórási reaktanciákat figyelmen kívül hagyva, a két tekercselés kapcsain a hatásos menetszámokkal arányos feszültségek lépnek fel, tehát

$$U_f/U_s = N_f \xi_f / N_s \xi_s = a$$

és

$$a \bar{U}_s = j \bar{U}_f. \quad (185)$$

### VII. táblázat

Kondenzátoros egylárisú motorok viszonylagos indítási nyomatéka, amelyek  $C_i$ , vagy  $C_{ii}$  és  $C'_i$  együttes hatására lépnek fel, ha a hálózati feszültség  $U = 220$  V

$P_n/W$	$C_i/\mu F$	$C_{ii}/\mu F$	$C'_i/\mu F$	$M_i/M_n$
120	10	2,5	7,5	3,0
185	15	2,5	12,5	3,25
250	30	5	25	3,9
370	30	5	25	3,15
550	30	5	25	3,25
800	50	10	40	2,5
1100	50	10	40	2,45

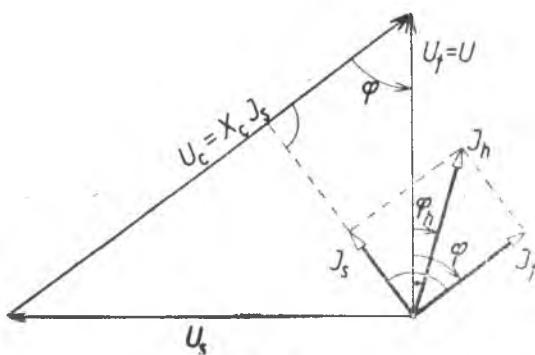
Ez abból is következik, hogy

$$U_s I_s = U_f I_f$$

ami a szimmetrikus üzem feltétele.

A 93. ábra diagramját — amely az előbbiek szerint a tényleges viszonyoknak csak közelítően felel meg — ezek után a következő módon szerkesztjük meg:

Kiindulunk az  $U_f = U$  hálózati feszültségvektorból, amely egyúttal a fő fázis feszültségvektora is. Ezután megállapítjuk  $I_f$ -et és a  $\varphi$  szöget, amellyel ez elmaradna az  $U_f$  mögött, ha a motor szimmetrikus kétfázisú volna, és ha azt egy szimmetrikus kétfázisú hálózat táplálná.



93. ábra

Kondenzátoros egyfázisú motor vektorábrája

A segédfázis  $I_s$  áramvektora a feltett ideális esetben  $90^\circ$ -kal siet  $I_f$  előtt. A kondenzátoron fellépő  $U_c$  feszültségvektor merőleges  $I_s$ -re, és végpontja  $U$ -éval közös. Feltevésünk szerint a motor gerjesztései szimmetrikus kétfázisú rendszert alkotnak, ezért  $U_s$  merőleges  $U_f$ -re, és így egyrészt az  $U_s$ , másrészt az  $U_c = I_s X_c$  vektorok megrajzolhatók, és  $a$  is meghatározható.

A diagramból trigonometriai összefüggések segítségével a következő eredményeket olvashatjuk le. Az áttételi szám  $a = U_f/U_s = \cot \varphi$  (186)

$$U_c \cos \varphi = I_s X_c \cos \varphi = a I_f X_c \cos \varphi = U \quad (187)$$

és ebből

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{U}{a I_f \cos \varphi}$$

A kondenzátor meddő teljesítménye, minthogy  $U_c = U/\cos \varphi$ ,

$$P_c = U_c I_s = \frac{U}{\cos \varphi} I_s = \frac{U}{\cos \varphi} a I_f \quad (188)$$

és viszonya a szimmetrikus kétfázisú motor látszólagos teljesítményéhez :

$$\frac{P_c}{2 U I_f} = \left( \frac{U}{\cos \varphi} a I_f \right) \frac{1}{2 I_f U} = \frac{a}{2 \cos \varphi} = \frac{\cot \varphi}{2 \cos \varphi} = \frac{1}{2 \sin \varphi} \quad (189)$$

Az egyfázisú motor hálózati árama a fő- és a segédfázis áramának eredője.  $I_h = I_f + I_s$ , vagyis

$$I_h = I_f (1 + j a)$$

és

$$I_h = I_f \sqrt{1^2 + a^2}.$$

Ha (186)-ból  $a = \cot \varphi$ -t helyettesítünk és figyelembe vesszük, hogy

$$\sqrt{1^2 + \cot^2 \varphi} = \frac{1}{\sin \varphi},$$

$$I_h = I_f \frac{1}{\sin \varphi} \quad (190)$$

Végül az egyfázisú motor hálózati teljesítménytényezője — a kondenzátort is beleszámítva

$$\cos \varphi_h = \frac{I_f \cos \varphi + I_s \sin \varphi}{I_h} = \frac{I_f \cos \varphi + a I_f \sin \varphi}{I_h}$$

és a (190) képletet felhasználva, ismét  $a = \cotg \varphi$ -vel

$$\begin{aligned} \cos \varphi_h &= \frac{I_f \cos \varphi + a I_f \sin \varphi}{I_f / \sin \varphi} = (\cos \varphi + \cotg \varphi \sin \varphi) \sin \varphi = \\ &= \left( \cos \varphi + \frac{\cos \varphi}{\sin \varphi} \sin \varphi \right) \sin \varphi = 2 \cos \varphi \sin \varphi = \sin 2\varphi. \end{aligned} \quad (191)$$

A levezetésből következik, hogy a 93. ábra diagramja adott kapacitású kondenzátor esetén csak egy bizonyos üzemi állapotra érvényes [8, 526].

$\sin 2\varphi$  egyedül nem ad felvilágosítást arról, hogy a hálózati áram siet vagy késik a feszültséghöz viszonyítva.

Választ akkor kapunk, ha hasonló módon  $\sin \varphi_h$ -t is kifejezzük. Erre azonban nincs is szükség, mert a következő számpéldából közvetlenül is következik, hogy  $I_h$  siet  $U_f = U$  előtt, ha  $\varphi < 45^\circ$  és fordítva. Ha  $\varphi = 45^\circ$ ,  $\cos \varphi_h = 1$ .

Az ún. árnyékolt (hasított) pólusú egyfázisú motornak kalickás forgórésze és kiálló pólusú állórésze van. A póluskeresztmetszet egy részét rövidrezáró, csupasz rézből készült rézgyűrű veszi körül, miáltal a fluxus a pólusnak ebben a részében fázisban el van tolva a másik részhez, és így egy gyenge forgótér keletkezik (l. 94. ábra). A nyomaték szempontjából legerészerűbb, ha az árnyékolt pólusív a teljes pólusívnek  $0,25 \sim 0,5$ -öd része. Ilyen motorokat kb. 50 W teljesítményig pl. gramofon-, vagy asztali ventilátor hajtására készítenek. Csak egy irányú forgásra alkalmasak.

### 13. Számpélda

Legyen a hálózati feszültség  $U = U_f = 220$  V, és szimmetrikus kétfázisú üzemben  $\cos \varphi = 0,6$ , illetve  $\sin \varphi = 0,8$ . A motor  $C_{ü} = 5 \mu\text{F}$  kapacitású üzemi kondenzátorral van ellátva. Állapítsuk meg az egyszerűsített vektorábra segítségével a szimmetrikus egyfázisú üzemet jellemző adatokat.

A kondenzátor reaktanciája

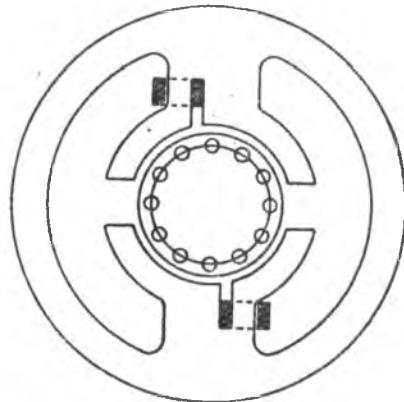
$$X_c = \frac{1}{\omega C_{ü}} = \frac{10^6}{314 \cdot 5} \Omega = \frac{10^6}{1570} \Omega = 637 \text{ ohm.}$$

Az áttételi szám (186) szerint

$$a = \cotg \varphi = 0,6/0,8 = 0,75$$

és (185) szerint

$$U_s = U_f/a = (220/0,75) \text{ V} = 293 \text{ V.}$$



94. ábra

Árnyékolt (hasított) pólusú egyfázisú motor vázlatá

A kondenzátoron fellépő feszültség (187) szerint

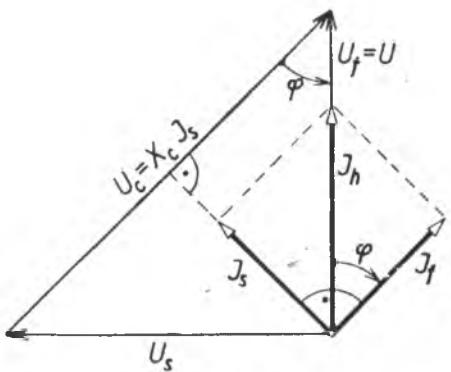
$$U_c = U/\cos \varphi = (220/0,6) \text{ V} = 367 \text{ V.}$$

A kondenzátor árama

$$I_c = U_c/X_c = I_s = (367/637) \text{ A} = 0,575 \text{ A}$$

és meddő teljesítménye (188) szerint

$$P_c = U_c I_s = 367 \cdot 0,575 \text{ VA} = 211 \text{ VA.}$$



95. ábra

Kondenzátoros egyfázisú motor vektorárája, ha  $\varphi_h = 0$

A fő fázis árama (184) szerint

$$I_f = I_s/a = (0,575/0,75) \text{ A} = 0,767 \text{ A.}$$

A motor által egyfázisú üzemben felvett teljes hálózati áram (190) szerint

$$I_h = I_f/\sin \varphi = (0,767/0,8) \text{ A} = 0,96 \text{ A.}$$

A motor látszólagos teljesítménye

$$\begin{aligned} U_f I_f + U_s I_s &= 2U I_f = \\ &= 2 \cdot 220 \cdot 0,767 \text{ VA} = 338 \text{ VA.} \end{aligned}$$

A kondenzátor meddő teljesítményének a motor látszólagos teljesítményéhez mért viszonya (189) szerint

$$P_c/2 U I_f = 1/2 \sin \varphi = 1/2 \cdot 0,8 = 0,63.$$

Végül a hálózati teljesítménytényező (191) szerint, minthogy  $\arcsin \varphi = 53^\circ$

$$\cos \varphi_h = \sin 2\varphi = \sin 2 \cdot 53^\circ = 0,96.$$

A motor leadott teljesítményét nem tudjuk kiszámítani, mert nem ismerjük a veszteségeket. Kb. 0,5 hatásfokkal 1/4 lóerőre becsülhető.

A 93. ábra diagramja a 95. ábra diagramjának egyszerű alakját veszi fel, ha  $\cos \varphi = \sin \varphi = 0,707$ . Ebben az esetben  $a = 1$ ,  $I_s = I_f$  és a hálózati  $\cos \varphi_h = 1$ . 220 V-os és 50 Hz-es motorok indító nyomatékairól a VII. táblázat tájékoztat.  $M_i/M_n$  elérhető vagy egy  $C_i$  indító kondenzátorral, vagy egy  $C_u$  üzemi és egy, csak az indítás ideje alatt bekapcsolt  $C_i$  kondenzátorral. Az üzemi kondenzátorral egyedül a motorok a névleges nyomaték  $0,3 \sim 0,5$ -szörössével indulnak.

Általában 1 lóerő leadott motorteljesítményre 1 kVAr meddő kondenzátor teljesítményt szoktak számítani. Ilyenkor  $M_i/M_n \approx 0,5 \sim 0,7$ .

## XVI. Fordulatszám-szabályozás

Az aszinkron motornak sok előnye mellett — amilyen elsősorban az egyszerű szerkezet és az üzembiztonság — az egyenáramú motorral szemben nagy hátránya, hogy fordulatszámának változtatása nehézkes. Ez az oka, hogy az egyenáramú gépek, amelyekkel ez a kérdés egyszerűen és gazdaságosan oldható meg, újabban nagy alkalmazási területeket hódítottak.

A szabályozás lehetőségeit a fordulatszám

$$n = \frac{f_1}{p} (1 - s)$$

kifejezése adja. Eszerint három szabályozási fő típusról lehet szó: a pólusszám, a frekvencia és a szlip változtatásáról. Ezeket a következő pontokban ismertetjük. Külön fejezetben foglalkozunk a kommutátoros kaszkádkapcsolásokkal.

## 1. Pólusszám-változtatás

Képzeljük el, hogy egy aszinkron motor tekercselése (ill. tekercselései) többféle pólusszámra kapcsolható át. Ebben az esetben a motort többféle fordulatszámmal járathatjuk, sőt üzem közben való átkapcsolás esetén általában át is térhetünk egyik fordulatszámról a másikra. Motorunk előnye elsősorban az üzemi *fordulatszám (lépcsőkben való)* változtatásának lehetősége. Ezenkívül igen előnyös az *indítási és fékezési veszteségek szempontjából* (l. a XIV. fejezetet). Előfordul a pólusátkapcsolás olyan esetekben is, amikor ugyanannak a motornak *többféle periódusszámú* táplálás mellett azonos fordulatszámmal kell járnia.

Bennünket most elsősorban a fordulatszám változtatása érdekel. Nem csak a pólusszám-változtatásra, hanem minden fordulatszám-szabályozásra vonatkozólag elmondhatjuk, hogy a szabályozás *jellegével* kapcsolatos leggyakoribb igényeket három fő csoportba oszthatjuk:

a) Állandó teljesítményszükséglet, azaz kisebb fordulatszámon *növekvő nyomatékigény*. Ide tartozik pl. a legtöbb szerszámgéphajtás. Ezknél rendszerint tág határok között, 2—4 fokozatban, majdnem azonos arányban növekvő fordulatszám-lépesőkben kell szabályozni.

b) Állandó nyomatékszükséglet, azaz a fordulatszámmal arányosan *növekvő teljesítmény*. Ilyenek általában a felvonó- és daruhajtások, a papír- és textilipari gépek, valamint a dugattyús gépek hajtásai. A felvonóknál és daruknál gyakran a finomabb beállítás (szintre való beállás) teszi szükségessé a pólusátkapcsolást; sokszor előfordul, hogy a gyors üzemi és a lassú finom beállási fokozat nagymértékben eltér egymástól (pl. 4 és 16 pólus).

c) A fordulatszámmal kb. *négyzetesen növekvő nyomatékszükséglet*, azaz köbösen növekvő teljesítmény. Ez a jellegzetes centrifugáliszivattyú- és ventillátorkarakterisztika főleg szellőzőknél (pl. kazánházi ventillátoroknál) fordul elő, általában egymáshoz közel eső fordulatszámokkal (pl. 6 pólus 100 kW, 8 pólus 42 kW).

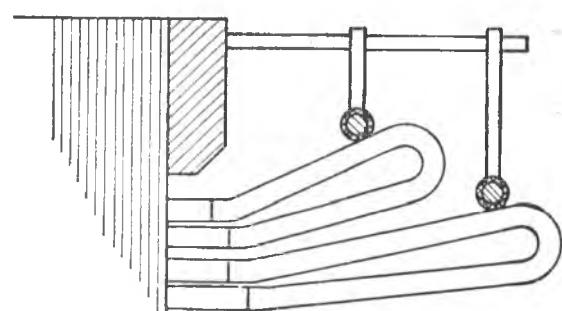
A pólusszám változtatása gyakorlatilag több módon is megoldható.

A *forgórész* — ha csak lehet — kalickás. A kalicka, mint tudjuk, minden változtatás nélkül elvileg minden pólusszámra megfelelő. A gyakorlatban azonban nem minden pólusszámra egyformán jó, és sokszor már a horonyszám megfelelő megválasztása is nehézséget okoz (l. a XXI. fejezetet). Emiatt előfordul, hogy a motor nem indítható bármelyik pólusszámmal, hanem pl. csak a legnagyobbal, és csak az ennek megfelelő szinkron fordulatszám megközelítésekor kapcsolható át a következő fokozatra. Ez az indítási módszer egyébként általában az indítási veszteségek csökkenése miatt is kedvező.

Ha a forgórész valamilyen okból csúszogyűrűs, akkor a tekercselés úgy oldható meg, mint az állórészben; ehhez a megoldáshoz általában sok (2 féle pólusszámnál rendszerint 5—6) csúszogyűrű szükséges.

Az állórész tekercselésével a következő módon érhetünk el többféle pólusszámot:

1. *Több tekercseléssel*. A leggyakoribb esetben 2 tekercselés van elhelyezve az állórészben, azonos hornyokban, a 96. ábrán bemutatott módon.



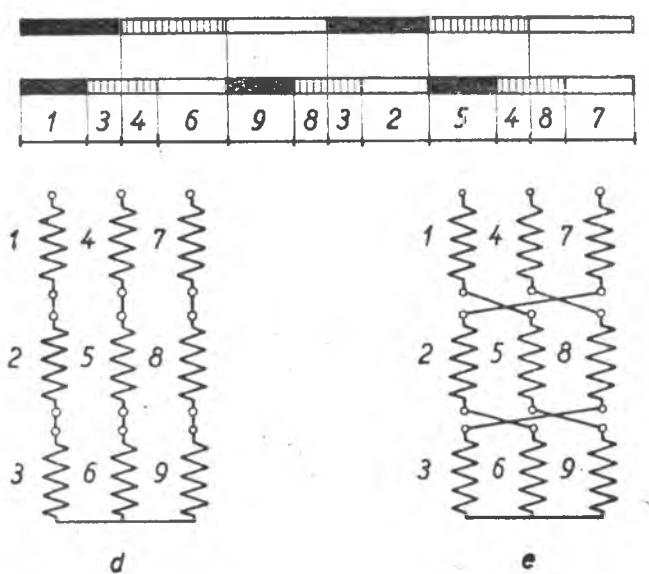
96. ábra

Két állórész-tekercseléssel ellátott motor tekercsfej-vázlata

Mivel ennél az elrendezésnél a légréshez közelebb levő tekercselés merevítése és kivezetéseinak, valamint átkötéseinak elhelyezése gyakran nehézséget okoz, használják azt a megoldást is, amelynél a két tekercselés azonos lépésű, és nem egymás alatt, hanem egy-egy rétegen belül felváltva az egymás mellett levő hornyokban helyezkedik el. A lépés olyan, hogy minden horonyba minden tekercselésből 1—1 tekercsoldal jusson. Ilyenkor, de célszerűen a 96. ábrán vázolt esetben is a két tekercselés kivezetéseit és átkötéseit a gép ellenkező oldalán helyezik el.

**2. Egy tekercselés átkapcsolásával.** Ilyenkor a szóban levő tekercselés természetesen a szokásosnál több kivezetéssel készül, hogy az átkapcsolás a gépen kívül elvégezhető legyen. A tekercselés tervezésekor egyik cél a kapcsok számának csökkentése. Ennek

a könnyebb elérésére a több pólusszámra átkapcsolható 3 fázisú tekercselések a leggyakrabban  $120^\circ$ -os, azaz a pólusosztás  $2/3$ -át elfoglaló betekercselt ívekkel készülnek. Ilyen megoldás vázlatát mutatja be a 97. ábra. Az ábra a) képe 4 pólusú, b) képe 6 pólusú kétréteges tekercselés egyik rétegét ábrázolja, a c) kép a tekercselés egyes részeit számokkal — az azonos módon átkapcsolandó részeket azonos számokkal — jelöli. A d) kép a 4 pólusú, az e) kép a 6 pólusú kapcsolás vázlata, minden tekercselés minden részét összefüggően átkapcsolva.



97. ábra

4 és 6 pólusra átkapcsolható tekercselés vázlatá

sen 15 kapocs szükséges. Ha hasonló ábrát készítünk  $60^\circ$ -os betekercselt ívű tekercselések számára is, abból látható, hogy ott — az azonos fázishoz tartozó minden második ív ellenkező áramirányára miatt — több kapocsra volna szükség [12, 299].

Az átkapcsolható tekercselések leggyakoribb képviselője az 1 : 2 arányban átkapcsolható Dahlander-tekercselés. Ennek mind 2 síkú, mind a tökéletesebb 2 réteges megoldásával már a IX. fejezetben foglalkoztunk. A 3 fázis kapcsolásának több lehetősége van még 6 kapocs esetén is: pl. a kisebbik pólusszámnál  $2 \parallel Y$ ,  $2 \parallel Y, \Delta$ , ennek megfelelően a nagyobbik pólusszámnál  $\Delta, Y, 2 \parallel Y$ .

A kétréteges Dahlander-tekercselés, miként a IX. fejezetben láttuk, a kisebbik pólusosztásnak megfelelő lépéssel páros felhullámok nélküli gerjesztési ábrákat eredményez. Egy módosított változata, a Mándi-pólusátkapcsolás [29—12, 316.] bármilyen lépés esetén kiküszöböli a páros felhullámokat, és így — a lépés kedvezőbb megválasztása révén — növeli a motortípus kihasználhatóságát. A páros felhullámok kiküszöbölését az teszi lehetővé, hogy a tekercselést fázisonként 4 részre osztjuk, és ezek közül kettő az átkapcsoláskor más fázisba kerül. A Mándi-pólusátkapcsolás-hoz az állórészben (primer oldalon) általában 12 kapocs szükséges, csúszógyűrűs forgórészen (ha ez a szekunder oldal) 6 gyűrű is elegendő.

Hasonlóan a páros felhullámok kiküszöbölését éri el a Krebs-tekercselés [12, 311.], amelyben a lépés az egyik pólusosztásnak megfelelő; a tekercselés fele (minden 2.

tekercse) külön rendszert képez, amely az első rendszerhez képest a másik pólusosztással van eltolva. Így páros felhullámok az egyik esetben sem keletkeznek. A tekercselés elvben két egészen tetszőleges pólusszámra alkalmazható, pl. a 97. ábrához hasonló módon, de általában sok (15—18) kivezetés szükséges.

3. Az előbbi módszerek kombinációjával pl. több, önmagában átkapcsolható tekercseléssel vagy a tekercselés egy részének átkapcsolásával, másik részének az egyik pólusszámon való kiiktatásával. A 3 fordulatszámról alkalmas motorok legtöbbje egy *Dahlander* és egy ezzel azonos hornyokban elhelyezett más pólusszámú tekercseléssel készül.

A két fordulatszámú pólusátkapcsolásos motorok leggyakoribb alakja a kevés kapocs és egyszerű átkapcsolóberendezés elvéről kiindulva 1 : 2 fordulatszámarány esetén a *Dahlander*-kapcsolás, más esetekben a 2 állórésztekercselés, minden esetben kalickás forgóréssel.

A pólusátkapcsolásos motorok tervezése sok problémát vet fel. Az első ilyen kérdés a motortípus kihasználhatósága a két (ill. több) pólusszámánál. Itt figyelembe kell venni a hűtési viszonyok változását a fordulatszámmal; ez határozza meg az egyes pólusszámok esetén megengedhető veszteségeket. Ezen kívül igen fontos megvizsgálni a motor villamos tulajdonságainak változását. Ha feltesszük — első közelítésül —, hogy a közepes levegőindukció mindenkorral pólusszámánál egyforma, azonos méretűek a tekercsfejek, a tekercsek a hornyokban azonos helyzetet foglalnak el és mindenkorral pólusszámánál viszonylagos értékben azonos a fázisonként betekerelt fümvérét, akkor az  $n$ -szeres pólusszámú és  $\nu$ -szörös tekercselési tényezőjű kapcsolásban a kalickás motor szórási reaktanciája — azonos feszültség esetén — kb.  $n^2$ -szeres, rövidzárási árama  $\frac{1}{n^2}$ -szeres, üresjárási áramának a légrés és fogak gerjesztéséből adódó része kb. azonos (a koszorúkra eső rész a nagyobbik pólusszámánál nagymértékben csökken). Az állórész ellenállása — ismét azonos feszültséget feltételezve —  $\frac{n^2}{\nu^2}$ -szeres, a forgórészrudak állórészre redukált ellenállása  $n^2$ -szeres, a rövidre záró gyűrűk állórészre redukált ellenállása azonos. A motor indító és billenő nyomatéka kb.  $\frac{1}{n}$ -szeres (indítási, ill. billenő légrésteljesítménye  $\frac{1}{n^2}$ -szeres). A megadott arány-számok feltételezik, hogy a tekercsfejszórás a többi szóráshoz képest és a rövidzáró gyűrűk redukált ellenállása a rudak ellenállásához képest aránylag kicsi, vagyis hogy nagyobb pólusszámáról van szó. A gyakorlatban az ismertetett átszámítások 4 pólustól kezdve általában már alkalmazhatók mint durva közelítések. A valóságban természetesen a közepes levegőindukciók általában nem azonosak, hanem arányukat a szükséges nyomatékok, ill. teljesítmények aránya határozza meg az egyes pólusszámok előbbiekben ismertetett kihasználhatósági jellemzőinek figyelembenével. Egy tekercselés esetén az induciók aránya nem is választható tetszőlegesre. Így pl. a leggyakoribb 2 réteges *Dahlander* pólusátkapcsolásra vonatkozólag (ha a lépés a kisebbik pólusosztással azonos) a kisebbik pólusszámánál a tekercselési tényező  $\frac{3 \cdot \sqrt{2}}{2\pi} = 0,675$ , a nagyobbik pólusszámánál  $\frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2\pi} = 0,827$ . A közepes levegő-indukciót a kisebbik pólusszámban 100%-nak véve, a nagyobbik pólusszámban

$$\frac{B_{lk2p}}{B_{lkp}} = \frac{U_{12p} \cdot 2p \cdot N_{1p} \cdot \xi_{1p}}{U_{1p} \cdot p \cdot N_{12p} \cdot \xi_{12p}}$$

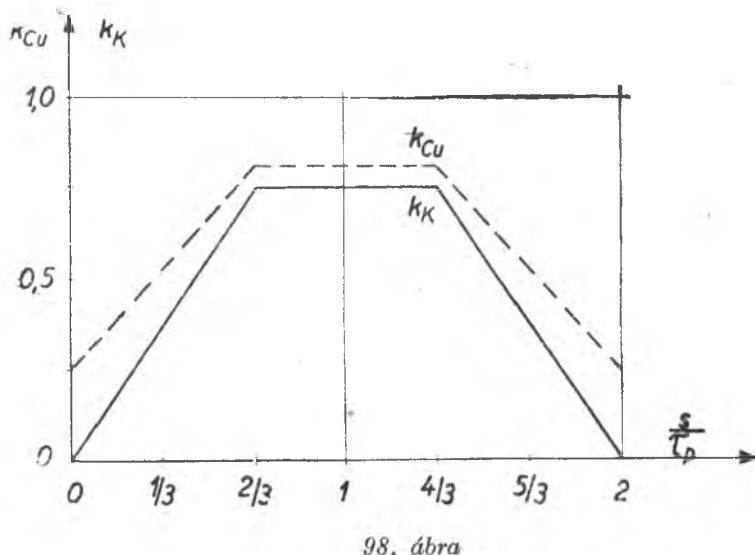
összefüggés alapján a következőre adódik :

Kapcsolás a kisebb pólusszámnál	Kapcsolás a nagyobb pólusszámnál	Közepes levegő- indukció a nagyobb pólusszámnál
$2  Y$	$Y$	81,7%
$2  Y$	$\Delta$	141 %
$\Delta$	$2  Y$	189 %
$\Delta$	$Y$	94 %

(A legutolsó sorban felírt kapcsoláshoz már 12 kivezetés szükséges.)

Ennél a tekercselésnél az előzőkben alapul vett feltételek sem érvényesek teljes mértékben, minthogy a nagyobbik pólusszámnál fázisonként a pólusosztás  $2/3$ -a van betekercselve. Az ilyen  $2/3$  pólusosztáson betekercselt ívű, 1 pólusosztásnyi lépéssű 3 fázisú tekercselések légrésszórási tényezője megegyezik a normális ( $1/3$  pólusosztáson betekercselt ívű), de  $4/3$  pólusosztásnyi lépéssű tekercselésekével. Ezeknél a tekercselésekben a horonyzórást csökkentő  $k_{Cu}$  és  $k_K$  tényező értéke is eltér a normálistól, mint ahogy azt a 98. ábra is mutatja (vö. a 67. árával).

Az elmondottak eredményeképpen a Dahlander-kapcsolású motor  $2||Y/Y$  kapcsolás esetén a nagyobb pólusszámnál valamivel kisebb nyomatékre,  $2||Y/\Delta$  vagy  $\Delta/Y$  kapcsolás mellett minden pólusszámnál közel azonos nyomatékre,  $\Delta/2||Y$  kapcsolás esetén pedig a két pólusszámnál kb. azonos teljesítményre



98. ábra

A horonyzórást csökkentő tényezők, ha egy horonyban kétféle fázisú tekercs van, fázisonként  $2/3$  pólusosztás betekercselése esetén

használható ki. A nagyobbik nyomaték azonban csak kb. 60—90%-a a motortípus nyomatékának.

Több tekercselés esetén a típus kiválasztása első közelítésben úgy történhet, hogy a szükséges nyomatékokat összeadjuk, és az összegnek megfelelő nyomatékú típust választunk. Ha a 2 vagy több tekercselés egymás alatt helyezkedik el a horonyban, akkor döntenünk kell abban is, hogy melyik kerüljön a horony fenekére. Itt figyelembe kell vennünk azt, hogy a horony fenekére kerülő tekercselés horonyzórása nagy lesz; ezért legtöbbször a szórás szempontjából egyébként kedvezőbb kisebb pólusszámú tekercselést kellene a horonyfenékre helyeznünk. Szerkezeti szempontból viszont az a kívánatos, ha a horony fenekére a rövidebb tekercsfejekkel bíró — nagyobb pólusszámú — tekercselést helyezzük (l. a 96. ábrát). A döntés nagymértékben függ a 2 pólusszámban kívánt teljesítmények arányától.

Több tekercselésű gépeknél ügyelnünk kell arra, hogy a működő tekercselés ne indukálhasson a nem működőben vagy annak egyes részeiben átütési veszélyt okozó (a névleges szigetelési feszültségnél nagyobb) feszültségeket, és ne hozhasson létre áramokat sem. Ez az utóbbi eset  $\Delta$  kapcsolásnál és párhuzamos ágaknál fordulhat elő.  $\Delta$  kapcsolásnál pl. az illető pólusszámra nézve 3. harmonikusok okozhatnak nagy belső áramokat.

A pólusátkapcsolásos módszer érdekes példájaként említjük meg az egymotoros Kandó-mozdonyt. A hajtómotor álló- és forgórészén is két önálló tekercselés van. Mindegyik kétféle pólusszámra kapcsolható át úgy, hogy a mozdony 18-, 24-, 36 és 72 pólusszámnak megfelelően 25-, 50-, 75- és 100 km/óra sebességgel járhat beiktatott ellenállások nélkül. Ezek a gazdaságos sebességek. Az alapsebességek közötti folyamatos átmenethez közbeiktatott folyadék-ellenállások szükségesek, amelyek nem gazdaságos sebességekre vezetnek. Az átkapcsolhatóság miatt a motornak 16 kefégyűrűje van, ami üzemi szempontból nem előnyös.

## 2. Szlipváltoztatás

Ezzel az elnevezéssel jellemzhetjük azokat a módszereket, amelyekkel a motort a szinkronizmushoz közel fekvő normális szlipnél nagyobb szlipvel járatjuk. Ennek legegyszerűbb módja, ha a forgórészbe egy  $R_t$  ellenállást iktatunk. Mint már a VII. fejezetben is láttuk, ugyanannál a terhelő nyomatéknál a motor most  $s'$  szlipvel jár, és ha beiktatott ellenállás nélkül a szlip  $s$ ,

$$\frac{R_2}{s} = \frac{R_2 + R_t}{s'}$$

összefüggés áll fenn, amelyből :

$$\frac{s'}{s} = \frac{R_2 + R_t}{R_2} .$$

A szlip tehát ugyanolyan arányban nő, mint amilyen arányban növeltük a rotor-kör ellenállását. Ez a módszer nem gazdaságos, mert a külső ellenállásban  $I_2^2 R_t$  veszteség keletkezik, azonkívül a motor elveszíti fordulatszámtartó jellegét, amit a hajtott gépek — pl. szerszámgépek — sokszor megkívának. Ha a motort tehermentesítjük, csökkentett fordulatszáma a szinkron fordulatszám közelébe emelkedik.

Ha az  $R_t$  ellenállásban meleggé változó, ún. szlipenergiát egy másik gépen vagy gépesoportban akár villamos, akár mechanikai energiává átalakítva hasznosítjuk, a szabályozás gazdaságos lesz. Erre szolgálnak az ún. kaszkádkapcsolások, amelyek közül a legegyszerűbbet — két aszinkron motor kaszkádkapcsolását — a 4. pontban tárgyaljuk.

Fordulatszámcsökkentés elérhető úgy is, hogy az ellenállást az állórész elő kapcsoljuk. Kis szlipértékeknél (39) szerint a légrésteljesítmény

$$P_a \approx \frac{U_1^2 s}{R_2} ;$$

állandó nyomaték esetén tehát a szlip  $s = P_a R_2 / U_1^2$ , vagyis a kapocsfeszültség négyzetével fordítva arányos. 10%-os feszültségcsokkentés 19%-os szlipváltozást idéz elő, és ha külső ellenállás nélkül a szlip 5%, ellenállással 5,95% lesz, ami a fordulatszámban csak 1%-os esést jelent. Jelentékenyebb fordulatszámcsökkentéshez arány-

lag nagy ellenállás kell. A kapocsfeszültséggel együtt négyzetes arányban csökken a nyomaték is, a szabályozás nem gazdaságos, ezért ezt a módszert csak kis szabályozási határok esetén és kisebb motoroknál használják.

Gazdaságosabb az üzem, ha a feszültséget autótranszformátorral változtatjuk, ez viszont drágítja a berendezést.

### 3. Periódusszám-változtatás. Periódusátalakító

Tudjuk, hogy a motor fordulatszáma a frekvenciával arányos.

A periódusszámmal arányosan a feszültséget is változtatjuk úgy, hogy a mágneses igénybevételek állandók maradjanak. Ily módon a kördiagram átmérője kb. állandó marad, és ha a periódusszám növeléséről van szó, a motor tulajdonságai nem sokat változnak. Viszont ha a periódusszámot erősen, pl. a normális érték

negyedrészére vagy ez alá csökkentjük, a motor mindenkorábban nagy belső ellenállású típus tulajdonságait veszi fel, mert a motor reaktanciái a periódusszámmal változnak, az ellenállások pedig állandók maradnak.

A billenő nyomaték csökken, az indító nyomaték pedig nő, és  $f_2 = f_1 / \text{tg } \varphi_z$ -nél éri el a legnagyobb értéket, ha  $\varphi_z$  a motor fáziseltolási szöge rövidzárásban, az  $f_1$  periódusszámnál. Tehát ha  $f_1 = 50$  Hz, az indító nyomaték maximuma kb.  $f_2 = 10—15$  Hz-nél lép fel. A maximális indító nyomaték kb. az  $f_1$  frekvenciához tartozó billenő nyomaték felét éri el [18, 181 — 1, 130].

Ez a szabályozási mód ritkán fordul elő olyan alakban, hogy az energiát szinkron generátor szolgáltatja, és ezt járatjuk különböző fordulatszámmal. Az áramforrás

99. ábra  
Periódusátalakító kapcsolási vázlata:  $M$  hajtómotor,  $A$  átalakító.  $P_{2A}$  az átalakító által leadott teljesítmény,  $P_{aM}$  és  $P_{aA}$  a motor és az átalakító légrésteljesítményei,  $P_{mM}$  és  $P_{mA}$  a két gépegység mechanikai teljesítményei

rendszerint periódusátalakító, melynek vázlata a 99. ábrán látható. A  $p_M$  póluspárral készült  $M$  aszinkron motort közvetlenül kapcsoljuk a  $p_A$  pólusszámú, ugyancsak aszinkron géppel. Ha minden gépet az  $f_1$  periódusú hálózatra kapcsoljuk, az  $A$  gép csúszógyűrűin a forgássebességtől és a forgásiránytól függően különböző periódusszámú feszültséget kapunk.

A csúszógyűrűkön jelentkező  $f_2$  frekvenciájú feszültség az  $A$  átalakító forgórészének az  $n_1$  szinkron fordulatszámtól való viszonylagos eltéréstől függ. Ha  $n$  az  $M$  motor által megszabott fordulatszám, ez az eltérés  $n_1 \mp n$  és

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{n_1 \mp n}{n_1} \quad (192)$$

A „—” jelet kell használni, ha az átalakító forgórésze a forgótérrel és a „+” előjelet, ha ellene forog. Az első esetben  $f_2$  kisebb, a másodikban nagyobb, mint  $f_1$ .

A motorszlip elhanyagolásával

$$n = f_1 / p_M$$

és

$$n_1 = f_1 / p_A$$

úgyhogy

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{f_1/p_A \mp f_1/p_M}{f_1/p_A} = \frac{p_M \mp p_A}{p_M} = 1 \mp \frac{p_A}{p_M}. \quad (193)$$

Ha pl.  $p_A = p_M$ , és az átalakító a forgótér *ellen* forog, csúszógyűrűin  $f_2 = (1 + 1)f_1 = 2f_1$  frekvenciájú feszültség lép fel.

Ilyen frekvenciájú átalakítót használnak pl. transzformátorok menetlánci probájához, amelyet kétszeres feszültséggel kell végezni, de ilyenkor a frekvenciát is kétszeres értékűre emeljük, hogy a felvett gerjesztőáram normális értékű maradjon (I. I. kötet 6. kiadás 145. oldal).

A periódusáthalakítóval való fordulatszám-szabályozásra jellemző példa a Klement Gottwald Villamossági Gyár egyik nagyvasúti mozdonytípusa, melynél a hajtómotor 6—12 pólusszámra kapcsolható, az átalakító maga pedig négypólusú. Az  $M$  motor pólusszámának átkapcsolásával és forgásirányának megváltoztatásával  $f_2 = 16\frac{2}{3} - 33\frac{1}{3} - 50 - 66\frac{2}{3}$  és  $83\frac{1}{3}$  Hz frekvenciának megfelelően 25—50—75—100 és 125 km/óra mozdonysebességet lehet elérni.  $f_2 = f_1 = 50$  Hz esetén a kalickás forgórészű vontatómotorok közvetlenül a hálózati frekvenciát kapják. Ha tehát pl.  $p_M = 3$ ,  $p_A = 2$ , és a motor az átalakítót forgóterével *ellen-*tétesen forgatja, (193) szerint

$$\frac{f_2}{f_1} = 1 + \frac{p_A}{p_M} = 1 + \frac{2}{3} = 1\frac{2}{3}$$

és, ha  $f_1 = 50$  Hz,

$$f_2 = 50 \cdot 1\frac{2}{3} \text{ Hz} = 83\frac{1}{3} \text{ Hz.}$$

Ha pedig a forgásirány az átalakító forgóterével *egyezik*,

$$f_2 = 1 - \frac{p_A}{p_M} \cdot f_1 = 1 - \frac{2}{3} 50 \text{ Hz} = 16\frac{2}{3} \text{ Hz.}$$

A két gép *típusteljesítményeiről* a következő módon tájékozódhatunk: Adottnak tekintjük az átalakító szekunder oldalán leadott  $P_{2A}$  teljesítményt, amely két részből áll. Az egyiket a gép a hálózatból veszi fel mint  $P_{aA}$  légrésteljesítményt, a másikat a motor szolgáltatja vagy kapja mint  $P_{mM}$  mechanikai teljesítményt. Ez mindenkor ellenére egyenlő az átalakító által a motortól felvett vagy annak leadott  $P_{mA}$  mechanikai teljesítmennel, vagyis  $P_{mM} = -P_{mA}$ . A motor légrésteljesítményét  $P_{aM}$ -mel jelöljük. A veszteségeket és a gerjesztő áramokat elhanyagoljuk.

Ha a pólusszámokat ismerjük, kifejezhetjük  $P_{aA}$ -t az átalakító szlipjével, amely  $s_A = f_2/f_1$ .

Tehát (193) felhasználásával

$$P_{2A} = s_A P_{aA} = \frac{p_M \mp p_A}{p_M} \cdot P_{aA}. \quad (194)$$

Ebből kiszámíthatjuk az átalakító leadott  $P_{2A}$  teljesítményéhez tartozó  $P_{aA}$  légrésteljesítményt. A még hiányzó  $P_{2A} - P_{aA}$  teljesítményt az átalakító a motortól kapja, amely ezt a  $P_{mA}$  teljesítményt viszont a hálózatból veszi fel. A „—” előjelű

eredmény azt jelenti, hogy a motor mint generátor dolgozik, és  $P_{aM}$ -et a hálózatba visszaadja.

Ezek szerint  $P_{2A}$  (194) kifejezéséből levonva  $P_{aA}$ -t,

$$P_{aM} = \left(1 \mp \frac{p_A}{p_M}\right) P_{aA} - P_{aA} = \mp \frac{p_A}{p_M} P_{aA}. \quad (195)$$

A két gép légrésteljesítményei tehát a pólusszámokkal fordított arányban vannak, és eredményeképpen (194) és (195)-ből

$$P_{aA} = \frac{p_M}{p_M \mp p_A} P_{2A} \quad \text{és} \quad P_{aM} = \mp \frac{p_A}{p_M \mp p_A} P_{2A}. \quad (196)$$

Az előbbi példában  $p_M = 3$ , és  $p_A = 2$  és a motor az átalakító forgóterével *ellenértésesen* forog. Az  $M$  és az  $A$  gépeket a következő légrésteljesítményekre kell méretézni

$$P_{aA} = \frac{3}{3+2} P_{2A} = \frac{3}{5} P_{2A}$$

és

$$P_{aM} = \frac{2}{3+2} P_{2A} = \frac{2}{5} P_{2A}.$$

Vagyis az átalakító leadott teljesítményének  $\frac{3}{5}$ -ét a hálózatból és  $\frac{2}{5}$ -ét a motortól kapja.  $f_2 = 83 \frac{1}{3}$ , mint már előbb megállapítottuk.

Másrészt, ha a gépcsoport az  $A$  gép forgóterével *egyező* értelemben forog, (196) szerint

$$P_{aA} = \frac{3}{3-2} P_{2A} = 3P_{2A}$$

és

$$P_{aM} = \frac{-2}{3-2} P_{2A} = -2 P_{2A}.$$

A motor mint generátor dolgozik, és az átalakító által a hálózatból felvett  $3P_{2A}$ -ból  $2P_{2A}$ -t visszatáplál. Láttuk, hogy ebben az esetben  $f_2 = 16 \frac{2}{3}$  Hz.

#### 4. Aszinkron motorok kaszkádkapcsolása

A legegyszerűbb kaszkádkapcsolásnál a csökkentett fordulatszámmal járó motor csúszógyűrűin jelentkező feszültséget egy ugyanarra a tengelyre szerelt vagy azzal mechanikai kapcsolatban, pl. fogaskerék-kapcsolatban álló második motor primer részébe vezetjük úgy, hogy a két motor nyomatéka azonos irányú legyen.

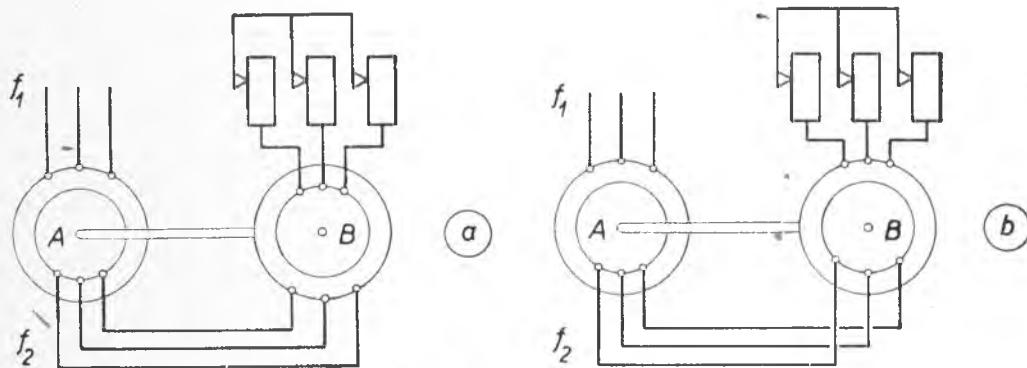
A kapcsolási vázlat a 100a és b ábrán látható. A 100b ábrában a  $B$  motor primer része a forgórész, ez a motor kis feszültségű is lehet, és csúszógyűrűkre nincs szükség. Az állórész kapcsai közvetlenül az indító ellenálláshoz vezetnek.

Két aszinkron motor kaszkádkapcsolását 1893-ban, kb. egyidőben *Ch. P. Steinmetz* és *H. Görges* találták fel. *Kandó Kálmán* már 1902-ben alkalmazta az első

váltakozóáramú nagyvasúti villamos mozdonyain és motorkocsijain, amelyek az olasz *Valtellina*-vasút részére a *Ganz*-gyárban készültek.

Ez a vasúti üzem 15 periódussal dolgozott, ami azzal az előnnyel járt, hogy a vontatómotoroknál fogaskerékáttételre nem volt szükség. Mozdonyoknál a két motor az alvázra volt szerelve, és az ún. *Kandó*-kerettel hajtotta a futókerekeket.

Ha a két kaszkádba kapcsolt motor teljesen azonos és elsősorban azonos pólusszámú, az *A* motort bekapcsolva nyomaték keletkezik, és minden motor gyorsul. A fordulatszám növekedésével az *A* motor forgórészében és a *B* motor primer részében csökken a periódusszám, és ha elérte a hálózati periódusszám értékének felét,



100. ábra

Két aszinkron gép kaszkádkapcsolása: a) az *A* motor forgórésze a *B* motor állórészét, b) az *A* motor forgórésze a *B* motor forgórészét táplálja

a *B* motor forgóterével szinkronizmusban van, az *A* motor pedig szinkron fordulatszámának felével jár. Tovább a gépcsoport már nem gyorsul, mert akkor a *B* motornak generátorhatást kellene kifejtenie, ez pedig csak igen kismértékben lehetséges, mert a generátornyomaték növekvő fordulattal igen gyorsan nő.

Az *A* motor üresjárási árama kb. kétszer akkora, mint amikor egyedül jár, mert a *B* motor mágnesező áramát is felveszi a hálózatból. A csoport rövidzárási árama pedig kb. félakkora, mint egy motoré, mert a két motor sorba van kötve. Ebből is következtethetjük, hogy kaszkádba kapcsolt két egyenlő motor nem teljesít többet, mint egy-egy motor külön.

Az üresjárási fordulatszámot tetszőleges pólusszámú motorok esetén a következő módon állapíthatjuk meg.

Legyen  $p_1$  az első (*A*) és  $p_2$  a második (*B*) motor pólusszáma és  $f_1$  a hálózati frekvencia. Az *A* motorban a forgótér

$$n_1 = \frac{f_1}{p_1} \quad (197)$$

fordulatszámmal forog. Ez tehát az *A* motor szinkron fordulatszáma. Ha a két kapcsolt motor közös fordulatszáma  $n$ , a frekvencia az *A* motor forgórészében

$$f_2 = (n_1 - n) p_1$$

és ugyanennyi a *B* motor primerjében is.

A *B* motorban a forgótér tehát  $(n_1 - n) p_1/p_2$  fordulattal forog, vagyis ez a *B* motor szinkron fordulatszáma. Ha ennél gyorsabban forogna, már generátorhatást fejtene ki.

Ezek szerint a gépcsoport fordulatszáma üresjáráskor és kis terhelésekkel nagy megközelítéssel

$$n = (n_1 - n) \frac{p_1}{p_2} \quad (198)$$

Rendezve az egyenletet és (197)-ot figyelembe véve

$$n + n \frac{p_1}{p_2} = \frac{n_1 \cdot p_1}{p_2} = \frac{f_1}{p_2},$$

vagy

$$n \left( 1 + \frac{p_1}{p_2} \right) = \frac{f_1}{p_2}$$

és

$$n = \frac{f_1}{p_1 + p_2}. \quad (199)$$

A gépcsoport fordulatszáma tehát megegyezik egy olyan motoréval, amelynek  $p_1 + p_2$  póluspárja van. Ha pl. az  $A$  motor  $p_1 = 6$ , a  $B$  motor  $p_2 = 4$  pólusú,  $f_1 = 50$  Hz esetén

$$n = \frac{50 \cdot 60 \text{ min}^{-1}}{6 + 4} = \frac{3000 \text{ min}^{-1}}{10} = 300 \text{ min}^{-1}$$

Ha csak az  $A$  motort használjuk,

$$n_1 = \frac{3000}{6} \text{ min}^{-1} = 500 \text{ min}^{-1},$$

ha pedig csak a  $B$  motor van üzemben,

$$n_2 = \frac{3000}{4} \text{ min}^{-1} = 750 \text{ min}^{-1}.$$

A gépcsoport még egy negyedik fordulatszámmal is járhat, ha a két motor nyomatéka ellentétes irányú. Ilyenkor

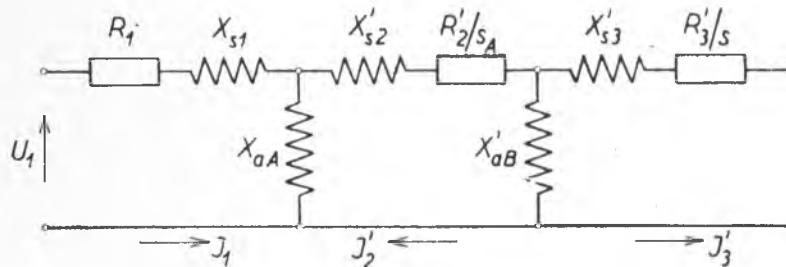
$$n = \frac{f_1}{p_1 - p_2}.$$

Ennek a kapcsolásnak azonban a fellépő nagy veszteségek miatt nincs gyakorlati jelentősége.

Az  $A$  motor forgórészére átadott teljesítmény két részre oszlik. Az egyik a sebességével, a másik a forgótérhez viszonyított szíppel arányos. Az első részt mint mechanikai teljesítményt a tengelynek adja át, a másik részt továbbadja a  $B$  motornak, amely azt szintén mechanikai teljesítménnyé alakítja át. A két motor nyomatékai a tengelyen tehát úgy aránylanak, mint  $\frac{n}{n_1 - n}$ , tehát (198) figyelembe-vételével mint  $\frac{p_1}{p_2}$ , vagyis mint a pólusszámok.

Mindkét gépet kb. az egész gépcsoport teljesítményére kell méretezni, mert az  $A$  gépnek az egész teljesítményt kell a hálózatból felvennie és a  $B$  gépnek tovább-

adnia. A  $B$  gép csak a ráeső villamos teljesítményt alakítja át és adja tovább a tengelynek, de ez viszont arányosan kisebb  $f_2 = (n_1 - n) p_1$  frekvenciával történik. Ezek után két aszinkron motor kaszkádkapcsolására érvényes helyettesítő vázlatot a 101. ábra szerint rajzolhatjuk meg [7, 339 — 11, 486].



101. ábra

Két aszinkron motor kaszkádkapcsolásának helyettesítő vázlatá

A helyettesítő vázlatban

$$R_1 \text{ és } X_{s1}$$

az  $A$  gép primer oldalának ellenállása és szórási reaktanciája,

$$R'_2 \text{ és } X'_{s2}$$

az  $A$  gép szekunder és a  $B$  gép primer oldalának az  $A$  gép primerjére vonatkoztatott ellenállása és szórási reaktanciája.

Az átszámítási tényező (66) szerint

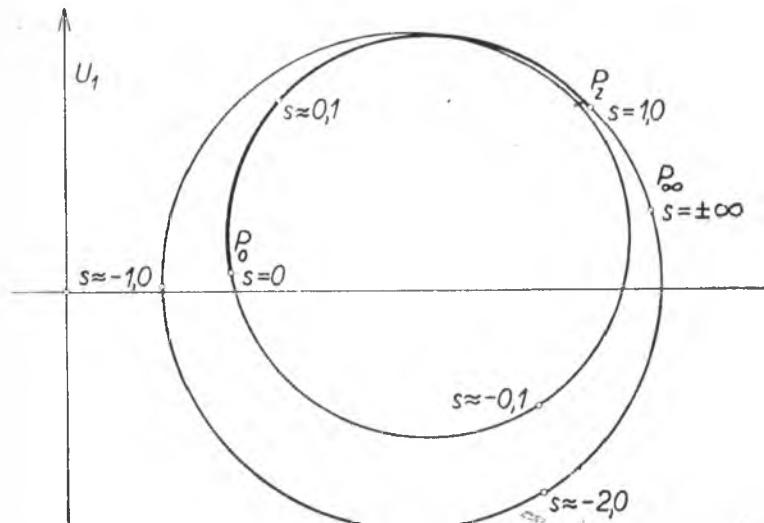
$$a_A^2 = \frac{m_{A1}}{m_{A2}} \left( \frac{N_{A1}}{N_{A2}} \frac{\xi_{A1}}{\xi_{A2}} \right)^2, \quad (200)$$

ahol az  $A$  indexek a gépet jelzik, amelyre vonatkoznak.

$$R'_3 \text{ és } X'_{s3}$$

a  $B$  gép szekunder oldalának az  $A$  gép primerjére vonatkoztatott ellenállása és szórási reaktanciája. Az átszámítási tényező most

$$a_B^2 = \frac{m_{B1}}{m_{B2}} \left( \frac{N_{B1}}{N_{B2}} \frac{\xi_{B1}}{\xi_{B2}} \right)^2 \cdot a_A^2. \quad (201)$$



Két kaszkádkapcsolású aszinkron motor áram-munkadiagramja

A helyettesítő vázlat alapján felírható feszültség- és áramegyenletekből a hálózati áram munkadiagramjára egy bicirkuláris negyedrendű görbe egyenletét kapjuk [7, 341 — 1, 154]. Jellegzetes alakja a 102. ábrán látható. Gyakorlatilag csak a  $P_0 P_z$  ívnek van jelentősége. A teljesítménytényező lényegesen rosszabb, mintha csak egy gép van üzemben, mert most mind a két gépet kell mágnesezni, és így az üresjárási áram kb. kétszer akkora, mint egy gépé, a rövidzárási áram pedig csak kb. félakkora, mert a két gép sorba van kötve.

## 5. A kétoldalról táplált motor

Ha egy csúszógyűrűs aszinkron motor álló- és forgórészét is áramforráshoz, éspedig általános esetben egymástól eltérő frekvenciájú áramforráshoz kötjük, a motor csak egy határozott fordulatszámon fejt ki nyomatéket. Ez a fordulatszám

$$n_0 = \frac{f_1 \pm f_2}{p}; \quad (202)$$

$f_1$  és  $f_2$  a két áramforrás frekvenciája. A motor szinkrongép jellegét veszi fel, és ha  $f_2 = 0$ , vagyis ha a forgórészt egyenárammal gerjesztjük, nemcsak üzemi jellege, hanem szerkezete szerint is szinkron motor.

Általában, ha az állórész forgótére  $f_1/p$ , a forgórészé pedig — a rotorhoz viszonyítva —  $f_2/p$  fordulattal forog, de ellentétes értelemben, a két forgótér szinkronizmusba jut, ha a rotor maga  $\frac{f_1 + f_2}{p}$  fordulattal forog pozitív értelemben. Ha pl.  $f_1 = 50$  Hz,  $f_2 = 25$  Hz és  $p = 3$ , az állórész mágneses terének ford. száma 1000/perc, a forgórész fordulatszáma

$$n_0 = 60 \frac{50 + 25}{3} \text{ perc} = 1500 \text{ perc.}$$

De ha a motor kapcsolását vagy az álló-, vagy a forgórészben megváltoztatjuk úgy, hogy a két forgótér azonos értelemben forogjon, a szinkronizmus akkor következik be, ha a forgórész

$$n_0 = \frac{f_1 - f_2}{p}$$

fordulattal forog. Az előbbi példa szerint most

$$n_0 = 60 \frac{50 - 25}{3} \text{ perc} = 500 \text{ perc.}$$

A (202) egyenletet ebben az esetben az  $f_1 = f_2$  feltétel is kielégíti, de ilyenkor  $n_0 = 0$ . Ha a forgó- és az állórészt ugyanarra az áramforrásra kötjük, és így  $f_1 = f_2$ , csak egy fordulatszám lehetséges, és ez az aszinkron motor fordulatszámának két-szerese:  $n_0 = 2f_1/p$ .

A fordulatszám folyamatos szabályozása csak abban az esetben lehetséges, ha pl. a forgórészt egy változtatható frekvenciájú áramforrásról tápláljuk.

A motor kedvezőtlen tulajdonsága, hogy indításához külső nyomaték kell.

## XVII. Veszteségmentes fordulatszám-szabályozás és $\cos \varphi$ -javítás kommutátoros gépekkel

### 1. Alapelvek

A veszteségmentesség az eddig használt értelemben azt jelenti, hogy fordulatszabályozás céljából nem alakítunk át szándékosan villamos energiát hőenergiává, pl. a rotorkörbe iktatott ellenállásban. Veszteségmentes szabályozás a pólusszám változtatása vagy az aszinkron gépek kaszkádkapcsolása is. Ezekkel a módszerekkel azonban csak korlátolt számú gazdaságos fordulatszámot lehet elérni.

A fordulatszám és a meddő teljesítmény *folyamatos* szabályozására a csúszógyűrűk útján a forgórészbe egy megfelelő nagyságú és fázishelyzetű  $U_k$  külső feszültséget vezetünk be, amelynek a periódusszáma a szlip periódusszámaval egyezik. Ilyen feszültségek szolgáltatására elsősorban többfázisú kommutátoros gépek alkalmasak. De alkalmasak a *Krämer* és *Scherbius* után elnevezett váltakozóáramú — egyenáramú kaszkádcsoportok is, amelyek erre a célra kommutátoros segédgépeket, pl. egyforgórészes átalakítókat (konvertereket) használnak.

Ezek a szabályozó gépcsoportok igen sokféle kapcsolásúak, itt csak az alapelveket és a legegyszerűbb szerkezeteket tárgyaljuk, tekintettel arra is, hogy a kommutátoros váltakozóáramú gépek ismertetése nem tartozik ennek a könyvnek a keretébe.

A tengelyen kifejtett nyomatéknak egy bizonyos  $I_2$  szekunder áram felel meg, amelyet az  $s$  szlipnél fellépő  $s U_{e2}$  feszültség hoz létre.  $U_{e2}$  a szekunder oldalon, álló állapotban indukált feszültség (l. 13. ábra). Eltekintve a forgórész reaktanciájától

$$s U_{e2} = R_2 I_2. \quad (203)$$

Ha a rotorkörbe iktatott  $U_k$  feszültség olyan irányú, hogy  $I_2$ -t csökkenti, tehát  $s U_{e2}$ -vel ellentétes hatású, és ha feltesszük, hogy a nyomaték és ezzel  $I_2$  is állandó, a szlipnek nőnie és a fordulatszámnak csökkennie kell, hogy

$$s U_{e2} - U_k = R_2 I_2$$

legyen.  $U_k$  ebben az esetben olyan hatást fejt ki, mintha  $R_2$ -t megnöveltük volna. Ellenkező esetben, amikor tehát  $U_k$  az eddigi  $s U_{e2}$ -vel azonos irányú, a szlip csökken úgy, mintha  $R_2$ -t kisebbítettük volna. Ha pedig éppen  $U_k = R_2 I_2$ , a külső feszültség egyedül is fenntartja  $I_2$ -t, szlipre nincs szükség, és a gép szinkronizmusban jár. Még nagyobb, ugyanilyen irányú  $U_k$ -val a gép a szinkron sebességnél gyorsabban forog.

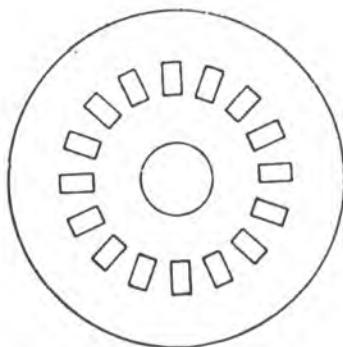
Ha a beiktatott feszültség nincs fázisban, vagy ellenfázisban  $s U_{e2}$ -vel, hanem egy olyan komponense van, amely  $s U_{e2}$  előtt, pl.  $90^\circ$ -kal siet,  $I_2$  fázishelyzete is megváltozik, és mintha kondenzártot iktattunk volna a forgórészbe,  $I_2$  most siet  $s U_{e2}$  előtt.  $R_2$  miatt a fáziseltolódás kisebb, mint  $90^\circ$ . Minthogy a gerjesztőáram  $I_1$  és  $I_2$  eredője, és a primer feszültséggel együtt változatlan eredeti nagyságban és fázishelyzetben marad,  $I_2$  fázisváltozása  $I_1$  előretolódását is okozza úgy, hogy a gép primer teljesítménytényezője  $\cos \varphi = 1$  lehet, vagy esetleg  $I_1$  siethet is az  $U_1$  kapocsfeszültség előtt. A helyzet hasonló ahhoz, amellyel kapacitív terhelésű transzformátoroknál is találkoztunk [l. I. kötet 6. kiadás 60a ábra].

Először az  $s U_{e2}$ -re merőleges komponens előidézését tárgyaljuk.

## 2. A gerjesztés nélküli fázisjavító

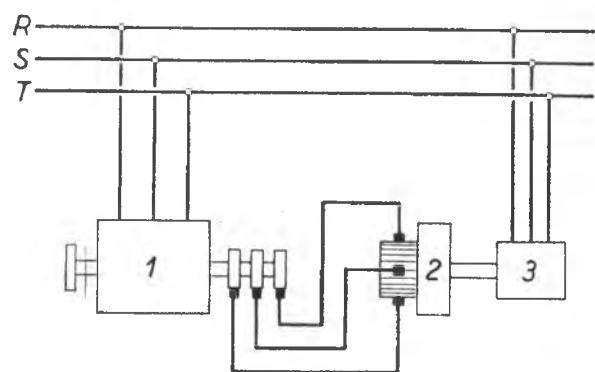
Ez egy egyenáramú tekercseléssel ellátott forgórész, amelynek kommutátorán póluspáronként három kefét helyezünk el. A mágneses ellenállás csökkentése érdekében a hornyok zártak, és mélyen vannak a vastestbe süllyeszítve, amint az a 103. ábrán látható. Állórésze a gépnek nincs. Ha a keféket az 1. aszinkron motor csúszógyűrűire kötjük (104. ábra), a kommutátoros gépnek álló állapotában olyan hatása van, mintha reaktanciát kapcsoltunk volna az aszinkron motor forgórészébe, és a kommutátoron át a fázisjavító tekercselésébe jutó áram az  $f_2$  szekunder frekvenciának és a pólusszámnak megfelelő sebességgel haladó forgó mágneses teret hoz létre. A kommutátor hatására ennek a térbeli forgásszebessége független attól, hogy a

gép forog-e vagy nem. Ez egyedül a kefékre adott  $f_2$  frekvenciától és a pólusszámtól függ. Ha a 104. ábrában 3-mal jelölt hajtómotor forgásba hozza a 2. fázisjavítót — éspedig a kívánt hatás elérésére a forgótérrel egyező irányban — az egyenáramú tekercselés vezetői egyre kisebb sebességgel metszik az állandó sebességű forgótér erővonalait, a szinkron sebességnél pedig a tekercselés reaktanciája teljesen eltűnik. Még nagyobb fordulatszámon az indukált feszültség iránya megfordul úgy, hogy a fázisjavító az aszinkron motor csúszógyűrűin nem induktív, hanem kapacitív ter-



103. ábra

Gerjesztés nélküli fázisjavító lemezteste



104. ábra

Fázisjavító kapcsolása

helést jelent. Az indukált feszültség fázishelyzetét a kommutátorkefék eltolásával lehet befolyásolni [19, 507].

A gép viselkedése azonban csak hasonló a kondenzátoréhoz, mert ha álló állapotban a reaktanciafeszültség

$$U_{k2} = 2\pi f_2 \cdot L \cdot I_2,$$

és  $L$  egy képzelt csillagponthoz mért induktivitás, a mágneses térrel azonos iránnyal történő forgás esetén a forgási feszültség

$$U_{kf} = -2\pi f_f \cdot L \cdot I_2,$$

ahol  $f_f$  a fázisjavító pólus- és fordulatszáma által meghatározott *forgási* frekvencia. Eltekintve a veszteségektől, a kommutátoron jelentkező eredő impedancia

$$\frac{U_k}{I_2} = \frac{U_{kf} - U_{k2}}{I_2} = -2\pi L (f_f - f_2), \quad (204)$$

míg kondenzátor esetén

$$\frac{U_c}{I_2} = \frac{1}{2\pi f_2 C}.$$

A kondenzátor árama tehát a frekvenciával lineárisan nő, míg a fázisjavító árama elsősorban a fordulatszámtól függ, mert  $f_f \gg f_2$ . Átlagviszonyok között  $f_2$  kb. 3–4 Hz és  $f_f$  kb. 30–50 Hz [20, 304].

A gép kommutációs viszonyai nem kedvezőek, mert a kefék által rövidre zárt menetekben a forgó mágneses tér feszültségeket indukál, amelyek tapasztalat szerint nem lehetnek nagyobbak, mint 2–3 V.

A hajtómotornak csak a gépcsoport veszteségeit kell fedeznie.

A fázisjavítót az aszinkron motorba be is lehet építeni, de gondoskodnunk kell arról, hogy idegen mágneses tér az egyenáramú tekercselésben ne indukálhasson feszültségeket. Ezen az elven alapszik pl. a *Torda*-motor [25].

A megoldás nagy motoroknál túl drága, és minthogy az üzemek ma már ügyelnek arra, hogy a kismotorok se járjanak üresen, fázisjavításra pedig inkább kondenzátorokat használnak, ezzel a motortípussal ma már alig találkozunk.

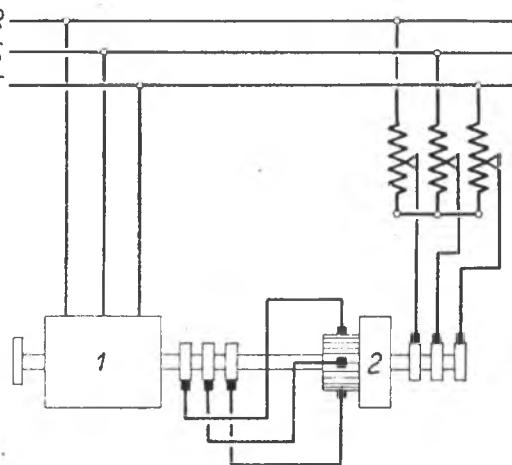
### 3. Frekvenciaváltó

Ha az aszinkron gép *fordulatszámát* akarjuk szabályozni, a szlipenergiát kell elvezetni vagy bevezetni, az erre szolgáló segédgépet tehát a szlipteljesítményre kell méretezni.

Legegyszerűbb esetben erre a cérla egy állórész nélküli frekvenciaváltó szolgál, amelynek működése egyforgórészes átalakítóéhoz hasonló, ha az nem szinkron, hanem s szlippel jár. A frekvenciaváltó is egy egyenáramú kommutátorral összekötött tekercselésből áll, amelynek 120 villa-mos fokra fekvő pontjai csúszógyűrűkhöz R vannak kötve. Ez a 3 vagy 6 gyűrű a hálózattal áll összeköttetésben, ebbe adja az aszinkron motortól átvett szlipenergiát, ha a motor csökkentett fordulattal jár, és viszont ebből kapja az energiát az ellenkező esetben. A hálózati és a gyűrűk közötti feszültségek általában nem egyenlők, ezért a gyűrűket transzformátoron keresztül kell a hálózatra kötni.

Az 1. aszinkron motor tengelyére van szerelve a 105. ábra szerint a 2. frekvencia-váltó, a kommutátoron fekvő kefék pedig annak csúszógyűrűihez csatlakoznak. A frekvenciaváltó csúszógyűrűi között egyrészt és a kommutátoron fekvő kefék között másrészt mérhető feszültségek — éppúgy, mint az egyenáramú egyforgórészes átalakítónál — határozott viszonyban vannak egymással, a forgási sebesség erre nincs befolyással, ez csak a kommutátoron fellépő frekvenciára hat. Egyenáramú átalakító esetén az armatúra szinkron forog, ezért a kommutátoron a frekvencia nulla, ha pedig s szlippel jár,  $f_2 = s f_1$ . A gép tehát a mindenkor szlipfrekvenciát a hálózati frekvenciára alakítja át. Az  $U_k$  feszültség fázishelyzete most is a kommutátorkefék eltolásával befolyásolható.

Minthogy a frekvenciaváltó fordulatszáma az aszinkron gépével azonos, a két gép pólusszámának is egyeznie kell, hogy a kommutátor szlipfrekvenciát kapjon. A kommutációs viszonyok valamivel jobbak, mint a fázisjavítónál, mert a forgótér itt csak a szlipfrekvenciával indukálja a kefék által rövidrezárt meneteket.



105. ábra

Fordulatszám szabályozására szolgáló frekvenciaváltó

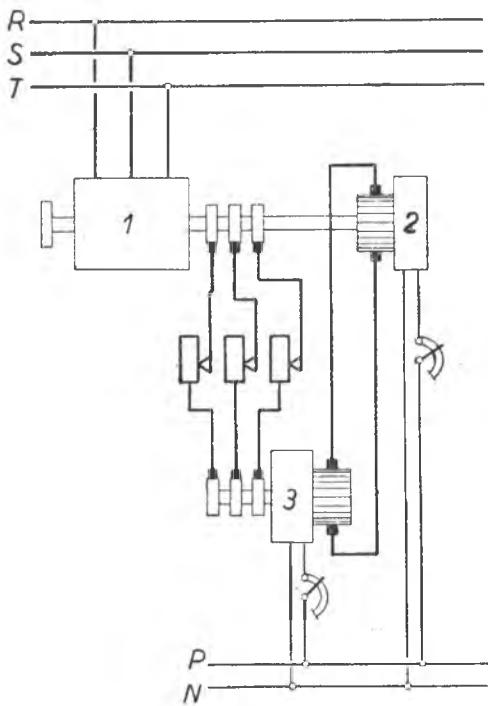
### 4. Háromfázisú- egyenáramú kaszkádesoportok

#### a) Krämer-kaszkádesoport

Ez a szabályozó csoport — úgy, mint a b) alatti *Scherbius*-csoport is — nagy motoroknál vált be, ha a fordulatszámot a szinkron alá kell csökkenteni. A külön feszültséget a rotor körbe egy egyenáramú egyforgórészes átalakító útján hozzuk be,

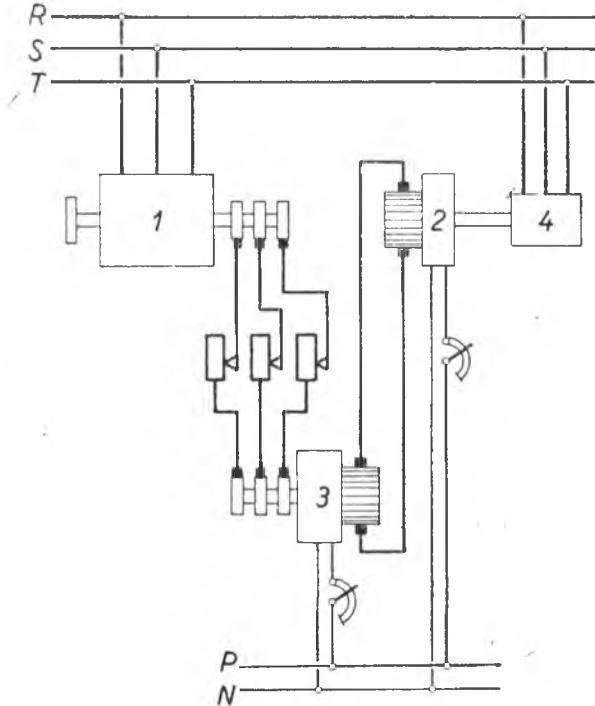
ez pedig egyenáramú oldalról a fő motor tengelyére szerelt egyenáramú motort hajt, mint az a 106. ábra vázlatából látható.

Ha valamilyen állandósult állapotban, pl. a fő motor szinkronizmusa közelében az egyenáramú gép gerjesztését fokozzuk, feszültsége nő, és ezáltal a konverter csúszógyűrűin fellépő feszültség is nagyobb lesz. A fő motor rotorába így egy olyan feszültséget vezetünk be, amely csökkenti a fordulatszámát. A felszabaduló szlipenergiát a konverter az egyenáramú motor segítségével visszaadja a tengelyre.



106. ábra

Krämer-kaszkádcsoporthálózat. A 2 egyenáramú motor a 3 konverteren keresztül kapott szlip-teljesítményt az 1 fő motor tengelyére adja vissza



107. ábra

Scherbius-kaszkádcsoporthálózat. A 2 egyenáramú motor a 3 konverter útján kapott szlip-teljesítményt a 4 aszinkron generátor útján a hálózatba táplálja vissza

Minthogy a konverter 3—5 Hz szlipfrekvencia alatt már nem működik üzem-biztosan, a főmotor fordulatszámát ezzel a berendezéssel általában nem lehet a szinkronizmusig vagy ennél nagyobb értékre emelni.

A Krämer-csoportot elsősorban hengersorhajtásra és hasonló üzemekre alkalmazzák, amikor állandó teljesítmény, vagyis kisebb fordulatnál nagyobb nyomaték szükséges.

Az előforduló terheléslökések miatt a konvertert rendszerint segédpólusok nélkül készítik, túlgerjesztésével a fő motor teljesítménytényezője is javítható.

Míg az egyenáramú motort csak a szlipteljesítményre kell méretezni, a konverter típus teljesítménye a fő motoréval egyezik, mert a szlipteljesítményt megfelelően kisebb fordulatszámon alakítja át.

### b) A Scherbius-kaszkádcsoporthálózat

A 107. ábra kapcsolási vázlatá szerint abban különbözik a Krämer-kaszkádtól, hogy a 2. egyenáramú motor a szlipteljesítményt nem a tengelyre adja vissza, hanem egy vele közvetlenül kapcsolt 4. aszinkron generátor útján a hálózatba táplálja.

Ezért ez a szabályozó csoport nem állandó teljesítménnyel, hanem állandó nyomátkkal dolgozik.

A Krämer-kaszkádra tett megjegyezések egyébként itt is érvényesek [21].

## XVIII. A szinkronizált indukciós motor

Ha egy majdnem szinkron fordulatszámmal forgó csúszógyűrűs motor forgórészébe egyenáramot vezetünk, a motor általában szinkronizmusba kerül, és mint szinkron motor jár tovább. A méretek és a rotortekercselés megfelelő választásával a két motortípus kedvező tulajdonságait egy gében egyesítjük.

Üzemben mint szinkron motor  $\cos \varphi_{sz} = 1$ -gyel vagy siető árámmal járhat, indításkor pedig kis áramfelvétellel nagy nyomatéket fejt ki. Túlterhelhetősége szinkron üzemben általában nem nagy, de ha ki is esik a szinkronizmusból, mint aszinkron motor jár tovább, a terhelés csökkenésekor pedig ismét szinkronizmusba kerül.

Légrése a szinkron túlterhelhetőség érdekkében általában nagyobb, mint a közönséges aszinkron motoré, ami az üzembiztonságot növeli. Ezek szerint különösen nagy indító nyomatéket, de állandó üzemi nyomatéket igénylő, sokpólusú — kis  $\cos \varphi$ -vel járó — nagy légrésű aszinkron motorokat érdemes szinkronizálni.

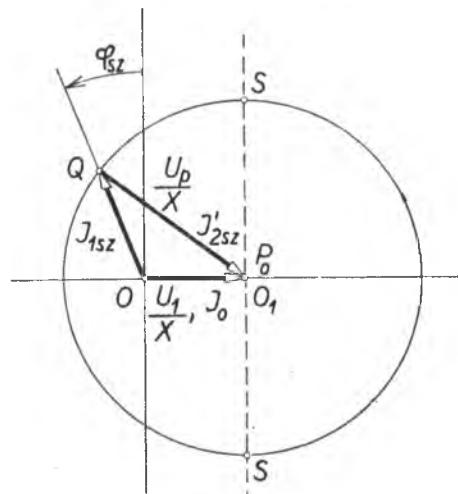
A szinkron üzemben szükséges *egyenáramú gerjesztés* megállapítására és az üzemi viszonyok tanulmányozása céljából a szinkron gép áram-munkadiagramjából indulunk ki, amelyet a helyettesítő vázlat áramegyenletéből vezettünk le (l. III. kötet 21. oldal). Az armatúravezetést elhanyagolva, az áramegyenlet

$$\frac{\bar{U}_1}{jX} = \frac{\bar{U}_p}{jX} + \bar{I}_{1sz}, \quad (205)$$

ahol  $\bar{U}_1$  az állandó kapocsfeszültség,  $\bar{U}_p$  az a kapocsfeszültség, amelyet a pólusgerjesztés terheletlen állapotban idéz elő, és  $\bar{I}_{1sz}$  az armatúraáram. Ha az  $X$  szinkron reaktanciát állandónak tekintjük,  $\bar{U}_p$  a mágnesrendszer gerjesztésével arányos.

A szinkron motor kördiagramja a mi esetünkben, amikor minden túlgerjesztett motorról van szó, a 108. ábrában látható helyzetet foglalja el. A három áramvektor közül  $I_{1sz}$  nem szorul külön magyarázatra,  $\bar{O}\bar{O}_1 = U_1/X$  az az áram, amelyet a gép felvesz, ha gerjesztés nélkül  $U_1$  feszültségre kapcsoljuk (l. III. kötet 22. old.). Ez az áram pedig aszinkron üzemben az üresjárási árammal egyenlő úgy, hogy  $U_1/X$ -et  $I_0$ -val lehet helyettesíteni.

Az áramháromszög harmadik oldalát — amely a szinkron gépnél a pólusgerjesztéstől függ — a 108. ábrában  $I'_{2sz}$ -vel is jelöltük.  $I'_{2sz}$  léptéke azonban nem azonos  $I_0$  és  $I_{1sz}$  léptékével. A különbséget közönséges aszinkron motoroknál általában el lehet hanyagolni (l. számpélda), itt azonban, amikor  $I_0$  aránylag nagy, a  $\bar{P}_0\bar{Q}$  hosszt  $C_1 = 1 + Z_1 Y_a$ -val szorozni kell.

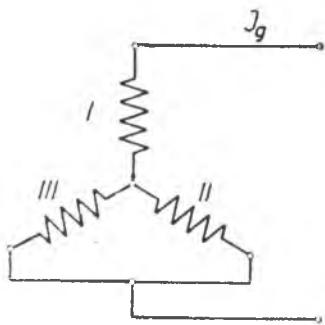


108. ábra

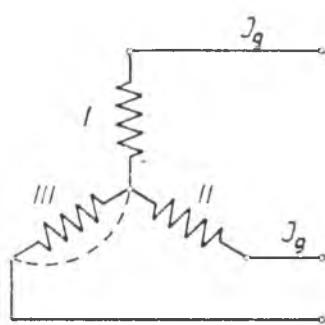
Túlgerjesztett szinkron motor áram-munkadiagramja

$I'_{2sz}$  olyan váltakozó áramot ábrázol, amely az állórészben folyva ugyanakkora  $U_p$  feszültséget hoz létre, mint a forgórészben folyó  $I_g$  egirányú gerjesztőáram. Az  $I_1 - I'_{2sz} - I_0$  háromszög tehát egy olyan szinkron motor áramvektorábrája, melynél  $I_{1sz}$  siet  $U_1$  előtt.  $I'_{2sz}$  a primerre redukált szekunder áramot jelenti. Meg kell még találnunk az  $I_g$  és  $I'_{2sz}$ , illetve  $I_{2sz}$  közötti összefüggést.

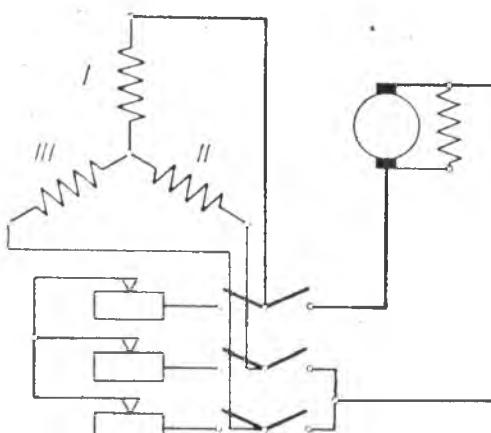
A motor forgórész-tekercselése rendszerint háromfázisú, melyet az egyenáramú gerjesztőgépre, vagy a 109. ábra a vagy b válzlata szerint kapcsolhatunk. A gerjesztőgép armatúrája indítás alatt is az áramkörben maradhat. Ebben a forgórész háromszögpárosolású is lehet, de mivel ez általában túl kis gerjesztőfeszültséget és túl nagy gerjesztőáramot ad, legfeljebb csak indításkor használják és gerjesztett álla-



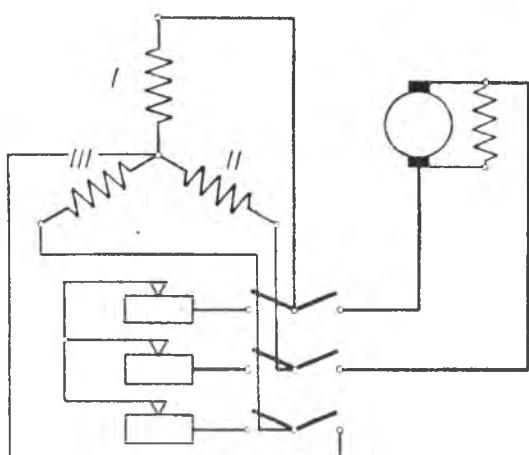
a)



b)



109a ábra



109b ábra

Szinkronizált aszinkron motor forgórész-gerjesztése a tekercselés két fázisának párhuzamos kötésével és a harmadik sorbakötésével. Ebben az esetben csak három csúszógyűrű szükséges

Szinkronizált aszinkron motor forgórész-gerjesztése a tekercselés két fázisának sorbakötése által. A III fázis rövidrezárásához egy negyedik csúszógyűrű szükséges

potban csillagba kapcsolják. Szinkron üzemben a b) kapcsolásban a III fázist rövidre-zártuk. Minthogy mágneses tengelye merőleges az I és II gerjesztő menetek tengelyére, rövidrezárva esetleges lengésekkel szemben jó csillapító hatást fejt ki.

Hasonlók a viszonyok az a) kapcsolásban, itt is az I tekercselés tengelye merőleges a rövidrezárt II és III tekercselések tengelyére.

Az a) esetben az egyenáram ugyanolyan gerjesztéseloszlást idéz elő, mint egy  $I_2$  váltakozó áram abban a pillanatban, amikor az I fázisban az áram maximális értékű és a másik kettőben félakkora és ellentétes irányú. Ezeket a viszonyokat

láthatjuk a III. kötet 145/a ábrájában. Eszerint az egyenáramú gerjesztés akkor egyenértékű azzal, amelyet az  $I_2$  effektív értékű váltakozóáram előidéz, ha

$$I_g = \sqrt{2} I_2 = 1,41 I_2. \quad (206)$$

A b) kapcsolás megfelel a III. kötet 145/b ábra esetének, amikor a váltakozóáram a II fázisban nullával, a másik kettőben pedig a maximális érték  $\pm \frac{1}{2}\sqrt{3}$ -szorosával egyenlő. Ebben a pillanatban a váltakozóáramú gerjesztés maximuma úgy aránylik az a) értékéhez, mint  $2/\sqrt{3}$ -hoz (l. III. kötet 153. ábra), és ezért az egyenértékű egyenáram az a) alattinak csak  $\sqrt{3}/2$ -szerese, vagyis

$$I_g = \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2} I_2 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_2,$$

tehát

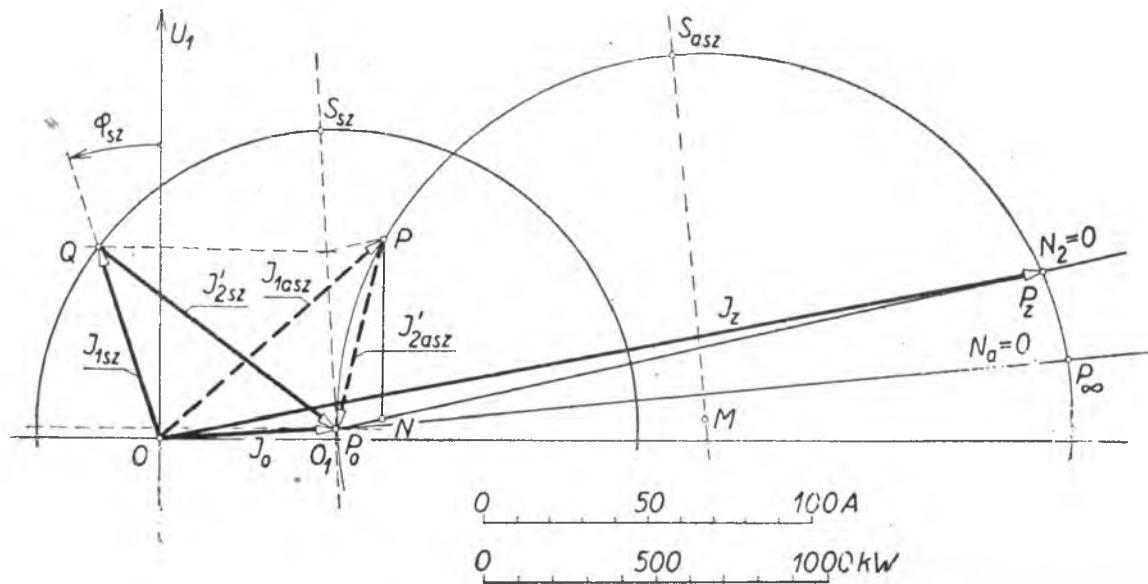
$$I_g = 1,23 I_2. \quad (207)$$

A két esetben — amint azt a III. kötet 153. ábrájával kapcsolatban is láthattuk — gyakorlatilag ugyanakkora fluxust kapunk.

A vektorábrában csak  $I_2'$ -t ábrázolhatjuk, ezért a redukált áramot a valóságos értékre át kell számítani. Általában  $m_1 = m_2$ , úgyhogy

$$I_2 = I'_2 \frac{N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2}.$$

Egy adott esetben, amikor ismeretes az aszinkron motor kördiagramja, és meg kell állapítani a szinkronizáláshoz szükséges gerjesztőáramot és a szinkron üzemre érvényes kördiagramot, a szinkron reaktanciát állandónak tekintve, és  $R_t$ -t elhanyagolva, közelítően a következő módon járhatunk el. A 110. ábra szerint megrajzoljuk



110. ábra

Szinkronizált aszinkron motor áram-munkadiagramja (lásd 14. számpélda)

$P_0$  és  $P_z$  pontokból az aszinkron üzemre vonatkozó kördiagramot, és megállapítjuk az  $m_1$  áramléptéket és ezzel a teljesítményléptéket is. A 110. ábrában pl.  $P_N$  jelenti az aszinkron motor teljesítményét, amelynek  $P$  pontját átvisszük a rajzolt módon a szakadozott vonalú vízszintesre. Ezen a vízszintesen fekszenek az  $I_{1sz}$  és  $I'_{2sz}$  áramvektorok végpontjai. A  $P_0$  ponton át húzott vízszintes  $P_2 = 0$  teljesítményt jelent. Ha még  $O$ -ból sugarat húzunk, amely  $U_1$  vektorával bezárja a szinkron üzemben kívánt szöget,  $\varphi_{sz}$ -t, megkapjuk a  $Q$  pontot, amely a szinkron üzemű gép körén fekszik. Rendszerint az  $I_0$  áram és a szinkron üzemű kör sugara is aránylag kicsi. Ez magával hozza azt, hogy az  $S$  ponttal jellemzett túlterhelhetőség sem nagy. Általában meg kell elégedni kb. 1,5-szeres szinkron túlterhelhetőséggel. Nagyobb ez a szám, ha  $I_0$  nagyobb, vagyis sokpólusú, nagy átmérőjű gépeknél, amikor a légrés szerkezeti és üzembiztonsági okokból amúgy is aránylag nagy.

De  $I_0$  akármilyen nagy sem lehet, mert  $I_0$ -val nő a gerjesztő teljesítmény, és az aszinkron motor tulajdonságai is romlanak. Kis  $I_0$  viszont azért kedvezőtlen, mert ilyenkor a névlegesnél kisebb terhelések esetén a gép meddő árama gyorsan nő, és üresjáráskor a felvett áram alig kisebb, mint teljes terheléskor. Ezáltal nőnek a kisebb terhelésekben fellépő veszteségek.

A forgórész egyenlőtlen melegedését és a vezetők egyenlőtlen tágulását a gép hátrányos tulajdonságai között kell említenünk. Egyenletes melegeloszlást kétfázisú forgórész-tekerceseléssel lehet elérni, de ennek az a hátránya, hogy a teljes veszteség nagyobb lesz, és a gerjesztési görbüben 3-mal osztható rendszámú felharmonikusok is vannak [28].

Aszinkron motornál az állórész, szinkron motornál a forgórész adja a gerjesztést, ezért szinkronizálás esetén több tekerceselési anyagot kell a forgórészben elhelyezni. Minthogy pedig az állórészben több hely van a tekerceselés részére, fordított kapcsolást is lehet használni, amikor a forgórész a primer és az állórész a szekunder oldal. Ennek az a hátránya, hogy a forgórész nagy feszültség ellen nehezebben szigetelhető, és hogy az egész teljesítményt a csúszógyűrűkön át kell a géphez vezetni.

Meglevő aszinkron motor szinkron üzemben általában az eredeti teljesítmény kb. 75%-áig terhelhető.

#### 14. Számpélda

Szinkronizálunk egy  $m_1 = 3$  fázisú,  $P_n = 700$  lóerős = 516 kW teljesítményű aszinkron motort — melynek kapocsfeszültsége  $U_1 = 5500/\sqrt{3}$  V = 3180 V fázisonként,  $p = 19$  úgy, hogy  $f_1 = 50 \text{ s}^{-1}$  esetén  $n_1 = 158 \text{ s}^{-1}$  — oly módon, hogy terheléskor szinkronüzemben a primer áram siessen a feszültség előtt és  $\cos \varphi_{sz} = 0,95$  legyen.

A primer menetszám fázisonként  $N_1 = 570$ , a szekunder menetszám  $N_2 = 152$ , a tekerceselési tényező  $\xi_1 = 0,902$  és  $\xi_2 = 0,926$ . Az egyenáramú gerjesztés a 109b ábra kapcsolási vázlata szerint történik. Állapítsuk meg a névleges terheléskor szükséges gerjesztőáramot, és rajzoljuk meg a munkadiagramokat szinkron és aszinkron üzemre.

Az aszinkron üzemű motor kördiagramját az üresjárási és a rövidzárási pontból állapítjuk meg.  $I_0 = 53,7$  A és  $\cos \varphi_0 = 0,0614$ ,  $I_z = 273$  A és  $\cos \varphi_z = 0,189$ . Miután megállapodtunk az áramléptékben, a kört a 110. ábra szerint megrajzolhatjuk.

Minthogy a kapocsfeszültség adott, az áramléptékkal a teljesítményléptéket is rögzítettük. A két skála a 110. ábrán is látható, a teljesítményskála a három fázis együttes teljesítményére vonatkozik. Az  $N_2 = 0$  szekunder teljesítményvonaltól függőlegesen lemérve a  $P_n = 516$  kW-ot, megkapjuk a kördiagramon a névleges aszinkron üzemnek megfelelő  $P$  pontot. Látjuk, hogy a teljesítménytényező  $\cos \varphi_{asz} = 0,66$  és a felvett áram  $I_{1asz} = 92$  A.

Megrajzolhatjuk a szinkron üzemre vonatkozó  $I_{1sz}$  áramvektor irányát, és ha átvétítjük  $\overline{PN}$ -et, a  $Q$  pontot, vagyis az  $I_{1sz}$  vektor végpontját is megkapjuk. A diagram szerint  $I_{1sz} = 60$  A. A  $\overline{P_0 Q}$  vektor hossza a primerre redukált  $I'_{2sz}$ -t ábrázolja, de más léptékben. A valóságos áram  $C_1$ -szer nagyobb, mint amennyi a választott áramléptékből adódik. Minthogy  $Z_1 \cdot Y_a \approx I_0/2I_z = 53,7/2 \cdot 273 = 0,098$ , a mért hosszt kb. 10%-kal kell megnövelni, ha az eddigi áramléptékben mérünk. Így tehát  $C_1 I'_{2sz} = 1,098 \cdot 94 = 103$  A. Ez a primer oldalra redukált áram.

A valóságos szekunder áramot úgy kapjuk, ha  $I'_{2sz}$ -t az áttételi számmal szorozzuk. Minthogy  $m_1 = m_2$ , ez

$$a = \frac{N_1 \cdot \xi_1}{N_2 \cdot \xi_2} = \frac{570 \cdot 0,902}{152 \cdot 0,926} = 3,66,$$

úgyhogy  $I_{2sz} = 103 \cdot 3,66$  A = 380 A, és (207) szerint a gerjesztő egyenáram a választott kapcsolás esetén

$$I_g = 380 \cdot 1,23 \text{ A} = 468 \text{ A.}$$

A valóságos gerjesztő áram kb. 10%-kal nagyobb, mert a szinkron reaktancia nem állandó, hanem a vastelítés függvénye.

Minthogy a gerjesztő gépet úgyis bizonyos tartalékkal kell méretezni, sokszor ez a közelítő módszer is megfelelő. Ha nagyobb pontosság szükséges, a szinkron gép mágnesezési jelleggörbékét kell igénybe venni, és az egyenáramú gerjesztés kiszámítására a szinkron gépeknél szokásos, sokkal hosszadalmasabb utat kell választani (l. III. kötet XIV. fejezet).

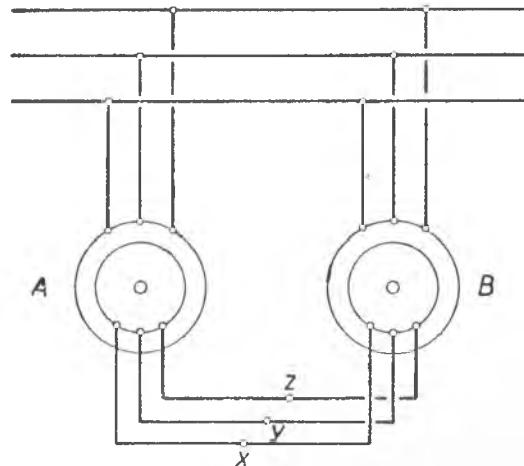
Megállapíthatjuk még a diagramból változatlan gerjesztés esetén a kisebb terheléseknel fellépő primer áramot és  $\cos \varphi_{sz}$ -et ha  $P_0$ -ból mint középpontból  $Q$ -n keresztül kört rajzolunk. Terheletlen állapotban pl. 38 A-t olvasunk le, ami  $38 \cdot \sqrt{3} \cdot 5500$  kVA = 362 kVA meddő teljesítményt jelent.

Szinkron üzemben a motor az  $S$  pontig terhelhető. Ilyenkor a teljesítmény a névlegesnek kb. 1,7-szerese.

## XIX. Villamos tengely

Ha két azonos áttételű csúszógyűrűs motort a 111. ábra szerint kapcsolunk és a két forgórész azonos fázishelyzetben van, a két motort két párhuzamosan kapcsolt, üresen járó transzformátorak tekintetéjük, a gépek között kiegyenlítő áram nincs. Ha azonban az egyik forgórészt rögzítjük, és a másikat egy bizonyos szöggel előfordítjuk, a viszonyok olyanok, mintha a két párhuzamosan kapcsolt transzformátor nem ugyanabba a kapcsolási csoportba tartoznék. Kiegyenlítő áramok keletkeznek, amelyek az előfordított forgórészt eredeti helyzetébe akarják visszahozni. A visszatérítő nyomaték — mint minden szinkron gépnél — az előfordítási szöggel a billenő nyomaték értékéig nő, ezenfelül a viszonyok labilisak, és a nyomatékátvitel megszűnik.

A nyomatékátvitel a két gép között akkor is lehetséges, ha a gépek forognak, és a forgórészek viszonylagos helyzete eltér attól, amelyben nincs kiegyenlítő áram. Ilyenkor mindenkiégek gép kényszeríti a másikat, hogy az ő fordulatszámaival forogjon úgy, hogy a két gép szinkron forog, és pedig azzal a fordulatszámmal, amellyel az



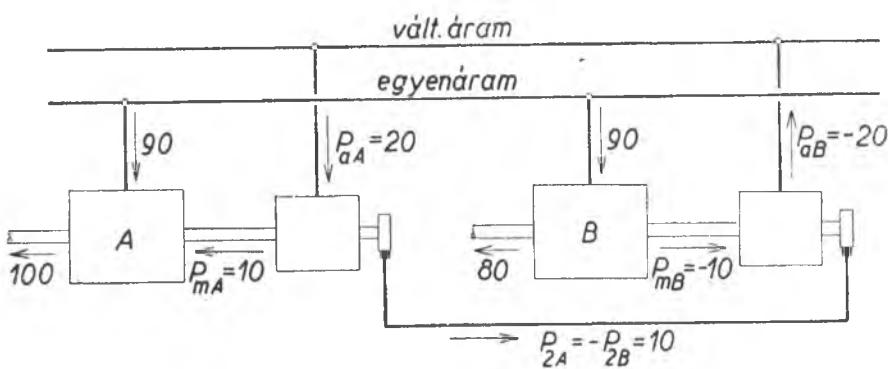
111. ábra

Villamos tengely kapcsolási vázlata

egyik vagy másik gépet egy külső motor hajtja. A közvetlenül hajtott aszinkron gép ilyenkor mint szinkron generátor, a másik mint szinkron motor jár. Mindkét gép igyekezik a terhelési szöget — amellyel a nulla áramhelyzethez siet, illetve késik — csökkenteni.

Ha az aszinkron gépek kis szlippel járnak, az egymásra átvihető nyomaték is kicsi. Nagyobb nyomatéket kapunk, ha a forgórészek a forgótérrel szemben forognak, vagyis amikor  $s > 1$ .

Az így kapcsolt és üzemben tartott aszinkron motorokat Európában villamos tengelynek nevezik, mert helyettesítik a mechanikai tengelyt éspedig olyan esetekben is, amikor a motorok, amelyek *együttjárása* szükséges egymástól távol vannak, és mechanikai kapcsolatot csak kúpkerék-áttétellel vagy más bonyolult áttétellel lehetne biztosítani. Ilyen hajtások pl. portáldaruk, textil- és papírgépek



112. ábra

A villamos tengelyhajtás teljesítményei, ha a  $B$  motor terhelése 10%-kal csökken, és a villamos tengely gépei  $s = 0,5$  szlippel járnak

üzemében fordulnak elő. Az angol nyelvű irodalomban ezeket a gépeket *selsyn* (self-synchronizer) néven említik.

Az energiaviszonyokról legjobban egy példával kapcsolatható tájékozódhatunk. Adva van két egymástól távol dolgozó, azonos szerkezetű és teljesítményű párhuzamos gerjesztésű egyenáramú motor, ezeket villamos tengellyel kötjük össze azért, hogy egymástól eltérő terhelés esetén is egyenlő fordulatszámmal járjanak. Az  $A$  és  $B$  motorral egy tengelyre szerelünk egy-egy aszinkron gépet, amelyet a szekunder oldalon a 112. ábra szerint kapcsolunk össze, és amelyet a primer oldalon háromfázisú hálózatra kötünk. Amíg a két egyenáramú motor terhelése egyenlő, az aszinkron motorokban áram nem folyik.

Tegyük fel, hogy a  $B$  egyenáramú motor terhelése csökken, és ezért fordulatszáma nőne, ha nem volna a villamos tengely útján az  $A$  motorral kapcsolatban. A villamos tengely arra kényszeríti az egyenáramú motorokat, hogy egyenlő fordulatszámmal járjanak, ezért a két motor az egyenáramú hálózathól a csökkent összteljesítmény fele-fele részét veszi fel. Ez a megoszlás azonban nem felel meg az egyenáramú motorok tengelyein mutatkozó szükségletnek. A kiegyenlítést a villamos tengelynek kell elvégeznie oly módon, hogy az egyik aszinkron gép mint motor, a másik mint generátor működik.

Az  $A$  csoporthoz tartozó aszinkron gép  $P_{aA}$  légrésteljesítménye és a szekunder oldalon leadott  $P_{mA}$  mechanikai teljesítménye között az általános elmélet (21)

egyenlete szerint  $s$  szlip esetén a következő összefüggés áll fenn, ha a veszteségektől eltekintünk :

$$P_{aA} = P_{mA} \frac{1}{1-s}. \quad (208)$$

Továbbá, ha  $P_{2A}$  a rotor villamos teljesítménye,

$$P_{2A} = P_{aA} \cdot s = P_{mA} \frac{1}{1-s}. \quad (209)$$

A gép veszteségeitől eltekintve, ez a teljesítmény jelentkezik a csúszógyűrűkön.

Az előbbi összefüggések a  $B$  csoport aszinkron gépére is érvényesek, de most  $P_{aB}$ -nek és  $P_{2B}$ -nek ellentétes előjelet adunk, mert ha az egyik aszinkron gép motor, a másik generátor.

Ha az előbb említett esetben a  $B$  egyenáramú motor terhelése pl. 20%-kal csökken, az egyenáramú gépek — minthogy azonos fordulattal kell járniuk, az eredeti összterhelés 90—90%-át veszik fel a hálózatból, a villamos tengely mechanikai teljesítménye pedig

$$P_{mA} = 10\% \quad \text{és} \quad P_{mB} = -10\%.$$

Tegyük fel, hogy a gépek  $s = 0,5$  szlippel járnak, (208) szerint

$$P_{aA} = 10 \frac{1}{0,5}\% = 20\%, \quad \text{és} \quad P_{aB} = -20\%$$

Továbbá (209) szerint a csúszógyűrűkön mutatkozó villamos teljesítmény

$$P_{2A} = 20 \cdot 0,5\% = 10\% \quad \text{és} \quad P_{2B} = -10\%.$$

A százalékos értékek minden az egyenáramú gépek eredeti összterhelésére vonatkoznak.

Az energiaáramlások irányait a 112. ábrán nyilak jelzik. Látható, hogy az  $A$  oldalon az aszinkron gép mint motor, 20%-ot vesz fel a hálózatból; ebből 10%-ot lead a tengelyen és 10%-ot átad a  $B$  csoportnak. A  $B$  jelű egyenáramú motor 90%-ot vesz fel a hálózatból, ebből 10%-ot lead az aszinkron generátornak, amely 20%-ot táplál a váltakozóáramú hálózatba.

Ha az aszinkron gépeket az eddigi sebességgel, de ellentétes irányban járatjuk,  $s = 1,5$  és

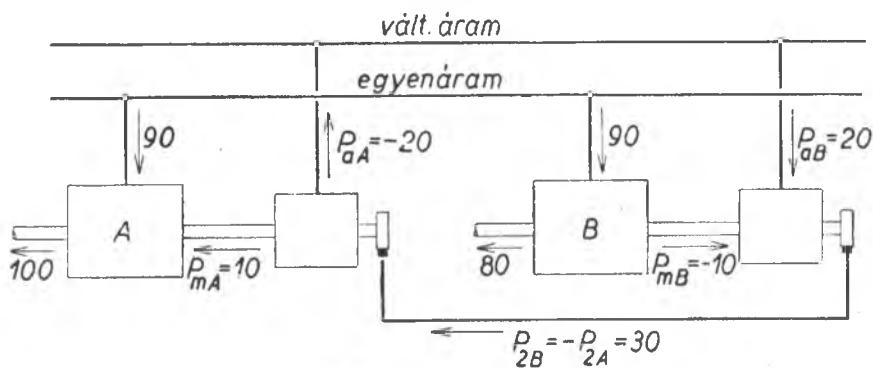
$$P_{aA} = 10 \frac{1}{1-1,5}\% = -20\% \quad \text{és} \quad P_{aB} = 20\%,$$

$$P_{2A} = -20\% \cdot 1,5\% = -30\% \quad \text{és} \quad P_{2B} = 30\%.$$

Az energiák áramlását erre az esetre a 113. ábrába rajzolt nyilak mutatják. Az első esetben ( $s = 0,5$ ) az  $A$ -hoz tartozó aszinkron gép motor, a  $B$ -hez tartozó generátor. A másik esetben ( $s = 1,5$ ) a gépek szerepet cserélnek [8, 248].

Az A és B motorok együttjáratása a villamos tengely útján független a motorok természetétől. A fő motorok pl. aszinkron gépek is lehetnek — és általában ez a gyakoribb eset.

A villamos tengelyt külön hajtómotor nélkül, önállóan működő kapcsolásban is lehet használni. Ebben az esetben a 111. ábra X Y Z pontjaira akkora ellenállást kell iktatni, hogy a kívánt szinkronizáló erőhöz szükséges 25—30%-os szlip létrejöjjön. Az ellenállás egyúttal indításra is használható. Az ellenállásban állandóan



113. ábra

A villamos tengelyhajtás teljesítményei, ha a B motor terhelése (mint a 112. ábrában) 10%-kal csökken, és a villamos tengely gépei  $s = 1,5$  szlippel járnak

keletkező veszteség miatt ez az üzem nem gazdaságos, a fordulatszám pedig a terheléssel erősen változik. Ezzel szemben jóval kisebb a berendezési költség. 20—30%-os terhelésingadozások esetén használható.

Az ún. *helyzetjelző* (position indicator) olyan villamos tengely, amelynek forgatható részét a 114. ábra szerint egyfázisú áram gerjeszti. A háromfázisú állórészszekercsél megfelelő kapcsai össze vannak kötve. Ha az egyik gép forgórészét egy bizonyos szöggel elfordítjuk abból a helyzetből, amelyben a két gép állórészében indukált feszültségek ellenére egyenlők, kiegyenlítő áram jön létre. Ha a másik gép forgórésze szabadon mozoghat, az állórész árama és a forgórész mágneses terének kölcsönös hatása következtében fellépő nyomaték olyan helyzetbe kényszeríti, amelyben a kiegyenlítő áram megszűnik.

A „vevő” (receiver) forgórésze tehát az „adó” (transmitter) forgórészével azonos helyzetet igyekszik elfoglalni úgy, hogy a vevő forgórészének helyzete minden jelzi az adó helyzetét.

Ilyen helyzetjelzőket használnak pl. turbinák szabályzóinál, folyadéktartányol-

szintjeinek, zsiliipek állásának jelzésére és hasonló esetekben, amikor a helyzet távjelzése kívánatos.

Ha az egyik gépet külön motorral hajtjuk, teljesítményt is vihetünk át a másik gépre.

## XX. Az aszinkron gép mint generátor és mint fék

### 1. Generátorüzem

A III. fejezetben láttuk, hogy az aszinkron motorból generátor lesz, ha a szekunder részt a szinkron fordulatszámnál gyorsabban forgatjuk, vagyis ha a szlip negatív előjelű. Ilyenkor a forgórész vezetői a forgótér erővonalait ellenkező értelemben metszik, mint motorüzemben, és ennek következtében az indukált elektromotoros erő és a szekunder áram ellentétes irányú. A kördiagramban a primer áramvektor végpontja az abszcisszatengely alá kerül, amint az a 20. ábrán is látható. Látható az is, hogy mialatt a motorüzemből a generátorüzembe megyünk át, a gerjesztő áram változatlan marad, ezt a gép minden üzemi állapotában a hálózatból veszi.

Az aszinkron generátor tehát csak egy olyan áramforrással együttműködve üzemképes, amely a részére szükséges meddő teljesítmény szolgáltatására alkalmas. Ilyen minden szinkron gép és bizonyos körülmények között egy kondenzátortelep is. Ha egy aszinkron generátorról egy szinkron motort akarunk táplálni, az üzem megindulásakor a szinkron gépet előbb mint generátort kell külső erővel hajtani, hogy az aszinkron gép forgóteréhez szükséges gerjesztő áramot szolgáltathassa. Amikor az aszinkron gép mint motor már megindult, a hajtó gépek nyomatékainak és ezzel a bevezetett teljesítmények előjeleinek megfordításával az aszinkron gép mint generátor táplálja majd a szinkron motort.

Ha az aszinkron generátort egy állandó feszültségű és frekvenciájú hálózatra akarjuk dolgoztatni, az eljárás egyszerűbb : az aszinkron gépet a hálózatra kapcsolva, azt mint motort elindítjuk, és azután növelte a hajtó gép nyomatékát, a kívánt terhelés átvételére szükséges negatív szlipet, illetve az ennek megfelelő fordulatszámot állítjuk be.

Ha a hálózatra induktív fogyasztókat kapcsolunk, tehát olyanokat, amelyek szintén meddő teljesítményt igényelnek, a szinkron gép gerjesztését fokozni kell, különben csökken a hálózati feszültség. Viszont, ha a fogyasztók maguk is meddő teljesítményt adnak, mint pl. a kondenzátorok, a szinkron gép feszültsége nő, és ezért gerjesztését csökkenteni kell. Fokozva a kondenzátorok meddő teljesítményét, végül bekövetkezik egy olyan állapot, amikor a szinkron gépre nincs is szükség, és az aszinkron generátor egyedül is üzemképes, tehát öngerjesztő lett. A jelenség fizikai magyarázata az, hogy az aszinkron gép mint induktivitás minden pillanatban éppen annyi meddő teljesítményt igényel, amennyit a kondenzátorról kap.

Az aszinkron gép és a kondenzátor kapcsai közösek, ezért a két feszültség is azonos. A kondenzátor feszültsége az áram függvényében egyenes vonal szerint, az aszinkron gépe pedig a vastelítésnek megfelelő jelleggörbe szerint változik, és egyensúlyi állapot ott áll be, ahol a két görbe egymást metszi. A 115. ábrában pl. ez a  $B$  pontban következik be, ahol a kondenzátor reaktanciája  $U/I_c = U/I_\mu$ . Ahhoz, hogy a generátor ezt az állapotot elérje, kezdő gerjesztésre, remanenciára van szüksége, a kondenzátornak pedig olyan értelemben kell feltöltve lennie, hogy a bekapcsoláskor kisülési árama a remanenciát erősítse.

Ha a kapocsfeszültség a  $B$  pontnak felel meg, és a kapacitást az  $\bar{OC}$  egyenesnek megfelelő értékre növeljük, a feszültség a  $C$  pontig emelkedik, ha pedig az  $\bar{OA}$  egyenesig csökkentjük, amely a mágnesezési jelleggörbe érintőjével esik egybe, a generátor elveszíti gerjesztését. Látjuk, hogy az ilyen aszinkron generátor hasonlóan viselkedik, mint egy párhuzamos gerjesztésű egyenáramú generátor, amely elveszíti

feszültségét, ha a gerjesztő kör ellenállás egyenese egybeesik a gép mágnesezési jelleg-görbékének kezdő érintőjével.

Az egyedül járó aszinkron generátor tűrhető feszültségeséssel lát el egy bizonyos ellenállásterhelést. Induktív fogyasztóval szemben azonban igen érzékeny, mert ha ez pl.  $ab$ -nek megfelelő meddő áramot igényel, a generátor ezt már csak a  $D$  pontnak megfelelő feszültséggel tudja táplálni.

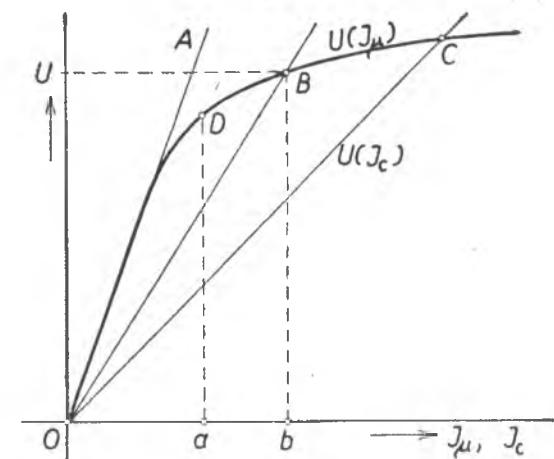
Az aszinkron generátor kiválóan alkalmas nagyobb hálózatra dolgozó kis vízerőtelepek részére. Forgórésze kalickás lehet, úgyhogy szerkezete egyszerű, oleső és üzembiztos. A szinkronizálás művlete elmarad. Ha megszűnik a kapcsolat a háló-

zattal, a vízturbina felgyorsul, de ha a terhelés visszatér, ismét beáll az eredeti értékre, úgyhogy gyakorlatilag semmi felügyeletet nem igényel. Hálózati rövidzárlatok az aszinkron generátorra nem veszélyesek, mert a hálózati feszültség csökkenésével a generátor árama is csökken.

A feszültséget és a frekvenciát a hálózatra kapcsolt szinkron gépek határozzák meg.

Egy másik alkalmazási területe a háromfázisú vasúti üzem, ahol energiavisszaadással kapcsolatos fékezési célokra használják.

Az önálló öngerjesztésű típust mint generátorral alig használják. Működésének ismerete embervédelmi szempontokból fontos. Ha ugyanis kisfeszültségű a szinkron



115. ábra

Aszinkron generátor öngerjesztése vele párhuzamosan kapcsolt kondenzátor esetén

motorok teljesítménytényezőinek javítására kondenzátorokat használunk, és a kapcsolás olyan, hogy a kondenzátorok a motorok kikapcsolása után is összeköttetésben maradnak a motorokkal, ezek esetleg életveszélyes feszültségre gerjedhetnek. Hasonló a helyzet, ha egy nagyfeszültségű hálózaton javítási munkát végeznek, és — bár ez a szinkron gépekről le van választva — az aszinkron generátor a hálózattal összeköttetésben maradt. A hálózat kapacitása elég lehet arra, hogy az aszinkron generátor felgerjedése következtében a hálózati munkahelyen életveszélyes feszültség lépjen fel.

## 2. Féküzem

Emelőgép- és felvonóüzemeknél, de egyes szerszámgéphajtásoknál is, sokszor kívánatos, hogy a motor valamely munkafázis elvégzése után minél rövidebb idő alatt megálljon. A mozgó tömegeket fékezni kell, ami történhet mechanikai, de villamos úton is. Az aszinkron gép általános tulajdonságainak tárgyalásakor láttuk, hogy a gép két esetben fejt ki fékező nyomatékokat.

*Ellenáramfékezésnek* nevezik azt az eljárást, mely szerint az  $s \approx 0$  szíppel járó háromfázisú motor két kapcsát megcseréljük. Ezáltal megfordul a forgótér forgásiránya,  $s \approx 2$  lesz, és a motor a keletkező féknyomaték hatására megáll. Lehetőleg önműködő kapcsolóberendezés szükséges ahhoz, hogy megállás után a motor el ne induljon ellenkező irányban.

Fékező nyomaték keletkezik akkor is, ha a gép *szlipje negatív*, vagyis ha a szinkron fordulatszámánál nagyobb fordulatszámmal mint generátor dolgozik. Ez a féke-

zési mód daruüzemben a teher süllyesztésekor jöhet szóba. Hátránya, hogy ez a módszer a szinkronnál kisebb sebességek beállítására nem alkalmas. Ezt a hézagot ellenáramfékezéssel lehet kitölteni. A motort úgy, mint a teher emelésekor, a hálózatra kapcsoljuk, a forgórészbe iktatott külső ellenállással azonban a nyomatékot annyira gyengítjük, hogy a teher a motor a süllyesztés irányában forgatja. A süllyesztési sebesség nagymértékben függ a tehertől, és így a kívánt süllyesztési sebesség beállítása nehézségekkel jár.

A két természetes fékezési mód hátrányainak elkerülésére több, az aszinkron gép aszimmetrikus üzemére vezető kapcsolást lehet használni.

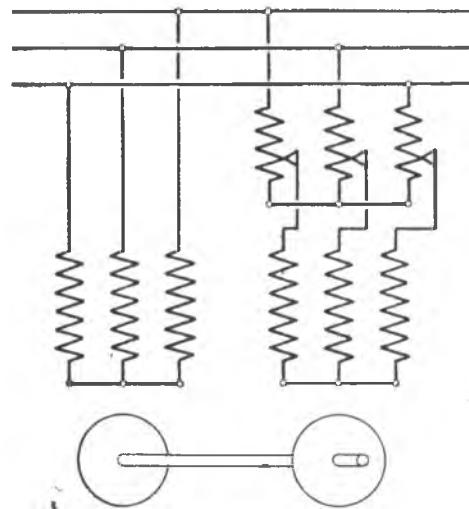
Annak megítélésére, hogy ezek mennyire felelnek meg a követelményeknek, mint elérődő célt a külső gerjesztésű egyenáramú motor tulajdonságait tekintetük, ha azt az armatúrafeszültség változtatásával szabályozzuk. Ebben az esetben a gép fordulatszáma és a nyomaték között lineáris összefüggés van, akár mint motor, akár mint generátor, vagyis fékező hatással dolgozik a gép: növekvő nyomaték esetén a fordulatszám a belső ellenállásnak megfelelően keveset csökken. A nyomaték nulla értékének egy határozott fordulatszám felel meg, amely az armatúrára kapcsolt feszültséggel arányos.

Ezeket az üzemi tulajdonságokat legjobban *két mechanikailag kapcsolt motorral* lehet utánozni, ha a két motort úgy kapcsoljuk a hálózatra, hogy forgótereik ellentétes irányban forognak.

Ha az egyik motor feszültségét változtatjuk, pl. megcsapolva transzformátor segítségével (l. 116. ábra), és a billenő szlipet a rotorba kapcsolt ellenállással  $s_b \approx \approx 1,5$ -ig növeljük, a daruüzemben használható nyomatékgörbéket kapunk [7, 323].

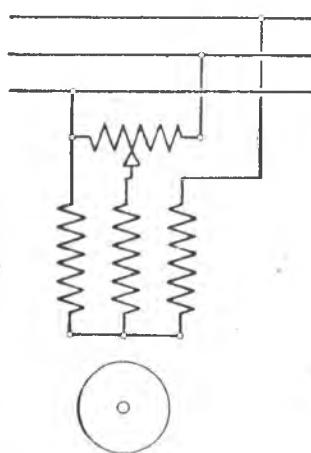
A teher emelésekor a két motort úgy kapcsoljuk, hogy forgótereik azonos irányúak legyenek.

A két motort eggyel is helyettesíthetjük, ha a 117. ábra kapcsolásával a hálózati feszültségben aszimmetriát idézünk elő. Ezzel a kapcsolással már a lágy indítás



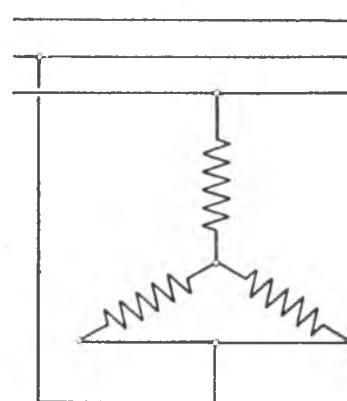
116. ábra

Daruüzemben használható gépcsoport, amely két mechanikailag kapcsolt, ellentétes forgóterű motorból áll, és az egyik feszültsége változtatható



117. ábra

A 116. vázlat két motorját egygyel is lehet helyettesíteni

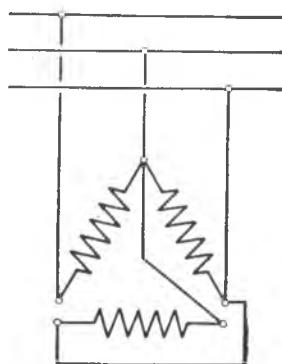


118. ábra

Egyfázisú (SSW) fékkapcsolás

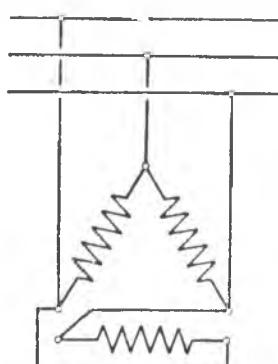
tárgyalásakor is találkoztunk. Az eredő nyomaték most is két összetevőből áll; az egyik a pozitív, a másik a negatív sorrendű feszültség négyzetével arányos.

Ugyanezen az elven alapszik az *egyfázisú fékkapcsolás*, melynek kapcsolási vázlatát a 118. ábrában mutatjuk be. Itt is az eredő nyomatéket egy pozitív és egy negatív sorrendű nyomatékból összetettnek képzelhetjük. Mindkét összetevő a háromfázisú üzemben  $s$ , illetve  $(2-s)$  szlipnél fellépő nyomaték egyharmada [1, 256].



119. ábra

Az AEG fékkapcsolása



120. ábra

A BBC fékkapcsolása

egyik fázis kapcsai a normálishez viszonyítva fel vannak cserélt. A 118. ábra szerint a normálishez viszonyítva fel vannak cserélt. A 119. ábra szerint két fázis rendesen, a harmadik pedig az elsőhöz vagy a másodikhoz párhuzamosan van kapcsolva. A 120. ábra szerint pedig az egyik fázis kapcsai a normálishez viszonyítva fel vannak cserélt. A 118. ábra szerint a normálishez viszonyítva fel vannak cserélt. A 119. ábra szerint két fázis rendesen, a harmadik pedig az elsőhöz vagy a másodikhoz párhuzamosan van kapcsolva. A 120. ábra szerint pedig az

úgy is kaphatunk fékező hatást, ha a motort a hálózatról leválasztva az állórészről egyenárammal tápláljuk. A rotor forgásakor a gép mint szinkron generátor működik.

## XXI. Másodlagos (parazita) nyomatékok. Rázóerők

Ilyeneket az indukcióeloszlási görbék felharmonikusai idéznek elő. Egyszerűség kedvéért, a vasteltést elhanyagolva, csak a gerjesztési harmonikusok hatását vizsgáljuk.

A III. kötet (103) egyenlete szerint az  $m_1 = 3$  fázisú, egész horonyszámú tekercselés, ha a pólusív  $1/3$ -át foglalja el,

$$\nu = 2e \cdot m_1 + 1 = 6e + 1 \quad (210)$$

rendszámú harmonikusokat gerjeszt.  $e$  minden pozitív és negatív egész szám és 0 is lehet. Az utóbbi esetben  $\nu = +1$ , ami az alapharmonikust jelenti.

A hullámok rendszámai ezek szerint a következők:

$e =$	0	-1	+1	-2	+2	-3	+3	-4	+4	stb.
$\nu =$	+1	-5	+7	-11	+13	-17	+19	-23	+25	stb.

Az ilyen tekercselés gerjesztési görbéjében tehát csak páratlan rendszámú harmonikusok vannak. A pozitív rendszámúak az alapharmonikussal egyezően, pozitív irányban, a negatívok ellenétes irányban haladnak. A táblázatból látható, hogy az előforduló rendszámok előjele felváltva pozitív és negatív.

Ha  $n_1$  az alapharmonikus fordulatszáma, a  $\nu$ -dik felharmonikusé

$$n_\nu = n_1/\nu \quad (211)$$

$\nu$ -t a megfelelő előjellel kell behelyettesíteni.

A  $\nu$ -dik felharmonikus amplitudója az alapharmonikus amplitudójának  $\xi_\nu/\xi_1 \nu$ -szerese, ha  $\xi_1$  az alapharmonikus és  $\xi_\nu$  a  $\nu$ -dik felharmonikus tekercsclési tényezője [III, 102]. A nagyobb rendszámú harmonikusok kis amplitudóik miatt általában kevésbé fontosak.

Az állórésznek minden gerjesztési hulláma a forgórészben egy  $f_{2\nu} = s_\nu \cdot f_1$  frekvenciájú áramot indukál.  $s_\nu$  a rotor szlipje a  $\nu$ -dik hullámhoz viszonyítva. Ezek az áramok a rotorban — úgy, mint a primer áram a sztátorban —

$$\mu = e \cdot m_2 + \nu \quad (212)$$

rendszámú harmonikusokat idéznek elő.  $m_2$  a forgórész fázisszáma,  $e$  pedig minden pozitív és negatív egész szám lehet, a nullát is beleértve.  $e = 0$  esetén, ha a (210) egyenletben is  $e = 0$ -t helyettesítünk,

$$\mu = \nu = 1.$$

Ilyenkor az álló- és forgórész hullámok pólusszámai egyenlők, és az alaphullámok jönnek létre, amelyek a gép hasznos nyomatékát adják.

Az állórész harmonikusai azonban a rotorban más rendszámú áramokat és gerjesztéseket is elő idéznek, amelyek az állórész felhullámaival másodrendű (parazita), különösen az indítást zavaró nyomatékokat is adhatnak.

Ha a forgórész kalickás,  $m_2 = Z_2/p$ , és a (212) képlet szerint

$$\mu = e \frac{Z_2}{p} + \nu. \quad (213)$$

Ha pl.  $Z_2/p = 44/2 = 22$ , az állórész  $\nu = -5$  rendszámú gerjesztő hulláma hatására a rotorban a következő hullámok keletkeznek

$e =$	0	+1	-1	+2	-2	+3	-3	stb.
$\mu =$	-5	+17	-27	+39	-49	+61	-71	stb.

Egyenlő rendszámú álló- és forgórész-harmonikusok kétféle módon idézhetnek elő zavaró nyomatékokat.

1. Először úgy, hogy a két egyenlő rendszámú harmonikus minden rotorfordulatnál egymáshoz viszonyítva nyugalomban van, tehát úgy, mint az alapharmonikusok előidézik a hasznos nyomatéket. Ezek a másodlagos *aszinkron nyomatékok*. Keletkezésükkel úgy is elképzelhetjük, hogy a motor állórészén egy  $\nu 2p$  pólusú tekercselést helyezünk el, amely egy  $n_1/\nu$  fordulatú forgóteret létesít. A kalickás forgórésznek nincs határozott pólusszáma, és most az  $n = n_1/\nu$  fordulatot igyekszik elérni.

Ha pl.  $\nu = +7$ , az állórész egy pozitív irányban haladó teret létesít, melynek fordulatszáma  $n_1/\nu = n_1/7$ , és minthogy a  $\nu$ -edik harmonikus szinkronizmusának megfelelő szlip általában

$$s_\nu = \frac{n_1 \mp \frac{n_1}{\nu}}{n_1} = 1 \mp \frac{1}{\nu}. \quad (214)$$

Az előbbi esetben

$$s_7 = 1 - \frac{1}{7} = \frac{6}{7} = 0,86,$$

vagy ha  $\nu = -5$ ,

$$s_5 = 1 + \frac{1}{5} = \frac{6}{5} = 1,2$$

A másodlagos nyomatékok következtében az eredő nyomatékgörbében „nyer-gek” képződnek, amelyek esetleg megakadályozzák a motort abban, hogy normális fordulatát elérje. Ehelyett pl. a 7. harmonikus hatására felfutáskor  $s_7 = 0,86$  szlip-nek megfelelően  $n_1/7$  fordulat közelében megakad.

Az ellentétes irányban forgó  $\nu = -5$  rendszámú harmonikus hatása ugyanilyen, de ez kevésbé érdekes, mert ennek szinkron fordulata  $s_5 = 1,2 > 1$ -nél van, és így már a féküzem szakaszába esik. A  $\nu = +1, -5$  és  $+7$  rendszámoknak megfelelő nyomatékok az alapharmonikusra vonatkoztatott szlip függvényében a 121. ábrán láthatók.

Csúszógyűrűs forgórész indítását a másodlagos nyomatékok nem zavarhatják, mert a forgórészbe iktatott ellenállással a nyer-gek helyére akár az alapharmonikus billenő nyomatékát is eltolhatjuk, ezzel szemben pedig a másodlagos nyomatékok igen kicsinyek.

Más a helyzet a nem ferdített hor-nyú, egykalickás forgórésznel, amely minden állórész-pólusszámmal ad nyomatéket (kivéve, ha a hullámhossz a rúdosztással vagy ennek egész számú törtrészével egyenlő) és amelynél az alapharmonikus nyomatéka  $s = 1$

környékén aránylag kicsi. Ilyenkor a másodlagos aszinkron nyomatékok a föl-gyorsulás szempontjából veszélyesek lehetnek.

Az alacsonyabb rendszámú,  $\nu = -5$  és  $+7$ -nek megfelelő gerjesztési harmonikusokat az állórészben alkalmazott lépésrövidítéssel elhanyagolható értékre csök-kenthetjük [I. III. kötet 88. old.].

A magasabb rendszámú, ún. *horonyharmonikusok* keletkezését megakadályozni nem lehet. Ezekkel szemben a XII. fejezet szerint úgy járunk el, hogy a hornyokat megfelelő mértékben ferdítjük, és ezáltal a rotorra gyakorolt indukáló hatásukat rontjuk le anélkül, hogy az alapharmonikus érezhető módon csökkenne [I. III. kötet 100. old.].

Elsősorban a

$$\nu_h = 2e m_1 q_1 + 1 \quad (215)$$

rendszámú horonyharmonikusok fontosak, mert ezekre az elosztási tényező ugyan-akkora, mint az alapharmonikusé.  $e$  minden egész szám lehet, de ismét elsősorban az  $e = \pm 1$ -nek megfelelő

$$\nu_h = \pm 2m_1 q_1 + 1 = \pm \frac{Z_1}{p} + 1 \quad (216)$$

rendszámú horonyharmonikusok érdekesek, mert ezek amplitudói a legnagyobbak  
Ha  $m_1 = 3$ , rendszámaik

$$\nu_h = \pm 6q_1 + 1. \quad (217)$$

– 2. A gerjesztési felharmonikusok *szinkron* másodlagos nyomatékokat is előidézhetnek, ha az egyenlő rendszámú két harmonikus csak egy bizonyos rotorfordulatnál van egymáshoz viszonyítva nyugalomban. A motor ebben az esetben úgy viselkedik, mint egy szinkron gép, és a nyomatékgörbében ezen a kritikus fordulaton egy pozitív és egy negatív érték között változó nyomaték lép fel, amint az a 122. ábrán látható.

Ha pl.  $p = 2$ ,  $q_1 = 2$ , tehát  $Z_1 = 2pm_1q_1 = 24$ ,  $\nu_h = \pm 6q_1 + 1 = +13$  és  $-11$  rendszámú horonyharmonikusok lépnek fel. Ha még  $Z_2 = 28$  és a (213) egyenletben  $e = -1$ ,  $\nu = 1$ -gyel, a rotorban is létrejön egy

$$\mu = -1 \frac{Z_2}{p} + 1 = -13$$

rendszámú felharmonikus, amely az állórészvel ellentétes irányban halad. Az állórész 13. harmonikusa tehát  $+n_1/13$  fordulattal forog. A forgórész fordulatszáma pozitív irányban  $n$ , ezért  $\mu = -13$ -ik felharmonikusának fordulatszáma a rotorhoz viszonyítva  $\frac{-(n_1 - n)}{13}$ , a sztátorhoz viszonyított fordulatszáma pedig  $\frac{-(n_1 - n)}{13} + n$ , eppúgy, mint ahogyan a rotor által előidézett alapharmonikus fordulatszáma ugyanakkora, mint a sztátor által előidézett alapharmonikusé, de a rotorhoz viszonyítva csak  $n_1 - n$ , mert ez maga is  $n$  fordulatot tesz.

Ha

$$\frac{+n_1}{13} = -\frac{n_1 - n}{13} + n$$

a két 13-ik harmonikus fordulatszáma ugyanakkora, és köztük szinkron nyomaték keletkezik. Az előbbi feltételből kiszámíthatjuk, hogy ez milyen fordulatnál következik be. Az egyenlet szerint

$$\frac{n_1}{13} + \frac{n_1}{13} = \frac{n}{13} + n,$$

vagy

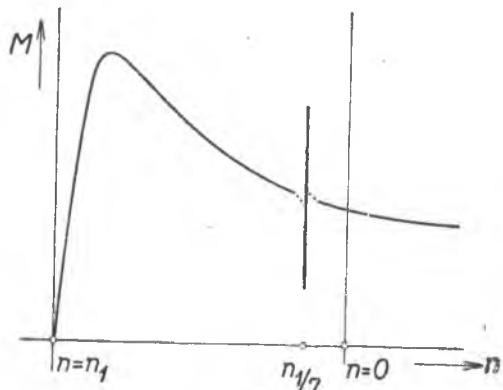
$$2n_1 = 14n,$$

amiből

$$n = \frac{2n_1}{14} = \frac{n_1}{7},$$

tehát négypólusú gépben  $n = 1500/7 = +217$  ford/perc.

A keletkező szinkron nyomaték az eredő nyomatékgörbében, mint a 122. ábrán látható, mint függőleges vonal jelentkezik, és megakadályozhatja a rotort abban,



122. ábra

A szinkronfordulatszám  $1/7$ -énél fellépő szinkron másodlagos nyomaték

hogy fordulatszáma ezen túljusson. A 13-ik felharmonikus hatása tehát hasonló ahhoz, mintha egy  $\nu = 7$  rendszámú felharmonikus aszinkron másodlagos nyomatéka lépett volna fel.

Az előbbi példát általánosítva látjuk, hogy szinkron nyomaték annál a rotorfordulatnál lép fel, melynél

$$n = n_1 \frac{2}{1 + \nu}, \quad (218)$$

feltéve, hogy a forgó- és az állórészben két azonos rendszámú, de ellentétes forgásirányú harmonikus keletkezik. Ha a forgásirányok azonosak, a szinkron nyomaték a rotor álló állapotában következik be.

A másodlagos nyomatékok hatásainak csökkentésére elsősorban az előidéző okokat kell megszüntetni, pl. megfelelő tekercselési lépésrövidítéssel és sok horony alkalmazásával. Az okokat azonban sokszor nem lehet teljesen elkerülni, mint pl. a horonyharmonikusokat, ezért a forgórészről kell úgy alakítani, hogy az állórész harmonikusaival lehetőleg kis nyomatéket adjon. Nem célszerű pl. a kalickás forgórész olyan rúdosztása, amely egyenlő valamely állórész harmonikus hullámhosszának a felével. Nem célszerű, ha  $Z_2$  túl nagy, mert bár a légrésszórás a horonyszám növekedtével csökken (l. 74. ábra), a forgórész könnyebben reagál bármely harmonikusra. Gyakorlati szabály, hogy  $Z_2 \leq 1,25 Z_1$ .

A horonyharmonikusok káros hatásának csökkentésére legalkalmasabb a horony-ferdítés, amelyet a XII. fejezetben már tárgyalunk.

Ugyancsak gyakorlati szabály, hogy a kalickás forgórész horonyszáma pólusonként kettővel több (esetleg eggyleg kevesebb) legyen, mint az állórészé, tehát, hogy

$$Z_2 = (6 q_1 + 4) p \quad (219)$$

legyen [26].

Pl. ha  $p = 2$ ,  $q_1 = 3$ , tehát  $Z_1 = 2 p q_1 m_1 = 2 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 3 = 36$

$$Z_2 = (6 \cdot 3 + 4) 2 = 44,$$

és 3 fázisra átszámítva

$$q'_2 = \frac{Z_2}{2 \cdot p \cdot 3} = \frac{44}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 3 \frac{2}{3},$$

vagy ha

$$p = 4, \quad q_1 = 5, \quad \text{tehát} \quad Z_1 = 2 p q_1 m_1 = 120$$

$$Z_2 = (6 \cdot 5 + 4) 4 = 136$$

és

$$q'_2 = \frac{136}{2 \cdot 4 \cdot 3} = 5 \frac{2}{3}.$$

*3. Rázó erők.* A légrésindukció következtében erők lépnek fel, amelyek a rotort a sztatórhoz húzzák. Egész horonyszámú szimmetrikus tekercselés esetén a keletkező pólusok egyenlő erősek és a fellépő erők — ha a légrés a kerület minden pontján ugyanakkora — egyensúlyban vannak, és eredőül nullát adnak.

Törthoronyszámú tekercselések pólusai a kerület mentén nem egyenlő erősek, és pl. egy  $q_1 = 1 \frac{1}{2}$  horonyszámú, 4 pólusú géphen a III. kötet 148. ábrája szerint

egy nagy indukciójú zónával szemben egy kis indukciójú áll, és a fellépő erők nincsenek egyensúlyban. Ha azonban a tekercselést egyszer vagy többször megismételjük, pl. az említett tekercselést egy 8 pólusú géphen alkalmazzuk, a légrés szemben álló zónáiban az indukció ugyanakkora és az erők egyensúlyban vannak. Ha a gép 12 pólusú, a nagyobb erők a kerület három szimmetrikusan fekvő zónájára vannak osztva, tehát ebben az esetben is nullát adnak eredőül [22, 32].

Az erők eloszlása a kerületen azonban nem olyan egyenletes, mint az egész horonyszámú tekercselésekben, ahol minden pólus alatt ugyanakkora erő lép fel. Nagy átmérőjű gépekben zajt okozó rezgések léphetnek fel, különösen, ha hegesztett szerkezetűek [8, 506].

Aszinkron motorok tekercselését ezért és a nagyobb légrésszórás miatt is, nem célszerű törthoronyzámmal készíteni.

## XXII. Melegedés és hűtés

Forgó gépek melegedési és hűtési kérdéseivel a II. és V., legrészletesebben a III. kötetben már foglalkoztunk, és minden alkalommal rámutattunk a nehézségekre, amelyekbe a melegedési számításoknál ütközünk. Ezekből a számításokból nem várhatunk távolról sem olyan pontos eredményeket, mint azt a villamos természetű számításoknál megszoktuk. Ez azonban nem lehet ok arra, hogy ezekkel a kérdésekkel egyáltalában ne foglalkozzunk, ellenkezőleg, minél több adatunk van kiszámított — és utána mérésekkel ellenőrzött — értékekről, annál több gyakorlatot szerzünk adott szerkezetek hűtési viszonyainak megítélésében és számításainknak annál jobb közelítésre van kilátásuk.

A törpe típusuktól eltekintve, ma már minden gép mesterséges hűtéssel, tehát beépített szellőzővel vagy legalább fokozott szellőzéssel, vagyis szellőzőszerűen alakított forgórész-szerkezzel készül. Ezáltal a hűtőlevegő útjai könnyebben követhetők, és a számítás egyszerűbb lesz.

Az említett helyeken elmondottat itt nem ismétljük meg újra, csak a számítási eljárás gondolatmenetét foglaljuk össze röviden.

Legbiztosabb támaszpontunk a melegedési számításoknál az a téTEL, hogy  $P_V$  melegmennyisége elvitelére

$$V_l = \frac{P_V}{c_l \vartheta_l} \quad (220)$$

levegőmennyiség kell, ahol azonban  $c_l$  a levegő fajmelege nem állandó, hanem  $\vartheta_l$  a levegő túlmelegedésének a függvénye. Átlagban átszellőzött típusoknál a távozó levegő hőfokától függően, 1 kW melegmennyiségre percenként (2,5—3,5)  $m^3$  levegőt lehet számítani.

Teljesen zárt, felületi hűtésű gépeknél a levegő melegedése csak néhány fokot tesz ki, ezért a levegőszükséglet az előbbi érték 3—4-szerese.

További támaszpont, hogy a szellőzőből kilépő legnagyobb levegősebesség, — ha  $v_k$  a szellőző külső kerületi sebessége — közelítően

$$v_l \approx 0,4 v_k \quad (221)$$

feltéve, hogy a szellőző lapátok belső kerületi sebessége  $v_b \geqq 0,6 v_k$ , és feltéve továbbá, hogy a levegőáramlás útjában nincsenek nagyobb akadályok, más szóval, hogy a szellőző a feltételezett  $v_l$  sebességnél megfelelő nyomást elő tudja állítani.

A (221) képlet akkor is használható, ha nem kimondottan szellőzőről, hanem a szellőzés céljaira használt géprészről, pl. a szellőzőrésekben elhelyezett távolság-tartó lemezekről van szó.

A levegő túlmelegedése ne legyen több, mint a megengedett vezető túlmelegedés  $1/4 - 1/3$ -a, a megmaradó  $3/4$ , illetve  $2/3$  rész a meleget átadó felületen és a szigetelőanyagokban fellépő hőfoklépcsők fedezésére szükséges.

A  $\dot{v}_f$  felületi túlmelegedés a levegő sebességével változik, amit a következő egyszerű empirikus képlettel vehetünk figyelembe [I. II. kötet, 4. kiadás, XXV. fejezet] :

$$\dot{v}_f = \frac{P_v}{A} \frac{3}{1 + 0,1 \cdot v_l} C^\circ, \quad (222)$$

ha a levegővel érintkező  $A$  felületet  $\text{dm}^2$ -ben,  $v_l$ -et a felületet érintő levegő sebességét  $\text{m/s}$ -ben és  $P_v$ -t  $\text{kW}$ -ban mérjük.

A számítás menete tehát a következő: a kerületi sebességből kiszámítjuk a kilépő levegő sebességét és a legkisebb  $A_l$  keresztmetszetet, amelyen a levegőnek át kell haladnia. Ez rendszerint a vastest szellőző réseiben, a fogaknál van.  $A_l v_l$  az átáramló levegő mennyisége. A motor egyes részeiben, a tekercsfejekben, a koszorúban, a fogakban, a tekercselésnek vasban fekvő részében stb. keletkező veszteségeket ismerjük — és így megállapíthatjuk, hogy mennyi a levegő túlmelegedése az egyes veszteségi helyeken.

Megnehezíti a feladatot, ha a levegő több párhuzamos úton halad át a gépen. Gondoskodnunk kell arról, pl. terelőlapok beépítésével, hogy az egyes utakon áramló levegőmennyiség arányban legyen a melegmennyiséggel, amelyet el kell vezetni. Ilyen terelő lapok láthatók pl. a 137. számú betétábrán.

A szellőzőrendsereket általában az V. kötet 2. fejezete tárgyalja, itt csak az egy- és a kétoldali szellőzés elvi különbségét emeljük ki. Az elsőre pl. az V. kötet 8.2.2, a másodikra a 8.2.3 ábra mutat példát.

Az egyoldalú szellőzésnél a szellőző átmérője nagyobb lehet, mint a forgórészé, ezért a szellőző hatásosabb. Ezzel szemben áll az a hátrány, hogy a tekercsfejek hűtése a gép két oldalán nem egyenlő, és hogy az átáramló levegő részére rendelkezésre álló legkisebb keresztmetszet elvben csak félakkora, mint kétoldali szellőzés esetén.

Általában az alkalmazott szellőzási rendszer hatásosságát a gép szerkezete erősen befolyásolja.

## XXIII. Kísérleti vizsgálatok

### 1. Szabványos vizsgálatok

Az MSZ 152. szabvány adja meg a típus- és darabpróba eseteire kötelező vizsgálatokat. Nagy részük egyezik az egyenáramú és a szinkron gépekre vonatkozó ilyen természetű előírásokkal.

a) A pörgetési próba minden egyéb próbát megelőz. Mint darabpróbát is el kell végezni, ha a kerületi sebesség tekercselt forgórésznél  $30 \text{ m/s}$ -nál, kalickásnál  $60 \text{ m/s}$ -nál nagyobb. A pörgetési fordulatszám a névlegesnek  $120\%$ -a, kivéve azokat a motorokat, amelyeknél feszültségkimaradás esetén a forgórész túlpörgése következhet be (pl. daruüzemben). Ilyenkor a névleges fordulatszám  $180\%$ -ával kell a próbát végezni. A próba tartama 2 perc.

b) *Tekercsszigetelések ellenállásának mérése a testhez hideg állapotban.* Kötelező minden 1 kVA-nál nagyobb teljesítményű és 24 V-nál nagyobb feszültségű gépre. A megfelelő értékű ellenállás még nem biztosítja azt, hogy a szigetelésben nincs olyan hiba, amely a próba- vagy az üzemfeszültség alkalmazásánál átütést okozhat. A mérés csak tájékoztatást nyújt, hogy a villamos szilárdságra vonatkozó vizsgálat elvégezhető-e, valamint hogy új berendezéseknel és hosszabb üzemszünet után a gép üzemképes szigetelési állapotban van-e. Tájékoztató érték tiszta, száraz és kb. 75 C° hőmérsékletű gépnél, ha  $U$  a kapocsfeszültség

$$\frac{U/V}{1000 + P_n/kVA} \text{ Meg}\Omega$$

c) *Ellenállásmérés hideg állapotban.* A mérést a feszültségesés vagy az összehasonlítás módszerével szokták végezni. Mint darabpróba minden gépre kötelező.

d) Csúszógyűrűs motoroknál a *rotorfeszültséget* is ellenőrizni kell. Felső és alsó határát a teljesítménytől függően, az MSZ 9241. szabvány írja elő. A korlátozás célja egrészt, hogy az indítóellenállások raktáron tartását megkönnyítse; másrészről hogy kb. 100 kW teljesítményig -- biztonsági okokból -- a forgórész kis feszültségű legyen.

e) *Üresjárási mérések.* Darabpróbánál csak a névleges feszültségnél felvett áramot és teljesítményt kell megállapítani. Típuspróbánál a mérést a névleges feszültségeknek kb. 1/3-áig csökkentett, több feszültségértéknél is el kell végezni, és a mért veszteségeket vas-, réz- és súrlódási veszteségekre felosztani.

Az 1. mérétezési szímpéldában tárgyalt motor üresjáráskor felvett mérési adatai a 123. ábrában láthatók. A  $P_0 = f(U_1)$  görbe az üresjárási veszteség, az  $I_0 = f(U_1)$  az üresjárási áram a primer feszültség függvényében. Ugyanakkor 18 C° környezeti hőfokon mérve, a primer ellenállás fázisonként  $R_1 = 0,354 \Omega$ , úgyhogy a névleges feszültségnél felvett  $I_0 = 21,8 \text{ A}$  a primer tekercselésben

$$P_{r1} = 3 I_0^2 R_1 = 3 \cdot 21,8^2 \cdot 0,354 \text{ W} = 530 \text{ W}$$

veszteséget okoz.

Ha az üresjárási veszteség görbét, helyesebben a tekercselési veszteséggel csökkentett görbét  $U_1 = 0$ -ig meghosszabbítjuk, ez a görbe az ordinátatengelyen a súrlódási és szellőzési veszteséget metszi ki. A mi esetünkben  $P_s = 3,5 \text{ kW}$ .

A  $P_0$  teljes üresjárási veszteségekből levonva a súrlódási veszteségeket és a tekercselésben fellépő — előbb kiszámított —  $P_{r1} = 530 \text{ W}$ -ot, a maradék

$$\sum P_v = P_v + P_p + P_{of} = (11\ 400 - 3500 - 530) \text{ W} = 7370 \text{ W}$$

a teljes vasveszteséget adja, tehát beleérte a fogpulzációból eredő és a felületi vasveszteségeket is.

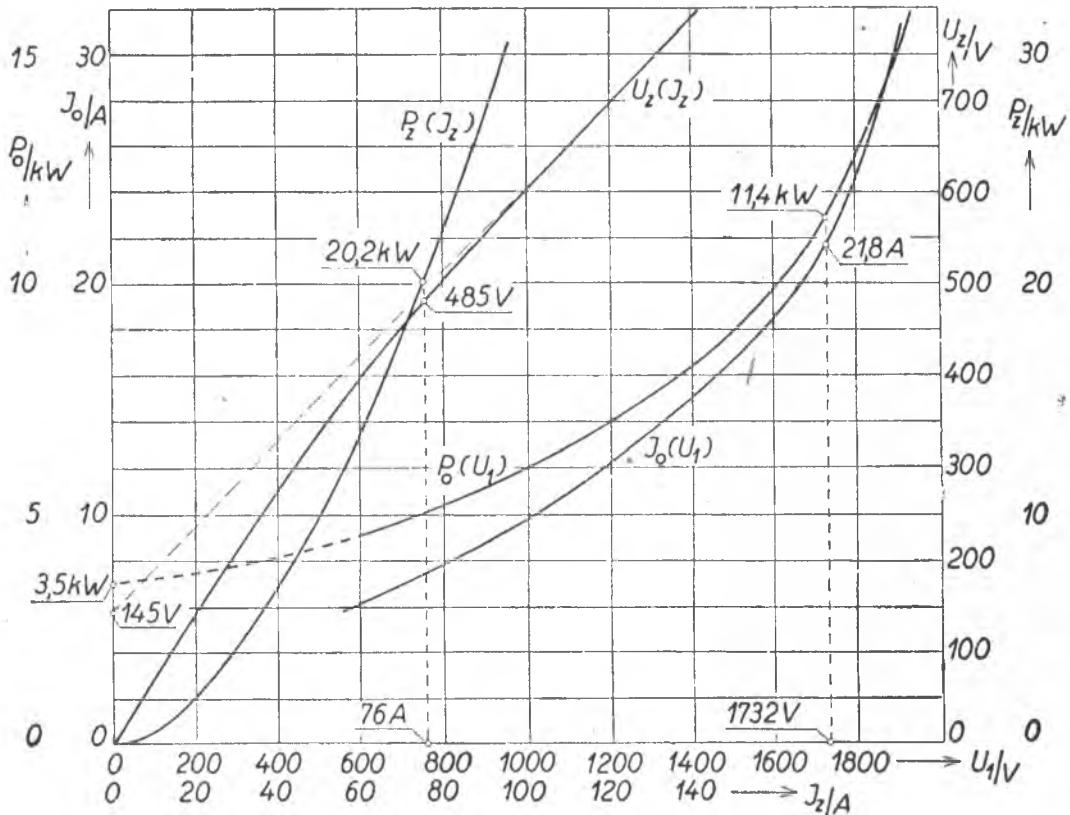
A szabvány szerint az üresjárási teljesítménytényezőt is meg kell állapítani. A mi esetünkben névleges feszültségen

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{3 U_1 I_0} = \frac{11\ 400}{3 \cdot 1732 \cdot 21,8} = 0,101.$$

A vasveszteségek a feszültség négyzetével változnak, ezért ha az abszcisszán a feszültségek négyzetértékeit rakjuk fel, egyenest kapunk, amelynek metszékértéke az ordinátatengelyen kevésbé bizonytalan, mint az, amit a parabola meghosszabbításával állapítunk meg.

Az üresjárási áram a névleges feszültség környékén majdnem tiszta meddő áram, ezért az  $I_0(U_1)$  görbe jellege a mágnesezési görbe jellegéhez hasonló.  $U_1$  kis értékeinél  $I_0$  gyakran ismét nő, mert az állandó súrlódási veszteségek fedezésére az áram hatásos komponense nagyobb lesz.

f) *Rövidzárási mérések.* Kis motoroknál a típuspróbát teljes feszültséggel kell végezni, nagyobbaknál a feszültség a névleges érték 1/6-áig csökkenhető. Mérni kell a feszültség függvényében a rövidzárási áramot és a teljesítményfélvetelt,



123. ábra

330 kW motor üresjárási és rövidzárási jelleggörbái

kalickás motoroknál a nyomatékok is. A billenő nyomatékok csúszógyűrűs és egyszerű kalickás motoroknál az üresjárási és a rövidzárási mérésekből rajzolt kördiagramból lehet megállapítani — feltéve, hogy a vezető magasság 50 Hz és rézanyag esetén 16 mm-nél, alumínium esetén pedig kb. 20 mm-nél nem nagyobb. Nagyobb magasság nál ugyanis a horonyfluxus okozta örvényáramhatás is érvényesül.

A darabpróba csak a típuspróbára előírt feszültségnél fellépő áram és a felvett teljesítmény megállapítására szorítkozik.

A 123. ábrában az előbbi motor rövidzárasakor kapott mérési eredmények láthatók. A  $P_z = f(I_z)$  görbe a tekercselési veszteségeket jelenti a rövidzárási áram függvényében; erre a továbbiakban csak a  $\cos \varphi_z$  kiszámítására van szükségünk. A hatásfok megállapítására nem használható, mert az álló rotorban a nagy periódus-szám miatt olyan vas- és rézveszteségek is keletkeznek, amelyek a normális üzemben nem lépnek fel.

Az  $U_z = f(I_z)$  görbe a rövidzárási feszültséget adja a rövidzárási áram függvényében. Eltérően a transzformátorok hasonló méréseinél tapasztalt eredménytől,

a rövidzárási feszültség általában nem minden értéknél arányos az árammal, hanem a görbe a névleges áramérték táján rendszerint elhajlást mutat. Ennek oka, hogy a fázishatároknál a fogak és félíg zárt hornyoknál a fogfejek is telítődnek, ami a szórási reaktancia csökkenését okozza. Nagy áramoknál — amikor az indukció ezeken a helyeken nagyobb, mint 20 000 G — az  $U_z = f(I_z)$  görbe ismét egyenes lesz, ez azonban most már nem megy át a kezdőponton, hanem az ordinátatengelyt egy  $U_t$  pontban metszi, amint az a 123. ábrán látható. A kördiagramot és a  $\cos \varphi_z$ -t a törési szakaszon túl fekvő — „telített” — értékekből szokás megállapítani. Ez általában 20—50%-kal nagyobb rövidzárási áramot ad, mintha az  $U_z = f(I_z)$  kezdő egyenesével számítunk,  $\cos \varphi_z$ -re viszont ilyen módon nagyobb értéket kapunk. A „telített” érték a valósághoz közelebb fekvő billenő és indító nyomatéket ad, a telítetlen viszont a kördiagram kezdő értékét közelíti meg jobban.

A mi esetünkben a 123. diagram szerint a telített állapotra vonatkozó  $U_z = f(I_z)$  egyenest visszafelé az ordinátatengelyig meghosszabbítva,  $U_t = 145$  V és  $U_z = 1732$  V-ig extrapolálva  $I_z = 350$  A-t kapunk.

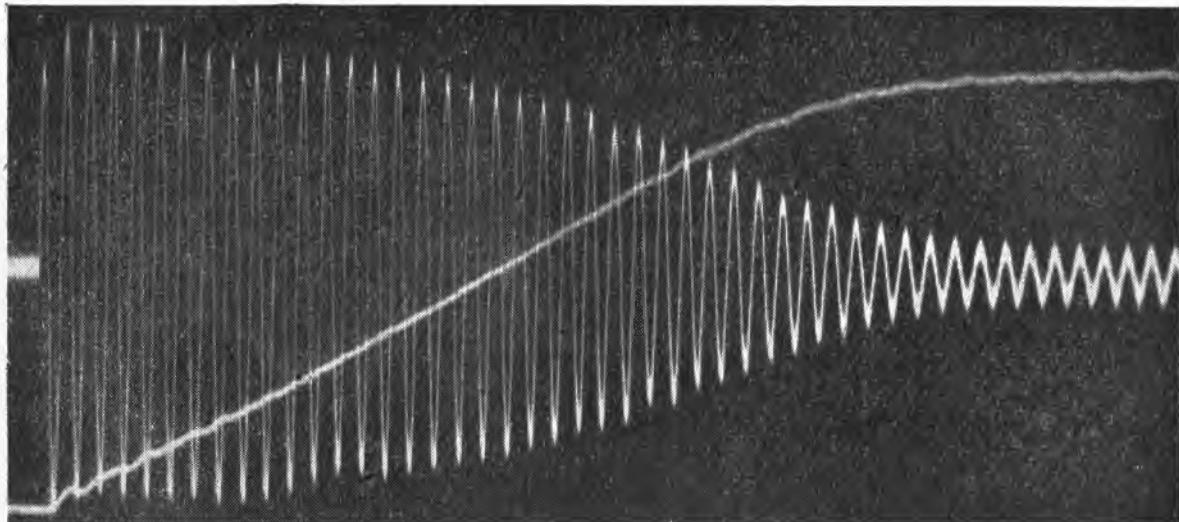
Általában, ha  $U'_1$  feszültségnél a telített állapotra vonatkoztatott egyenesen  $I'_z$  rövidzárási áramot mérünk,

$$I_z = I'_z \frac{U_1 - U_t}{U'_1 - U_t}. \quad (223)$$

A felvett teljesítmény az árammal négyzetes arányban nő, és — mivel a mérés szerint  $I_1 = 76$  A-nél  $P_z = 20,2$  kW,  $I_z = 350$  A-ra átszámítva  $P_z = 20,2 \left(\frac{350}{76}\right)^2 = 430$  kW, úgyhogy a teljesítménytényező rövidzárásban

$$\cos \varphi_z = \frac{P_z}{3U_1 I_z} = \frac{430 \cdot 10^3}{3 \cdot 1732 \cdot 350} = 0,235.$$

A gép légrésszórási reaktanciája az álló- és forgórész viszonylagos helyzetétől függ, ezért célszerű, ha a rotort mérés közben lassan a forgótér ellen forgatjuk. Nagy



124. ábra

Felgyorsulás és indítási áram oszcillogramja (5 kW, 4 pólusú motor)

motoroknál ez nehézségekbe ütközik, ilyenkor a mérést csak rögzített motorral tudjuk végezni.

g) *Felgyorsulás.* A terhelés nélkül megindított motor feszültségét, áramát és fordulatszámát oszcilloszárral felvesszük. A fordulatszám megállapítására ún. tachométerdinamó szolgál, amelyet kívülről gerjesztünk, és amely a fordulatszámmal arányos feszültséget ad. A gyorsulási görbe egyenletességből vagy egyenlőtlenségeiből arra következtethetünk, hogy a motor egyes sebességeken nem akadozik-e. Kisebb motorokat célszerű nagyobb lendítőtömeggel ellátni vagy kisebb feszültségről indítani. Az így elnyújtott görbe alapján könnyebb a nyomatékot a fordulatszám függvényében megállapítani.

Ha  $GD^2$  a forgórész lendítő tömege,  $g$  a nehézségi gyorsulás és  $n$  a fordulatszám a  $t$  időpontban

$$M = \frac{GD^2}{4g} 2\pi \frac{dn}{dt}.$$

Egy 5 kW-os motoron felvett gyorsulási oszcillogram a 124. ábrán látható.

h) *Terhelési próba, hatásfok, melegedés.* Kisebb gépeket örvényáramfékkel vagy féldinamóval szokás megterhelni, ilyenkor a hatásfokot közvetlenül kapjuk, és az *MSZ 152* szerint a melegedés is megállapítható.

Nagyobb gépek esetén, ha két egyenlő példány áll rendelkezésre, ezeket közvetlenül kapcsoljuk, és az egyiket mint generátort járatva a motor által felvett energiát a veszteségeken kívül a hálózatba visszaadjuk. Ahhoz, hogy ez az állapot beállítható legyen, a két gép között szlipkülönbségnek kell lennie, amit úgy érhetünk el, hogy azt a gépet, amelynek generátorként kell járnia, egy másik, néhány százalékkal kisebb periódusú próbatermi hálózatra vagy gépre kapcsoljuk. Ez a periódusszám a szükséges szlipkülönbség beállítására szabályozható legyen. Aránylag egyszerű a terhelés beállítása, ha két egyenlő motorgenerátor áll rendelkezésre és a generátorok egyenáramúak.

A melegedési mérést az *MSZ 152*. szabvány szerint hasonló szempontok alapján kell végezni, mint az egyenáramú vagy a szinkron gépeknél.

i) *A szlip mérése* aránylag egyszerűen és pontosan végezhető. Ha csúszogyrűs motorról van szó, a gyűrűkhöz érzékeny lengőtekercses műszert csatlakoztatunk, amelynek mutatója — ha két irányú kitérésre képes — a szlip periódusszámának megfelelően leng jobbra és balra. Ha a szlip nagyobb, mint kb. 6%, a műszer már nehezen tudja az irányváltzásokat követni, ilyenkor közvetlen fordulatszámmérővel megbízhatóbb eredményt kapunk.

A szliptekercses módszer szerint egy kör alakú lapos tekercset helyezünk el közel a motor tengelyéhez úgy, hogy a tekercs síkja a motor tengelyére merőleges legyen. Ha a tekercs végeire egy lengőtekercses műszert kötünk, a műszer a forgórész szórási fluxusának megfelelően, a szlipperiódus ütemében lengéseket végez. A műszerre az állórész  $f_1$  frekvenciájú szórási fluxusai is hatnak, de ezek olyan gyorsan következnek egymás után, hogy a műszer ezek hatására alig észrevehető rezgésekkel végez.

Ha  $t$  idő alatt  $z$  egyirányú kitérést észlelünk, a szlipfrekvencia  $f_2 = z/t$  és

$$s = f_2/f_1 = \frac{z}{f_1 t}.$$

Célszerű, ha  $t = 20$  másodpercig mérjük a lengéseket, mert akkor  $f_1 = 50$  Hz esetén

$$100 \text{ s} = \frac{z}{1000} 100\% = \frac{z}{10} \%,$$

vagyis az egy irányú lengések számát 10-zel osztva, a százalékos szlipértéket kapjuk [40, 157 — 41, 126].

Legelterjedtebb a *sztroboszkópos módszer*. A motor tengelyére egy tárcsát erősítünk, és ezen sugárirányú fehér vonást húzunk. Ha a tárcsát a hálózatról táplált olyan fényforrással világítjuk meg, amely minden hálózati periódus alatt felvillan — amit pl. megfelelő szerkezetű parázzslámpával lehet elérni —, szinkronizmus esetén a vonást minden periódusban látjuk, tehát amikor a  $2p$  pólusú motor két pólusosztással mozgott tovább. Ily módon egy  $p$  sugarú csillagot látunk. Ha a motor szlippel jár, a vonás minden újabb megvilágításkor még nem érte el előbbi helyzetét, és úgy látjuk, hogy a vonás, illetve a csillag, a motor forgásirányával ellentétesen forog. Ha a csillag  $t$  idő alatt  $z$  fordulatot tesz, a fordulatszám-elmaradás a szinkron fordulattól az időegységen  $n_2 = z/t$ , és minthogy  $s = n_2/n_1$  (ha  $n_1 = f_1/p$  a szinkron fordulatszám),

$$s = \frac{zp}{tf_1}.$$

Ha a fényforrás minden periódusban kétszer villan fel, egy  $2p$  sugarú csillagot látunk, és a sugarak kétszeres sebességgel következnek egymás után. Ha a csillagot és nem a sugarakat figyeljük meg, az eredmény ugyanaz, mint előbb.

Periódusonként csak egyszer felvillanó fényforrást szimmetrikus szerkezetű lámpából úgy állíthatunk elő, hogy a váltakozóáramon kívül még egy egyenáramú áramforrásból is tápláljuk a lámpát. Ha az egyenáram ugyanakkora, mint a váltakozóáram csúcsértéke, az eredő áramnak minden periódusban csak egyszer van maximuma.

j) *A hatásfok közvetett megállapítása*. Ha a motort valamiképpen meg tudjuk terhelni, az egyes, külön mért veszteségekből a hatásfokot elég pontosan lehet megállapítani. A leadott teljesítményt nem kell mérni, csak a bevezetett teljesítmény ismerete szükséges.

A bevezetett  $P_1 = m_1 I_1 U_1 \cos \varphi_1$ -ból levonva a primer tekercselésben fellépő  $P_{r1} = m_1 I_1^2 R_1$  veszteségeket és az üresjárási méréssel megállapított  $\sum P_v$  vasveszteséget, közelítően a légrésteljesítményt, vagyis a forgórészre átadott teljesítményt kapjuk :

$$P_1 - P_{r1} - \sum P_v \approx P_a.$$

Minthogy  $\sum P_v$ -ben a pulzációs és a felületi veszteségek is benne vannak, a kifejezés nem egészen pontos és a valóságos  $P_a$  valamivel nagyobb. Pontos az eredmény akkor, ha  $\sum P_v$  helyett csak a  $P_v$  alapveszteséget vonjuk le. A  $P_2$  és  $\eta$  kiszámításánál mutatkozó hiba azonban általában elhanyagolható.

Terhelés alatt a szippet is mérjük úgy, hogy a forgórészben keletkező tekercselési veszteség  $P_{r2} = s P_a$ . A súrlódási  $P_s$  veszteséget az üresjárási mérésből már ismerjük. Végül a terhelési többletveszteségeket az MSZ szerint a villamosan mérhető, tehát motor esetén a bevezetett teljesítmény 0,5%-ával vesszük egyenlőnek. Részterhelésekknél a teljes (névleges) terhelésre kiszámított értékét a részterhelési áram négyzetének és a névleges áram négyzetének a hányadosával kell szorozni.

Ha a motor csúszógyűrűs, a szekunder tekercselési veszteségeket a mért ellenállásból és pl. a kördiagram segítségével meghatározott szekunder áramból is lehet kiszámítani:  $P_{r2} = m_2 \cdot I_2^2 \cdot R_2$ .

k) A szigetelés villamos szilárdságának ellenőrzését tekercspróbával és menetszigetelési próbával kell végezni. A tekercspróba feszültségeire az MSZ 152—51 a következő értékeket írja elő:

1 kW teljesítményig .....	$2 U_n/V + 500$ V
1—3 kW teljesítményig .....	$2 U_n/V + 1000$ V
3 kW teljesítmény fölött .....	$2 U_n/V + 1000$ V
de legalább .....	1500 V

Nem állandóan rövidrezárt rotortekercselésre, ha a motor forgásiranya a forgótérhez viszonyítva változó (ellenáramú fékezés), a rotorfeszültség névleges értékének négyszerese  $+ 1000$  V, ha nem változó, a névleges rotorfeszültség kétszerese  $+ 1000$  V.

A menetszigetelési próbát úgy kell végezni, hogy a motort üresen 1,5, illetve 1,3-szoros kapocsfeszültségről járatjuk. Az első érték olyan gépre vonatkozik, amelyen a tekercspróbát a földhöz képest vagy a tekercsek között szerkezeti okok miatt nem lehet elvégezni, a második olyanra, amelyen a tekercspróba elvégezhető.

## 2. Az alap-vasveszteségek és a nagyfrekvenciás vasveszteségek szétválasztása

A  $\sum P_v$  üresjáráskor mért teljes vasveszteség az alapveszteségen kívül magában foglalja a felületi és a fogpulzációs veszteségeket is. Ha ezeket külön akarjuk választani, további elég hosszadalmas méréseket kell végezni. Az egyik eljárást, amely csúszógyűrűs motoroknál használható, a következőben ismertetjük.

a) *Rotorhiszterézis*. Bevezetésként a rotorhiszterézis jelentőségét vizsgáljuk. Ha egy aszinkron gépet nyitott forgórészssel az áramforrásra kapcsolunk, álló állapotban a rotorban  $P_{h2}$  hiszterézis és  $P_{\delta 2}$  örvényáramveszteség keletkezik, és ha külön hajtómotor segítségével s szilippel forgatjuk, a hővé alakuló eredő veszteség

$$P_{e2} = s P_{h2} + s^2 P_{\delta 2}. \quad (224)$$

A hiszterézisveszteség ugyanis az  $s f_1$  frekvenciával egyenesen, az örvényáramveszteség pedig ennek négyzetével arányos.

Másrészt a forgórésznek átadott teljesítmény az általános elmélet szerint üresjáráskor

$$P_{a0} = P_{e2}/s = P_{h2} + s P_{\delta 2}. \quad (225)$$

A hiszterézis nyomatéknak megfelelő rész a szliptől független, az örvényáramoknak megfelelő nyomaték pedig  $s$ -rel arányos.

$P_{a0}$  nagyobb, mint a hővé alakuló veszteség, amely  $P_{e2} = s P_{a0}$ . A többlet, mint mechanikai teljesítmény jelentkezik, amely tehát

$$P_{a0} - P_{e2} = P_{a0} (1 - s).$$

Ez a nyomaték a motort esetleg abban az esetben is forgásban tartja, ha a forgórész egy tömör vashenger, sőt még akkor is, ha lemezektől áll, és az örvényáramok elhanyagolhatók.

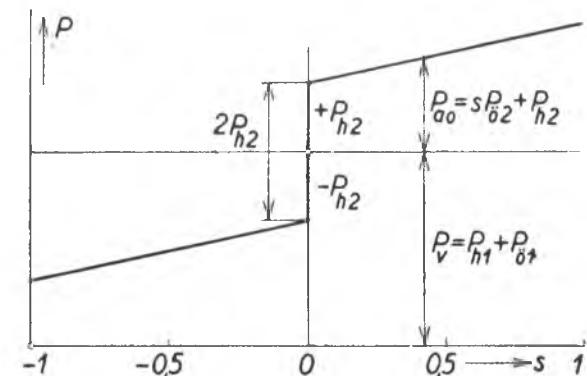
A tekercselés nélküli forgórésznek átadott teljesítményt is az állórésznek kell szolgáltatnia, de  $P_{a0} (1 - s)$  nem alakul hővé, hanem mint hasznos nyomaték, részben a súrlódási és a fogpulzációs veszteségeket fedeli.

Ha a nyitott forgórészű aszinkron motort külső segítséggel különböző pozitív és negatív szlippekkel járatjuk, az állórész a 125. ábrának megfelelő teljesítményt veszi fel.

Ha pozitív szlipérték felől közelítjük meg a szinkronizmust,  $P_{h2}$  pozitív előjelű és negatív előjelű ellenkező esetben. A szinkronizmusban tehát egy  $2P_{h2}$ -vel egyenlő teljesítményugrás következik be, nagyságát vagy a hálózati, vagy a hajtómotor teljesítményváltozásából lehet megállapítani.

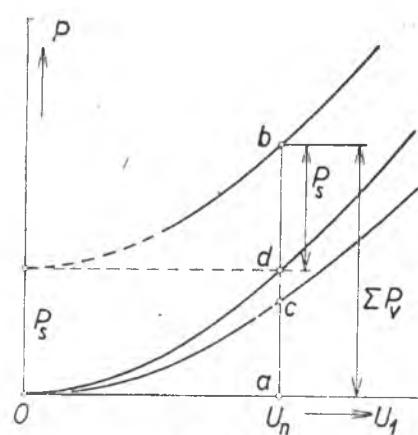
b) A mérés végrehajtása. Egy üresen járó motor a hálózatból a  $\sum P_v$  vasveszeségeket és az állórész tekerceselésében fellépő veszeségeknek megfelelő teljesítményt veszi fel. A vasveszeségekben a felületi és a fogpulzaciós vasveszeségek is benne vannak, ezeket éppúgy, mint a súrlódást, a rotorra átvitt teljesítmény mechanikai úton fedez. A vas- és a súrlódási veszeségek szétválasztását már az  $1/e$  pontban tárgyaltuk

Feltettük, hogy a motor csúszógyűrűs. Ha a forgórész tekerceselését üresjárásban megszakítjuk, a felvett teljesítmény annyival csökken, amennyit a forgórész tekerceselése útján az állórészről átvett. Ez rendszerint több, mint a súrlódási veszeség, de a különbözet még nem egyenlő a nagyfrekvenciás veszeségekkel, mert amint az előbbi pontban láttuk, az állórész a nyitott forgórészre is átvisz teljesítményt, amely a szinkronizmushoz közel, a rotorhiszterézis teljesítményével egyenlő. Ezt a különbözethez hozzá kell még adni, hogy az üresjáráskor fellépő felületi- és fogpulzaciós veszeségeket megkapjuk (126. ábra).



125. ábra

Rotorhiszterézis- és örvényáram-teljesítmények a szlip függvényében



126. ábra

Üresjáráskor felvett teljesítmény zárt és nyitott rotorral:  $ab = \Sigma P_v$  (zárt rotorral);  $ac = P_{v1} + P_{h2}$  (nyitott rotorral);  $bd = P_s$ ;  $cd = P_p + P_{0f} - P_{h2}$  és  $P_p + P_{0f} = cd + P_{h2}$

Ha rendelkezésre áll egy egyenáramú hajtómotor, amellyel az aszinkron motort üresen a szinkronnál nagyobb fordulatszámmal tudjuk járatni, a rotorhiszterézisnek megfelelő teljesítményt, a  $2/a$  pont utolsó bekezdése szerint meg lehet mérni.

Ha ilyen berendezésünk nincs, a rotorhiszterézist további teljesítménymérések útján lehet megállapítani úgy, hogy az álló- és forgórész szerepeit felcserélve, az előbbi méréseket megismétljük. A kefesúrlódás elválasztásától eltekintve, még további öt teljesítménymérést kell elvégezni [7, 365].

Ezek a mérések elég hosszadalmasak és kényelmetlenek. A rotorhiszterézisveszeség viszont aránylag egyszerűen kiszámítható, és ez a számítás nem is olyan bizonytalan, mint az örvényáram-veszeség számítása, mert nem függ a lemezek

szigetelésétől és mechanikai minőségétől. Ezenkívül a nagyfrekvenciás veszteségeknek csak egy részéről, általában kisebb részéről van szó.

A következő számpéldában bemutatjuk a mérés végrehajtását.

Egy másik módszer, amely kalickás forgórész esetén is használható, abból indul ki, hogy kis szlipértékeknél a rotorra a tekercselés útján átvitt teljesítmény  $s U_1^2$ -tel arányos [27, 105 — 28].

Kis szlipértékeknél ugyanis (39) szerint

$$P_a \approx m_1 \frac{U_1^2 R'_2 s}{R'^2_2 + s^2 X_s^2} \approx m_1 \frac{U_1^2 s}{R'_2},$$

mert  $s^2 X_s^2$  elhanyagolható  $R'^2$  mellett.

$s U_1^2$ -et üresjárásban megmérni lehet,  $R'_2$ -t pedig tekercselt forgórésznél megmérni és átszámítani, kalickásnál, ha a szükséges adatokat ismerjük, kiszámítani lehet. Ehelyett a kényelmetlen és pontatlan eljárás helyett azonban úgy is lehet eljárni, hogy  $U_1^2 s$ -et  $U_1$  függvényében felrajzoljuk éppúgy, mint a felvett üresjárási teljesítményt és a parabolászerű görbét  $U_1 = 0$ -ig meghosszabbítjuk. A metszék az ordináta-tengelyen arányos a súrlódási teljesítménnyel, mert  $U_1 = 0$ -nál  $P_{a0} = P_s$ . Ezzel tehát megállapítottuk az  $U_s^2$ -et a  $P_{a0}$ -val összekötő arányossági tényezőt,  $P_s$ -et ugyanis az üresjárási teljesítménymérésből már ismerjük. Az így kapott teljesítmény azonos azzal a teljesítménycsökkenéssel, amelyet a primer oldalra valamilyen  $U_1$  értéken a rotor nyitásakor észlelünk.

A nagyfrekvenciás veszteségek ismét nagyobbak, mint az így megállapított teljesítmény, mert a rotorhiszterézisnek megfelelő teljesítményt még hozzá kell adni. Mint az előbb ismertetett módszernél, azt legegyszerűbben számítással állapítjuk meg.

### 15. Számpélda

Egy  $P_n = 460$  kW teljesítményű,  $\sqrt{3}U_1 = 3300$  V feszültségre és  $f_1 = 60$  Hz-re készült 2p = 4 pólusú motoron a primer tekercselési veszteségek levonása után

az üresjárási teljesítményfelvétel .....	$P_0 = 18500$ W
volt, amiből a súrlódási veszteség .....	$P_s = 9500$ W
A rotor nyitása után a felvett teljesítmény ...	<u>6330</u> W
úgyhogy ezek levonása után .....	2700 W

marad mint a nagyfrekvenciás veszteségek az a része, amelyet az állórész a zárt forgórészre annak tekercselése útján visz át.

Ehhez, amint láttuk, még hozzá kell adni azt a teljesítményt, amelyet a *rotorhiszterézis* jelent. A kis szlip miatt az örvényáramok útján átadott teljesítmény elhanyagolható.

A rotorhiszterézis teljesítményét ebben az esetben számítással állapítjuk meg.

A forgórész  $V_{10} = 2$  W/kg-os lemezből készült,  $f_1 = 60$  Hz-nél a veszteségi szám kb. 2,5 W/kg, és ennek hiszterézis komponense 1,9 W/kg-ra tehető (I. II. kötet, 4. kiadás, XX. fejezet).

A forgórész-koszorú súlya  $G_{k2} = 285$  kg, indukciója  $B_{k2} = 10\ 500$  G.

A fogak súlya  $G_{f2} = 77$  kg, és a közepes indukció  $B''_{f2} = 13\ 530$  G, úgyhogy a koszorúban

$$P_{hk2} = 2 \cdot 1,9 \cdot 1,0500^2 \cdot 285 \text{ W} = 1200 \text{ W}$$

és a fogakban

$$\begin{array}{rcl} P_{hf2} = 2 \cdot 1,9 \cdot 1,35^2 \cdot 77 \text{ W} & = & 540 \text{ W} \\ \text{összesen} & & P_{h2} = 1740 \text{ W} \end{array}$$

hiszterézisveszteség keletkezik. Ezt hozzáadva az előbbi 2700 W-hoz,  $P_p + P_{\delta f} = (2700 + 1740) \text{ W} = 4440 \text{ W}$ .

A számított alap-vasveszteség  $G_{k1} = 412 \text{ kg}$  állórész-koszorú és  $G_{f1} = 108 \text{ kg}$  állórész-fogsúlyal, valamint  $B_{k1} = 14 \text{ 100 G}$  koszorúindukcióval és  $B''_{f1} = 13 \text{ 200 G}$  közepes fogindukcióval

$$\begin{aligned} P_{vk1} &= 2 \cdot 2,5 \cdot 1,41^2 \cdot 412 \text{ W} = 4050 \text{ W} \\ P_{vf1} &= 2 \cdot 2,5 \cdot 1,32^2 \cdot 108 \text{ W} = 950 \text{ W} \\ \text{összesen} \quad P_v &= 5000 \text{ W} \end{aligned}$$

Ehhez hozzáadva a részben mért, részben számított nagyfrekvenciás veszteségeket:

$$\begin{aligned} P_p + P_{\delta f} &= 4440 \text{ W} \\ \text{úgyhogy} \quad \sum P_v &= 9440 \text{ W} \end{aligned}$$

a mérés szerint  $\sum P_v = P_0 - P_s = (18 \text{ 500} - 9500) \text{ W} = 9000 \text{ W}$ , a (153) képlet szerint pedig  $k_c = 1,535$  Carter-tényezővel

$$\begin{aligned} 2 \cdot 2,5 \cdot 1,41^2 \cdot 412 \text{ W} &= 4050 \text{ W} \\ 4 \cdot 2,5 \cdot 1,32^2 \cdot 108 \cdot 1,535^2 \text{ W} &= 4300 \text{ W} \\ \sum P_v &= 8350 \text{ W} \end{aligned}$$

A fogpulzációs és a felületi vasveszteségek tehát a számított alapveszteségeket mérés szerint  $\frac{9000 - 5000}{5000} 100 = 80\%$ -kal növelik.

### 16. Számpélda

Az eddigi számpéldáinkban több ízben szereplő 330 kW teljesítményű motor terhelésekor, ha a 330 kW leadott teljesítménynek megfelelően a mért primer áram  $I_1 = 79,8 \text{ A}$ , a bevezetett teljesítmény

$$P_1 = 3 \cdot U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3 \cdot 1732 \cdot 79,8 \cdot 0,873 \cdot 10^{-3} \text{ kW} = 360,0 \text{ kW}$$

A primer tekercselés ellenállása üzemreleg állapotban mérve,

$$R_1 = 0,43 \Omega, \text{ úgyhogy a tekercselési veszteség}$$

$$P_{r1} = 3 \cdot I_1^2 R_1 = 3 \cdot 79,8^2 \cdot 0,43 \cdot 10^{-3} \text{ kW} = 8,2 \text{ kW}$$

Az üresjárásban mért teljes vasveszteség

$$\sum P_v = \frac{7,37 \text{ kW}}{P_a = 344,43 \text{ kW}}$$

és ebből a légrésteljesítmény

Ugyanakkor a szlip 0,024, úgyhogy a szekunder tekercselési veszteség  $P_{r2} = s \cdot P_a = 0,024 \cdot 344,43 \text{ kW} = 8,25 \text{ kW}$

Az üresjárásban mért súrlódási veszteség,  $P_s = 3,5 \text{ kW}$ , és levonva még terhelési járulékos veszteség címén 0,005  $P_1$ -et, vagyis  $0,005 \cdot 360 \text{ kW}$ -ot

marad tehát mint leadott teljesítmény és a hatásfok

$$P_2 = 330,88 \text{ kW}$$

$$\eta = P_2/P_1 = 330,88/360 = 0,92.$$

Ellenőrzésképpen a szekunder tekercselési veszteségeket a melegállapotban mért ellenállásból és a rotoráramból is kiszámítjuk. A kördiagram szerint  $I_1 = 79,8 \text{ A}$ -nek,  $I'_2 = 71,5 \text{ A}$ -nek felel meg, és  $I_2 = I'_2 \cdot a = 71,5 \cdot 5,85 \text{ A} = 418 \text{ A}$ , ha (1) szerint  $a = 5,85$ .

$R_2 = 0,016 \Omega$ , úgyhogy  $P_{r2} = 3 \cdot 418^2 \cdot 0,016 \cdot 10^{-3} \text{ kW} = 8,4 \text{ kW}$  a szlipmérés után megállapított 8,25 kW-ál szemben.

Ugyanígy állapíthatjuk meg a 36. ábra jelleggörbéinek többi pontját is.

## XXIV. Aszinkron gépek méretezése

(Tekercselt vagy egyszerű kalickás forgórésszel)

### 1. A fő méretek megállapítása

Ügy mint a szinkron gépeknél, a látszólagos teljesítményből indulunk ki. A fázisértékekkel kifejezve

$$P_l = m_1 U_1 I_1, \quad (226)$$

ahol

$$U_1 \approx U_{e1} = \sqrt{2\pi p n_1 \xi_1 N_1 \Phi} \quad (227)$$

és

$$I_1 = \frac{A_1 D \pi}{m_1 2 N_1}. \quad (228)$$

$D$  az állórész belső átmérője,  $N_1$  a menetszám fázisonként,  $A_1$  a primer kerületi áram,  $\xi_1$  a primer tekercselési tényező és  $\Phi$  egy pólus fluxusa.

Ha  $B_{lk}$  a légrésindukció középértéke,

$$\Phi = \alpha_i \tau_p l_i B_l = \frac{D \pi}{2p} l_i B_{lk}, \quad (229)$$

mert

$$B_l \alpha_i = B_{lk}$$

A közepe légrésindukciót azért vezetjük be, mert ennek az értéke a méretekkel nem sokat változik.

Behelyettesítve a látszólagos teljesítmény (226) kifejezésébe

$$\begin{aligned} P_l &= m_1 \sqrt{2\pi p n_1 \xi_1 N_1} \left( l_i B_{lk} \frac{D \pi}{2p} \right) \left( \frac{A_1 D \pi}{m_1 2 N_1} \right) = \\ &= \left( \frac{\pi^3}{2\sqrt{2}} \xi_1 B_{lk} A_1 \right) (D^2 l_i n_1) = C \cdot D^2 l_i n_1, \end{aligned} \quad (230)$$

ahol

$$C = \frac{\pi^3}{2\sqrt{2}} \xi_1 B_{lk} A_1 = 11 \xi_1 B_{lk} A_1 \quad (231)$$

a gép *kihasználási tényezője*. Látható, hogy ez nem állandó, hanem a mágneses és villamos igénybevételekkel arányosan változik. Ha a szinkron fordulatszám és az igénybevételek adva vannak, kiszámítható  $D^2 l_i$ , ami kb. arányos a forgórész köbtartalmával.

$$D^2 l_i = \frac{P_l}{11 \xi_1 B_{lk} A_1 n_1} \quad (232)$$

Ha  $P_l$ -et kVA-ekben,  $B_{lk}$ -t G-ban,  $A_1$ -et A/cm-ben mérjük,  $n_1$ -et pedig 60 mp-re vonatkoztatjuk,

$$D^2 l_i = \frac{5,47 \cdot 10^{11} (P_l/\text{kVA})}{\xi_1 \left( \frac{n_1}{\text{min}^{-1}} \right) \left( \frac{B_{lk}}{\text{G}} \right) \left( \frac{A_1}{\text{A/cm}} \right)} \text{cm}^3, \quad (233)$$

ahol  $5,47 \dots \frac{60 \cdot 2 \sqrt{2}}{\pi^3}$  helyett áll.

$D^2$  és  $l_i$  szétválasztására felvesszük az  $l_i/\tau_p$  viszonyt, amelyre a gyakorlatban a következő átlagértékeket találjuk :

$2p$	2	4	8	...	48
$l_i/\tau_p$	0,7—1,5	0,9—1,8	1,0—2,0	...	1,8—2,2

Hozzávetőleg  $l_i/\tau_p = \sqrt[3]{p}$ .

A (232) egyenlet minden oldalát  $\tau_p = D \pi / 2p$ -vel osztva

$$D^2 \left( \frac{l_i}{\tau_p} \right) = \frac{P_l 2p}{11 \xi_1 B_{lk} A_1 n_1 D \pi},$$

vagy

$$D^3 \left( \frac{l_i}{\tau_p} \right) = \frac{2P_l p}{\pi 11 \xi_1 B_{lk} A_1 n_1}.$$

Ismét az előbbi egységekkel

$$D^3 \left( \frac{l_i}{\tau_p} \right) = \frac{3,48 (P_l/\text{kVA}) p \cdot 10^{11}}{\xi_1 \left( \frac{n_1}{\text{min}^{-1}} \right) \left( \frac{B_{lk}}{\text{G}} \right) \left( \frac{A_1}{\text{A/cm}} \right)}, \quad (234)$$

ahol  $3,48 \dots \frac{60 \cdot 2 \cdot 2 \sqrt{2}}{\pi \cdot \pi^3}$  helyett áll.

A gyakorlatban azonban alig fordul elő az az eset, amikor egy gép fő méreteit minden támaszpont nélkül, csak az igénybevételek alapján kell megállapítani. 1 és 100 kW között a teljesítmények — 2—8 pólusú, legfeljebb 600 V kapocsfeszültségű, 50 Hz frekvenciájú, csepegtő víz ellen védett vagy teljesen zárt motorokra — szabványosítva vannak. Elő vannak írva a hatásfokok és a teljesítménytényezők is (MSZ 9242—53). A sorozat 16 teljesítményt foglal magában, amelyek között 25—40%-os ugrások vannak.

Az MSZ 4805—52 a 125 és 1600 kW közötti teljesítményeket is szabványosította azzal az eltéréssel, hogy a kapocsfeszültség legfeljebb 6 kV is lehet. A teljesítmények a sorozatban 25—30%-kal nőnek.

A megfelelő gyári sorozat tervezésénél az állórész külső átmérőjéből indulnak ki, és minden átmérőhöz 2, 3, esetleg 4 szélességi méretet rendelnek. Ennek gyártási okai vannak, a külső átmérő ugyanis meghatározza a motorház méreteit, ez viszont döntően befolyásolja a motor árát. Egyenlő külső átmérőjű, különböző szélességű géphez ugyanazok a pajzsok tartoznak. Az állórész belső átmérője más pólusszámra

VIII. táblázat

Kismotor sorozat fő adatai

$D_k/\text{mm}$	$D/\text{mm}$	$D_b/\text{mm}$	$l_a/\text{mm}$	$2p$	$P_2/\text{kW}$	$\frac{D^2 l_i}{\text{cm}^3}$	$l_a/\tau_p$
163	84	35	90	2	2,8	6 350	0,69
			110		3,6	7 700	0,84
			140		4,5	9 900	1,07
163	100	35	90	4	1,7	9 000	1,15
			110		2,2	11 000	1,4
			140		2,8	14 000	1,78
163	105	35	90	6	1,0	10 000	1,64
			110		1,3	12 200	2,0
			140		1,7	14 400	2,55
163	105	35	90	8	0,6	10 000	2,18
			110		0,75	12 200	2,42
			140		1,0	14 400	3,4

esetleg más lehet. Kisebb pólusszám esetén nagyobb a fluxus, ezért a furatátmérőt sokszor csökkenteni kell, hogy a koszorúindukció ne legyen túl nagy. Egyik hazai gyárunkban használt ilyen sorozat egy részének fő adatait a VIII. táblázat mutatja. Az adatok  $U_1 = 220 \text{ V}$ -ra és  $f_1 = 50 \text{ Hz}$ -re vonatkoznak. A külső átmérőket úgy kellett megválasztani, hogy a szabványos  $1000 \times 2000 \text{ mm}$ -es lemeztáblákból lehetőleg kevés hulladékkel kisajtolhatók legyenek. A VIII. táblázatban szereplő  $D_k = 163 \text{ mm}$  hatszor fér el a tábla keskenyebb méretében.

Az IEC által elfogadott, tehát nemzetközi szabványos teljesítménysor a következő

$$P_n = 0,6 \quad 1,1 \quad 2,2 \quad 4,0 \quad 7,5 \quad 13 \quad 22 \quad 40 \quad 75 \text{ kW}$$

$$P_n = 0,8 \quad 1,5 \quad 3,0 \quad 5,5 \quad 10 \quad 17 \quad 30 \quad 55 \quad 100 \text{ kW}$$

A teljesítmények négypólusú gépekre vonatkoznak, az alsó sor vastestei szélesebbek, mint a felsőé. Nagyobb pólusszámhoz nagyobb furatátmérő tartozik, úgyhogy a nagyobb pólusszámoknál egy bizonyos típus az eggyel kisebb teljesítménylépcőre alkalmas. Pl. a  $10 \text{ kW}$ -os típus 6 pólus esetén  $7,5 \text{ kW}$ -ra, 8 pólusnál  $5,5 \text{ kW}$ -ra alkalmas.

$l_i/\tau_p$  a VIII. táblázat 8 pólusú gépeinél nagyobb, mint a fentebb megadott átlagértékek. A táblázat ugyanis kimondottan kis motorokra vonatkozik, amikor a szellőzés nem jár különös nehézségekkel, viszont a hosszabb gépben aránylag kevesebb a szerkezeti inaktív anyag, és ezért olyan.

Ha már van egy — a táblázatnak megfelelő — vasmagsorozat, a választott igénybevételek segítségével a (233) egyenletből kiszámítjuk  $D^2 l_i$ -t, és a sorozatból kikeresünk egy megfelelő  $D$ -t és  $l_i$ -t.  $D$  megválasztásánál figyelemmel kell lenni a kerületi sebességre is, amely normális szerkezet esetén kisebb, mint  $50 \text{ m/s}$ . Kis gépeknek szellőzőrései általában nincsenek, úgyhogy  $l_i = l_a$ -val számíthatunk.

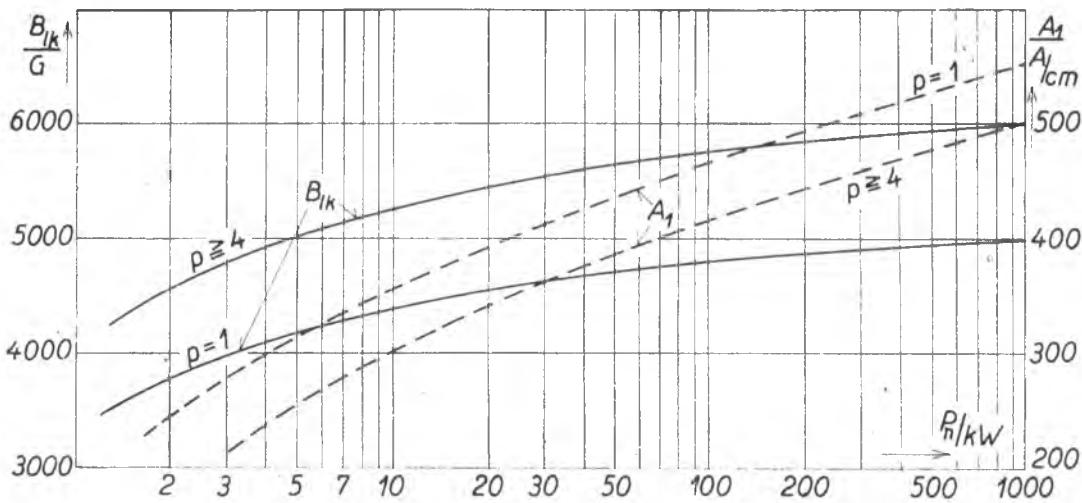
Ha teljesen új típus tervezése a feladat, egy becsült  $l_i/\tau_p$  értékkal a (234) egyenletből számítjuk ki  $D$ -t, amihez azonban a  $B_{lk}$  és  $A_1$  igénybevételeket egyelőre szintén becsülnünk kell. A gépnek nemcsak a szabványoknak kell megfelelnie, hanem az

anyagkihasználásnak is a lehető legjobbnak kell lennie. Ezek figyelembevételével  $B_{lk}$  és  $A_1$  több tényezőtől függ.

Ha a gép feszültsége nem nagyobb, mint 600 V, és nyitott (csepegtő víz ellen védett), a 127. ábra diagramjai adnak tájékoztató értékeket a teljesítmény és a pólusszám függvényében.

A diagramok szerint  $B_{lk}$  a pólusszámmal nő,  $A_1$  viszont csökken.  $B_{lk}$  növelése a pólusszámmal a túlterhelhetőség érdekében szükséges,  $A_1$ -et pedig azért csökkentjük, mert a lassabban járó gép szellőzése a normális szerkezetknél általában gyengébb.

100 kV-nál nagyobb teljesítményű motorok 3000 V-ra, 200 kV-nál nagyobb teljesítményűek pedig 6000 V-ra, tehát *nagyfeszültségre* is készülnek. Ilyenkor



127. ábra

Legfeljebb 600 V kapocsfeszültségű, 50 periódusú, csepegtő víz ellen védett háromfázisú motorok közepes légiindukciói és kerületi áramai a teljesítmény és a pólusszám függvényében

$B_{lk}$ -t 10—20%-kal,  $A_1$ -et pedig kb. 10%-kal kisebbre kell választani. Ugyanaz a típus ilyenkor kb. 20%-kal kevesebbet teljesít, mert az erősebb szigetelés miatt a horonyban elhelyezhető rezkeresztmetszet kisebb, a melegelvezetés a horonyfalak felé pedig rosszabb.

Ha a gép zárt, de mesterséges *felületi hűtéssel* van ellátva, a diagramból leolvashatunk  $B_{lk}$ -t a rosszabb hűtés miatt 10—15%-kal,  $A_1$ -et pedig 15—30%-kal csökkenteni kell. Kisebb gépeknél a rosszabb hűtés kevésbé érezte hatását, ezért egyes gyárok a nyitott és zárt kismotorokat azonos igénybevételekkel készítik. A nyitott típus ilyen esetekben rendszerint nem használja ki a szabvány által előírt melegedési határt.

Kis teljesítményű, *csúszógyűrűs* gépek forgórészei kevésbé vannak kihasználva, és általában csak 10 kW-nál nagyobb teljesítményekre készülnek. Ezeknél a diagram adataihoz viszonyítva  $B_{lk}$  és  $A_1$ -et kb. 10—15%-kal csökkentjük. Kb. 50 kW körül a különbség gyakorlatilag eltűnik.

Szellőzőréseket általában csak 30—40 kW-nál nagyobb motoroknál lehet alkalmazni, amikor pl. a rotor vastestét bordás tengelyre szerelhetjük, vagy tengelyirányú hűtőcsatornákat lehet a forgórész lemeztestébe sajtolni, a hűtő levegő részére.

Annyi szellőzörést alkalmazunk, hogy közöttük a lemezesomagok 50—60 mm vastagok legyenek. Az álló- és a forgórész szellőzörései általában egymással szemben állnak, különben az álló- és forgórész közötti keskeny légrés erősen növelné a légáram ellenállását.

## 2. A légrés

A légrés növeli a mágnesező áramot, és rontja a teljesítménytényezőt, ezért villamos szempontból minél kisebb legyen. Mechanikai okokból viszont nagyobb légrés kívánatos. Ezért az MSZ 9243—53. szabványosította a légrések legkisebb méreteit 100 kW motorteljesítményig. A szabvány külön sorozatban adja meg a fokozott biztonsággal készült motorok légrésein, ezek kb. 50%-kal nagyobbak.

A golyós és görgős csapágyak általános bevezetése lehetővé tette a lérések kisebbítését. Ezzel pedig a motorok teljesítményét növelni vagy üzemi tulajdonságait javítani lehetett. A kisebb légrés miatt azonban nagyobb lett az álló- és a forgórész között fellépő mágneses húzás, azért korlátozták a szabványok a lérések legkisebb méreteit.

Tájékoztató értékek nagyobb gépekre :

$$\begin{aligned} n_1 &= 3000/\text{perc} & \delta &= (2,5 \sim 4) 10^{-3} \tau_p \\ &= 500/\text{perc} & \delta &= (6 \sim 7) 10^{-3} \tau_p \\ &= 125/\text{perc} & \delta &= (12 \sim 13) 10^{-3} \tau_p \end{aligned}$$

A kisebb értékek keskenyebb gépekre érvényesek. Minthogy a légrés mechanikai okokból  $D$ -től és  $l_a$ -tól egyaránt függ, hozzávetőleg

$$\delta = 0,2 + 0,02 \sqrt{\frac{D l_a}{\text{cm}^2}} \text{ mm} \quad (235)$$

egyenlettel is kifejezhető.

## 3. Horonyszám, horonyalak

Ha megállapodtunk (egyelőre csak próbákképpen) a fő méretekben, a felvett közepes légrésindukcióból kiszámíthatjuk a fluxust :

$$\Phi = B_{lk} \tau_p l_i,$$

és ennek segítségével a  $\xi_1 N_1$  szorzatot, amely (227) szerint

$$\xi_1 N_1 = \frac{U_1}{\sqrt{2\pi p n_1} \Phi} .$$

Ha lépésrövidítést alkalmazunk,  $\xi_1$ -gyel a húrtényezőt is figyelembe kell venni.

Az állórész horonyszámát úgy választjuk, hogy  $q_1 = \frac{Z_1}{m_1 2p} > 2$  legyen.

Kisebb horonyszámok nagy légrésszórást és így kis rövidzárási áramot, illetve billenő nyomatékot adnak.  $q_1 > 4$ , ebből a szempontból már nem jelent előnyt, nagyobb horonyszámot legfeljebb nagy pólusteljesítményű gépeknek adunk, ha a horonyfalakon a hőátadás kedvezőtlen.

$q_1$ -re a horonyosztás is befolyással van. A horonyosztás felső értéke kb. 60—80 mm, de 15—20 mm nagyfeszültségű gépeknél is még használható. Kisfeszültségű

gépeknél ez egyúttal a leggyakrabban használt átlagérték is. Alsó határnak ilyenkor 10 mm tekinthető.

Nagy horonyosztás jobb helykihasználást, de rosszabb hőátadást jelent a horony-falak felé.

A törthorony számú tekercseléseket az egyenlőtlen fluxuseloszlás miatt lehetőleg kerüljük, bár sok pólusú, kis átmérőjű gépeknél  $q_1 = 1 \frac{1}{2}$  is előfordul.

A csúszógyűrűs forgórész horonyszámának megválasztása általában nem okoz nehézséget. Rendszerint  $q_2 = q_1 \pm 1$ . Ha  $q_1$  kis szám, a + előjelet, ha nagy szám, a — előjelet választjuk. Pl. ha  $q_1 = 7$ ,  $q_2 = 6$  megfelelő (l. 8. számpélda).  $q_2$  is lehetőleg egész szám legyen, de néha kis motoroknál a helyszíke miatt  $q_2 = 1 \frac{1}{2}$ -et is kell megengedni.

Kalickás forgórészeknél beváltak azok a horonyszámok, amelyeknél a háromfázisúnak gondolt és egy pólusra és egy fázisra vonatkoztatott  $q'_2 = q_1 + 2/3$  (l. XXI. fejezet).

Kisebb gépek állórész hornnyai rendszerint félig zártak, de ha  $D > 350$  mm, nyitottak is szoktak lenni. A nyitott hornyok előnye, hogy a külön előkészített tekercseket szigetelésükkel együtt egyszerűen be lehet rakni, hátránya, hogy a fogpulzációs veszteségek nagyobbak lesznek. A csúszógyűrűs forgórész hornnyai általában félig, ritkán teljesen zártak. Kis motorok vékony vezetékeit a hornyok szájnyílásain át „besodorják”. Félig és teljesen zárt hornyok esetén a tekercselés elkeszítésének más módjai a „befűzés” és a „betolás”. Ezekről bővebbet az V. kötet 190. oldalán találunk.

A nyitott hornyok minden párhuzamos falúak, a fogkeresztmetszet ilyenkor a géptengely felé csökken. Ha a legnagyobb fogindukció az álló-, illetve forgórészben meghaladja a 18 000, illetve 20 000 G-t, trapéz alakú hornyokat használunk, amelyeknél a fogkeresztmetszet állandó. Ilyenekre kis átmérőjű gépeknél van szükség. A két horonyalakra a 65a és 65b ábrában látunk példát.

Ha a forgórész rúdtekercselésű, ugyanilyen okokból a 132. ábra „lépesős” horonyalakja szokásos. Az alsó rétegben a rúdkeresztmetszetek keskenyebbek mint a felsőben.

A párhuzamos falú hornyok szélessége kb. félakkora, mint a közepes horonyosztás és viszonya a horonymélységhez  $a/L_f = 0,4 - 0,2$ .

A forgórész kerületi árama kisebb, mint az állórészé, és ezenkívül a hűtési viszonyok is jobbak, ezért a forgórész hornyáiban az állórész vezetékkeresztmetszetének csak 70—80%-át kell elhelyezni, feltéve, hogy vörösréz vezetőkről van szó. Minthogy a forgórész aránylag nem nagy feszültségű, a gyengébb szigetelés jobb kitöltési tényezőt ad. Az állórészben ez a tényező átlagban kb. 35—40%, a forgórészben 45—50%-kal számíthatunk, úgyhogy a *rotorhornyok* teljes keresztmetszete az állórészhez viszonyítva ennek 50—70%-a. Kalickás forgórészekben az állórészvezetők keresztmetszeteinek csak kb. 60%-át kell elhelyezni. Ha a forgórész alumínium kiöntéssel készül, a két keresztmetszet az alumínium nagyobb fajlagos ellenállása miatt kb. egyenlő.

#### 4. Tekercselés

A legtöbb motor *állórész-tekercselése*, különösen ha kis teljesítményű gépről van szó, kétréteges és rövidített lépéssel készül. A két réteget a teljes feszültség ellen kell szigetelni, ezáltal nagyfeszültségű gépekben a horonykitöltés kedvezőtlenebb lesz. Ezért sokszor egyréteges, két- vagy háromsíkú tekercselést használnak. Kis

teljesítményű gépekben is megokolt lehet az egyréteges tekercselés — éspedig egyenlő alakú tekercsek alkalmazásával, mert ez kevesebb munkával jár.

Kétpólusú gépeknél a két- vagy háromsíkú tekercsfejek axiális kinyúlása kisebb lehet, mintha a tekercselés kétréteges. Egyébként a tekercselési típus megválasztásánál sokszor a gyári szokások és berendezések döntők.

A tekercsfej hossza az előzetes számításoknál a (158) és (158') képletek alapján becsülhető. A véleges méretet a rajzból kell megállapítani.

Ha a tekercselés egyréteges és  $q_1$  nagyobb, mint 4, háromsíkú tekercselést alkalmazunk, és a tekercsfejeket két irányban elhajlítjuk. A tekercsfejek így valamivel rövidebbek.

A forgórésztekercselés menetszámát az MSZ 9241—53 számú szabványban előírt rotorfeszültségek határozzák meg. A szabvány nem jelent lényeges megkötöttséget, mert két határértéket ad meg, amelyek kb. 1/2 arányban vannak.

A kör alakú, szabványos vezeték-keresztmetszetek az MSZ 1567—51, a négy-szögletesek az MSZ 1568—51 szabványban találhatók. A szigetelési vastagságokat az MSZ 1571—51, ill. 1572—51 szabványositotta.

Ha a vezető kör keresztmetszetű, de 1,5 mm-nél nagyobb átmérőjüre adódik, több párhuzamosan kapcsolt vezetőt használunk. Ez félíg zárt hornyú, kis motoroknál azért is szükséges, hogy a vezetők a horonynyílásban keresztül besodorhatók legyenek. A vezető átmérőjének 0,1—0,2 mm-rel kisebbnek kell lennie, mint a horonynyílásnak, levonva a horonybélés kétszeres vastagságát. A horonybélést ugyanis tekercselés előtt a vezetők szigetelésének védelme céljából kihozzuk a horonynyílásban keresztül és a két szigetelőréteg védelme alatt helyezzük a vezetőket a horonyba (V. kötet, 4.5.17. ábra).

Ha kb. 15—20 mm<sup>2</sup>-nél nagyobb keresztmetszet szükséges, négyzetes alakot választunk. A tekercselést több párhuzamosan kapcsolt ággal is készítik, hogy a vezetők hajlíthatóbbak legyenek, vagy hogy a gép többféle feszültségre átkapcsolható legyen, és akkor is, ha sorbakötés esetén az egy horonyra eső rúdszám nem lett volna egész szám.

## 5. Igénybevételek

$B_{lk}$ -ra és  $A_1$ -re a 127. ábra diagramjai és az azokhoz fűzött megjegyzések adnak tájékoztató értékeket.

Szokásos indukcióértékek a mágneses kör többi szakaszaiban

	Állórész	Forgórész
Koszorú .....	15 000—17 000 G	15 000—18 000 G
Fogak .....	14 000—18 000 G	15 000—20 000 G

A melegedésre nemcsak a kerületi áramnak, hanem az áramszűrűségnek is van befolyása. Az állórészben hozzávetőleg

$$S_1 = 2,75 \left( 1 + \frac{0,1 v_a}{\text{m/s}} \right) \text{A/mm}^2$$

engedhető meg, ha  $v_a$  a kerületi sebesség. Nyitott gépeknél többnyire 4 és 6 A/mm<sup>2</sup> körüli értékeket találunk. A forgórészben a jobb szellőzés miatt  $S_2 = 6—7 \text{ A/mm}^2$  is lehet.

Az  $A_1 S_1$  szorzat, amely 1000 és 4000 A<sup>2</sup>/cm mm<sup>2</sup> között fekszik, ugyancsak jellemző a melegedésre. Egyenáramú gépekben ezeknek az értékeknek csak kb. a.

felét érjük el.  $A_1 S_1$  egyúttal az armatúra vasfelületének egységére vonatkoztatott veszteség mértéke is (l. II. kötet 4. kiadás, XXV. fejezet), mert

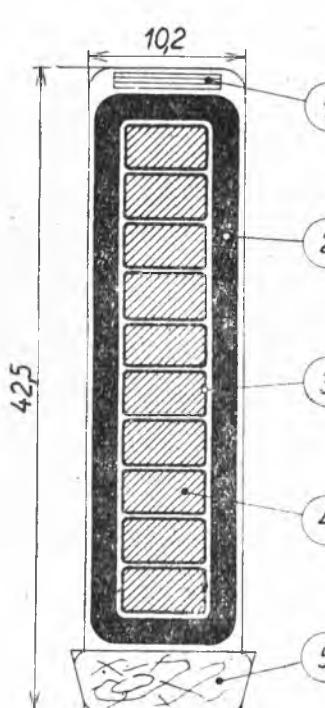
$$q_a = \varrho_{75} A_1 S_1.$$

Végül tájékoztató még a melegedés szempontjából a horonyfalfelület egységére eső veszteség. Ez  $10\text{--}20 \text{ W/dm}^2$  szokott lenni. Értéke a hűtés jóságával változik, tehát nagyobb, ha nagy a kerületi sebesség, és ha a gép nyitott.

A fő méretek megállapítása céljából felvett  $B_{lk}$  és  $A_1$  értékeket a számítás folyamán általában korrigálni kell, és további korrekcióra lehet szükséges, amikor a melegedést ellenőrizzük.

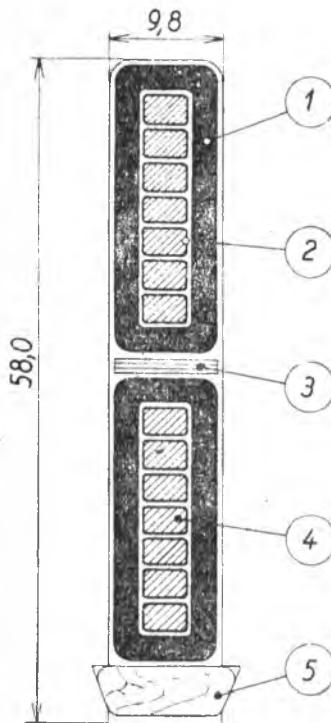
## 6. Szigetelések

a) A vezetők szigeteléséről a II. kötet 4. kiadásának XXIV. fejezetében találunk adatokat. Itt is figyelemmel kell lennünk a megengedett hőfokra, amely szerint a szabvány a szigetelőanyagokat négy csoportra osztotta. Kis feszültségű és kis teljesítményű motorok vezetőinek rendszerint csak zománclakk szigetelésük van (esetleg  $1\times$  pamut befonással), nagyobb keresztmetszetek esetén, a szigetelés többnyire  $2\times$ -es pamutfonás  $0,25 \text{ mm}$  egyoldali vastagsággal, vagy ha a mechanikai igénybevétele a gyártásnál nagy, mint pl. befűzött vezetők esetén, a szigetelés:  $1\times$  pamuttal fonva és  $1\times$  szőve. Hőállóság, illetve túlterhelések elleni üzembiztoság szempontjából legértékesebbek azok a szigetelések, amelyek műgyanta alapú hőálló



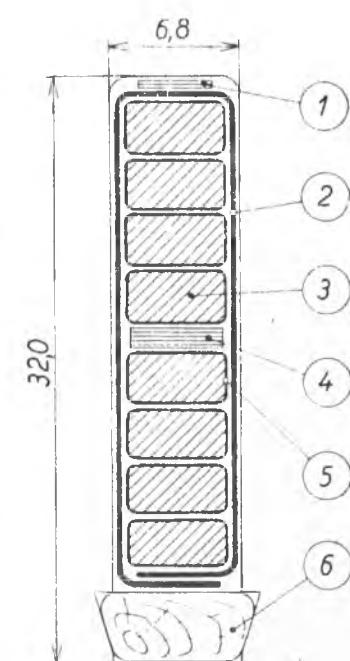
128. ábra

$330 \text{ kW}, 3000 \text{ V}$  állórész horonyszigetelése: 1— $1 \text{ mm}$  prespán; 2— $1,8 \text{ mm}$  rávasalt mikafolium; 3— $0,25 \text{ mm}$  vezető szigetelés  $2\times$  fonott pamut; 4— $5,5 \times 2,9 \text{ mm}$  vezető; 5— $4 \text{ mm}$  faék. Egyréteges tekercselés



129. ábra

Állórész horonyszigetelése  $6000 \text{ V}$ -ig: 1— $0,4 \text{ mm}$  prespán betét; 2— $2 \times 0,2 \text{ mm}$  prespán között  $0,2 \text{ mm}$  lakkvászon; 3— $2,8 \times 5 \text{ mm}$  vezető; 4— $1 \text{ mm}$  prespán betét; 5— $0,175 \text{ mm}$  vezető szigetelés  $2\times$  fonott pamut; 6— $4 \text{ mm}$  faék. Kétréteges tekercselés



130. ábra

Állórész horonyszigetelése  $6000 \text{ V}$ -ig: 1— $0,4 \text{ mm}$  prespán betét; 2— $2 \times 0,2 \text{ mm}$  prespán között  $0,2 \text{ mm}$  lakkvászon; 3— $2,8 \times 5 \text{ mm}$  vezető; 4— $1 \text{ mm}$  prespán betét; 5— $0,175 \text{ mm}$  vezető szigetelés  $2\times$  fonott pamut; 6— $4 \text{ mm}$  faék. Kétréteges tekercselés

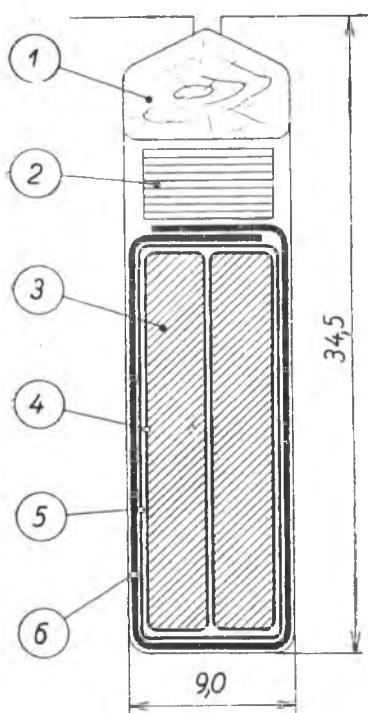
zománcból vagy szilikonlakkból és azbeszt- vagy üvegonásból állnak. Az egyoldali méretnövekedés abban az esetben 0,3—0,5 mm.

Rúdkeresztmetszetű (30—40 mm<sup>2</sup> fölött) vezetők szigetelése általában 2× félig átlapolt itatott batisztszalag, 0,5 mm egyoldali méretnövekedéssel, vagy pedig 1× félig átlapolt varnisvászon szalag + 1× félig átlapolt batisztszalag, összesen 0,75 mm egyoldali méretnövekedéssel. Nehéz üzemekben és nagy feszültségnél, ha csak két rúd van egy horonyban, a rúdszigetelés 1—3 mm vastag, az egyenes részen rávasalt mikafólium szokott lenni. Ha a rúdtekercselés kis feszültségű, forgórészknél a rávasalás 0,6—0,8 mm lehet.

b) Horonyszigetelés. Erre vonatkozóan a 128—133. ábrák adnak néhány példát. Kis feszültségnél 400 V-ig 0,3—0,5 mm prespán, 600 V-ig két 0,2 mm vastag prespán között 0,2 mm lakkvászon vagy mikafólium; 3000 V-ig 1,5—2 mm, 6000 V-ig 2,0—2,5 mm vastag mikanit hüvely szokásos.

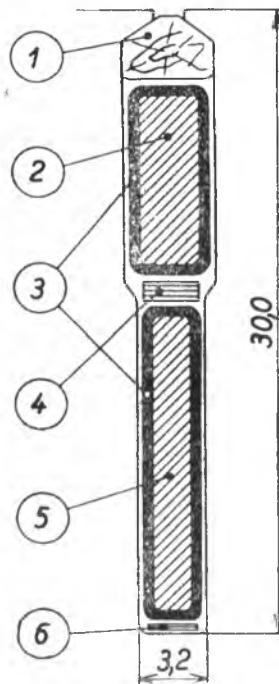
Kétréteges, nagy feszültségű tekercselés esetén a tekercsoldalakat külön látjuk el az előbbi méretű mikanit szigeteléssel. Ilyenkor a horonynak nincs külön szigetelése, legfeljebb a mikanit hüvelyek mechanikai védelmére helyeznek el egy 0,1—0,2 mm vastag nyitott prespánhüvelyt.

A szigetelő hüvelyeknek megfelelő kúszóút biztosítására a vastestből ki kell állniuk — kétréteges tekercselés esetén pedig egyenlő hosszúak lehetnek, de egymáshoz eltolva, amint az a 134. ábrán látható.



131. ábra

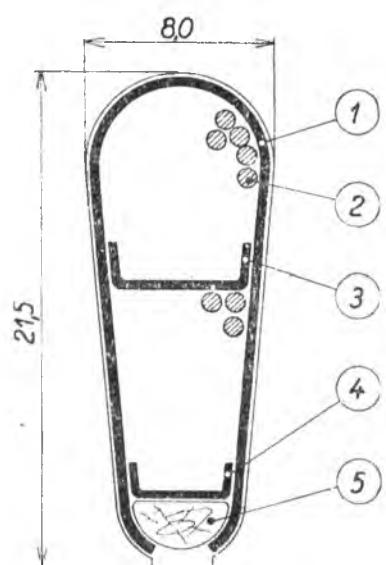
Forgórész horonyszigetelése 600 V-ig: 1—6 mm faék; 2—4,5 mm prespán kitöltés; 3—2,9×20 mm vezető; 4—0,25 mm vezető szigetelés 1× félig átlapolt batisztszalag; 5— a két vezető közösségi szigetelése 0,25 mm 1× félig átlapolt batisztszalag; 6— horonyszigetelés 0,7 mm 2×0,2 mm prespán között 0,3 mm mikafólium prespán közt. A 131. horonyrajzban a 4,5 mm prespán kitöltés célja az álló- és forgórész-tekercselés közötti szigetelési távolság megnövelése. A próbák szerint ez nem bizonyult szükségesnek, ezért a 4,5 mm-es kitöltést később a horonyfenéken helyezték el (l. 137. ábra).



132. ábra

Forgórész lépcsős-horony-szigetelése 600 V-ig: 1—3,2 mm faék; 2—3×9 mm vezető; 3—0,5 mm rávasalt mikafólium; 4—1 mm bakelit betét; 5—14×1,8 mm vezető; 6—0,1 mm prespán betét

380 V, 2,8 kW, 4 pólusú kismotor-állórész horonyszigetelése: 1—2×0,15 mm prespán között 0,14 mm varnisvászon; 2—Ø 0,75/0,83 mm lakkszigetelésű vezető; 3—0,4 mm prespán közbetét; 4—0,4 mm prespán fedőszigetelés; 5—faék



133. ábra

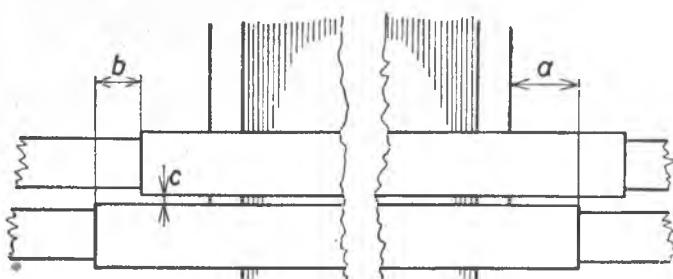
A kinyúlás (*a*) 600—3000—6000 V-nál kb.

20—30—50 mm, az eltolás (*b*) pedig kb.  
10—15—20 mm.

A két hüvely között rést (*c*) kell hagyni, amely az előbbi három feszültségre kb.

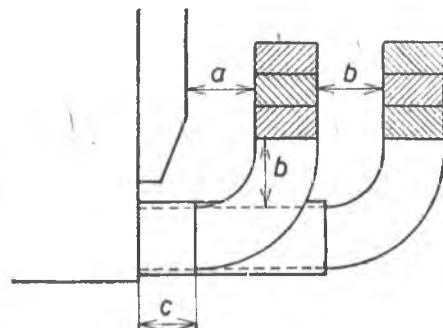
1,5—2,5—3 mm.

Ez a távolság biztosítja a két réteg közötti szigetelést a tekercsfejben, ahol ez a kétszeres hüvelyvastagsággal nagyobb.



134. ábra

Szigetelő hüvelyek kinyúlásai a vastestből



135. ábra

Kétsíkú tekercsfejek szigetelési távolságai

Kétsíkú, egyréteges tekercselés esetén a 135. ábrának megfelelő méretei az előbbi három feszültségértékre kb.

$$a = 12—20—30 \text{ mm}$$

$$b = 20—25—30 \text{ mm}$$

$$c = 15—30—50 \text{ mm}.$$

*c) Tekercsfejek szigetelése.* Kis gépek tekercsfejeit pamut- vagy varnisvászonnal szalagozzák. Esetleg csak olyan helyeken rakkák be lakkvászon darabokat, ahol átütési veszély van (fázishatároknál). Nagyobb gépeknél is megfelel ez a szigetelési mód, ha *A* osztályú szigetelésről van szó. *B* osztályú szigetelésként selyemmika szalagot, üvegvászon szalagot vagy triacetát foliumot használnak. Az egyoldali szigetelési vastagság

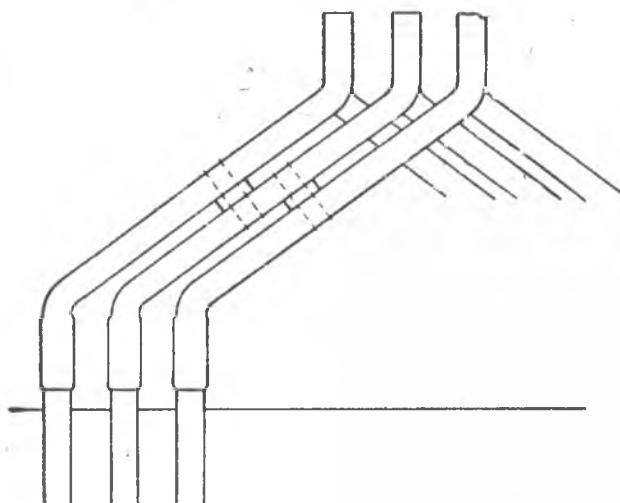
600—3000—6000 V-ig,

1,0—2,0—3,0 mm.

Kétréteges tekercsfejek esetén az egymás mellett fekvő hornyokhoz tartozó felső vagy alsó rétegek közötti távolság biztosítására a 136. ábrában látható módon, távolságtartókat szoktak behelyezni és pl. zsinórkötéssel helyükön tartani. Ezek vastagsága ismét az előbbi feszültségekre

2,5—3,5—4,5 mm

lehet.



136. ábra

Kétréteges tekercsfejek távolságtartó betétjei

A tekercsfejek szalagozását nagy feszültség esetén közvetlenül a vastestnél kezdi, vagyis a vasból kiálló hüvelyrészt is beszalagozzák.

## 7. Két méretezési számpélda

A) A *Klement Gottwald* gyárban készült 330 kW-os aszinkron motor számításának ellenőrzése.

### a) Előírt adatok

Fázisfeszültség  $U_1 = 3000/\sqrt{3}$  V = 1732 V,  $m_1 = 3$ , a primer tekercselés tehát csillagkapcsolású.  $f = 50$  Hz, az effektív teljesítmény  $P_2 = 330$  kW (450 LE), a szinkron fordulatszám  $n_1 = 1500/\text{perc}$ , és  $p = 2$ .  $\eta \cdot \cos \varphi$  becsült értéke 0,8, úgyhogy a látszólagos teljesítmény  $P_l = P_2/\eta \cos \varphi = P_2/0,8 = 413$  kVA.

A gép összeállítási és metszetrajzai a 137. betétrajzon láthatók, fényképe a VII. táblán (1. ábra). A motor átszellőzött szerkezetű, forgórésze csúszógyűrűs.

### b) Fő méretek

$D^2 l_i$ -t a (233) képletből kapjuk, melyhez a közepes légrésindukciót és a kerületi áramot a 127. ábra diagramjaiból vesszük. Kisfeszültségű gépre 5500 G-t olvasunk le, amit kb. 15%-kal csökkentünk, mert a motor nagyfeszültségű. Így tehát  $B_{lk} = 4750$  G-hól indulunk ki.

A kerületi áramra a diagramból 490 A/cm-t kapunk, ezt is csökkentjük a nagyfeszültségű szigeteléssel járó kedvezőtlenebb hűlési viszonyok miatt, úgyhogy  $A_1 = 450$  A/cm-t választunk. (234) szerint

$$D^2 \left( \frac{l_i}{\tau_p} \right) = \frac{3,48 P_l/\text{kVA} \cdot p \cdot 10^{11}}{\xi_1 \left( \frac{B_{lk}}{\text{G}} \right) \left( \frac{A_1}{\text{A/cm}} \right) \left( \frac{n_1}{\text{min}^{-1}} \right)} \text{ cm}^3 = \\ = \frac{3,48 \cdot 413 \cdot 2 \cdot 10^{11}}{0,955 \cdot 4750 \cdot 450 \cdot 1500} \text{ cm}^3 = 94\,000 \text{ cm}^3.$$

$$\frac{l_i}{\tau_p} = 1\text{-gyel} \quad D^3 = 94\,000 \text{ cm}^3 \text{ és } D = 45,5 \text{ cm.}$$

A gép  $D = 471,5$  mm belső állórész-átmérővel készült.

### c) Állórész

A pólusosztás  $\tau_p = D \pi / 2p = 471,5 \cdot \pi / 2 \cdot 2 \text{ mm} = 371 \text{ mm}$ . Az előzetes felvétel szerint ugyanekkora volna  $l_i$  is, a valóságban azonban  $l_i = 342 \text{ mm}$ , vagyis  $l_i/\tau_p = 0,925$ . A teljes armatúra-vashossz  $l_a = 380 \text{ mm}$ ,  $n_{sz} = 7$  szellőzőrésszel, amelyek  $b_{sz} = 8 \text{ mm}$  szélesek (l. 5. számpélda).

A légrés  $\delta = 1,5 \text{ mm}$ , míg a (235) empirikus képletből

$$\delta = 0,2 + 0,02 \sqrt{47,15 \cdot 38} \text{ mm} = 1,04 \text{ mm},$$

$$\text{vagy } \delta = 4,05 \left( \frac{\tau_p}{\text{cm}} \right) \cdot 10^{-2} \text{ mm (l. 172. oldal).}$$

50 periódusú gépnél a kerületi sebesség m/s-ben mérve, nagy megközelítéssel a cm-ben mért pólusosztással egyenlő, vagyis a mi esetünkben  $v_a = 37,1 \text{ m/s}$ , ami normális szerkezettel is megengedhető.

A gép  $B_{lk} = 4600$  G-val készült, ami harmonikusan egyenlő számú vezetők elhelyezését tette lehetővé. Így a fluxus

$$\Phi = B_{lk} \tau_p l_i = 4600 \cdot 37,1 \cdot 34,2 \cdot 10^6 \text{ M} = 5,83 \cdot 10^6 \text{ M}$$

és

$$\xi_1 N_1 = \frac{U_1}{\sqrt{2} \pi p n_1 \Phi} = \frac{1732 \cdot 10^8 \cdot 60 \cdot 10^{-6}}{4,44 \cdot 2 \cdot 1500 \cdot 5,83} = 134$$

és

$$\xi_1 = 0,955 \text{-el}, \quad N_1 = \frac{134}{0,955} \approx 140.$$

A pólusosztás aránylag nagy, ezért  $q_1 = 7$ -tel,  $Z_1 = 2 p q m_1 = 4 \cdot 7 \cdot 3 = 84$  hornyot lehet normális osztással elhelyezni. Egy fázisra  $\frac{Z_1}{m_1} = \frac{84}{3} = 28$  horony esik, mindegyikre 10 sorbaktölt vezető jut. A horonykeresztmetszetet a 128. ábra mutatja.

A vezetők méretei  $5,5 \times 2,9$  mm csupaszon, és  $6,0 \times 3,4$  mm szigetelve. A szigetelés pamuttal  $1 \times$  fonva és  $1 \times$  szőve. A vezetők keresztmetszete a lekerekítések levonásával  $A_{a1} = 15,6 \text{ mm}^2$ , úgyhogy az áramsűrűség

$$S_1 = I_1 / A_{a1} = 76,5 / 15,6 \text{ A/mm}^2 = 4,9 \text{ A/mm}^2,$$

ha  $I_1$  értékét a kördiagramból vesszük. A terhelési mérés 4%-kal többet adott.

A közepes vezetőhossz, minthogy a tekercsfejek a 137. ábra szerint három síkban vannak elhelyezve, (157) és (158) képlet alapján

$$l_{k1} = l_a + l_{s1} = 38 + (14\sqrt{3} + 1,3 \cdot 37,1) \text{ cm} = 38 + 72 \text{ cm} = 110 \text{ cm}.$$

A rajzból és a súlymérésből visszaszámítva ugyanennyit kapunk. A három fázis teljes tekercselési súlya

$$G_{t1} = 3 \cdot 2 N_1 A_{a1} l_{k1} \gamma_{Cu} = 3 \cdot 2 \cdot 140 \cdot 15,6 \cdot 1,1 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ kg} = 129 \text{ kg}.$$

Ellenállása fázisonként

$$R_1 = \frac{0,0216 \cdot 280 \cdot 1,1}{15,6} \Omega = 0,43 \Omega$$

a kész gépen végzett méréssel egyezően.

A tekercselés egyréteges lépésrövidítés nélkül, úgyhogy  $\xi_1 = 0,955$ , mint már eddig is feltettük.

#### d) Forgórész

$q_2 = q_1 - 1 = 6$ -ot választunk úgy, hogy  $Z_2 = 4 \cdot 6 \cdot 3 = 72$ , 2 vezető helyünk el horonyonként, a 131. ábrának megfelelően. A fázisok csillagba vannak kötve, és a menetszám fázisonként

$$N_2 = Z_2 / 3 = 72 / 3 = 24.$$

A tekercselés — bár két rúd van egy horonyban — egyrétegesnek számít, mert a rudak egymás mellett fekszenek és hullámos kapesolásúak. A tekercselés átmérője, tehát itt is  $\xi_2 = 0,955$ . A menetszám-áttétel

$$a = \frac{N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2} = \frac{140 \cdot 0,955}{24 \cdot 0,955} = 5,83,$$

úgyhogy a csúszógyűrűk között álló állapotban fellépő feszültség ( $U_1 = I_1 X_{s1}$ )-nek megfelelően csak néhány százalékkal kisebb, mint

$$\frac{\sqrt{3} U_1}{a} = \frac{3000}{5,83} \text{ V} = 513 \text{ V},$$

ami a megengedett határon belül van.

A rúdméretek  $20 \times 2,9$  mm,  $1 \times$  félig átlapolt batisztszalaggal szigetelve  $20,5 \times 3,4$  mm. Keresztmetszetük a lekerekítésekkel levonva  $A_{a2} = 57,7 \text{ mm}^2$ . Az 1. és 9. számpélda szerint  $I_2 \approx 404 \text{ A}$ , úgyhogy az áramsűrűség  $S_2 = 404 / 57,7 \text{ A/mm}^2 = 7,0 \text{ A/mm}^2$ . A rudak jó szellőzése és a tekercsfejek nagy felülete miatt megengedhető érték.

A közepes vezetőhossz (157) és (158') szerint

$$l_{k2} = l_a + l_{s2} = 38 + (4 \cdot \sqrt{0,5} + 1,8 \cdot 37,1) \text{ cm} = 38 + 71 \text{ cm} = 109 \text{ cm.}$$

A rajzból  $l_{k2} = 0,906 \text{ m}$ .

Az eltérés oka a tekercselési rendszerben van, amely a különlegesen keskeny rúdkeresztmetszet miatt kisebb tekercsfej-kinyúlást ad (lásd 137. betétrajz).

Az ellenállást a lemért értékkel számítva, fázisonként

$$R_2 = \frac{0,0216 \cdot 48 \cdot 0,906}{57,7} \Omega = 0,0162 \Omega.$$

A kész gépen végzett mérés ugyanezt az eredményt adta. Az ellenállás redukált értéke  $R'_2 = R_2 \cdot a^2 = 0,0162 \cdot 5,85^2 \Omega = 0,55 \Omega$ .

A teljes tekercselés súlya :

$$G_{t2} = 3 \cdot 2 N_2 A_{a2} \cdot l_{k2} \cdot \gamma_{\text{Cu}} = 3 \cdot 2 \cdot 24 \cdot 57,7 \cdot 0,906 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ kg} = 67 \text{ kg.}$$

A gép külső átmérőjét a most már ismert fluxusnak és horonyméreteknek megfelelően állapítjuk meg úgy, hogy az adott méretű lemeztáblák is jól legyenek kihasználva.  $D_k = 680 \text{ mm}$ , a forgórész belső átmérője pedig  $D_b = 270 \text{ mm}$ .

#### e) Üresjárás

A motor megadott méreteivel az 5. számpéldában kiszámítottuk az üresjárási áram meddő összetevőjét, amely  $I_\mu = 22 \text{ A}$ .

A kördiagram üresjárási pontjának megállapításához még szükségünk van az áram  $I_v$  veszteségi összetevőjére is. Üresjáráskor fellép a  $\Sigma P_v$  vasveszteség, a  $P_s$  súrlódási és az állórész ellenállási vesztesége. A 9. számpélda szerint  $\Sigma P_v = 6500 \text{ W}$ ,  $P_s = 4000 \text{ W}$ , az ellenállási veszteség pedig nagy megközelítéssel  $3 \cdot I_\mu^2 R_1 = 3 \cdot 22^2 \cdot 0,434 \text{ W} = 630 \text{ W}$ , amiből

$$I_v = \frac{\Sigma P_v + P_s + 3 \cdot I^2 R_1}{3 \cdot U_1} = \frac{6500 + 4000 + 630}{3 \cdot 1732} \text{ A} = 2,14 \text{ A},$$

és a teljesítménytényező üresjáráskor

$$\cos \varphi_{10} = \frac{2,14}{22} = 0,097.$$

A mérés szerint ez az érték 0,1.

#### f) Rövidzárás

A szórási reaktancia a 8. számpélda szerint, fázisonként  $X_s = 4,8 \Omega$ , a 9. számpélda szerint pedig (l. az 1. és 3. számpéldákat is)  $R = R_1 + R'_2 = (0,434 + 0,55) \Omega = 0,984 \Omega$ , úgyhogy a rövidzárási impedancia

$$Z_z = \sqrt{R^2 + X_s^2} = \sqrt{0,984^2 + 4,8^2} \Omega = 4,9 \Omega.$$

A rövidzárási áram

$$I_z = \frac{U_1}{Z_z} = \frac{1732}{4,9} \text{ A} = 350 \text{ A}$$

és

$$\cos \varphi_z = \frac{0,984}{4,9} = 0,2.$$

Ezek után megrajzolhatjuk a kördiagramot, amely gyakorlatilag a 2. számpéldával azonos eredményeket ad. A 2. számpélda szerint névleges terheléskor  $\cos \varphi = 0,89$ , a hatásfok pedig a 9. számpélda szerint  $\eta = 0,92$ , úgyhogy  $\eta \cdot \cos \varphi = 0,89 \cdot 0,92 = 0,82$ , ami csak kevéssel tér el a  $P_1$  kiszámítására felvett 0,8 értéktől.

A veszteségeket és a szlipet a 9. számpéldában már kiszámítottuk. A 36. ábra diagramjaiban láthatók a kördiagramból megállapított jelleggörbék.

g) Melegedés

A melegedési mérés a következő eredményeket adta :

Az állórész-tekerceselés melegedése ellenállásmérésből ....	$\vartheta_{t_1} = 49,5 \text{ }^{\circ}\text{C}$
A forgórész-tekerceselés melegedése ellenállásmérésből ...	$\vartheta_{t_2} = 38,8 \text{ }^{\circ}\text{C}$
Az állórész vastestének melegedése .....	$\vartheta_v = 18 \text{ }^{\circ}\text{C}$
A beömlő levegő hőfoka .....	$\tau_{lbe} = 22 \text{ }^{\circ}\text{C}$
A kiömlő levegő melegedése .....	$\vartheta_l = 17,5 \text{ }^{\circ}\text{C}$

B) A Dinamó Villamos Forgógyárban készült kis-motor számításának ellenőrzése

a) Előírt adatok

Fázisfeszültség  $U_1 = 380/\sqrt{3} \text{ V} = 220 \text{ V}$ ,  $m_1 = 3$ , az állórész-tekerceselés tehát csillagkapcsolású.  $f = 50 \text{ Hz}$ , az effektív teljesítmény  $P_2 = 2,8 \text{ kW}$  (3,8 LE), a szinkron fordulatszám  $n_1 = 1500/\text{perc}$ ,  $p = 2$ . A forgórész kalickás, alumínium kiöntéssel. Szabványos hatásfoka  $\eta = 0,83$ , teljesítménytényezője névleges terhelésnél  $\cos \varphi = 1 - 0,83 = 0,83$ . Szabványos tűrések : a hatásfokra és  $\cos \varphi$ -re  $\frac{2,80}{5} = 0,034$ . A látszólagos teljesítménye  $P_l = \frac{P_2}{\eta \cos \varphi} = \frac{2,80}{0,83 \cdot 0,83} = 4,05 \text{ kVA}$ .

A motor teljesen zárt, felületi hűtésű, metszetei a 138. ábrán, külső képe a VI. tábla 2. ábráján látható.

A motor mágneses körét a 6. számpéldából már ismerjük. Ugyanott található a szórási reaktancia kiszámításához szükséges adatok legnagyobb része is.

b) Fő méretek

A 127. ábra diagramjai alapján erre a teljesítményre és pólusszámra kb.  $B_{lk} = 4200 \text{ G-t}$  és  $A_1 = 265 \text{ A/cm-t}$  veszünk fel. Tekintettel a kis teljesítményre, ugyanakkor igénybevételeket engedünk meg, mintha nyitott volna.

$q_1 = 3$  és a lépésrövidítés  $S/\tau_p = 7/9$ , ezért a tekerceselési tényező  $\xi_1 = \xi_e \cdot \xi_h = 0,96 \cdot 0,94 = 0,902$ . (233) szerint

$$D^2 l_i = \frac{5,47 \cdot 10^{11} P_l/\text{kVA}}{\xi_1 \left( \frac{n_1}{\text{min}^{-1}} \right) \left( \frac{B_{lk}}{\text{G}} \right) \left( \frac{A_1}{\text{A/cm}} \right)} = \frac{5,47 \cdot 10^{11} \cdot 4,05}{0,902 \cdot 1500 \cdot 4200 \cdot 265} \text{ cm}^3 = 14600 \text{ cm}^3$$

A VIII. táblázathban a 4 pólusú motorok között találunk egy ilyen nagyságú  $D^2 l_i$ -nek megfelelő típust, éspedig  $D_k = 163 \text{ mm}$  külső, és  $D = 100 \text{ mm}$  belső állórészátmérővel. A forgórész belső átmérője  $D_b = 35 \text{ mm}$ , a tengelyátmérővel egyenlő, a vasmag hossza  $l_a = 140 \text{ mm}$ . A légrés a szabványoknak megfelelően,  $\delta = 0,3 \text{ mm}$ . Szellőzőrések nincsenek úgy, hogy  $l_i \approx l_a = 140 \text{ mm}$ , és minthogy a pólusosztás  $\tau_p = 100 \pi/4 = 78,5 \text{ mm}$ ,  $l_i/\tau_p = 1,78$ .

c) Vasveszeség

Hogy a kördiagram üresjárási pontját megrajzolhassuk, az üresjárási áram hatással összetevőjét kell még megállapítanunk, amihez az üresjárási veszteségek ismerete szükséges.

Az állórész-koszorú súlya ugyanazzal a méretkorrektúrával, amelyet a 6. számpéldában is alkalmaztunk, vagyis  $h_{k1} = 11,3 \text{ mm}$  sugárirányú koszorúmérettel

$$G_{v1} = 6,0 \text{ kg}, \text{ az állórészfogaké pedig } G_{vf1} = 2,47 \text{ kg}$$

16 400 G, és  $B_{f1} = 15 400 \text{ G}$  indukcióértékekkel  $V_{10} = 3,6$  veszteségi számú lemezanyag esetén a koszorúban fellépő vasveszeség

$$P_{vk1} = 2 \cdot 3,6 \cdot 1,64^2 \cdot 6 \text{ W} = 116 \text{ W},$$

és (153) szerint az állórész fogáiban fellépő veszteségek, minthogy  $k_c = 1,27$ ,

$$P_{vf1} + P_p + P_{\ddot{o}f} = 4 \cdot 3,6 \cdot 1,54^2 \cdot 1,27^2 \cdot 2,47 \text{ W} = 134 \text{ W},$$

tehát a vasveszeség összesen  $(116 + 134) \text{ W} = 250 \text{ W}$ .

A mérési eredmény kb. 20%-kal kedvezőbb, valószínűleg a lemezanyag jobb volt, mint feltételeztük, vagy a lemezek megmunkálása volt pontosabb.

Az üresjárási áram hatásos összetevőjének kiszámításához szükségünk van még az állórész-tekercselés ellenállására. A közepes vezetőhossz (157) és (158') szerint

$$l_{k_1} = l_a + l_{s_1} = (0,14 + 4 \sqrt{0,38} + 1,8 \cdot 7,85 \cdot 7/9) \text{ cm} = 27 \text{ cm}$$

az ellenállásból utólag megállapított értékekkel egyezően.

A tekerceselés három párhuzamos 0,75 mm átmérőjű zománcozott rézhuzalból készült,  $A_{a_1} = 3 \cdot 0,44 \text{ mm}^2$  keresztmetszettel, úgyhogy egy fázis ellenállása, mint-hogy a vezetők száma  $2 N_1 = 456$

$$R_1 = 0,0216 \frac{0,27 \cdot 456}{0,44 \cdot 3} \Omega = 2,0 \Omega,$$

és a tekerceselési veszteség üresjáráskor nagy megközelítéssel

$$3 I_\mu^2 R_1 = 3 \cdot 2,5^2 \cdot 2,0 \text{ W} = 38 \text{ W}.$$

Ha még a súrlódási veszteséget a névleges teljesítmény kb. 1%-ára, vagyis 30 W-ra becsüljük, az üresjárási áram hatásos összetevője

$$I_v = \frac{\Sigma P_v + P_s + 3I_\mu^2 R_1}{3U_1} = \frac{250 + 30 + 38}{3 \cdot 220} \text{ A} = 0,48 \text{ A},$$

és a teljesítménytényező üresjáráskor  $\cos \varphi_{10} = \frac{0,48}{2,5} = 0,19$ .

#### d) Szórási reaktancia

A kördiagram rövidzárási pontjának megrajzolásához meg kell állapítanunk a  $X_s$  szórási reaktanciát és a motor teljes  $R$  ellenállását.

A számításnál a 8. szám példa, éspedig annak a kalickás változatra vonatkozó részének menetét követjük. A 65. ábra horonyméreteivel az állórészben (117) szerint

$$\begin{aligned} \frac{\lambda_{h_1}}{q_1} &= \frac{\mu_0}{q_1} \left[ k_{Cu} \frac{h_{11}}{3a_1} + k_{K1} \left( \frac{h_{11}}{c_1} + 0,623 \right) \right] = \\ &= \frac{1,256}{3} \left[ 0,885 \frac{14,25}{3 \cdot 5,5} + 0,835 \left( \frac{0,5}{2,5} + 0,623 \right) \right] \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,605 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}. \end{aligned}$$

A forgórészre (116) szerint

$$\begin{aligned} \lambda_{h_2} &= \mu_0 \left( \frac{h_{21}}{a_2} + \frac{h_{24}}{c_2} + 0,623 \right) = \\ &= 1,256 \left( \frac{11,5}{3 \cdot 5} + \frac{0,3}{1} + 0,623 \right) \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 2,12 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}. \end{aligned}$$

A forgórészben a horonyszám  $Z_2 = 30$ , úgyhogy  $q'_2 = \frac{Z_2}{2p \cdot 3} = \frac{30}{12} = 2,5$ , ami nem egyezik a 3. pontban ajánlott értékkal, amely  $q'_2 = q_1 + 2/3 = 3 2/3$  volna. A szekunder horonyszórásra (118) szerint

$$\frac{\lambda'_{h2}}{q'_2} = \frac{\lambda_{h2}}{q'_2} \xi_1^2 = \frac{2,12}{2,5} 0,902^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,69 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}.$$

A tekercesfej-szórásra a I. táblázat szerint  $\lambda_s = 0,37 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$ , úgyhogy

$$\frac{\lambda_t}{q_1} = \lambda_s \frac{l_{k1} - l_i}{l} = 0,37 \frac{0,27 - 0,14}{0,14} 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,344 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}.$$

Az állórészre érvényes légrésszórási tényező  $q_1 = 3$ -ra a II. táblázat szerint  $\sigma_{\delta_1} = 0,011$ , a kalickás forgórész csillapítását a 86. oldal táblázata alapján  $\Delta = 0,85$ -re becsüljük.

Meg kell még állapítanunk  $\delta'_i$ -t, melynek értéke, mint a XII. 4. fejezetben már említettük, a vastelítésektől függ. Az állórész-koszorú indukciója a 6. számpélda szerint aránylag nagy, a hornyok pedig félleg zártak, ami a fogfej-nyúlványok telítését okozhatja. Ezért  $k_l$  kifejezésének számlálójába az összes vasszakaszok mágneses feszültségét írjuk úgy, hogy

$$\delta'_i = \delta k_c (1 + k_l) = 0,3 \cdot 1,27 \left(1 + \frac{151,5}{189}\right) \text{ mm} = 0,68 \text{ mm.}$$

Ezzel az értékkel

$$\begin{aligned} \frac{\lambda_{i,1}}{q_1} &= \frac{m_1}{7,9} \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \sigma_{\delta_1} \Delta \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ &= \frac{3}{7,9} \frac{78,5}{0,68} \cdot 0,902^2 \cdot 0,011 \cdot 0,85 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,337 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}. \end{aligned}$$

A forgórészre pl. (126) szerint  $\sigma_{\delta_2} = 0,82 \left(\frac{2p}{Z_2}\right)^3 = 0,82 \left(\frac{4}{30}\right)^2 = 0,0145$ , úgy hogy

$$\begin{aligned} \frac{\lambda_{i,2}}{q_2} &= \frac{m_1}{7,9} \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \sigma_{\delta_2} \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ &= \frac{3}{7,9} \frac{78,5}{0,68} \cdot 0,902^2 \cdot 0,0145 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,52 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}. \end{aligned}$$

A forgóreszhornyok a kerületen  $s = 9$  mm-rel fordítve vannak, ezért (145) szerint a horonyfordításból eredő

$$\begin{aligned} \frac{\lambda_f}{q_1} &= \frac{m_1}{9,6} \frac{\tau_p}{\delta'_i} \xi_1^2 \left(\frac{S}{\tau_p}\right)^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ &= \frac{3}{9,6} \frac{78,5}{0,68} \cdot 0,902^2 \left(\frac{9}{78,5}\right)^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,39 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}. \end{aligned}$$

Összegezve

$$\sum \frac{\lambda}{q} = (0,605 + 0,69 + 0,344 + 0,337 + 0,52 + 0,39) \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 2,886 \cdot 10^{-8}$$

H/cm, és a teljes szórási reaktancia (111) szerint

$$X_s = \frac{4 \pi f_1 N_1^2 l_i}{p} \sum \frac{\lambda}{q} = \frac{4\pi \cdot 50 \cdot 228^2 \cdot 14}{2} \cdot 2,886 \cdot 10^{-8} \Omega = 6,5 \Omega.$$

Ez az érték indításkor érvényes úgy, hogy az ideális rövidzárási áram

$$I_{zi} = \frac{U_1}{X_s} = \frac{220}{6,5} \text{ A} = 33,8 \text{ A.}$$

e) Rövidzárási áram

A kördiagram rövidzárási pontjának megrajzolásához szükségünk van még az  $R = R_1 + R'_2$  ellenállásértékre.  $R_1$ -et a c) pont alatt már kiszámítottuk,  $R'_2$ -t pedig ugyanúgy számítjuk ki, mint azt a 4. számpéldában egy 5,5 kW-os motor esetében tettük.

A 2,8 kW-os motor forgórészében a rudak keresztmetszete  $A_r = 55,3 \text{ mm}^2$ , egy rúd hossza  $l_r \approx l_a = 0,14 \text{ m}$ , úgyhogy 1 rúd ellenállása :

$$R_r = \rho_{Al} \frac{l_r}{A_r} = 0,04 \frac{0,14}{55,3} \Omega = 1,01 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

A gyűrűk közepes átmérője  $D_{gy} = 0,083 \text{ m}$ , keresztmetszetük egyenként  $A_{gy} = 144 \text{ mm}^2$ , úgyhogy egy gyűrű ellenállása

$$R_{gy} = \rho_{Al} \frac{D_{gy} \pi}{A_{gy}} = 0,04 \frac{0,083 \pi}{144} \Omega = 0,725 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

A forgórészben a hornyok száma  $Z_2 = 30$ , tehát  $q'_2 = Z_2/2 \cdot 3p = 2 \frac{1}{2}$ . (70) szerint egy fázis ellenállása

$$R_2 = \frac{1}{p} \left( R_r + \frac{2R_{gy}}{Z_2} 0,91 q'^2_2 \right) = \frac{1}{2} \left( 1,01 \cdot 10^{-4} + \frac{2 \cdot 0,725 \cdot 10^{-4}}{30} 0,91 \cdot 2,5^2 \right) \Omega = 0,64 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

A primer menetszám fázisonként  $N_1 = 228$ , tehát a redukáló tényező (69) szerint

$$\frac{m_1}{m_2} a^2 = \frac{4m_1 N_1^2 \xi_1^2}{Z_2/p} = \frac{4 \cdot 3 \cdot 228^2 \cdot 0,902^2}{30/2} = 3,42 \cdot 10^4$$

és a primerre redukált szekunder ellenállás fázisonként

$$R'_2 = R_2 \frac{m_1}{m_2} a^2 = 0,64 \cdot 10^{-4} \cdot 3,42 \cdot 10^4 \Omega = 2,19 \Omega.$$

Végül

$$R = R_1 + R'_2 = (2,0 + 2,19) \Omega = 4,19 \Omega$$

és a rövidzárási impedancia

$$Z_z = \sqrt{X_S^2 + R^2} = \sqrt{6,5^2 + 4,19^2} \Omega = 7,8 \Omega,$$

úgyhogy a rövidzárási áram

$$I_z = U_1/Z_z = 220/7,8 \text{ A} = 28,3 \text{ A} [31,8 \text{ A}].$$

A teljes feszültségről mért rövidzárási áram tehát kb. 10%-kal nagyobb. A teljesítménytényező rövidzáráshoz

$$\cos \varphi_z = R/Z_z = 4,19/7,8 = 0,54.$$

Ezek után megrajzolhatjuk a kördiagrammot (139 ábra), és megállapíthatjuk annak  $P_\infty$  pontját is, pl. oly módon, hogy kiszámítjuk  $I_\infty$ -t és  $\cos \varphi_\infty$ -t.

$$I_\infty = U_1/Z_\infty = U_1/\sqrt{R_1^2 + X_S^2} = 220/\sqrt{2,0^2 + 6,5^2} \text{ A} = 32,4 \text{ A}$$

és

$$\cos \varphi_\infty = R_1/Z_\infty = 2/6,8 = 0,295.$$

### f) Hatásfok és szlip

A tekercselési veszteségeket a kördiagramból lemérhető primer és szekunder áramokból és az ellenállásokból állapítjuk meg. A kördiagramból  $P_2 = P_n = 2800 \text{ W}$ -ra  $I_1 = 6 \text{ A}$  [6,15 A] és  $\cos \varphi_n = 0,85$  [0,855], tehát a primer oldalon

$$P_{t1} = 3 I_1^2 R_1 = 3 \cdot 6^2 \cdot 2 \text{ W} = 216 \text{ W}.$$

A primerre redukált szekunder áram  $I_2 = 4,65 C_1$ , ha

$$C_1 \cong 1 + Z_1 Y_a \text{ (l. VII. fejezet).}$$

$$Z_1 \approx \sqrt{R_1^2 + \left(\frac{X_s}{2}\right)^2} = \sqrt{2,0^2 + \left(\frac{6,5}{2}\right)^2} \Omega = 3,85 \Omega,$$

és

$$Y_a \approx \frac{I_n}{U_1} = \frac{2,5}{220} \Omega^{-1} = 0,0114 \Omega^{-1},$$

úgyhogy

$$C_1 = 1 + 3,85 \cdot 0,0114 = 1,04$$

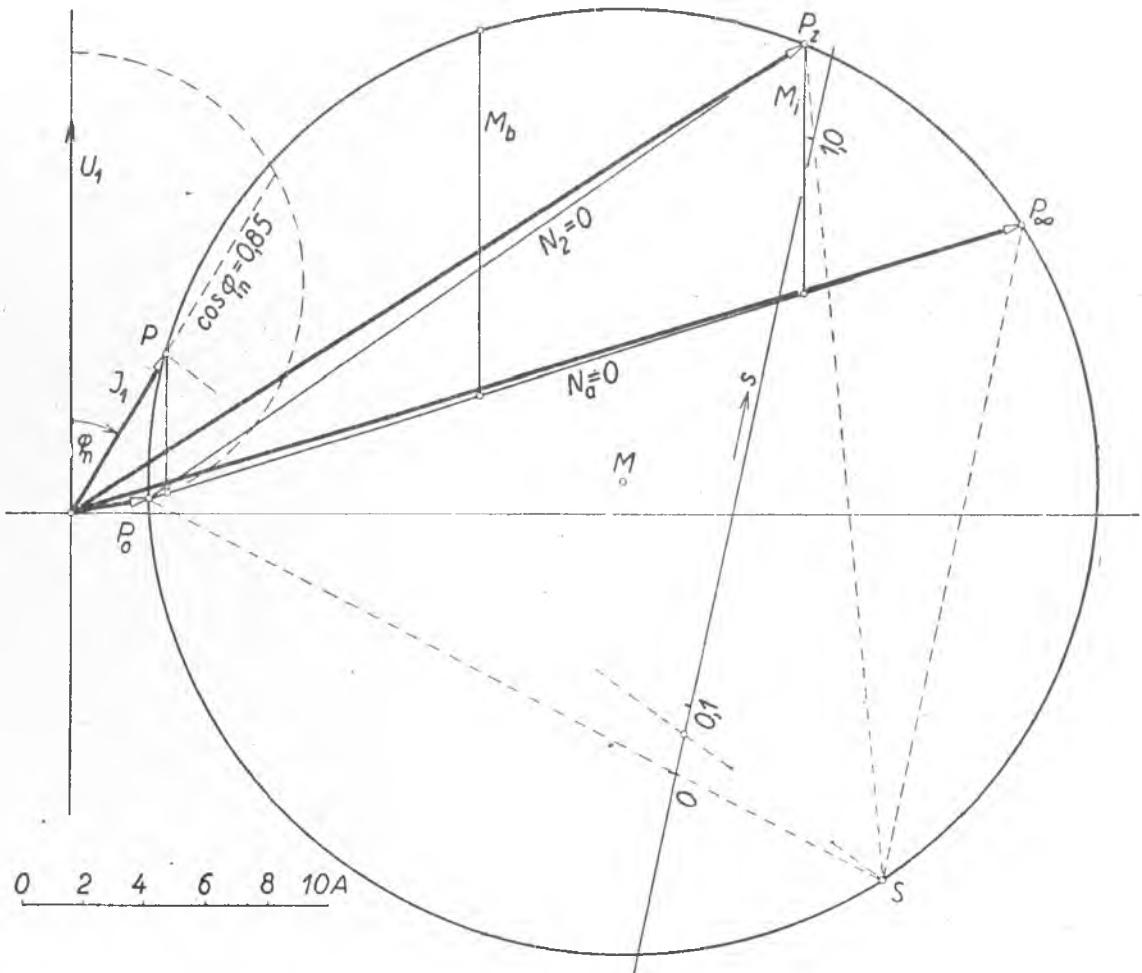
és

$$I'_2 = 4,65 \cdot 1,04 \text{ A} = 4,85 \text{ A}, \text{ továbbá } I'_2/I_1 = 4,85/6 = 0,81,$$

végül

$$P_{t2} = 3 I'^2 R_2' = 3 \cdot 4,85^2 \cdot 2,19 \text{ W} = 155 \text{ W}.$$

Ellenőrzésül a rotorkalicka veszteségeit mint a rudakban és a gyűrűkben külön-felépő veszteségek összegét is kiszámítjuk. A rúdáramot a 4. számpéldában a légrés-



139. ábra

380 V, 2,8 kW, 4 pólusú motor kördiagramja

teljesítményből és az egy rúdban indukált feszültségből állapítottuk meg. Most erre a célra a forgórész kerületi áramát használjuk a következő összefüggés alapján:

$$I_r = A_2 \tau'_{h2}, \quad (236)$$

melyben a  $\tau'_{h2}$  a horonyosztás a forgórész kerületén.

A kördiagramból ismerjük  $I_1$ -et és  $I'_2$ -t, (169)-ből pedig

$$A_2 = \frac{I'_2}{I_1} A_1 \xi_1,$$

ki kell tehát még fejeznünk  $A_1$ -et. Ha  $\tau'_{h1}$  a horonyosztás az állórész  $D$  átmérőjén,

$$A_1 = \frac{6N_1 I_1}{Z_1 \tau'_{h1}} = \frac{6 \cdot 228 \cdot 6}{36 \cdot 0,875} \text{ A/cm} = 262 \text{ A/cm},$$

és ezzel

$$A_2 = 0,81 \cdot 262 \cdot 0,902 \text{ A/cm} = 191 \text{ A/cm},$$

úgyhogy a rúdáram (236) szerint

$$I_r = 191 \cdot 1,04 \text{ A} = 198 \text{ A},$$

és a gyűrűáram

$$I_{gy} = \frac{I_r Z_2}{2\pi p} = \frac{198 \cdot 30}{2\pi 2} \text{ A} = 470 \text{ A},$$

tehát a rudakban

$$P_{tr} = 30 \cdot 198^2 \cdot 1,01 \cdot 10^{-4} \text{ W} = 120 \text{ W}.$$

A gyűrűkben pedig, minthogy egy gyűrű ellenállása  $R_{gy} = 0,725 \cdot 10^{-4} \Omega$

$$P_{tgy} = 2 \cdot 470^2 \cdot 0,725 \cdot 10^{-4} \text{ W} = 32 \text{ W},$$

a veszeség, vagyis a kalickában összesen

$$P_{t2} = (120 + 32) \text{ W} \approx 155 \text{ W}$$

egyezően az előbb kapott értékkal.

A veszeségeket most már minden ismerjük, úgyhogy a hatásfokot is megadhatjuk:  $\eta_n = P_n / P_{t2}$  + veszeségek.

Vasveszeség nagyfrekvenciás többlettel együtt .....	$P_v$	=	250 W
Tekercselési veszeség az állórészben .....	$P_{t1}$	=	216 W
Tekercselési veszeség a forgórészben .....	$P_{t2}$	=	155 W
Súrlódási veszeség (becsült érték) .....	$P_s$	=	30 W
Hasznos teljesítmény .....	$P_2 = P_n$	=	2800 W
Összesen .....			3451 W
Járulékos terhelési veszeségek $0,005 \cdot 3451$ .....			17 W
Felvett teljesítmény .....	$P_1$	=	3468 W

Úgyhogy a hatásfok

$$\eta_n = \frac{2800}{3468} = 0,81 [0,81].$$

A szlipet az  $s = P_{t2}/P_a$  összefüggésből állapítjuk meg. A rotorra átvitt teljesítmény

$$P_a = P_2 + P_{t2} + P_s + P_p + P_{öf}.$$

A c) pont alatti számítás szerint

$$P_{vf1} + P_p + P_{öf} = 134 \text{ W},$$

ki kell tehát még számítanunk a fogakban fellépő alapveszteséget, hogy

$$P_p + P_{öf}-et megkapjuk.$$

$$P_{vf1} = 2 \cdot 3,6 \cdot 1,54^2 \cdot 2,47 \text{ W} = 42 \text{ W},$$

úgyhogy

$$P_p + P_{öf} = (134 - 42) \text{ W} = 92 \text{ W},$$

vagyis a teljes számított vasveszteség  $92/250 = 0,37$ -szerese. A hornyok féligr zártak, ezért ez a szám aránylag kicsi. Behelyettesítve az értékeket

$$P_a = (2800 + 155 + 30 + 92) \text{ W} = 3077 \text{ W}$$

és a szlip

$$s = 155/3077 = 0,051 [0,0535].$$

Lényegtelen hibát követünk el, ha a nagyfrekvenciás veszteségeket  $P_a$  kiszámításánál nem vesszük figyelembe.

Kiszámítjuk még a melegedési igénybevételre mértékadó  $S_A$  szorzatot. Az állórész-tekercselésben a vezető keresztmetszet, mint láttuk,  $A_{a1} = 3 \cdot 0,44 \text{ mm}^2 = 1,32 \text{ mm}^2$ , az áramsűrűség tehát

$$S_1 = I_1/A_{a1} = 6/1,32 \text{ A/mm}^2 = 4,55 \text{ A/mm}^2$$

és

$$A_1 S_1 = 262 \cdot 4,55 \text{ A}^2/\text{cm mm}^2 = 1190 \text{ A}^2/\text{cm mm}^2.$$

A forgórész rúdjaiban az áramsűrűség

$$S_r = I_r/A_{ar} = 198/55,3 \text{ A/mm}^2 = 3,6 \text{ A/mm}^2$$

és

$$A_2 S_r = 191 \cdot 3,6 \text{ A}^2/\text{cm mm}^2 = 690 \text{ A}^2/\text{cm mm}^2.$$

A gyűrűkben

$$S_{gy} = 470/144 \text{ A/mm}^2 = 3,28 \text{ A/mm}^2.$$

A forgórész rúdjai és gyűrűi alumíniumöntésből készülnek, ezért az áramsűrűségi adatokat az állórész adataival nem lehet közvetlenül összehasonlítani.

g) *Tekercselések súlya*

Az állórészben

$$G_{t1} = 3 \cdot 2 \cdot N_1 A_{a1} l_{k1} \gamma_{Cu} = 3 \cdot 2 \cdot 228 \cdot 1,32 \cdot 0,27 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ kg} = 4,3 \text{ kg}.$$

A forgórészben a rudak súlya

$$G_r = Z_2 \cdot A_r l_r \gamma_{Al} = 30 \cdot 55,3 \cdot 0,14 \cdot 2,7 \cdot 10^{-3} \text{ kg} = 0,63 \text{ kg}.$$

A gyűrűké

$$G_{gy} = 2 D_{gy} \pi A_{gy} \gamma_{Al} = 2 \cdot 0,083 \pi \cdot 144 \cdot 2,7 \cdot 10^{-3} \text{ kg} = 0,204 \text{ kg}.$$

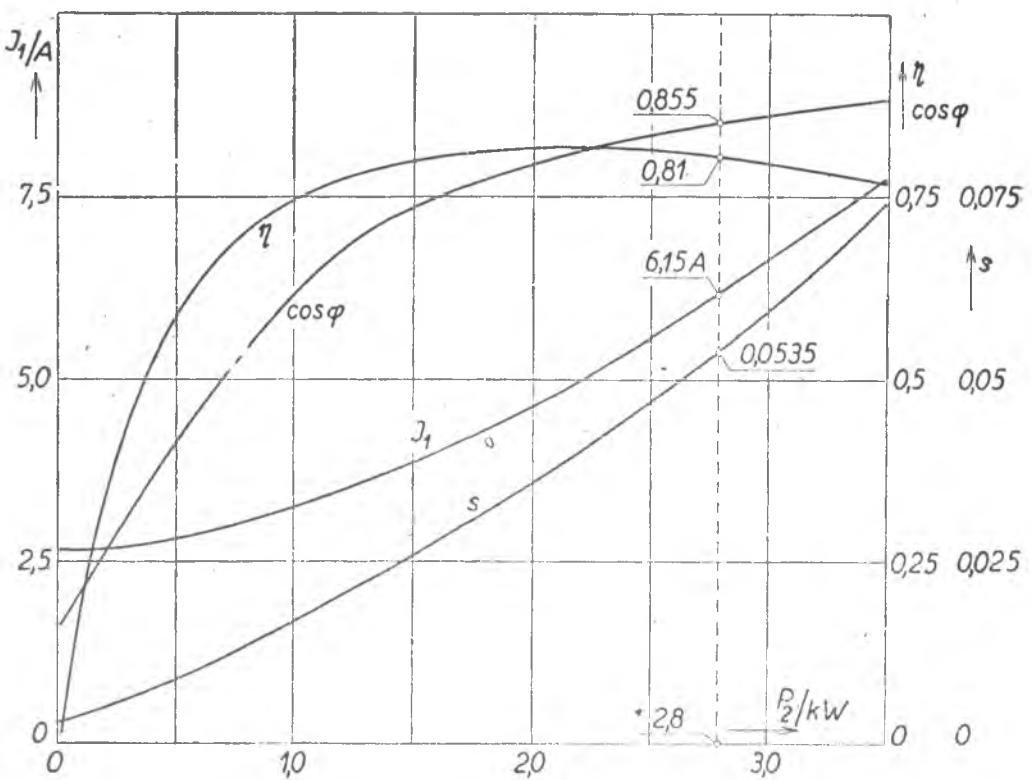
Összesen tehát

$$G_r + G_{gy} = 0,63 + 0,204 \text{ kg} = 0,834 \text{ kg}$$

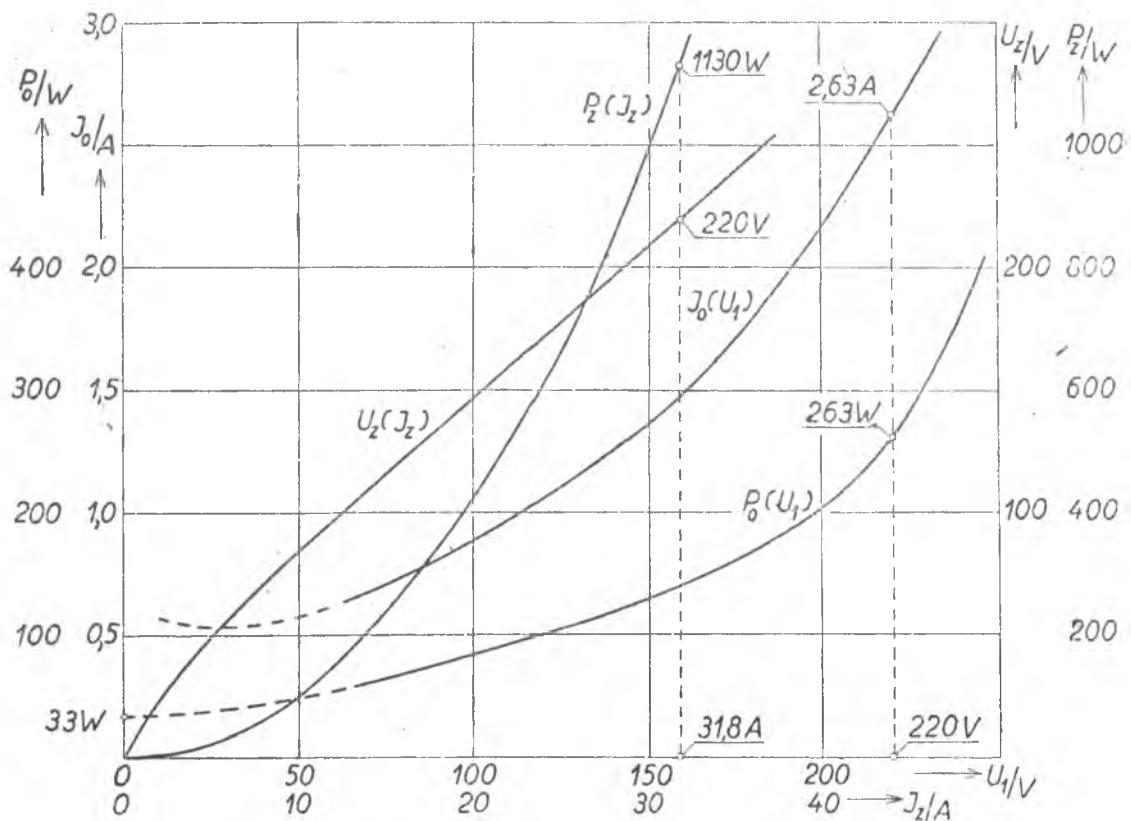
a ráöntött, villamos szempontból nem aktív szellőző lapátok nélkül.

h) *Indító és billenő nyomaték*

Az értékeket a kördiagramból olvassuk le, és a névleges terhelésnek megfelelő nyomatékhöz viszonyítjuk.



140. ábra  
380 V, 2,8 kW, 4 pólusú kismotor fékezés útján felvett terhelési jelleggörbéi



141. ábra  
380 V, 2,8 kW, 4 pólusú kismotor üresjárási és rövidzárási jelleggörbéi

## A névleges nyomaték

$$M_n = 0,975 \frac{P_n/\text{kVA}}{n/\text{perc}^{-1}} \text{ mkg} = 975 \frac{2,8}{1423} \text{ mkg} = 1,9 \text{ mkg.}$$

Az indító nyomaték  $M_i = 3,47 \text{ mkg}$  és  $M_i/M_n = 3,47/1,9 = 1,83$  [2,06], a billenő nyomaték  $M_b = 5,06 \text{ mkg}$  és  $M_b/M_n = 5,06/1,9 = 2,67$  [2,45].

Az indító nyomaték tehát a közvetlen mérés szerint kb. 12%-kal nagyobb, mint a számított érték. Az eltérés valószínűleg onnan ered, hogy a valóságos rövidzárási áram is nagyobb, mint amennyit a számításból kaptunk.

Az MSZ 4845—52 szabványban definiált indítási lökés

$$\frac{S_{ind}/\text{kVA}}{P_n/\text{kW}} = \frac{3 \cdot 220 \cdot 28,3 \cdot 10^{-3}}{2,8} = 6,7 \text{ [7,5]},$$

a motor tehát a c) csoportba tartozik, amelyet nagy indító nyomaték és közepes indítási lökés jellemzi.

A motor közvetlen fékezése útján kapott jelleggörbék a 140. ábrán, az üresjárási és rövidzárási mérések eredményei a 141. ábrán láthatók.

Az állórész-tekercselés túlmelegedése 46 °C.

## XXV. Áramkiszorításos (különleges kalickás) motorok

### 1. Az áramkiszorításos motorokról általában

Az eddigiekben az aszinkron gép tekerceinek vagy kalickájának ellenállását és horonyszórási reaktanciáit annak feltételezésével számítottuk, hogy az egyes vezetők keresztmetszetében az áram egyenletesen oszlik el, az áramsűrűség a keresztmetszet mentén állandó. Ez azonban csak akkor volna igaz, ha a vezetőkben állandó nagyságú egyenáram folyna.

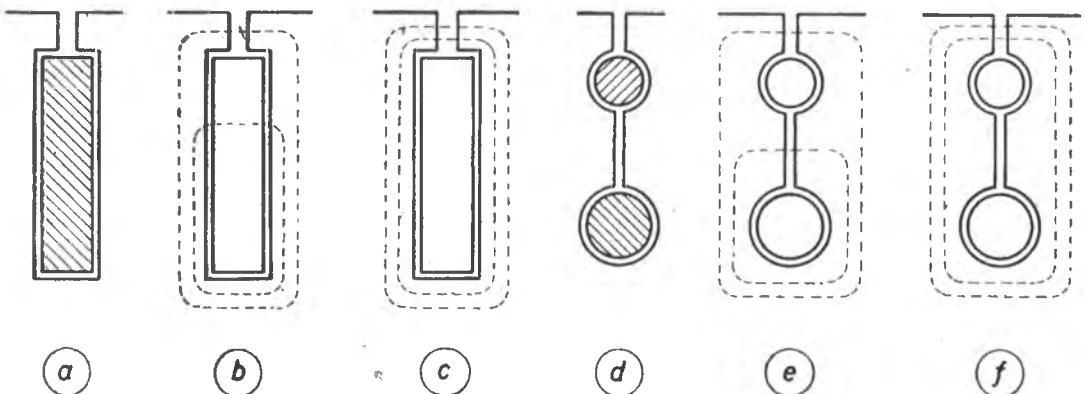
Váltakozó áram esetén az árameloszlás megváltozik: önmagában álló vezetőnél a vezető külső részein nagyobb az áramsűrűség, mint a belsejében (skinhatás), vastest hornyában elhelyezett vezetőnél pedig az áramsűrűség a horonynyílásnál levő oldalon nagyobb, mint a horony feneke felé, vagyis az áram „kiszorul” a légrés felé [4, 671]. A jelenséget tulajdonképpen a vezető elemi részeinek eltérő önlindukciója okozza, vagyis az a tény, hogy a vezető árama által létesített váltakozó mágneses indukció a vezető különböző részein eltérő, és így az általa létesített villamos térerősség is eltér a vezető különböző helyein.

A hatás nagysága függ a méretektől, az áram frekvenciától, a vezető fajlagos ellenállásától és a környezet mágneses permeabilitásától. Az aszinkron gépek eddig tárgyalt eseteiben — a nagyméretű állórészrudak kivételével — az áramkiszorítás jelenségét általában teljesen figyelmen kívül is hagyhatjuk. A nagyméretű állórészrudaknál is (azért csak az állórészrudakat emlíjtük, mert a forgórészrudakban normális üzemben általában nem nagy a periódusszám) a hatást csak annyiban kell figyelembe vennünk, hogy az áramkiszorítás okozta többletveszteségeket nem hanyagolhatjuk el, és szükség esetén csökkentésükkel is gondoskodnunk kell (a vezető több párhuzamos szálra osztása, keresztek szélesítése stb.).

Vannak azonban olyan szerkezeti kivitelek, ahol az áramkiszorítás lényeges szerepet játszik. Ilyeneket mutat a 142. ábra. Az ábra a) képén ún. mélyhoronyú, a d) képen ún. kétkalickás forgórész vázlatos horonymetszetét látjuk. Külön rajzok tüntetik fel minden esetben a horonyszórási fluxus indukcióvalat annak feltételezésével, hogy csak a forgórészben — és annak is csak a szóban levő egyetlen hornyában — folyik áram.

A mélyhornyú forgórész kalickájában  $f_2 = 0$  frekvenciánál — és gyakorlatilag annak közelében is, általában a motor üresjárási állapotától a billenő pontjáig ( $s = 0$ -tól pl.  $s = 0,2$ -ig) — az árameloszlás egyenletes, a rúd ellenállása a szokásos módon, a teljes rúdkeresztmetszetből számítható. A horonyszórási reaktancia mágneses vezetőképessége két részből áll: a horonynyilás mágneses vezetőképességéből és a gerjesztett rész fluxuskapesolódásnak megfelelően átszámított mágneses vezetőképességből [I. a III. kötet XVI. 1. fejezetét].

$f_2 = \infty$  frekvenciánál ( $s = \infty$ ) az áramot a saját maga által létesített fluxus kiszorítja a rúd legkülső rétegébe. A rúd ellenállása emiatt  $\infty$  nagy (de — amint



142. ábra

Az áramkiszorítás hatásának magyarázata: a) mélyhornyú forgórész, d) kétkalickás forgórész horonymetszete, b) és e) szórási indukcióvonalaik  $f_2 = 0$  frekvenciánál, c) és f) szórási indukcióvonalaik  $f_2 = \infty$  frekvenciánál

látni fogjuk — úgy, hogy a motor helyettesítő vázlatában szereplő, szlippel osztott értéke 0-val egyenlő), horonyszórási reaktanciája pedig csökken: csak a horonynyilásban alakul ki mágneses tér, ezért csak ennek mágneses vezetőképességét kell számításba vennünk. A reaktancia esetében — ugyanúgy, mint  $f_2 = 0$ -nál is — természetesen minden a hálózati frekvenciára számított értékéről beszélünk, amint ez az aszinkron gép helyettesítő vázlatában is szerepel.

Ez a rövid gondolatmenet azt mutatja, hogy a mélyhornyú forgórész ellenállása nagy szlipenkél (tehát indításkor is) megnő, szórási reaktanciája pedig csökken az üzemi értékhez képest.

A helyzet hasonló az ábrán bemutatott kétkalickás forgórész esetében is. Próbáljuk számítással meghatározni a kétkalickás forgórész ellenállását és szórási reaktanciáját  $f_2 = \infty$  ( $s = \infty$ ) és  $f_2 = 0$  ( $s = 0$ ) esetén. Jelöljük a külső kalicka ellenállását  $R_k$ -val<sup>1</sup>, a belsőét  $R_b$ -vel (mindkettőt a hozzájuk tartozó rövidrezáró gyűrűkkel együtt), a külső horonynyilás szórási mágneses vezetőképességét  $\Lambda_k$ -val, a belsőét  $\Lambda_b$ -vel, az ezekkel számított szórási reaktanciát  $X_k$ -val, ill.  $X_b$ -vel. A forgórész többi szórási reaktanciáit most hanyagoljuk el.

$\infty$  szlip esetén csak a külső kalickában folyik áram, tehát

$$R_\infty = R_k$$

$$X_\infty = c \cdot \Lambda_k = X_k$$

(c arányossági tényező).

<sup>1</sup> Az egész fejezetben — rövidsgé kedvéért — a könyv többi fejezeteitől eltérőleg 2 index nélkül jelöljük a forgóréssellenállást, s index nélkül a szórási reaktanciákat és vessző nélkül az állórészre redukált impedanciákat.

$s = 0$ -nál az áram a két kalicka közt ellenállásai között fordított arányban oszlik meg. Ha az egész áramot  $I$ -vel, a külső kalicka áramát  $I_k$ -val, a belsőét  $I_b$ -vel jelöljük, akkor

$$\frac{I_k}{I} = \frac{R_b}{R_k + R_b}$$

és

$$\frac{I_b}{I} = \frac{R_k}{R_k + R_b}$$

Az eredő ellenállás :

$$R_0 = \frac{R_k R_b}{R_k + R_b}$$

A horonyiszórási reaktancia számításánál figyelembe kell vennünk, hogy a külső horonynyíláson át záródó fluxust minden két kalicka együttes árama gerjeszti, és az minden kettővel kapcsolódik, a belső horonynyílás fluxusát azonban csak a belső kalicka árama létesíti, és az csak azzal is kapcsolódik. Ezért

$$X_0 = c \left[ \Lambda_k + \Lambda_b \left( \frac{I_b}{I} \right)^2 \right] = X_k + X_b \left( \frac{I_b}{I} \right)^2 = X_k + X_b \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)^2$$

A képletekből látható, hogy az ellenállás  $\infty$  szlipnél nagyobb, mint  $s = 0$ -nál, a szórási reaktancia pedig kisebb. Az  $s = 0$ -nál érvényes értékhez képest az ellenállás-növekedés, ill. szórási reaktanciacsökkenés:

$$\Delta R = R_\infty - R_0 = \frac{R_k^2}{R_k + R_b} = R_0 \frac{R_k}{R_b}$$

$$\Delta X = X_0 - X_\infty = X_b \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)^2$$

Az eredmény tehát hasonló, mint a mélyhornyú forgórésznél. Kimondhatjuk, hogy minden áramkiszorításos motornak jellemzője, hogy nagy szlipeknél szórási reaktanciája csökken, forgórész ellenállása pedig megnő az üzemihez képest. Rögtön felvetődik a kérdés, hogy mi teszi szükségessé ilyen motorok gyártását.

A közönséges rövidrezárt forgórészű háromfázisú aszinkron motor indítási ( $s = 1$ ) légrésteljesítménye, ami az indító nyomatékkal arányos :

$$P_{ai} = 3 \cdot I_{2i}^2 \cdot R_2$$

Itt  $I_{2i}$  az indítási forgórészáram,  $R_2$  a forgórész ellenállása (mindkettő az állórészre redukálva). Legyen a motor névleges teljesítményéhez tartozó forgórészáram  $I_2$ . Ezzel kifejezve

$$P_{ai} = 3 \cdot I_2^2 \cdot R_2 \left( \frac{I_{2i}}{I_2} \right)^2$$

Itt  $3 \cdot I_2^2 \cdot R_2$  a forgórész üzemi tekercesveszesége, amely a névleges teljesítmény néhány %-a (közelítőleg annyi %-a, ahány % a motor szlipje). Kisebb teljesítményű (1—10 kW-os) motoroknál 5—10% körüli érték, 1000 kW-nál nagyobb teljesítményű

motoroknál általában 1—1,5%-nál kevesebb.  $\frac{I_{2i}}{I_2}$  a motorteljesítménytől nagyjából függetlenül kb. 4 és 8 közötti értékű lehet, és valamivel nagyobb az állórészaráam indítási és üzemi értékének arányánál. Ez az arány a hálózati lökés korlátozása céljából nem léphet túl egy bizonyos határt, különösen a nagyobb gépeknél. Ha felvesszük azt, hogy  $\frac{I_{2i}}{I_2}$  értéke 6, akkor egy 5% szlipű (tehát kb. 10 kW-os) motor indító nyomatéka a névlegesnek  $5 \cdot 6^2 = 180\%$ -a, egy 1% szlipű (kb. 1000 kW-os) motoré pedig  $1 \cdot 6^2 = 36\%$ -a, azonos — az állórészre vonatkoztatva kb. 5-szörös — relatív hálózati áramlökés mellett. Vagyis a nagy rövidrezárt motorok indító nyomatéka igen kicsire adódik. A példaképpen kiszámított 36% indító nyomaték még egy centrifugális szivattyú megindításához is kevés biztonságot ad, nem beszélve nehezebb indítási körülményekről.

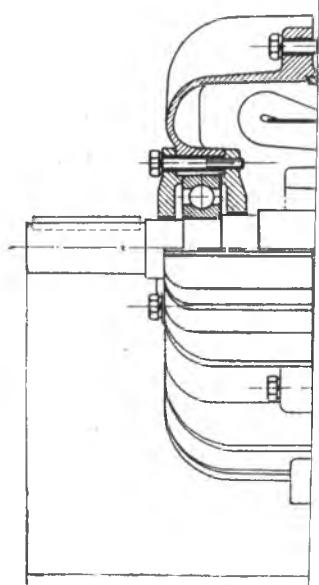
Így a nagy rövidrezárt motorok különleges megoldást kívánnak, és éppen olyant, amilyent az áramkiszorításos motorok lehetővé tesznek: változatlan üzemi forgórész-ellenállás mellett nagyobb indítási forgórész-ellenállást. Ezzel a *motor indító nyomatéka a kívánt mértékűre növelhető*. Az áramkiszorítás jelenségével együtt járó szórási reaktancia csökkenés abban jelentkezik, hogy *azonos indítási reaktancia esetén (ami körülbelül azonos indítási áramot jelent)* az áramkiszorításos motor üzemi reaktanciája *nagyobb*, vagyis billenő nyomatéka és teljesítménytényezője kisebb. Így az említett előny — azonos áramlökés mellett nagyobb indító nyomaték — csak áldozat árán érhető el, de a gyakorlatban teljesen kielégítő megoldásokat lehet találni úgyszólvan minden előforduló esetre.

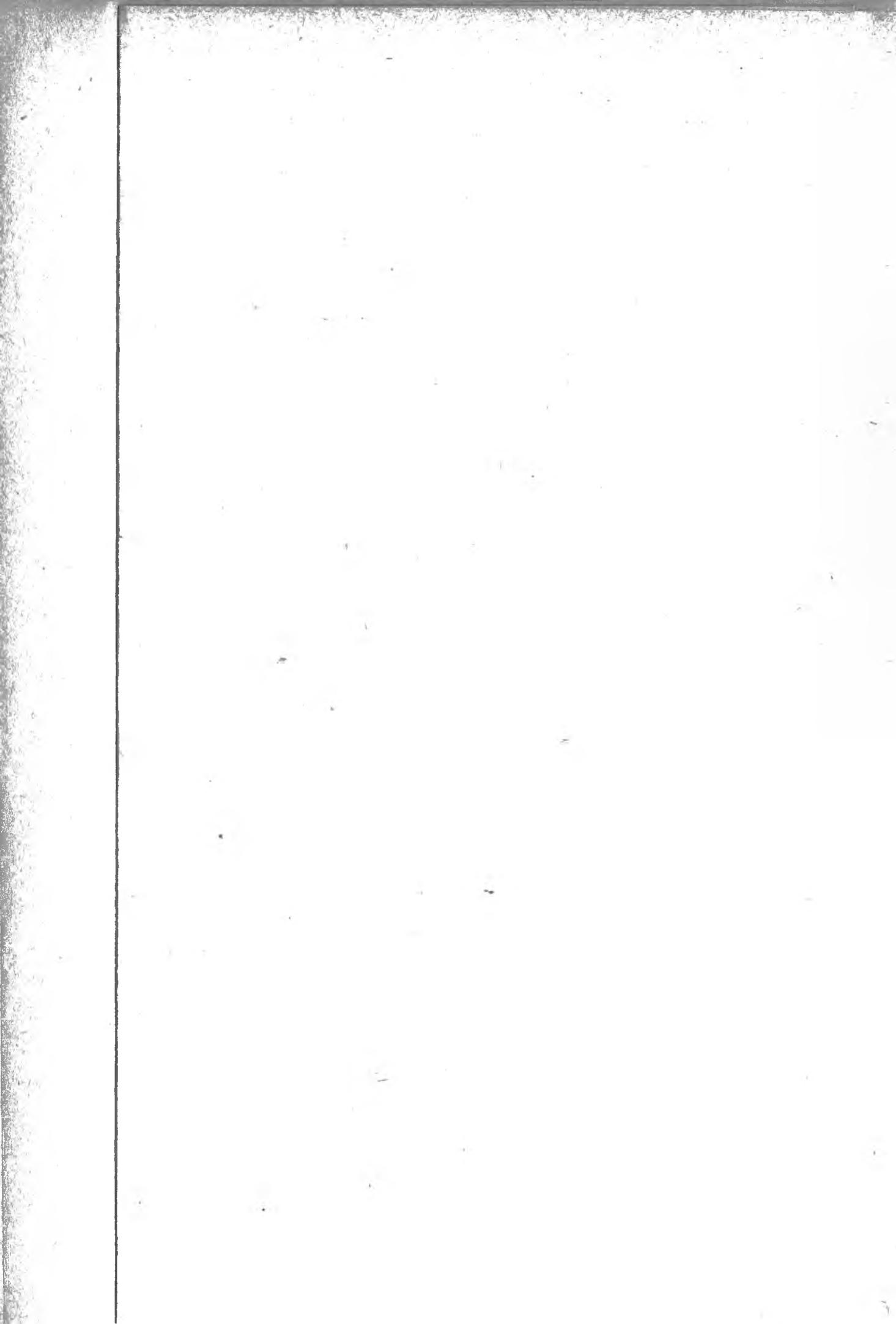
Az általános használatra szolgáló kalickás motoroknál kb. 10—20 kW-nak vehető az a határ, amelyen felül a gépek már áramkiszorításos forgórésszel készülnek. Természetesen ez a határ nem merev és különleges esetekben eltolódhat az említett határoknak lefelé az ötödére, felfelé az ötszörösére is. Mindenesetre a kalickás forgórészű aszinkron motoroknak igen tetemes hányada (darabszámban nagyságrendileg 10%-a, teljesítményben 70—80%-a) áramkiszorításos forgórésszel készül. A típusok számát is tekintetbe véve jogval mondhatjuk, hogy az áramkiszorításos kalickás motorok gyakorlatilag igen fontos helyet foglalnak el az összes villamos gépek között.

Az áramkiszorításos motorok számítása ugyanúgy történik, mint a közönséges kalickás motoroké. Az egyetlen különbség az, hogy a forgórész ellenállása és szórási reaktanciája nem állandó, hanem a szlip függvénye, ezeket tehát minden szlipnél más értékkel kell számításba vennünk. Az áramkiszorításos motorok árammunkadiagramja és impedanciadiagramja nem kör, megszerkesztésük elegendő számú pont felrajzolása útján történik.

A gyakorlati számításnál fontos szerepe van az *impedanciadiagramnak*. Rendszerint az impedanciadiagramból olvassuk le a különböző szlipkhez tartozó áram- és nyomatékértékeket. E célra nagyon hasznos, ha az impedanciadiagramba berajzoljuk az állandó áramú körök és az állandó nyomatékú körök hálózatát. Mielőször ezek a kalicka jellegétől függetlenek, célszerű velük már itt, a bevezetőben megismertetni.

A motor áramának abszolút értéke állandó feszültségnél mindazokban a pontokban állandó, amelyekhez abszolút értékben azonos impedancia tartozik. Nylvánvaló, hogy ezek a pontok a motor impedanciadiagramjában — amelynek koordinátái a motor impedanciájának valós, ill. képzetesi része — a kezdőponttal koncentrikus körön fekszenek. Ezek az állandó áramú körök tehát az impedanciadiagram kezdőpontja mint középpont körül az illető áramnak (és az állandó feszültségnak) megfelelő impedancia abszolút értékével mint sugárral rajzolhatók meg.





Nyilvánvaló, hogy az impedanciasík minden pontjához nemcsak meghatározott impedancia és áram, hanem felvett teljesítmény, sőt — adott állórész-ellenállás esetén — meghatározott légrésteljesítmény is tartozik. (Ezt az utóbbit úgy lehet meghatározni, hogy a felvett teljesítményből levonjuk az áramból és állórész-ellenállásból számított állórész-tekercesveszteséget. A vasveszteséget elhanyagoljuk.) Az azonos légrésteljesítményhez — és így azonos nyomatékhöz — tartozó pontok összeköthetők. Könnyen bebizonyítható, hogy az így kapott vonalak körök lesznek (a vasveszteség és a mágnesező áram elhanyagolásával).

Legyen a motor impedanciájának valós összetevője  $R$ , képzetes összetevője  $jX$ , állórész-tekerceselésének ellenállása  $R_1$ .  $U_1$  feszültségű hálózatból felvett árama (abszolút értékben) :

$$I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + X^2}}.$$

(Mindennagyis — impedancia, feszültség, áram — fázisérték.) A légrésteljesítmény 3 fázisú motor esetén :

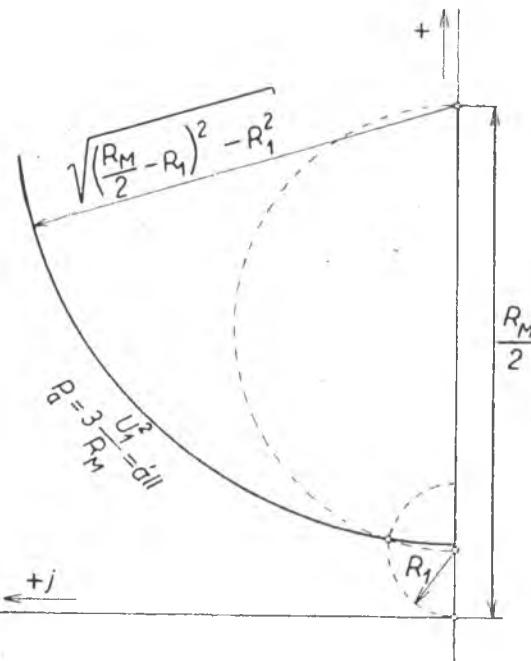
$$P_a = 3I_1^2(R - R_1) = \frac{3U_1^2}{R^2 + X^2}(R - R_1).$$

Nevezük a  $\frac{3U_1^2}{P_a}$  impedanciát  $R_M$ -nek, mivel ez a  $P_a$  légrésteljesítmény által meghatározott nyomatékhöz tartozik. Ezzel a jelöléssel előbbi egyenletünk a következő alakot ölti :

$$R^2 + X^2 = R_M(R - R_1).$$

Vagy kissé átalakítva :

$$\left(R - \frac{R_M}{2}\right)^2 + X^2 = \left(\frac{R_M}{2} - R_1\right)^2 - R_1^2.$$



143. ábra  
Állandó nyomatékú kör szerkesztése

Vagyis az állandó  $R_M$ -et jelentő görbék az  $R$ ,  $X$  impedanciasíkon körök, amelyeknek középpontja a valós tengelyen, a kezdőponttól  $\frac{R_M}{2}$  távolságra van és sugaruk  $\sqrt{\left(\frac{R_M}{2} - R_1\right)^2 - R_1^2}$ . A sugár a legtöbb gyakorlati esetben  $\left(\frac{R_M}{2} - R_1\right)$ -nek vehető, mivel  $R_1$  kicsi  $R_M$ -hez képest.

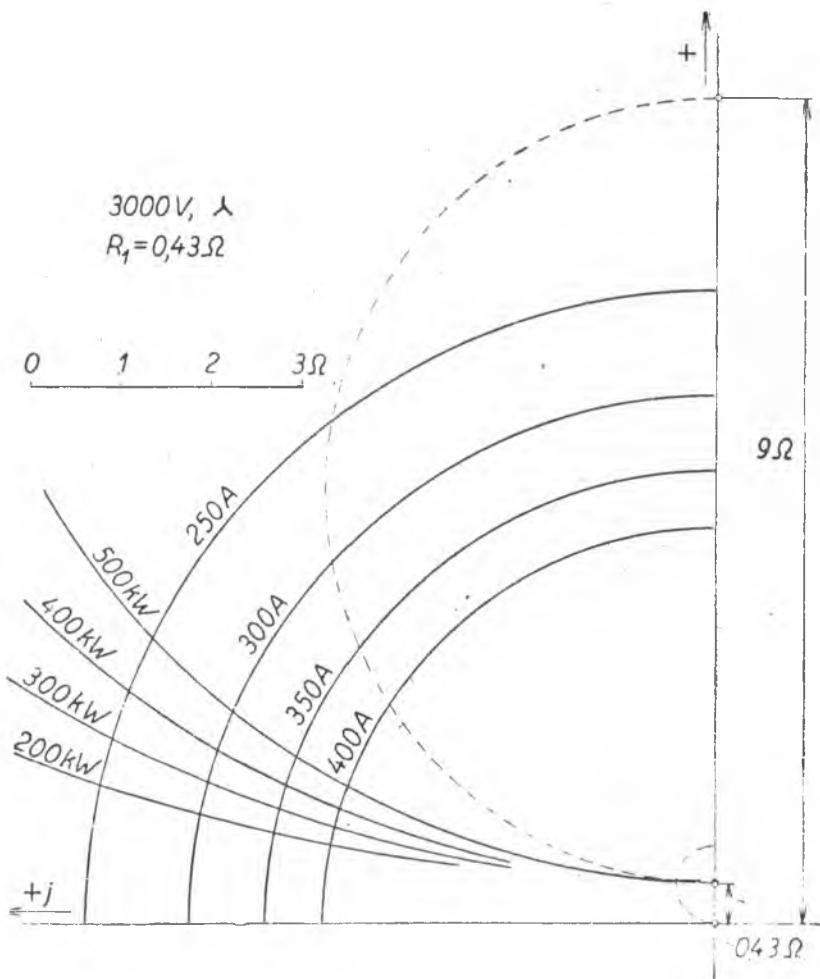
Az állandó nyomatékú kör szerkesztése a 143. ábrából könnyen megérthető. A szerkesztéshez csak  $R_1$  értékét kell előre ismerni,  $R_M$  értékét pedig a szóban levő nyomatékhöz tartozó légrésteljesítményből az  $R_M = \frac{3U_1^2}{P_a}$  képlettel ki kell számítani. Ilyen módon több előre felvett nyomatékhöz tartozó kör előre felrajzolható az impedanciadiagramba, teljesen függetlenül a motor impedanciáinak későbbi alakulásától (csak  $R_1$  értéke kötött).

### 17. Számpélda

Rajzoljuk fel az állandó áramú és állandó nyomatékú köröket egy 330 kW teljesítményű, 4 pólusú, 3000 V-os, 3 fázisú motor számára. A motor 50 periódusú hálózat-

ról jár, állórésze  $Y$  kapcsolású (tehát a fázisfeszültség 1732 V), állórész-tekercselésének ellenállása fázisonként  $0,43 \Omega$ .

Rajzoljuk meg a 250, 300, 350 és 400 A áramhoz tartozó áramköröket, továbbá a 200, 300, 400 és 500 kW légrésteljesítményhez tartozó nyomatékköröket.



144. ábra

Állandó áramú és állandó nyomatékú körök hálózata

A felsorolt áramokhoz rendre

$$\sqrt{R^2 + X^2} = \frac{U_1}{I_1}, \quad \text{azaz} \quad \frac{1732 \text{ V}}{250 \text{ A}} = 6,93 \Omega$$

$$\frac{1732 \text{ V}}{300 \text{ A}} = 5,78 \Omega$$

$$\frac{1732 \text{ V}}{350 \text{ A}} = 4,95 \Omega$$

$$\frac{1732 \text{ V}}{400 \text{ A}} = 4,33 \Omega$$

sugarú körök tartoznak, a felsorolt légrésteljesítményekhez pedig rendre

$$\frac{R_M}{2} = \frac{1,5 \cdot U_1^2}{P_a}, \text{ azaz } \frac{1,5 \cdot 1732^2}{200\,000} \Omega = 22,5 \Omega$$

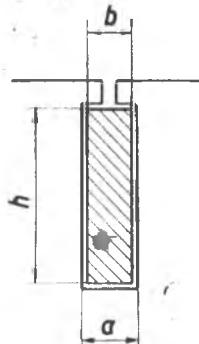
$$\frac{1,5 \cdot 1732^2}{300\,000} \Omega = 15 \Omega$$

$$\frac{1,5 \cdot 1732^2}{400\,000} \Omega = 11,25 \Omega$$

$$\frac{1,5 \cdot 1732^2}{500\,000} \Omega = 9 \Omega$$

középponttávolságok. Ezek segítségével szerkesztettük a 144. ábra áram- és nyomatékkör-hálózatát, figyelembe véve, hogy  $R_1 = 0,43 \Omega$ .

Az áramkiszorításos motoroknak a 142. ábrán bemutatott két fő változata van: a mélyhornyú és a kétkalickás motorok. A következő két fejezetben ezek jellegzetes típusait



145. ábra

## 2. Mélyhornyú forgórészek

#### a) A közönséges mélyhornyú forgórész

A 145. ábra közönséges mélyhornyú forgórész egyszerűsített horonyvázlatát mutatja be. Amint az előző fejezetben már elmondottuk, váltakozó áram esetén az áram a rúd keresztmetszetében nem egyenletesen oszlik el, hanem a frekvenciáról függő mértékben kiszorul a légrés felé. (Még időbeli fáziseltolása is változik a hely függvényében : a rúd alsó részén folyó áram fázisa eltér a felső rész áramának fázisától.) Ennek következtében a rúd vasba ágyazott részének ellenállása megnő, a vezetővel kitöltött horonyrészre eső horonyszórási reaktanciája pedig csökken. Így a forgórész ellenállásának és szórási reaktanciájának egy része állandó, másik része a frekvencia függvényében változó. Ezt az utóbbi részt az áramkiszorításban részt vevő részek ellenállásának, ill. szórási reaktanciájának vagy az ellenállás, ill. reaktancia változó részének nevezzük.

Mivel a szóban levő forgórészek esetén a forgórészarám frekvenciája adott állórészfrekvencia esetén a szíppel arányos, kimondhatjuk, hogy az említett ellenállás, ill. reaktancia a *szlip* függvényében változik. Jelöljük a változó ellenállást  $R(s)$ -sel, a változó reaktanciát  $X(s)$ -sel. Vonatkoztassuk ezeket a változó értékeket az egyenletes árameloszlásra ( $s = 0$ -ra) érvényes értékekre. Legyen az áramkisorrításban részt vevő részek egyenáramú ellenállása  $R_0$ , egyenáramú (egyenletes árameloszlást feltételező) szórási reaktanciája  $\Delta X$ . (Ez utóbbival kapcsolatban ismét hangsúlyozzuk, hogy ezt a reaktanciát az  $s = 0$  esetén érvényes árameloszlással, de az állandó  $f_1$  állórész-frekvenciával kell számítani. Hasonlóan  $X(s)$  is minden az állandó állórész-frekvenciával számítandó.) A

$$K_r = \frac{R(s)}{R_0},$$

$$K_x = \frac{X(s)}{\Delta X}$$

tényező a viszonylagos ellenállásnövekedést, ill. reaktancia csökkenést fejezi ki, vagyis azt, hogy az üzemihez képest ( $s \approx 0$ ) az áramkiszorításban részt vevő részek ellenállása hányszorosra nő, ill. reaktanciája milyen törtrészre csökken.  $s = 0$  esetén  $K_r$  és  $K_x$  értéke 1, egyébként  $K_r > 1$  és  $K_x < 1$ .  $K_r$  és  $K_x$  az áramkiszorításban részt vevő részek *üzemi* (pontosabban  $s = 0$ -ra vonatkozó) ellenállásának és szórási reaktanciájának ismeretében meghatározza a kalicka *tetszőleges szlip* esetén érvényes ellenállását és szórási reaktanciáját. Mindkettő a geometriai adatok, továbbá a rúdak fajlagos ellenállása ismertében a frekvencia vagy — adott hálózati frekvencia esetében — a szlip függvényeként meghatározható.

A 145. ábra alapján a Maxwell-egyenletek segítségével meghatározhatjuk a közönséges mélyhornyú forgórész rúdjára vonatkozólag a feszültség és az áram összefüggését, azaz a rúd ellenállását és reaktanciáját. Ilyen alapon

$$K_r = \xi \frac{\sinh 2\xi + \sin 2\xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi}$$

$$K_x = \frac{3}{2\xi} \frac{\sinh 2\xi - \sin 2\xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi}.$$

A differenciálegyenletek megoldását és  $K_r$  értékét Rogowski 1913-ban közölte [30].

A képletekből látható, hogy  $K_r$  és  $K_x$  egymellen változó függvényeként fejezhető ki. Ez a változó (dimenzió nélküli szám):

$$\xi = \alpha \cdot h,$$

az ún. redukált vezetőmagasság [4, 673], arányos a  $h$  tényleges vezetőmagassággal. Az arányossági tényező, ha  $h$ -t cm-ben fejezzük ki:

$$\alpha = 2\pi \sqrt{\frac{b}{a} \frac{f_2}{10^5 \varrho}}.$$

Itt  $f_2$  a Hz-ben kifejezett forgórész-frekvencia ( $f_2 = s f_1$ ),  $\varrho$  pedig a rúd anyagának fajlagos ellenállása  $\Omega$  mm<sup>2</sup>/m-ben. ( $b$  és  $a$  értelme az ábrából világos, a képletbe azonos egységekben helyettesítendők.) Vörösrézrúd esetén 75°-on  $\varrho = 0,0216 \Omega$  mm<sup>2</sup>/m, és ezzel  $f_2 = 50$  Hz-re

$$\alpha = 0,96 \sqrt{\frac{b}{a}},$$

azaz általában közel áll az egységhez, és így  $\xi$  értéke közel áll a cm-ben kifejezett rúdmagassághoz.

### 18. Szám példa

Legyen a horony szélessége 3,5 mm, a vörösrézrúd keresztmetszete 25 × 3 mm.  $f_2 = 50$  Hz esetén

$$\alpha = 0,96 \sqrt{\frac{3}{3,5}} = 0,89 \quad \text{és} \quad \xi = 0,89 \cdot 2,5 = 2,22.$$

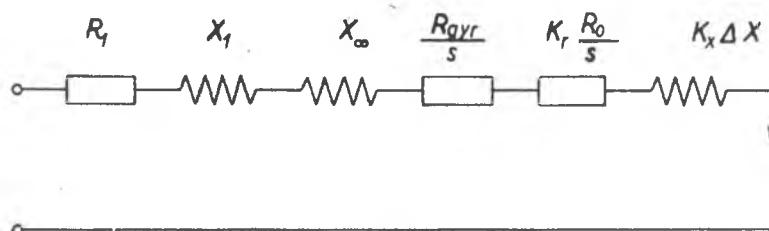
Alumínium esetén ( $\rho = 0,04 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ ) az ugyanilyen méretű rúd redukált vezetőmagassága csak 1,63 lenne.

A 146. ábra  $K_r$  és  $K_x$  diagramját mutatja be  $\xi$  függvényében. Az ábrából is látható, hogy kb.  $\xi = 3$ -tól jó közelítéssel

$$K_r = \xi \quad \text{és} \quad K_x = \frac{3}{2\xi}$$

vehető, ekkor ui. a trigonometrikus függvények a hiperbolikusak mellett már elhangolhatók, és  $\sin 2\xi \approx \tanh 2\xi$ . Ezen az alapon azt az egyszerű szabályt is kimondhatjuk, hogy vörösrézrúd és 50 Hz esetén 3 cm-től kezdve annyiszoros az indítási-ellenállásnövekedés, ahány cm mély rudat választunk.

Az elmondottak alapján felrajzolhatjuk a mélyhornyú motor helyettesítő vázlatát. A 147. ábrán felrajzolt vázlatban  $R_1$  az állórész ellenállása,  $R_{gyr}$  a forgórész áramkiszorításban részt nem vevő részeinek ellenállása,  $R_0$  pedig a forgórész áramkiszorításban részt vevő részeinek egyenáramú ellenállása.  $X_1$  az állórész szórási reaktanciája,  $X_\infty$  a forgórész szórási reaktanciája a  $\infty$  szlipnél érvényes, azaz teljes áramkiszorítás mellett (másképp az áramkiszorításban részt nem vevő részek szórási reaktanciája),  $\Delta X$  pedig a forgórész áramkiszorításban részt vevő részeinek szórási reaktanciája áramkiszorítás nélküli állapotban (egyenletes árameloszlásnál). A forgórész összes ellenállásait és reaktanciáit az állórészre redukáltuk; valamennyi

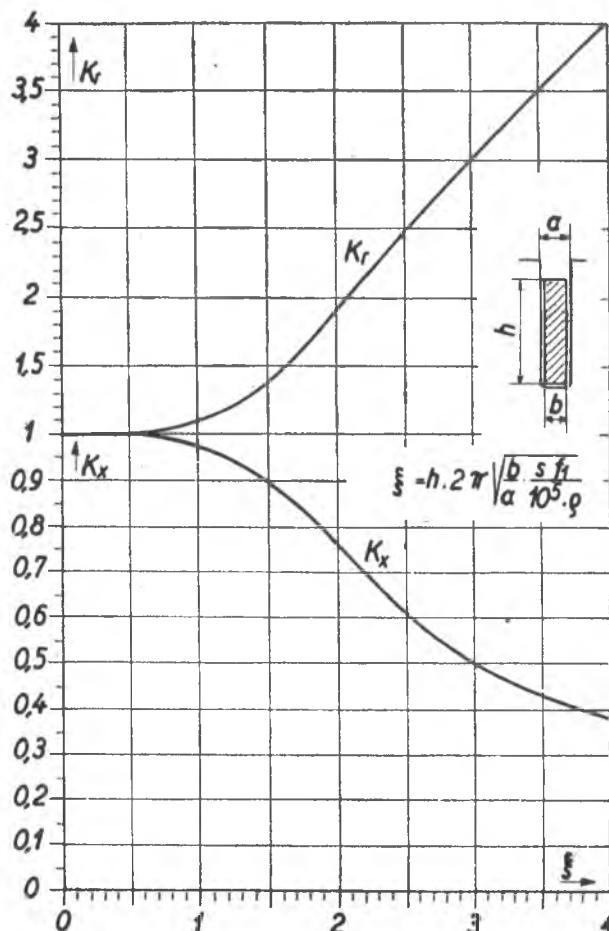


147. ábra

Közönséges mélyhornyú motor helyettesítő vázlat a mágnesző áram és vasveszteség elhanyagolásával

reaktancia az állórész-frekvenciára vonatkozik. A helyettesítő vázlat áthidaló ágát (azaz a mágnesező áramot és a vasveszteséget) elhanyagoltuk.

A helyettesítő vázlatban szereplő impedanciák számítását a XII. és XIII. fejezet alapján végezhetjük el.



146. ábra

Közönséges mélyhornyú forgórész impedanciafüggvényei. (Az ordináták léptéke 1 alatt és fölött eltérő.)

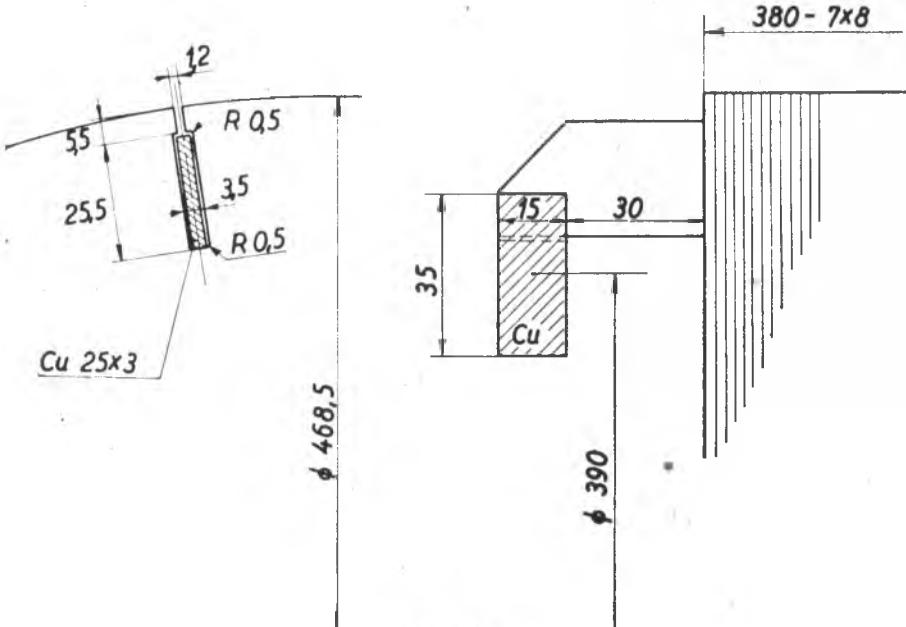
(másképp az áramkiszorításban részt nem vevő részek szórási reaktanciája),  $\Delta X$  pedig a forgórész áramkiszorításban részt vevő részeinek szórási reaktanciája áramkiszorítás nélküli állapotban (egyenletes árameloszlásnál). A forgórész összes ellenállásait és reaktanciáit az állórészre redukáltuk; valamennyi

### 19. Szám példa

Számítsuk ki a 148. ábrán megadott méretekkel rendelkező mélyhornyú forgórész szórási reaktanciáit és ellenállásait. A motor 3 fázisú, 50 periódusú, 4 pólusú, állórész 84, forgórész 80 hornyos. Az állórész-tekerceslés menetszáma fázisonként 140, tekerceslési tényezője 0,955. Ideális vashossz 342 mm.

Az ellenállás redukálási tényezője, ha a rúd- és gyűrűellenállást is  $p$  számú párhuzamosan kapcsolt rúdra vonatkozólag számítjuk, a (69) egyenlet szerint:

$$a^2 \cdot \frac{m_1}{m_2} = \frac{12 \cdot p \cdot N_1^2 \cdot \xi_1^2}{Z_2} = \frac{12 \cdot 2 \cdot 140^2 \cdot 0,955^2}{80} = 0,536 \cdot 10^4.$$



148. ábra

Mélyhornyú forgórész kalickájának vázlata

A forgórészrúd áramkiszorításhoz részt vevő részének egyenáramú ellenállása (69) és (70) szerint (mindjárt az állórészre redukálva):

$$R_0 = \left( a^2 \frac{m_1}{m_2} \right) \frac{1}{p} \varrho \frac{l_i}{A_r} = 0,536 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{2} \cdot 0,0216 \frac{0,342}{74,69} \Omega = 0,265 \Omega.$$

Ez az ellenállás  $s = 0$ -ra vonatkozik, egyébként még szorozni kell  $K_r$ -rel, amely minden más szlipre 1-nél nagyobb és  $s = \infty$ -nél  $\infty$ , de úgy, hogy a szlippel osztott értéke — amely a helyettesítő vázlatban is szerepel — 0-val egyenlő. A két gyűrű ellenállása és a rúd többi részének ellenállása (69) és (70) szerint (az állórészre redukálva):

$$\begin{aligned} R_{gyr} &= \left( a^2 \cdot \frac{m_1}{m_2} \right) \cdot \frac{1}{p} \cdot \left( 2\varrho \frac{D_{gy} \cdot Z_2}{A_{gy} \cdot (2p)^2 \pi} + \varrho \frac{l_r - l_i}{A_r} \right) = \\ &= 0,536 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{2} \cdot \left( 2 \cdot 0,0216 \frac{0,39 \cdot 80}{525 \cdot 4^2 \pi} + 0,0216 \frac{0,455 - 0,342}{74,69} \right) \Omega = 0,226 \Omega. \end{aligned}$$

A reaktanciák számításához először a szórási mágneses vezetőképességeket kell

meghatároznunk. Az  $X_1 + X_\infty$  reaktanciához szükséges szórási mágneses vezetőképességek közül ismertnek vesszük a következőket:<sup>1</sup>

$$\text{állórész horonyszórás} \quad \frac{\lambda_{h1}}{q_1} = 0,301 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$$

$$\text{tekercsfejszórás} \quad \frac{\lambda_t}{q_1} = 0,899 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$$

$$\text{állórész légrésszórás} \quad \frac{\lambda_{\delta 1}}{q_1} = 0,101 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$$

$$\text{forgórész légrésszórás} \quad \frac{\lambda_{\delta 2}}{q'_2} = 0,097 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$$

horonyferdítés okozta szórás (horonyterdítés a mély horony miatt az állórészben)

$$\frac{\lambda_f}{q_1} = 0,091 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

Ki kell még számítanunk a forgórészhorony áramkiszorításban részt nem vevő részeinek (azaz a horonyszájnak és a rúd fölött feltételezett 0,5 mm hézagnak) szórási vezetőképességét. Ennek értéke az ábra alapján :

$$\frac{\lambda'_{h2\infty}}{q'_2} = \frac{1,256}{q'_2} \cdot \sum \left( \frac{h}{b} \right) \cdot \xi_1^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \frac{1,256}{6^{2/3}} \left( \frac{0,5}{3,5} + \frac{5,5}{1,2} \right) \cdot 0,955^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ = 0,808 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

Az eddig felsorolt mágneses vezetőképességek összege  $2,297 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$ . Ennek alapján a szliptől független szórási reaktancia (állórészre redukálva) :

$$X_1 + X_\infty = \frac{4\pi f_1 \cdot N_1^2 \cdot l_i}{p} \cdot \sum \frac{\lambda}{q} = \frac{4\pi 50 \cdot 140^2 \cdot 34,2}{2} \cdot 2,297 \cdot 10^{-8} \Omega = \\ = 2,11 \cdot 10^8 \cdot 2,297 \cdot 10^{-8} \Omega = 4,85 \Omega.$$

A szliptől függő szórási reaktancia egyedül a forgórészhoronyok rézzel kitöltött részének szórását tartalmazza :

$$\frac{\lambda_{h20}}{q'_2} = \frac{1,256}{6^{2/3}} \left( \frac{25}{3 \cdot 3,5} \right) \cdot 0,955^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = 0,408 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

Ebből :  $\Delta X = 2,11 \cdot 10^8 \cdot 0,408 \cdot 10^{-8} \Omega = 0,86 \Omega$ .

Amint látható, ezt a reaktanciát egyenletes árameloszlás feltételezésével számítottuk, vagyis teljesen úgy, mint egy áramkiszorítás nélküli motornál. Ezért ez a reaktancia csak  $s = 0$ -nál érvényes, egyébként még szorozni kell  $K_X$ -szel, amely minden más szlipnél 1-nél kisebb és  $s = \infty$ -nél 0, tehát ott a motor szórási reaktancia  $X_1 + X_\infty$ .

A helyettesítő vázlat alapján kiszámíthatjuk vagy megszerkeszhetjük a motor fő jellemző adatait bármely szlip esetére. Ezt legjobban a következő példa kapcsán érthetjük meg.

## 20. Számpélda

Egy 330 kW teljesítményű, 4 pólusú, 3000 V-os, 50~.ú melyhornyú motor impedancia adatai a következők :  
az állórész ellenállása

$$R_1 = 0,43 \Omega,$$

<sup>1</sup> Bár motorunk állórészét azonosnak vettük a 8. példában szereplő motor állórészével, a légrésszórási és a horonyferdítés okozta szórási vezetőképességek értéke kissé eltér az ottaniaktól, mivel a  $k_t$  telítési tényező és a forgórész horonyzama sem azonos.



a forgórészrudak vásba ágyazott részének egyenáramú ellenállása

$$R_0 = 0,265 \Omega,$$

a forgórészrudak többi részének és a rövidrezáró gyűrűknek ellenállása

$$R_{gyr} = 0,226 \Omega,$$

a szórási reaktancia állandó része (állórész horonyszórás, tekercsfejszórás, teljes — álló- és forgórész — légrésszórás, horonyferdítés okozta szórás, továbbá a forgórészhorony szájrészének — a rúd külső széle és a légrés közötti résznek — szórása)

$$X_1 + X_\infty = 4,85 \Omega,$$

a forgórészhorony áramkiszorításban részt vevő (rúddal kitöltött) részének szórási reaktanciája egyenletes árameloszlás esetén

$$\Delta X = 0,86 \Omega.$$

(Valamennyi forgórészimpedancia állandó részre redukált érték.) A motor rúdjai és hornyai a 18. számpéldában közölt méretűek; a rudak anyaga vörösréz. Az állórész  $Y$  kapcsolású. Az összes megadott impedanciák fázisértékek. Az adatok a 19. számpéldában is szereplő motor adatai.

Határozzuk meg a motor eredő impedanciáját, áramfelvételét és nyomatékát a szlip függvényében  $s = 2$  és  $s = 0$  között. A számítást táblázatosan végezzük el (lásd a IX. sz. táblázatot).

A számítást a táblázat sorrendjében végezzük. A felvett szlipértékekhez tartozó redukált vezetőmagasságot az 50~ra már kiszámított (18. számpélda)  $\xi_{50} = 2,22$  alapján a  $\xi = \xi_{50} \cdot \sqrt{s}$  képlet alapján határozhatjuk meg. Az így kiszámított  $\xi$  értékekhez a 146. ábrából leolvassuk  $K_r$ -et és  $K_x$ -et. A többi számítást a táblázatban közölt képlet alapján végezzük,  $U_1 = 1732$  V helyettesítéssel. A legutolsó rovathban kapott légrésteljesítmények, amint tudjuk, a motor nyomatékával arányosak. (A motor mkg-ban kifejezett nyomatéka az  $M = 973 \frac{P_a}{n_0}$  képletből számított, ahol  $n_0 = 1500/\text{perc.}$ )<sup>1</sup>

A táblázatos számítással kapott eredményeket szemléletesebbé tehetjük, ha felrajzoljuk a motor impedanciadiagramját vagy árammunkadiagramját. A 149. ábra mutatja a számítás alapján pontonként felrajzolt impedanciadiagramot. A diagramba berajzoltuk a 144. ábrán már bemutatott állandó áramú és állandó nyomatékú körök hálózatát is. A hálózat segítségével jól követhető a nyomaték és áram alakulása a motor különböző szlipjeinek. A diagramban feltüntettük a  $\infty$  szliphez tartozó pontot is. Ennek koordinátái:  $X = X_1 + X_\infty = 4,85 \Omega$  és  $R = R_1 = 0,43 \Omega$ .

Az árammunkadiagramot felrajzolhatnánk a kiszámított áramok és teljesítménytényezők alapján, de megszerkeszthetjük *inverzióval* is, az impedanciadiagramból. A 149. ábrán ezt a módszert követtük és a szerkesztést egy pontra vonatkozólag eredményvonallal meg is mutattuk.

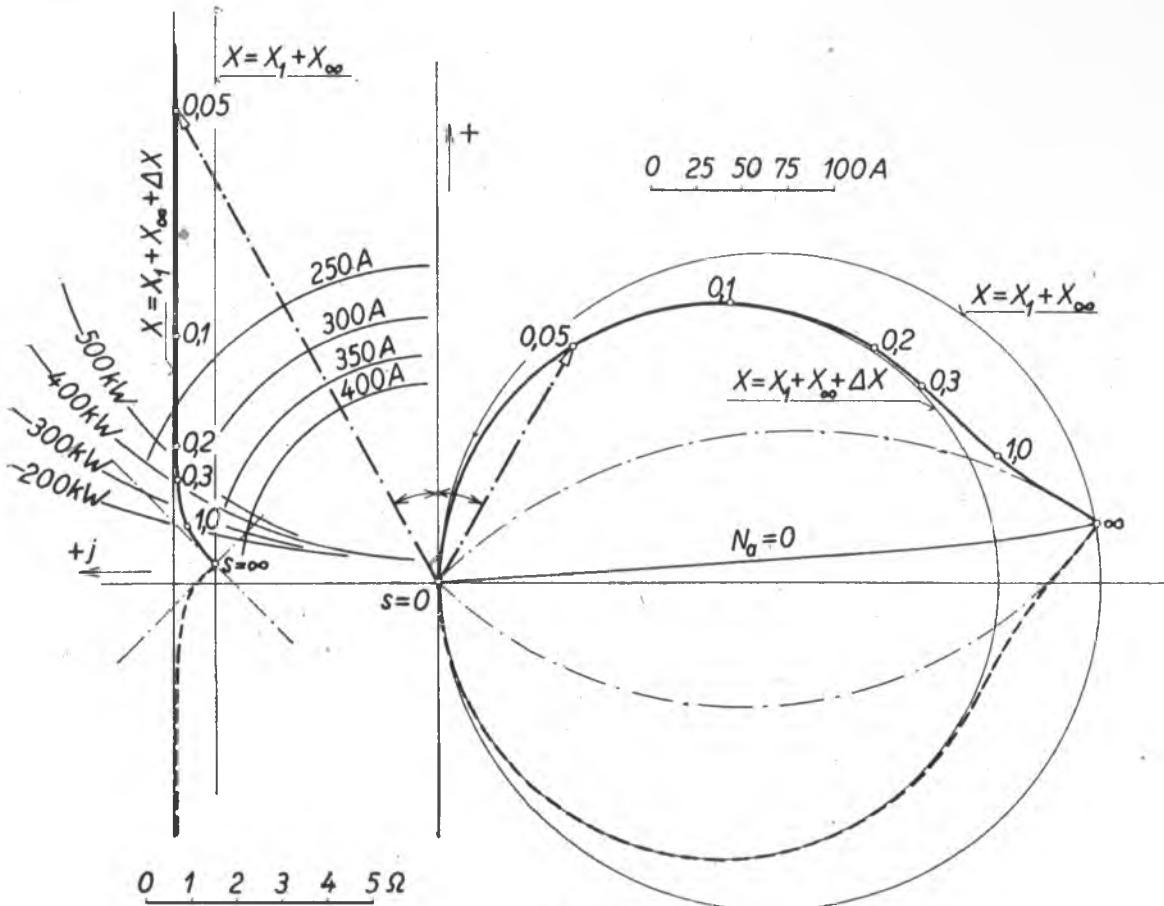
A két diagramból látjuk, hogy normális üzemben ( $s = 0$  közelében, de egészen a billenőpontig) a motor árammunkadiagramja jó közelítéssel olyan kör, amelyhez a teljes  $X_1 + X_\infty + \Delta X$  szórási reaktancia tartozik. E körnek az impedanciadiagramban az  $X = X_1 + X_\infty + \Delta X$  egyenletű aszimptota felel meg.  $s = \infty$ -nél az áramvektor egy olyan körön fekszik, amelyhez csak  $X_1 + X_\infty$  reaktancia tartozik. Ez tehát olyan motor kördiagramja, amelynek kalickája a valóságos rudak legkülső, elhanyagolhatóan vékony rétegeiben helyezkedik el. E körhöz — és a megfelelő impedanciaegyenlőségekhez — a diagram görbéje  $45^\circ$ -os szöögben csatlakozik. Az ábrán az  $s = \infty$  ponthoz tartozó érintőt, ill. simulókört [7, 203] eredményvonallal rajzoltuk meg. A negatív szlipkhez tartozó áram- és impedanciagörbét is feltüntettük szaggatott vonallal.

<sup>1</sup> Motorunk indítási légrésteljesítménye áramkiszorítás nélküli forgórésszel ( $K_r = 1$  helyettesítés a forgórész-ellenállás képletében) azonos indítási áram esetén 142 kW volna. A mélyhornyú forgórésszel 64%-kal nagyobb indítónyomatékot értünk el (kisebb billenőnyomaték és üzemi  $\cos \varphi$  árán). Ez a hatás tovább volna növelhető mélyebb — és keskenyebb — hornyok vagy a következőkben ismertetendő befelé szélesedő trapézhorony alkalmazásával.

IX. táblázat

s	$\xi$	$K_r$	$K_x$	Reaktanciák $\Omega$			Ellenállások $\Omega$			$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$	$I = \frac{U_1}{Z}$	$\cos \varphi = \frac{R}{Z}$	$P_d =$ $= \frac{2 \cdot I^2 R_{gyr} + K_r \cdot R_0}{s}$ $\cdot 10^{-3}$ kW	
				$X_i + X_\infty$	$K_x \cdot \Delta X$	X	$R_1$	$\frac{R_{gyr}}{s}$	$K_r \frac{R_0}{s}$					
2	3,14	3,15	0,48	4,85	0,41	5,26	0,43	0,113	0,418	0,961	5,35	324	0,180	168
1	2,22	2,17	0,69	4,85	0,59	5,44	0,43	0,226	0,576	1,232	5,57	311	0,221	233
0,7	1,86	1,73	0,80	4,85	0,69	5,54	0,43	0,323	0,655	1,408	5,71	303	0,247	270
0,5	1,57	1,45	0,88	4,85	0,76	5,61	0,43	0,452	0,768	1,650	5,84	297	0,283	324
0,3	1,22	1,20	0,95	4,85	0,82	5,67	0,43	0,753	1,06	2,243	6,10	284	0,368	438
0,2	0,99	1,09	0,98	4,85	0,84	5,69	0,43	1,130	1,44	3,00	6,43	269	0,466	558
0,15	0,86	1,05	0,98	4,85	0,84	5,69	0,43	1,51	1,85	3,79	6,84	253	0,554	645
0,1	0,70	1,02	0,99	4,85	0,85	5,70	0,43	2,26	2,70	5,39	7,84	221	0,69	729
0,07	0,59	1,01	0,99	4,85	0,85	5,70	0,43	3,23	3,82	7,48	9,40	184	0,80	717
0,05	0,50	1,01	1,00	4,85	0,86	5,71	0,43	4,52	5,35	10,30	11,8	147	0,87	640
0,03	0,39	1,00	1,00	4,85	0,86	5,71	0,43	7,53	8,84	16,80	17,8	97	0,94	462
0,015	0,27	1,00	1,00	4,85	0,86	5,71	0,43	15,1	17,70	33,23	33,8	51	0,98	256
0	0	1,00	1,00	4,85	0,86	5,71	0,43	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	0	1,00	0

A motor áramát valamely szlipnél akár az árammunkadiagramból, akár az impedanciadiagramba berajzolt áramkörhálózat segítségével leolvashatjuk. A nyomaték értékét legegyszerűbben az impedanciadiagram nyomatéki kör hálózata alapján határozhatsuk meg. Az árammunkadiagramból való leolvasás nem olyan egyszerű, mint kördiagram esetén, mert itt a nyomaték nem egy egyenestől, hanem egy görbe vonaltól való távolsággal arányos. (E görbe vonal szerkesztése ugyanúgy történik, mint kétkalickás motoroknál, lásd [1, 91].) A nyomatéki vonalat a 149. ábrán  $N_a$ -val jelöltük. A 150. ábrán feltüntettük motorunk áramát és légrésteljesítményét a szlip függvényében.



149. ábra

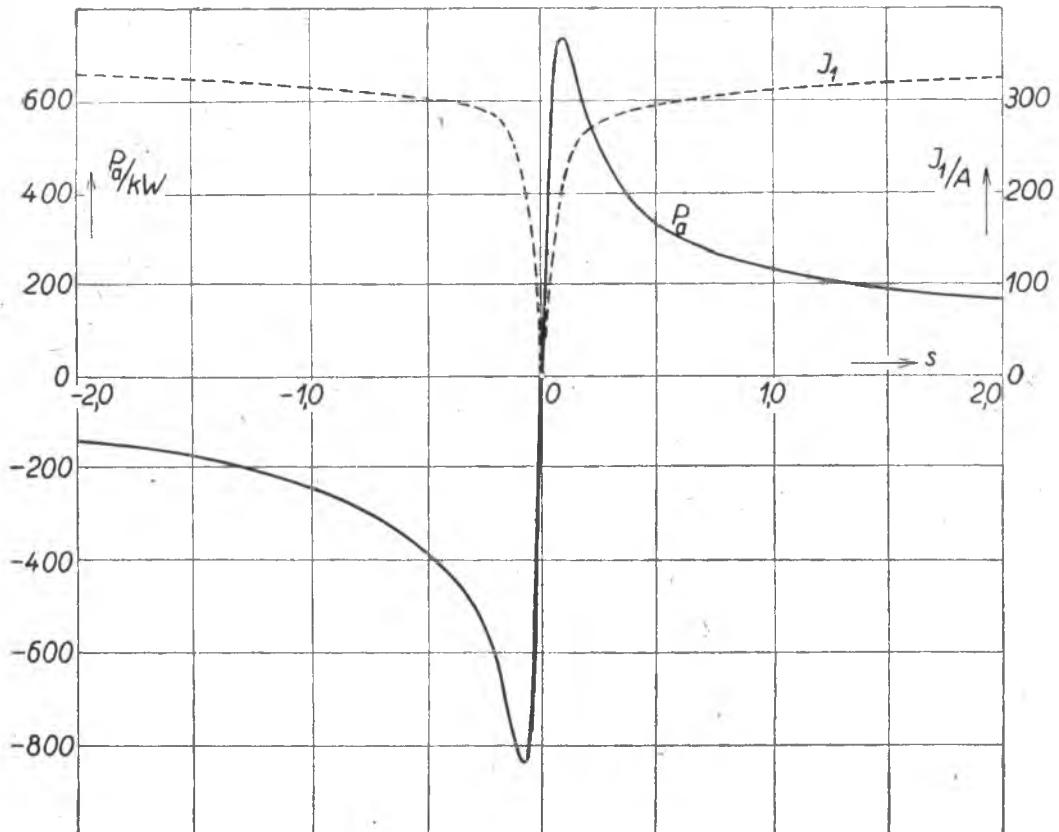
Mélyhornyú motor impedanciadiagramja és áram-munkadiagramja a mágnesező áram és a vasveszeség elhanyagolásával

Ezek után próbáljuk kissé általánosabban is meghatározni a közönséges mélyhornyú forgórész impedanciadiagramját. Láttuk az előző példában is, hogy a diagram az  $R = R_1$  és  $X = X_1 + X_\infty$  pontból indul  $s = \infty$ -nél. Vizsgálatainkat csak az e ponttól számított, szlip függvényében változó impedanciára kell korlátoznunk. Nevezzük ezt  $Z_2$ -nek.  $Z_2$  értéke a 147. ábra alapján:

$$\bar{Z}_2 = \frac{R_{gyr}}{s} + K_r \frac{R_0}{s} + j K_x \Delta X.$$

Először hanyagoljuk el  $R_{gyr}$ -et. Ekkor

$$\bar{Z}_2 = K_r \frac{R_0}{s} + j K_x \Delta X = \Delta X \left( K_r \frac{R_0}{s \Delta X} + j K_x \right).$$



150. ábra

Mélyhornyú motor árama és légrésteljesítménye a szlip függvényében. (Az üresjárási áramot elhanyagoltuk.)

Számítsuk ki  $\frac{R_0}{s \Delta X}$  értékét! 1 cm hosszú vezetőre (a 145. ábra jelöléseivel)

$$R_0 = \frac{\varrho \cdot 10^{-4}}{h \cdot b} \Omega$$

( $h$  és  $b$  értékét cm-ben,  $\varrho$ -t pedig  $\Omega$  mm<sup>2</sup>/m-ben helyettesítjük),

$$\Delta X = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{h}{3a} \cdot 10^{-8} \cdot 2\pi f_1 \Omega$$

$\left( f_1 \text{ a hálózati frekvencia, } \frac{4\pi}{10} \cdot 10^{-8} = \mu_0 \right)$ .

$$\frac{R_0}{s \Delta X} = \frac{\varrho \cdot 10^{-4} \cdot 10 \cdot 3a}{s \cdot b \cdot h \cdot 4\pi \cdot h \cdot 10^{-8} \cdot 2\pi f_1} = \frac{3}{2} \frac{\varrho \cdot 10^5 a}{s f_1 b} \cdot \frac{1}{4\pi^2 h^2} = \frac{3}{2\xi^2}.$$

Vagyis  $\frac{R_0}{s \Delta X}$  is csak  $\xi$  függvénye. Így

$$\bar{Z}_2 = \Delta X \left( K_r \frac{3}{2\xi^2} + j K_x \right).$$

Ha  $\xi$ -nek különböző értékeket adunk — a változó forgórész-frekvenciának megfelelően — akkor kifejezésünk második tényezőjét már meg is határoztuk. Ezt mutatja a 151. ábra. Az ábra a forgórész-impedancia vektorát adja, ha a dimenzió nélküli értékeket az előforduló esetre vonatkozó  $\Delta X$ -szel szorozzuk. Az ábrából a  $\xi$  paraméterskála segítségével a valóságos esetre vonatkozó szlipskálát is meghatározhatjuk. Még könnyebben megtehetjük ezt a szintén feltüntetett  $\frac{s \Delta X}{R_0}$  skála segítségével.

Nyilvánvaló, hogy ábránk most nemcsak egy bizonyos esetre vonatkozó impedanciagörbe, hanem az összes lehetséges változatok általános *impedanciadiagramja*, csak a lépték változhat  $\Delta X$ -nek megfelelően és a szlipskála (és ezzel az indítási pont) tolódhat el aszerint, hogy adott esetben egy-egy  $\xi$  érték vagy egy-egy  $\frac{s \Delta X}{R_0}$  érték mekkora szlipnek felel meg. Megjegyezzük, hogy ezt a diagramot helyesebb volna *impedanciaarány-diagramnak* nevezni, mert dimenzió nélküli arányszámokat tartalmaz, de a gyakorlatban ez nem szokás.

Az eddigiekben elhanyagoltuk  $R_{gyr}$  ellenállást.  $R_{gyr}$  figyelembevételevel az impedanciának a szlippel változó része a következőképpen írható:

$$\bar{Z}_2 = \frac{R_{gyr}}{s} + K_r \frac{R_0}{s} + j K_x \Delta X = \Delta X \left( \frac{R_{gyr}}{s \Delta X} + K_r \frac{R_0}{s \Delta X} + j K_x \right).$$

Ha  $\frac{R_{gyr}}{R_0} = K_{gy}$  arányt rögzítjük, akkor a zárójelben levő kifejezés első tagja is már csak  $\xi$  változó függvénye:

$$\frac{R_{gyr}}{s \Delta X} = K_{gy} \frac{R_0}{s \Delta X} = K_{gy} \frac{3}{2 \xi^2}.$$

Előre felvett  $K_{gy}$  értékekhez ugyanúgy meghatározhatjuk az általános impedanciadiagramot, mint az előbb tárgyalt esetben. Az így készült diagramsereg a 152. ábrán látható. Értelmezése azonos az előbbi ábráéval. A 151. ábránkon bemutatott diagram megegyezik a 152. ábra  $K_{gy} = 0$  görbéjével. A 152. ábrába berajzoltuk az  $\frac{s \Delta X}{R_0 + R_{gyr}}$  = állandó görbéket is. Egyúttal a  $K_x$  tengelyt  $\xi$  skálával is elláttuk.

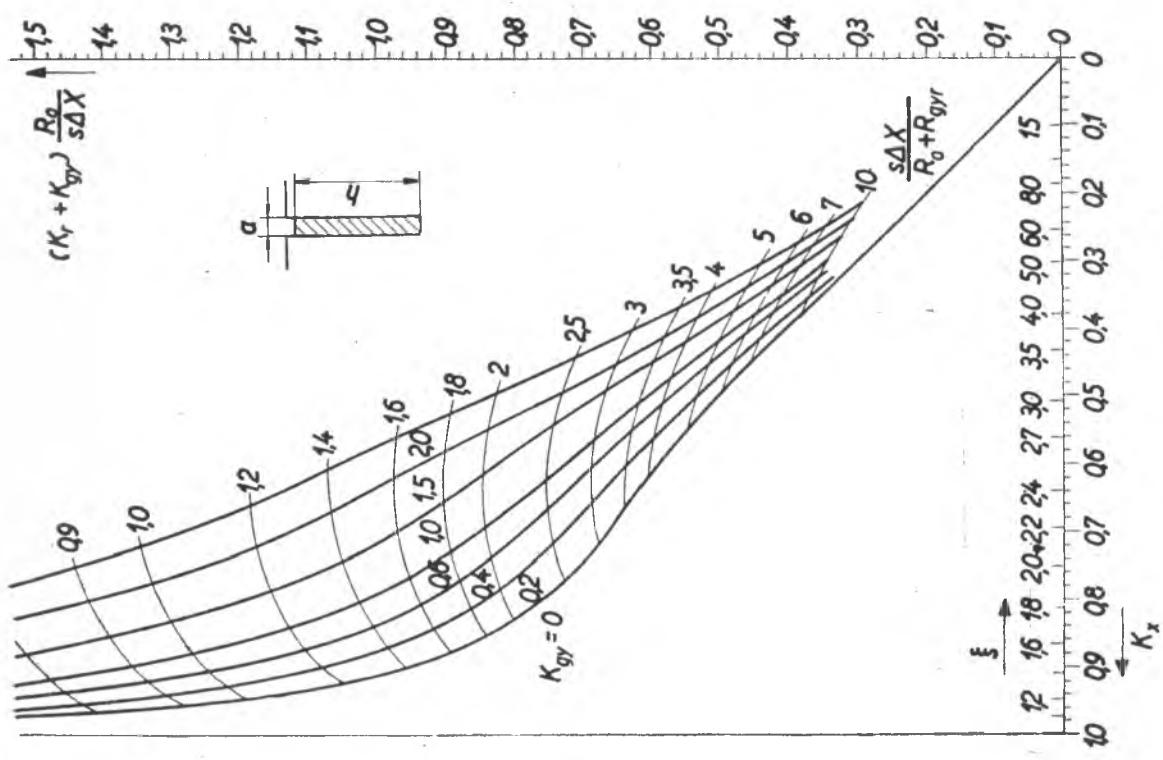
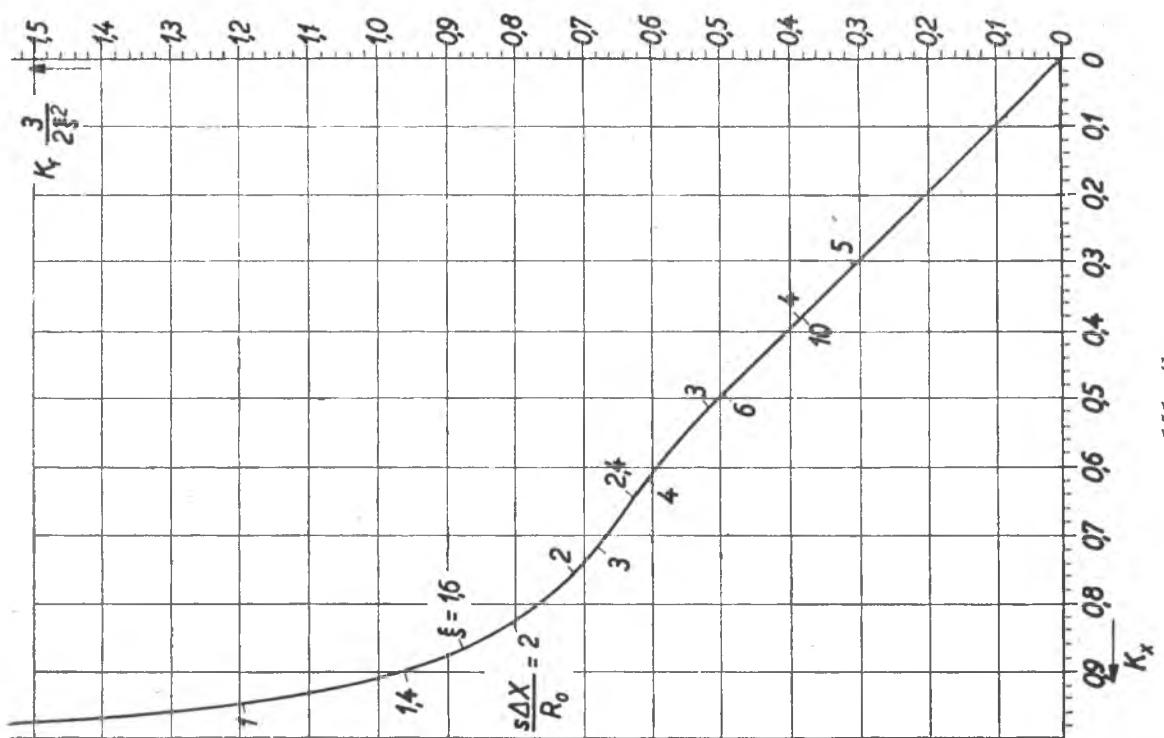
Nagy  $\xi$  esetén, tehát  $s = \infty$  közelében érvényes a  $K_r = \xi$  és  $K_x = \frac{3}{2\xi^2}$  közelítés. Ennek alapján az impedanciagörbék egyenlete a kezdő szakaszon:

$$(K_r + K_{gy}) \frac{R_0}{s \Delta X} = \xi \frac{3}{2 \xi^2} + K_{gy} \frac{3}{2 \xi^2},$$

vagyis:

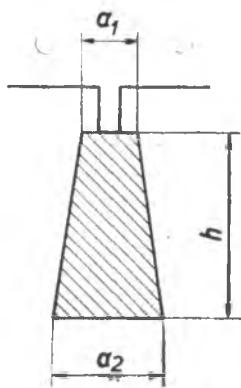
$$(K_r + K_{gy}) \frac{R_0}{s \Delta X} = K_x + \frac{2}{3} K_{gy} K_x^2.$$

Ebből látszik, hogy valamennyi közönséges mélyhornyú forgórész impedancia-diagramja az  $s = \infty$  pontból  $45^\circ$ -os szöggel indul, és ugyanúgy árammunkadiagramjának is derékszögű csúcsa van az  $s = \infty$  helyen.



### b) Trapézhornyú forgórész

A 153. ábra trapézhornyú forgórész egyszerűsített horonyvázlatát mutatja be. Nyilvánvaló, hogy az áramkiszorító hatás itt egészen hasonló, mint a közönséges mélyhornyú motornál. A légrés felé keskenyedő trapézalak az ellenállásnövelő hatást fokozza, mivel a horonynak az a része, ahová az áram kiszorul, geometriai okokból nagyobb ellenállású. A reaktanciacsökkenés viszont kisebb, mivel a horony-szórási reaktanciának aránylag kisebb része jut a horony belső részére.



153. ábra

Trapézhornyú forgórész  
egyszerűsített horony-  
vázlata

Az impedanciafüggvények ( $K_r$ ,  $K_x$ ) és az impedancia-diagram hasonló fizikai gondolatmenettel vezethetők le, mint a közönséges mélyhornyú motor esetében. A következőkben bizonyítás nélkül közöljük a legfontosabb eredményeket.

Mivel — a közönséges mélyhornyú forgórészről eltérőleg — itt a hornyot is több változóval határozzák meg, a diagramok görbeseregeket jelentenek valamelyik változó mint paraméter szerint. Ezért eltekintettünk a vasba nem ágyazott részek ellenállásának ( $R_{gyr}$ -nek) figyelembevételétől. A görbek gyakorlati alkalmazása esetén  $K_{gy}$  rögzítésével meghatározzák az impedancia-diagramot vagy diagram-sereget (az impedancia valós összetevőjéhez pontonként  $K_{gy} \frac{R_0}{s \Delta X}$  hozzáadásával). Nem számítottuk  $Z_2$ -be — mint

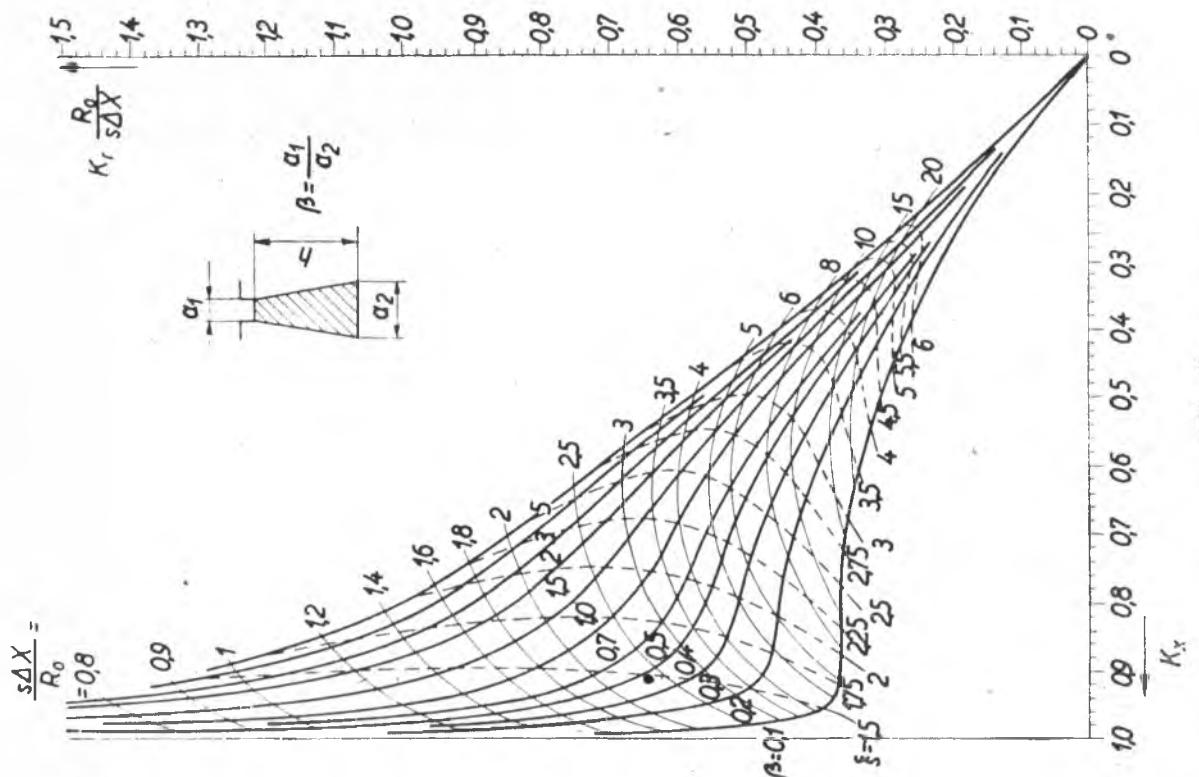
az előző pontban sem —  $X_\infty$  reaktanciát. Még egy elhanyagolást teszünk: elhanyagoljuk a horonyhézagot a horonyszélesség irányában, vagyis a  $b$  vezetőszélességet az  $a$  horonyszélességgel azonosnak vesszük. A különbséget a gyakorlatban azzal a közelítéssel lehet a legegyszerűbben figyelembe venni, hogy a redukált vezetőmagasságot az egész horonyra érvényesnek vett val-

milyen közepes  $\frac{b}{a}$ -val számoljuk.

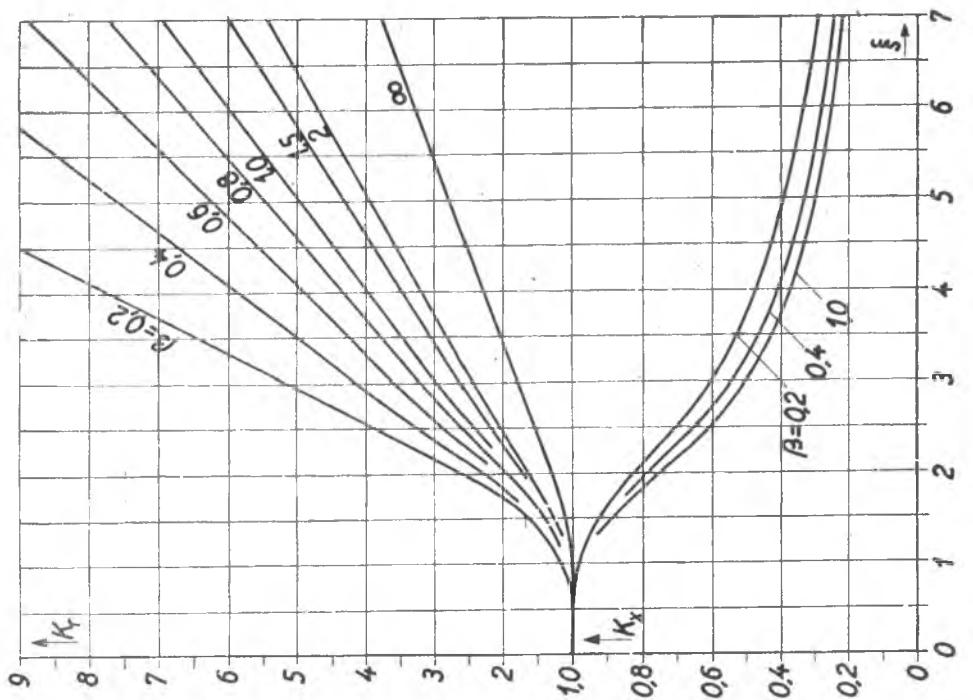
A trapézhornyú forgórész impedanciafüggvényeit a 154. ábra mutatja be.  $\xi$  teljesen azonos módon számítandó, mint a közönséges mélyhornyú forgórésznél. A segédváltozóként szereplő  $\beta = \frac{a_1}{a_2}$  1-nél kisebb értékei esetén a diagram szerint a közönséges mélyhornyú forgórészhez ( $\beta = 1$ ) képest nagyobb ellenállásnövekedés és kisebb reaktanciacsökkenés áll elő, miként az elmondottak alapján várható is volt. Ennek alapján a befelé szélesedő trapézhornyú forgórész általában kedvezőbb megoldást tesz lehetővé, mint a közönséges mélyhornyú. A nagyobb ellenállásnövekedés és kisebb reaktanciacsökkenés azonban — a 155. ábrán bemutatott általános impedancia-diagram szerint — arra vezethet, hogy a motor nyomatéka nem nő állandóan az indító nyomatéktól a billenő nyomatékgig, hanem az indítási- és billenőpont között „nyomatéki nyerget” kaphatunk (hasonlót, mint pl. a 179. ábrán látható).

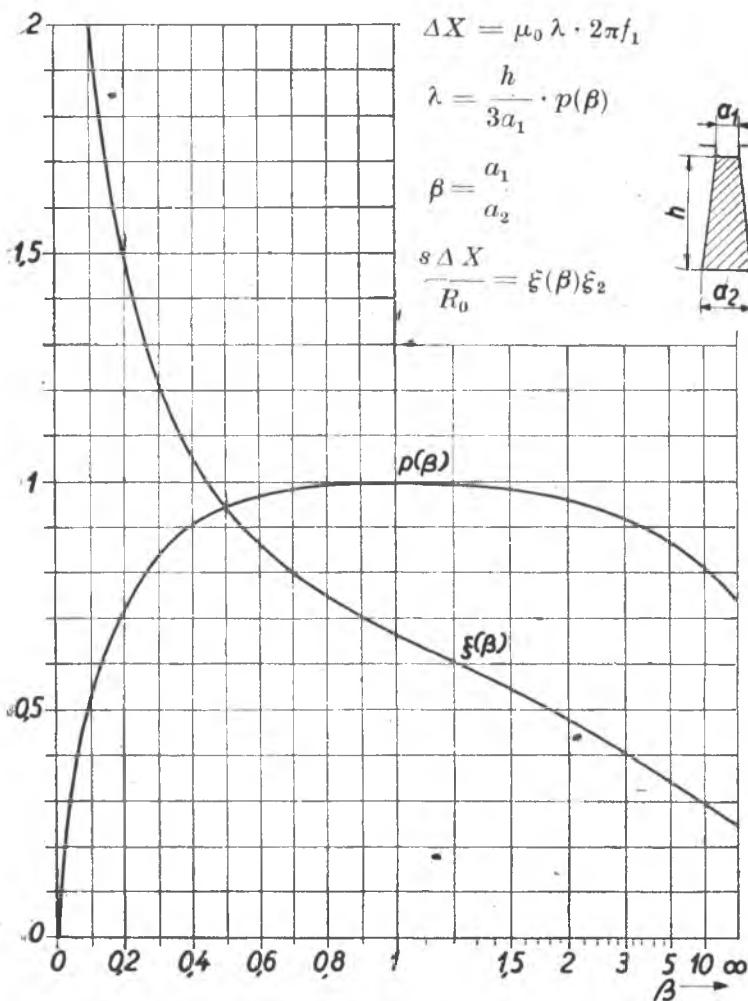
Az impedancia-diagram szerkesztéséhez fel kellett használnunk a 156. ábrán közölt  $\zeta(\beta) = \frac{s \Delta X}{R_0} \frac{1}{\xi^2}$  függvényt. (Ennek értéke közönséges mélyhornyú forgórész, azaz  $\beta = 1$  esetére  $\frac{2}{3}$  volt.) Ugyanez az ábra mutatja be a  $\Delta X$  szórási reaktancia

155. ábra  
Trapézhorný forgórész általános impedancia diagramja az áramkör részek elhanyagolásával



154. ábra  
Trapézhorný forgórész impedanciafügvényei. (Az ordináták lépteké I alatt és fölött elterő)





156. ábra

Függvények trapézhornýú forgórészek számításához

diagramjaikat itt nem mutatjuk be, csak utalunk az megtalálhatók.

Az ábra a) és b) képe az *L-hornyú*, ill. a *T-hornyú* forgórész hornýát mutatja be. Nyilvánvaló, hogy a kétfajta forgórész (azonos méretek esetén) villamos szempontból teljesen azonos. A számítási módszert Schuisky ismertette [32], az ő tanulmánya alapján készített impedanciadiagramokat Lengyel Zoltán közölte [31, 69].

Egészen hasonlóak a *körte-v. palackhornýú* forgórész tulajdonságai (lásd az ábra c) képét). Ennek a számítását is több helyen megtalálhatjuk az irodalomban [32—33].

Az ábra d) képe *keresztezett rudas* forgórész hornýát mutatja. Itt a horonyban egymás alatt két (de esetleg még több) egymástól szigetelt vezető helyezkedik el, és ezek vagy a lemeztest belséjében való keresztezéssel, vagy pólusosztásnyira levő, de a horonyban különböző mélységen elhelyezkedő rudak sorbakapcsolásával

számításához szükséges  $p(\beta)$  függvényt. 1 cm hosszú rúdra (az állórészre való redukálás nélkül):

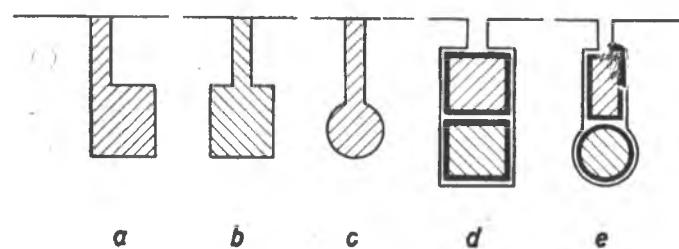
$$\Delta X = \mu_0 \frac{h}{3a_1} \cdot p(\beta) \cdot 2\pi f_1,$$

azaz a horonynyílás felőli szélességgel számított reaktancia, a  $p(\beta)$  szorzóval helyesbítve.  $p(\beta)$  elég széles határok között 1-hez közel álló értékű.  $\left(\mu_0 = \frac{4\pi}{10} \cdot 10^{-8}\right)$ .

A 154. és 155. ábrán bemutatott diagramokat a Villamos Forgóép Tervező Iroda Laible tanulmánya alapján számította ki [31, 69].

### c) Egyéb mélyhornýú forgórészek

A mélyhornýú forgórészek néhány további jellegzetes változatát mutatja be a 157. ábra. Valamennyi forgórészváltozat az eddig bemutatottakhoz hasonlóan viselkedik. Számításukat és irodalomra, ahol bővebben



157. ábra

Mélyhornýú jellegű forgórészek vázlatos horonyképei

úgy vannak összekötve, hogy minden vezetőben azonos nagyságú és fázisú áram folyék. Ezzel a megoldással mély hornyok esetén (tehát nagy gépeknél) nagyobb ellenállásnövekedést és kisebb reaktanciaökkenést lehet elérni, mint a közönséges — egyrudas — mélyhornyú forgóréssel [31, 74 — 32 — 7, 235]. A keresztesz — mint tudjuk — kisebb rúdméretekkel csökkenti az ellenállásnövekedést, nagyobb rúdméretek (mélyebb hornyok) esetén azonban növeli. A keresztesz rudas forgórész mégsem terjedt el, mert az ilyen motornak általában mély nyomatéki nyerge van.

Az e) képen bemutatott ún. meddörudas forgórész jellegzetessége, hogy a külső, önmagában szigetelt rúd nincs semmihez hozzákapcsolva, abban tehát csak örvényáramok folyhatnak. E forgórészben az áramkiszorítás fizikailag kissé eltér az eddigiekben tárgyalt esetektől, de az állórész áramára és a gép nyomatékára gyakorolt hatás teljesen azonos jellegű. Üzemben ( $s = 0$  közelében) áram csak a belső kalickában folyik, mivel a külső rudak nem alkotnak zárt kalickát. Nagy szlipnél a belső kalicka horonyszórási fluxusa örvényáramokat indukál a külső rudakban, amelyek a rudak belső részein ellenkező irányban folynak, mint kívül. Ezek az áramok — bár eredőként 0-t adnak — csökkentik a belső kalicka szórási fluxusát. Ezenkívül a bennük folyó örvényáram okozta veszteség a forgórész-ellenállás látszolagos megkövetkezését eredményezi, bár csak transzformátoros kapcsolatban vannak a tulajdonképpeni kalickával. A reaktanciaökkenés és ellenállásnövekedés értékei az irodalomban e forgórészre vonatkozólag is megtalálhatók [32 — 27, 248 — 31, 75].

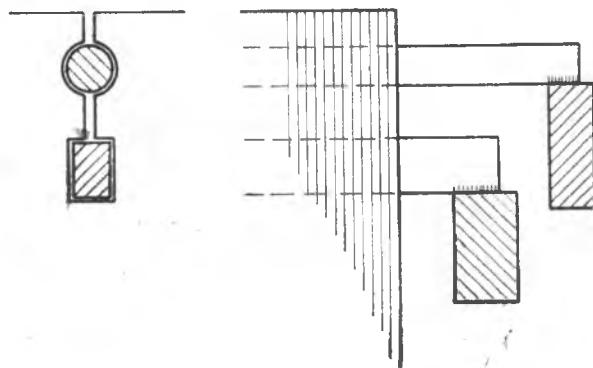
### 3. Kétkalickás forgórészek

#### a) Külön gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás forgórész közös horonyban elhelyezett kalickákkal

Amint a bevezetőben már említettük, az áramkiszorításos motorok második nagy csoporthját a kétkalickás motorok alkotják. A külön gyűrűkkel rövidrezárt, de közös horonyban elhelyezett kétkalickás forgórész kalickáinak vázlatos rajza a 158. ábrán látható. Működése — miként a bevezetésből ismeretes — abban áll, hogy a szlip növekedtével az áram egyre jobban a külső kalickába szorul; ennek következtében a szórási reaktancia csökken, és az ellenállás nő.

Kétkalickás forgórészek elméleti tárgyalásakor és a legtöbbször a gyakorlatban is el szoktuk hanyagolni az egyes kalickákon belül esetleg lejátszódó áramkiszorítást, mélyhornyos hatást, azaz magukat a kalickákat pontszerű kiterjedésűeknek (bár véges ellenállásúknak) vesszük. Természetesen ott, ahol ez már nem engedhető meg (vagyis aránylag nagy radiális méretű rudak esetén), a gyakorlatban a mélyhornyos hatást a két forgórészfajtáról mondottak értelemszerű alkalmazásával figyelembe kell venni.

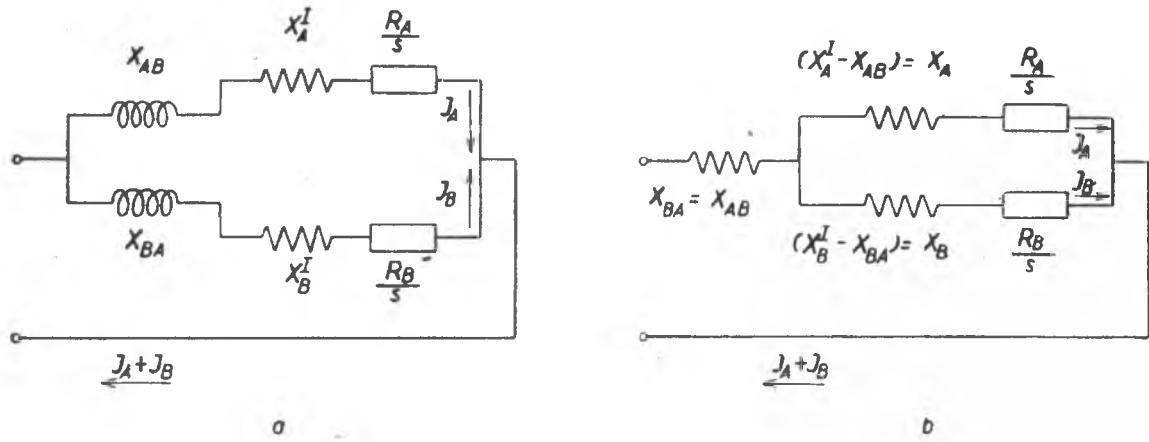
Rajzoljuk fel a 158. ábra szerint készült kétkalickás forgórész helyettesítő vázlatát. Nyilvánvaló, hogy ebben a vázlatban a forgórész két kalickájának mint két egymással párhuzamosan kapcsolt áramagnak kell szerepelnie. Mindkét áramagnak tartalmaznia kell az illető kalicka ellenállását és szórási reaktenciáját. Ezen-



158. ábra

Külön gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás forgórész kalickáinak vázlatos rajza

kívül azonban szerepelnie kell egy olyan elemnek is, amely az egyik kalicka által a másikban indukált szórási feszültséget helyettesíti. Ez az ún. *kölcsönös szórási reaktancia* fizikailag a két kalicka kölcsönös reaktanciájának szórási részét jelenti, vagyis azt a részt, amely nem közös az állórésszel. Az állóréssel közös részt vázlatunk nem tartalmazza, mivel az a gép fő- v. *mágnesezési reaktanciájával* azonos, és azt a forgórészre vonatkozó vizsgálatainknál figyelmen kívül hagyjuk. Az elmondottak szerint felépített helyettesítő vázlatot a 159. ábra a) képe mutatja. Ebben a vázlatban az egyik kalickához tartozó impedanciákat „A”, a másikhoz tartozókat „B” indexsel jelöltük. A szórási reaktanciák római számmal ellátott indexű jelzései



159. ábra

Kétkalickás forgórész általános helyettesítő vázlat: a) közvetlenül fizikai alapon felrajzolva, b) átalakított formában

(pl.  $X'_A$ ) azt jelölik, hogy a *teljes* szórási reaktanciákról van szó, beleértve a két kalicka kölcsönös szórásában szereplő részeket is.  $X_{AB} = X_{BA}$  a kölcsönös szórási reaktanciát jelöli. A vázlat alkalmazásakor figyelembe kell venni, hogy  $X_{AB}$  az  $I_A$  áramú ágban az  $I_B$  áram által indukált feszültségű elemet jelenti és viszont. Tehát az  $I_A$  áramú ág feszültsége

$$\bar{U}_A = \bar{I}_B \cdot j X_{AB} + \bar{I}_A \cdot j X'_A + \bar{I}_A \frac{R_A}{s}.$$

A helyettesítő vázlat ilyen szokatlan kezelésének elkerülésére alakítsuk át egyenletünket matematikailag:

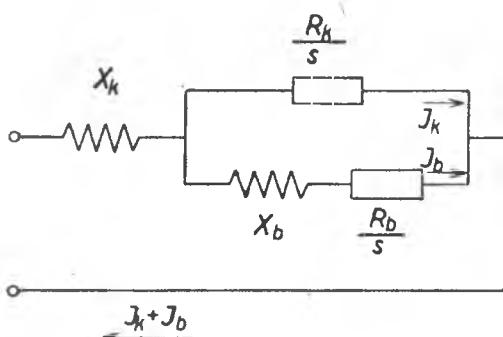
$$\bar{U}_A = (\bar{I}_A + \bar{I}_B) \cdot j X_{AB} + \bar{I}_A j (X'_A - X_{AB}) + \bar{I}_A \frac{R_A}{s}.$$

Ennek az egyenletnek az alapján rajzolhatjuk fel ábránk b) képén ábrázolt helyettesítő vázlatot. Itt egyszerűség kedvéért az  $X'_A - X_{AB} = X_A$  és  $X'_B - X_{AB} = X_B$  jelölést vezettük be. Ez az átalakítás teljesen hasonló volt ahhoz, mint amilyen a közönséges aszinkron motor helyettesítő vázlatának levezetése során a mágnesezési reaktancia bevezetésére alkalmaztunk. Az új helyettesítő vázlat minden külön meggondolás nélkül, sokkal mechanikusabban alkalmazható és könnyebben áttekinthető, mint az eredeti.

Most vizsgáljuk meg közelebbről a helyettesítő vázlatban szereplő reaktanciákat, most már szem előtt tartva a külön gyűrűkkel rövidrezárt, de közös horonyokban elhelyezett kalickájú kétkalickás motornak a 158. ábrán bemutatott szerkezetét. Nyilvánvaló, hogy a két kalicka légrésszórási reaktanciája, valamint a horony-

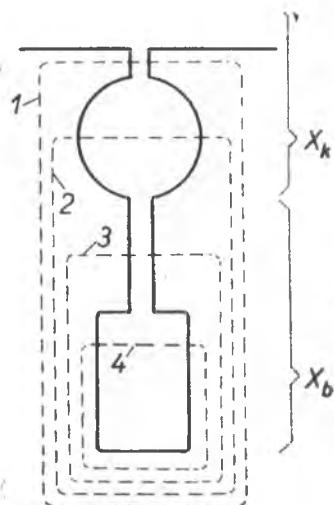
ferdítés okozta szórási reaktancia közös, és így minden kettő  $X_{AB}$ -be számítandó. A horonyszórási reaktanciának már csak egy része számít a kölcsönös szórásba. A 160. ábra vázlatosan mutatja a fluxuseloszlást arra az esetre, ha a belső kalickában folyik áram. Ez a fluxuseloszlás egyúttal a belső kalicka horonyszórási fluxusának eloszlásával azonos. Közvetlenül belátható, hogy az 1 és 2 jelű indukcióvonalak képviselik a két kalicka *kölcsönös* induktivitásának a horonyszórásra eső részét, a 3 és 4 jelűek csak a belső kalicka szórási reaktanciájában szerepelnek. Így  $X_B = X'_B - X_{AB}$ -reaktanciában a horonyszórásnak csak az a része fog szerepelni, amely a külső kalickán belül haladó fluxustól származik. A kölcsönös reaktanciában is szereplő rész (1 és 2 jelű indukcióvonalak) közelítőleg megegyezik a külső kalicka horonyszórási reaktanciájával. A külső kalicka horonyszórásának nagy része ui. általában a horonyszáj szórása (1 jelű indukcióvonalak), ez pedig azonos, akár a külső kalicka árama okozza (mint a külső kalicka horonyszórása esetében), akár a belsőé (amikor ti. a belső kalicka árama által a külsőben indukált szórási feszültségről van szó); különbség a horony vezetővel kitöltött részének szórásában van (2 jelű indukcióvonalak), mivel itt a fluxuseloszlás a két esetben eltérő, de általában ez a különbség kismértékű. Ezért a külső kalicka  $X'_A - X_{AB} = X_A$  reaktanciájában a horonyszórásnak megfelelő rész elhanyagolhatóan kicsi. A tekercsfejszórásokra vonatkozólag nem egészen igaz, de nem rossz közelítés az a feltevés, hogy a kalickák külön szórásai elhanyagolhatók, és az egész forgórész tekercsfejszórása a kölcsönös szórásba számítható. A valóságban ezt az állórész tekercsfejszórásával együtt szokás számításba venni.

Az elmondottakat összefoglalva megállapíthatjuk, hogy a 158. ábra szerinti kétkalickás forgórésznél (amelynek fő jellemzője, hogy a két kalicka közös horonyban, egymás alatt van elhelyezve, és külön rövidrezáró gyűrűkkel bír) az általános helyettesítő vázlat elemeit a következőképpen kell meghatározni.  $X_{AB}$ -be számítandó a forgórész légrésszórása, horonyferdítési szórása, tekercsfejszórása és a külső kalicka horonyszórása; ez a reaktancia megegyezik a külső kalicka szórási reaktanciájával, ezért  $X_k$ -nak is nevezhetjük. Kiszámítása úgy történik, mint egy olyan egykalickás forgórész szórási reaktanciájáé, amely kétkalickás motorunkkal megegyezik, de a belső kalickája hiányzik. Az elmondottak értelmében a külső kalicka áramágára vonatkozó  $X_A$  reaktancia 0-nak vehető. A belső kalicka áramágában szereplő  $X_B$  reaktancia kizárolag a belső horony szórásának azt a részét fogja tartalmazni, amely a külső kalickán belül záródó fluxustól ered; nevezzük ezt a reaktanciát esetünkben  $X_b$ -nek. ( $X_b$ -t a gyakorlatban — nem egészen pontos kifejezéssel — a belső kalicka szórási reaktanciájának szokták hívni.) A jelképes jelölést a 160. ábrában ennek megfelelően rajzoltuk be. Az elmondottak alapján egyszerűsödött helyettesítő vázlatot a 161. ábra mutatja. Itt a külső, ill. belső kalicka ellenállását  $R_k$ -val, ill.  $R_b$ -vel jelöltük.



161. ábra

Külön gyűrűkkel rövidrezárt, közös horonyokban elhelyezett kalickájú kétkalickás forgórész helyettesítő vázlatá

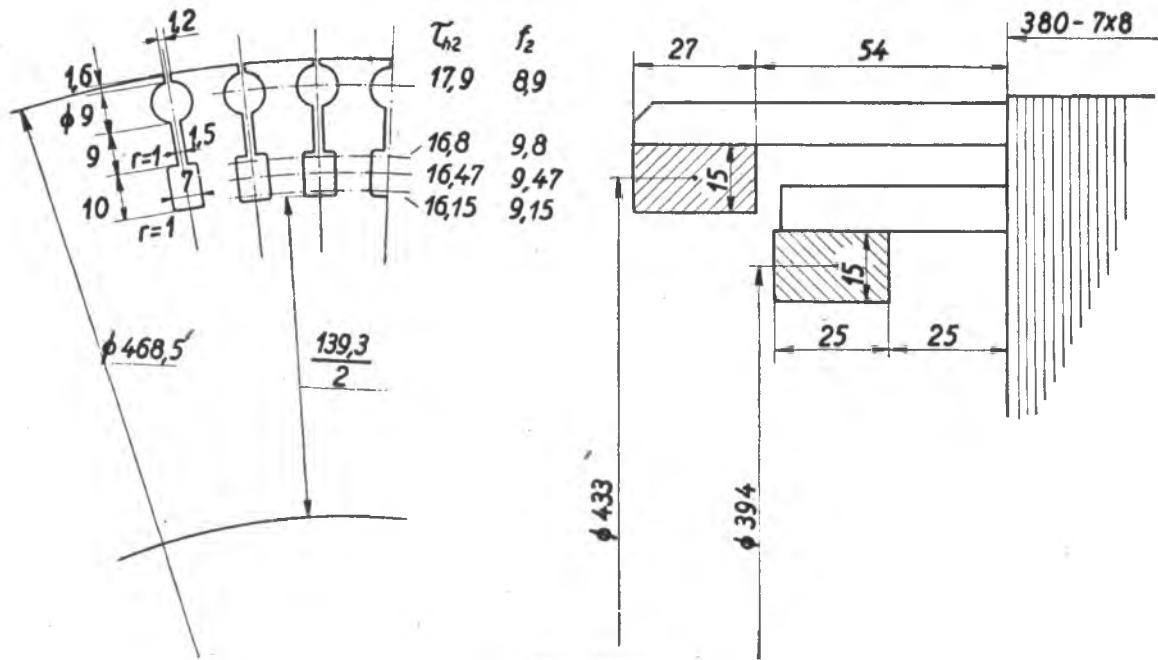


160. ábra

Vázlat kétkalickás forgórész horonyszórási reaktanciáinak magyarázatára

## 21. Számpélda

Számítsuk ki a 162. ábrán vázolt kétkalickás forgórész helyettesítő vázlatának elemeit. A motor állórésze azonos a 19. számpéldában szereplő mélyhornyú motor állórészével, tehát 3 fázisú, 50 periódusú, 4 pólusú. 84 hornya van, tekercselése fázisonként 140 menetű, tekercselési tényezője 0,955. A forgórész horonyszáma 80. A motor ideális vashossza 342 mm.



162. ábra

Kétkalickás forgórész kalickáinak vázlata

A külső kalicka sárgarézből, a belső vörösrézből készült. A külső rudak átmérője 8,5 mm, a belsők mérete  $9 \times 6,5$  mm ( $r = 1$  mm).

Számítsuk ki először az ellenállásokat. A redukálási tényező a 19. számpéldából:

$$\left( a^2 \frac{m_1}{m_2} \right) = 0,536 \cdot 10^4.$$

A rudak ellenállás szempontjából számbajövő hosszát a gyűrűk közepéig számítjuk.

A külső rudak ellenállása az állórészre redukálva (69) és (70) szerint :

$$R_{rk} = \left( a^2 \frac{m_1}{m_2} \right) \frac{1}{p} \varrho_{rk} \frac{l_{rk}}{A_{rk}} = 0,536 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{2} \cdot 0,075 \frac{0,515}{56,8} \Omega = 1,82 \Omega.$$

A belső rudaké :

$$R_{rb} = \left( a^2 \frac{m_1}{m_2} \right) \frac{1}{p} \varrho_{rb} \frac{l_{rb}}{A_{rb}} = 0,536 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{2} \cdot 0,0216 \frac{0,455}{57,64} \Omega = 0,456 \Omega.$$

A külső gyűrűké :

$$R_{gyk} = \left( a^2 \frac{m_1}{m_2} \right) \frac{1}{p} \cdot 2\varrho_{gyk} \frac{D_{gyk} \cdot Z_2}{A_{gyk} \cdot (2p)^2 \cdot \pi} = \\ = 0,536 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot 0,075 \frac{0,433 \cdot 80}{405 \cdot 4^2 \cdot \pi} \Omega = 0,68 \Omega.$$

A belső gyűrűké :

$$R_{gyb} = \left( a^2 \frac{m_1}{m_2} \right) \frac{1}{p} \cdot 2\varrho_{gyb} \frac{D_{gyb} \cdot Z_2}{A_{gyb} \cdot (2p)^2 \cdot \pi} \Omega = \\ = 0,536 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot 0,0216 \frac{0,394 \cdot 80}{375 \cdot 4^2 \cdot \pi} \Omega = 0,194 \Omega.$$

Ezzel

$$R_k = R_{rk} + R_{gyk} = \underline{2,50 \Omega} \\ R_b = R_{rb} + R_{gyb} = \underline{0,65 \Omega}.$$

A külső kalicka szórási reaktanciájának számításához szükséges szórási mágneses vezetőképességek közül ismertnek vesszük a forgórész légrésszórási és a forgórészhez számított fél horonyferdítési vezetőképességet :

$$\frac{\lambda_{\phi 2}}{q'_2} = 0,095 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} \\ \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda_f}{q_1} = 0,045 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

Megjegyezzük, hogy ezek az értékek azért nem pontosan azonosak a 19. számpélda értékeivel, mivel a két esetben a forgórészfogak eltérései miatt a  $k_t$  telítési tényező eltérő.

A forgórész tekercsfejszórását az állórészhez számítjuk. A külső kalicka horony-szórási vezetőképessége :

$$\frac{\lambda_{h2}}{q'_2} = \frac{1,256}{q'_2} \sum \left( \frac{h}{b} \right) \xi_1^2 \cdot 10^{-8} = \frac{1,256}{6^{2/3}} \left( 0,623 + \frac{1,6}{1,2} \right) \cdot 0,955^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ = 0,335 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

Az eddig felírt 3 szórási mágneses vezetőképesség összege  $0,475 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$ . Ezzel a kölcsönös szórási reaktancia — azaz esetünkben a külső kalicka szórási reaktanciája — az állórészre redukálva :

$$X_k = \frac{4\pi f_1 \cdot N_1^2 \cdot l_i}{p} \sum \frac{\lambda}{q} = \frac{4\pi 50 \cdot 140^2 \cdot 34,2}{2} \cdot 0,475 \cdot 10^{-8} \Omega = \underline{1,00 \Omega}.$$

A „belső kalicka szórási reaktanciájának” kiszámításához szükséges horonyszórási mágneses vezetőképesség :

$$\frac{\lambda_b}{q'_2} = \frac{1,256}{q'_2} \sum \left( \frac{h}{b} \right) \cdot \xi_1^2 \cdot 10^{-8} = \frac{1,256}{6^{2/3}} \left( \frac{9}{21} + \frac{0,5}{7} + \frac{9}{1,5} \right) \cdot 0,955^2 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm} = \\ = 1,22 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

Ezzel a belső kalicka szórási reaktanciája :

$$X_b = \frac{4\pi f_1 \cdot N_1^2 \cdot l_i}{p} \cdot \frac{\lambda_b}{q'_2} = \frac{4\pi 50 \cdot 140^2 \cdot 34,2}{2} \cdot 1,22 \cdot 10^{-8} \Omega = \underline{2,58 \Omega}.$$

Az így kiszámított elemekkel rajzoltuk fel a 163. ábrán motorunk helyettesítő vázlatát. Az ábrába még  $R_1$  és  $X_1$  értékeit is beírtuk.  $R_1$  — azonosan a 20. számpéldával —  $0,43 \Omega$ ,  $X_1$  értékét pedig a következő szórási mágneses vezetőképességekből számítottuk :

állórész horonyszórás

$$\frac{\lambda_{h1}}{q_1} = 0,301 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

tekercsfeljzás

$$\frac{\lambda_t}{q_1} = 0,899 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$$

állórész légrésszás

$$\frac{\lambda_{s1}}{q_1} = 0,099 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm}$$

horonyferdítés okozta szász fele

$$2 \cdot \frac{\lambda_f}{q_1} = 0,045 \cdot 10^{-8} \text{ H/cm.}$$

(A fő fluxus útjának teilitésével összefüggő két utolsó tételek itt sem ugyanakkora, mint a mélyhornyú motor esetében, mivel  $k_t$  értéke a két esetben eltérő). Az e vezetőképességekkel számított állórész-szász reaktancia:

$$X_1 = 2,84 \Omega.$$

A helyettesítő vázlat elemeinek ismeretében bármely szlipre vonatkozólag kiszámíthatjuk a forgórész impedanciáját. A 161. ábra alapján a forgórész impedancia:

$$\begin{aligned} \overline{Z}_2 &= j X_k + \frac{\frac{R_k}{s} \left( \frac{R_b}{s} + j X_b \right)}{\frac{R_k}{s} + \frac{R_b}{s} + j X_b} = \\ &= \frac{(R_k + R_b) R_k R_b + R_k X_b^2 s^2}{(R_k + R_b)^2 + X_b^2 s^2} \cdot \frac{1}{s} + j \left( X_k + \frac{R_k^2 X_b}{(R_k + R_b)^2 + X_b^2 s^2} \right). \end{aligned}$$

Határozzuk meg az impedancia valós és képzetes részének értékét, ill. határértékét néhány fontos esetre. Az  $s = 0$ -ra vonatkozó határértékek:

$$\begin{aligned} \frac{1}{s} R_0 &= \frac{1}{s} \frac{R_k R_b}{R_k + R_b} = \frac{1}{s} R_b \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right) \\ X_0 &= X_k + X_b \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)^2. \end{aligned}$$

Az  $s = \infty$ -re vonatkozó határértékek:

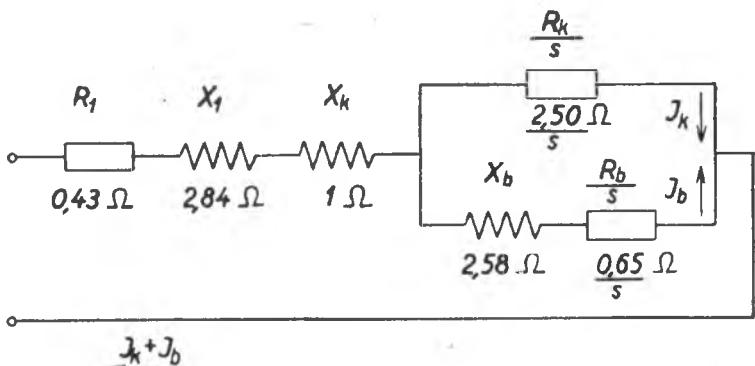
$$\frac{1}{s} R_\infty = \frac{1}{s} R_k$$

$$X_\infty = X_k.$$

A mélyhornyú motornál alkalmazott jelölésekhez hasonló módon a legnagyobb ellenállásnövekedés és reaktanciacsökkenés:

$$\Delta R = R_\infty - R_0 = R_k - \frac{R_k R_b}{R_k + R_b} = \frac{R_k^2}{R_k + R_b} = R_k \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)$$

$$\Delta X = X_0 - X_\infty = X_b \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)^2.$$



163. ábra

Kétkalickás motor helyettesítő vázlat a mágnesező áram és a vasveszeség elhanyagolásával

$s = 1$  esetére, azaz az indítás kezdetére vonatkozólag :

$$R_i = R_k \frac{(R_k + R_b) R_b + X_b^2}{(R_k + R_b)^2 + X_b^2}$$

$$X_i = X_k + X_b \frac{R_k^2}{(R_k + R_b)^2 + X_b^2}.$$

Látjuk, hogy  $s = \infty$ -nél a forgórész külső kalickájával helyettesíthető ; ez magától értetődő, hiszen az áram ekkor teljesen kiszorul a külső kalickába. Üzemben ( $s = 0$  közelében) az áram a két kalicka ellenállásával fordított arányban oszlik el. Így érthető, hogy a forgórész ellenállása akkora, mint a két párhuzamosan kapcsolt kalicka eredő egyenáramú ellenállása. A szórási reaktancia a külső kalickáéhoz képest az árameloszlásnak megfelelően megnő. A bevezető részben a 142. ábra kapcsán az árameloszlás alapján számítottuk ki forgórészünk  $s = 0$ -ra érvényes reaktanciáját, s az így kapott eredmény egyezik a jelenlegivel.  $\Delta R$  és  $R_\infty$  értéke a mélyhornyú motoruktól eltérőleg nem  $\infty$  nagy, mivel a külső kalickában a további áramkiszorítást elhanyagoltuk.

## 22. Számpélda

Hatórozzuk meg a 21. számpeldában szereplő kétkalickás forgórész üzemi és indítási impedanciáit.

a) Az üzemi ellenállás :

$$R_0 = R_b \frac{R_k}{R_k + R_b} = 0,65 \frac{2,50}{2,50 + 0,65} \Omega = 0,65 \cdot 0,794 \Omega = 0,516 \Omega.$$

Az üzemi szórási reaktancia :

$$X_0 = X_k + X_b \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)^2 = 1 \Omega + 2,58 \cdot 0,794^2 \Omega = 2,63 \Omega.$$

Az állórész szórási reaktanciájával együtt :

$$X_0 + X_1 = 2,63 \Omega + 2,84 \Omega = 5,47 \Omega.$$

b) Az indítási ellenállás :

$$R_i = R_k \frac{(R_k + R_b) R_b + X_b^2}{(R_k + R_b)^2 + X_b^2} = 2,5 \frac{3,15 \cdot 0,65 + 2,58^2}{3,15^2 + 2,58^2} \Omega = 1,31 \Omega.$$

Az állórész ellenállásával együtt :

$$R_i + R_1 = 1,31 \Omega + 0,43 \Omega = 1,74 \Omega.$$

Az indítási szórási reaktancia :

$$X_i = X_k + X_b \frac{R_k^2}{(R_k + R_b)^2 + X_b^2} = 1 \Omega + 2,58 \frac{2,5^2}{3,15^2 + 2,58^2} \Omega = 1,97 \Omega.$$

Az állórész szórási reaktanciájával együtt :

$$X_i + X_1 = 1,97 \Omega + 2,84 \Omega = 4,81 \Omega.$$

Az indítási impedancia :

$$Z_i = \sqrt{(R_i + R_1)^2 + (X_i + X_1)^2} = 5,11 \Omega.$$

Ezzel az indítási áram, ha a motort csillagkapcsolásban 3000 V-os hálózatról indítjuk :

$$I_i = \frac{U_1}{Z_i} = \frac{1732}{5,11} \text{ A} = 339 \text{ A.}$$

(Az elkeszült motor a rövidzárási görbe telítetlen szakaszából átszámítva 320 A, a telített szakasz alapján 420 A indítási áramot vett fel. Az általunk figyelembe vett közepeles telítés tehát ebben az esetben nem áll messze a valóságostól.)

A motor indítási légrésteljesítménye :

$$P_{ai} \cong 3 \cdot I_i^2 R_i = 3 \cdot 339^2 \cdot 1,31 \text{ W} = 451\,000 \text{ W} = 451 \text{ kW.}$$

Az indító nyomaték :

$$M_i = 973 \cdot \frac{P_{ai}}{n_0} = 973 \cdot \frac{451}{1500} \text{ mkg} = 293 \text{ mkg.}$$

Az indítási látszólagos teljesítményfelvétel :

$$S_i = 3 \cdot U_1 \cdot I_i = 3 \cdot 1732 \cdot 339 \text{ VA} = 1\,760\,000 \text{ VA} = 1760 \text{ kVA.}$$

Ennek aránya a motor névleges teljesítményéhez :

$$\frac{S_i}{P_n} = \frac{1760}{330} = 5,33.$$

(A motor névleges teljesítménye :  $P_n = 330 \text{ kW.}$ )

A továbbiakban vezessük be a  $\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{R_k}{R_b} = \mu$  jelölést. Ennek segítségével

a forgórészimpedancia valós, ill. képzetes összetevőjét előbbi egyenletünk kisebb átalakításával a következőképpen is írhatjuk :

$$\begin{aligned} \frac{R(s)}{s} &= \frac{R_0}{s} \frac{1 + (\mu + 1) \cdot \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2}{1 + \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2} = \frac{R_0}{s} \left( 1 + \frac{\mu \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2}{1 + \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2} \right) \\ X(s) &= X_\infty + \Delta X \frac{1}{1 + \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2}. \end{aligned}$$

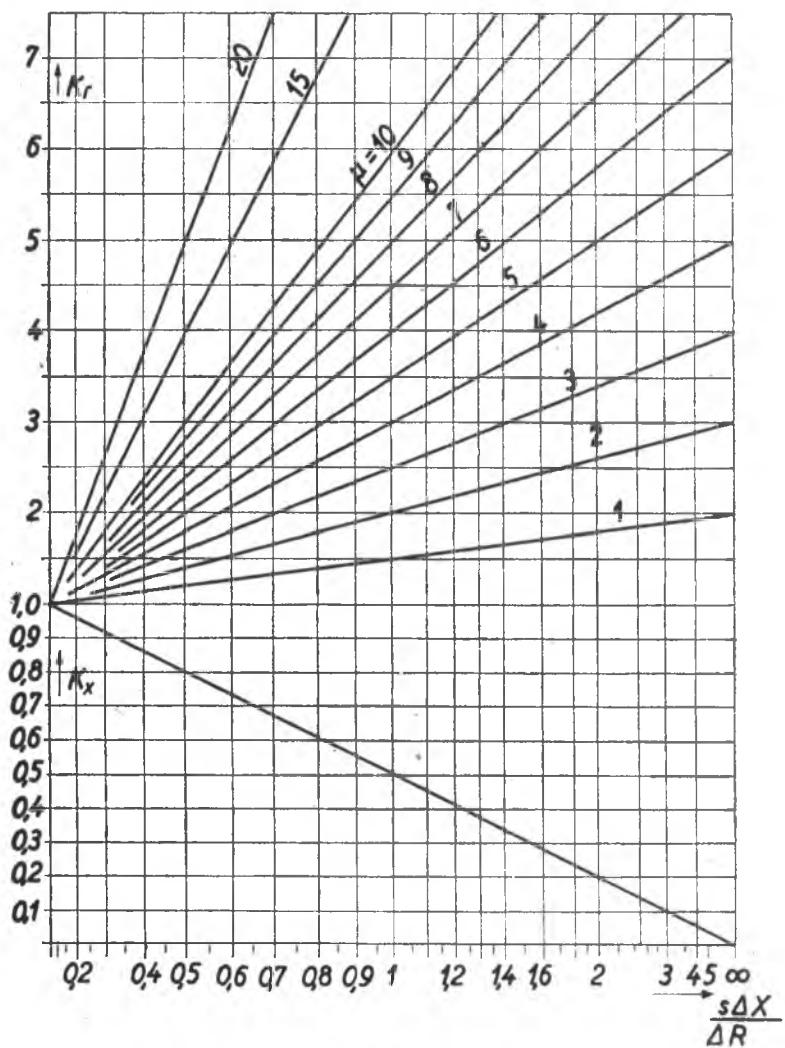
E képletekből az is látható, hogy könnyen bevezethetjük a mélyhornyú forgórészekenél már megismert  $K_r$  és  $K_x$  impedanciafüggvényt. Ezek értéke :

$$K_r = \frac{R(s)}{R_0} = 1 + \frac{\mu \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2}{1 + \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2} = 1 + \mu \left( 1 - \frac{1}{1 + \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2} \right)$$

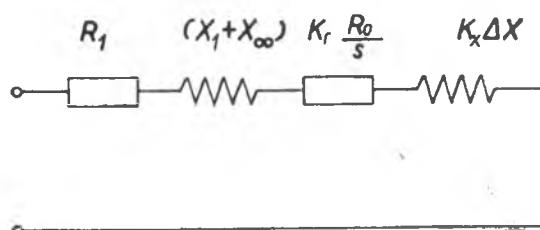
$$K_x = \frac{X(s) - X_\infty}{\Delta X} = \frac{1}{1 + \left( s \frac{\Delta X}{\Delta R} \right)^2}.$$

Látható, hogy  $K_x$  csak  $\left(s \frac{\Delta X}{\Delta R}\right)$ -től függ és  $K_r = 1 + \mu (1 - K_x)$ . A függvényeket a 164. ábra mutatja be. Segítségükkel a kétkalickás motort a 165. ábrán feltüntetett helyettesítő vázlatra vezettük vissza, és teljesen a mély hornyú forgórészek mintájára tárgyalhatjuk.

A kétkalickás forgórészeket még egy harmadik fajta helyettesítő vázallattal is lehet jellemezni. Ezt mutatja be a 166. ábra. Az ábráról közvetlenül belátható, hogy  $s = 0$ -nál áram csak az „ $x$ ” jelű áramágban folyik (mert ehhez képest a vele párhuzamosan kapcsolt ág ellenállása  $\infty$  nagy), és így  $R(s) = R_0$ ,  $X(s) = X_\infty + \Delta X$ .  $s = \infty$ -nél áram csak az „ $r$ ” jelű ágban folyik (hasonló okból), és így  $R(s) = R_0 + \Delta R$ ,  $X(s) = X_\infty$ . De bebizonyítható, hogy a vázlat bármely szlip esetén egyenértékű a kétkalickás motor eddig bemutatott helyettesítő vázlataival, így pl. a 159b ábra általános vázlatával. A két vázlat alapján felírt impedanciák  $s$  azonos hatványait tartalmazó tagjait egyenlővé téve a következő átszámítási kulcsot kapjuk:



164. ábra  
Kétkalickás forgórész impedanciafüggvényei.  
(Az ordináták léptéke 1 alatt és fölött eltérő.)



165. ábra  
Áramkiszorításos motor általános helyettesítő vázala  
a mágnesező áram és a vasveszteség elhanyagolásával

$$R_0 = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B}$$

$$\Delta R = \frac{(R_A X_B - R_B X_A)^2}{(X_A + X_B)^2 \cdot (R_A + R_B)}$$

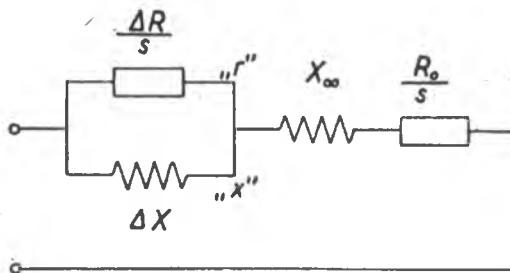
$$R_0 + \Delta R = R_\infty = \frac{R_A X_B^2 + R_B X_A^2}{(X_A + X_B)^2}$$

$$X_\infty + \Delta X = X_0 = X_{AB} + \frac{R_A^2 X_B + R_B^2 X_A}{(R_A + R_B)^2}$$

$$\Delta X = \frac{(R_A X_B - R_B X_A)^2}{(R_A + R_B)^2 (X_A + X_B)}$$

$$X_\infty = X_{AB} + \frac{X_A X_B}{X_A + X_B}.$$

A 166. ábra szerint való helyettesítés nemesak papíron lehetséges, hanem a valóságban is. Jelentse egy csúszogýűrűs aszinkron motor forgórészének ellenállását  $R_0$ , szórási reaktanciáját  $X_\infty$ . Ha a forgórész áramkörébe a keféken keresztül a  $\Delta R$  indító ellenállást és ezzel párhuzamosan a  $\Delta X$  reaktanciájú fojtótekercset kapcsoljuk, akkor a motor — amelyet ilyen kapcsolásban *Fischer—Hinnen-motornak* nevezünk — a kétkalickás motorokkal azonos módon fog viselkedni.  $s = 0$ -ig való gyorsulás



166. ábra  
Kétkalickás jellegű forgórészek  
általános helyettesítő vázlata

közben az indító ellenállás — anélkül, hogy hozzányúlnánk — rövidre záródik (a vele párhuzamosan kapcsolt fojtótekercs megnőtt söntölő hatása következtében), a reaktancia pedig megnő. Így a *Fischer—Hinnen*-kapcsolású motor indító nyomatéka az indító ellenállás miatt nagyobb, mint a motor rövidrezárt csúszogýűrűkel való indításakor, de üzemi szórási reaktanciája is nagyobb, ezért teljesítménytényezője és billenő nyomatéka kisebb. Pontosan így viselkedik az a kétkalickás motor, amelynek impedanciái azonosak a *Fischer—Hinnen*-motoréival.

### 23. Számpélda

Határozzuk meg annak a csúszógyűrűs motornak az impedanciáit, amellyel a 22. számpélda kétkalickás motorát helyettesíthetjük. A példa adataival :

az állórész ellenállása

$$R_1 = 0,43 \Omega$$

a gép szórási reaktanciája

$$X_1 + X_\infty = 2,84 \Omega + 1,00 \Omega = 3,84 \Omega$$

a forgórész ellenállása

$$R_0 = 0,516 \Omega.$$

A forgóréskörbe iktatandó külső ellenállás és foftékeres adatai a következőképpen számíthatók :

$$\Delta R = R_k \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right) = 2,50 \cdot 0,794 \Omega = 1,98 \Omega$$

$$\Delta X = X_b \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)^2 = 2,58 \cdot 0,794^2 \Omega = 1,63 \Omega.$$

A példából látjuk, hogy a csúszógyűrűs motor  $3,84 \Omega$  szórási reaktanciája  $X_1 + X_0 = X_1 + X_\infty + \Delta X = 5,47 \Omega$ -ra nőtt meg ( $s = 0$  közelében) a „kétkalickássá alakítás” következtében. Ennek megfelelően billenő nyomatéka és üzemi teljesítménytényezője is jelentős mértékben csökkent. Az indítási adatai azonban (a rövidrezárt forgóréssel való indításhoz képest) lényegesen javultak, mivel az indítási áram kisebb, ennek ellenére — a nagyobb ellenállás miatt — az indító nyomaték nagyobb lett. A csúszógyűrűs motor indítási árama rövidrezárt forgóréssel való indításkor :

$$I_i = \frac{U_1}{Z_i} = \frac{U_1}{\sqrt{(X_1 + X_\infty)^2 + (R_1 + R_0)^2}} = \frac{1732}{\sqrt{3,84^2 + 0,946^2}} \text{ A} = 437 \text{ A},$$

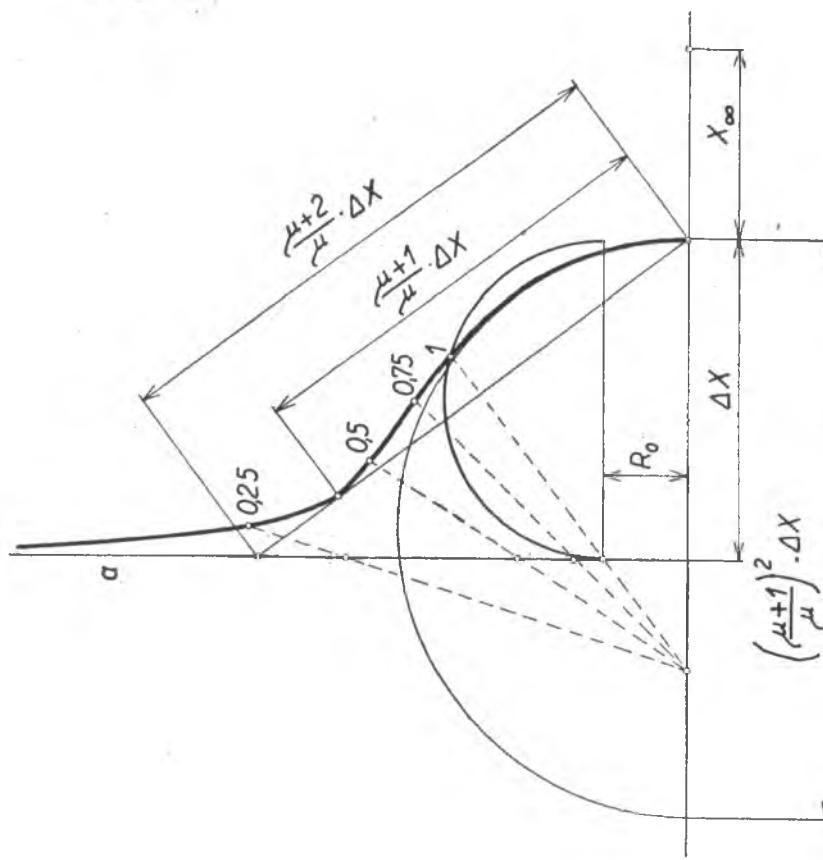
vagyis 29%-kal nagyobb, mint a „kétkalickássá alakított” motoré (22. számpélda), indítási légrésteljesítménye azonban csak

$$P_{ai} \cong 3 \cdot I_i^2 R_0 = 3 \cdot 437^2 \cdot 0,516 \text{ W} = 296 \, 000 \text{ W} = 296 \text{ kW},$$

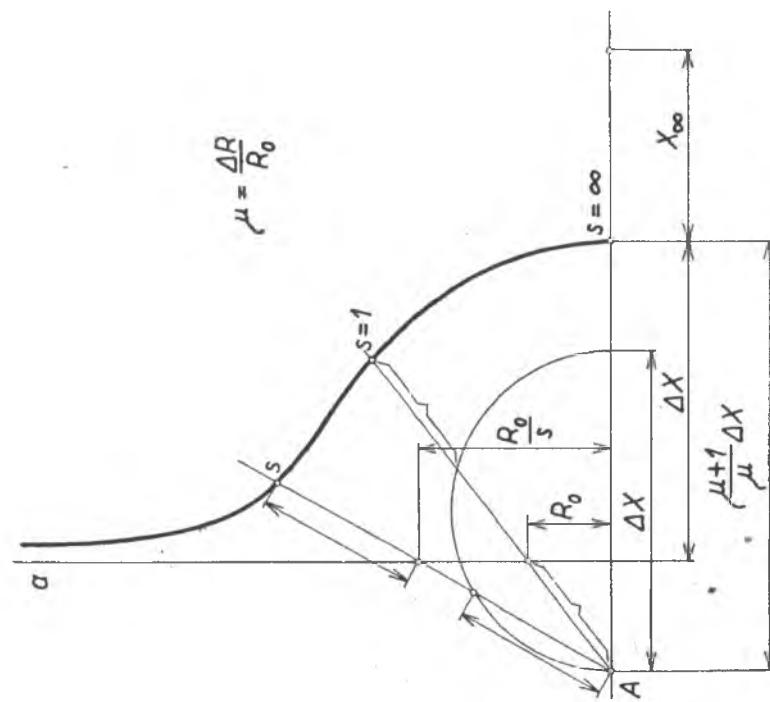
vagyis indító nyomatéka csak 66%-a a kétkalickás motorénak.

A kétkalickás forgórészű motornál ugyanúgy rajzolhatunk impedânciadiagramot és árammunkadiagramot, mint a mélyhornyú motornál. Itt azonban az impedancia-görbe nemcsak az előre kiszámított pontok egyenként való felmérésével, hanem közvetlen geometriai módszer segítségével is megszerkeszhető. Bebizonyítható [pl. 31, 18], hogy a szerkesztés a 167. ábrán bemutatott és külön magyarázat nélkül is jól érthető módon végezhető el. A diagram egyes pontjaihoz tartozó szlippeket a legegyszerűbben úgy kapjuk meg, ha a  $j(X_\infty + \Delta X)$  vektor végpontjából kiinduló  $\frac{R_0}{s}$  jelű egyenesre (amely a görbéknek  $s = 0$ -hoz tartozó aszimptotája) előre felvett szlip esetére felmérjük, és a megfelelő diagrampontokat az  $A$  pontból húzott sugarakkal kijelöljük.

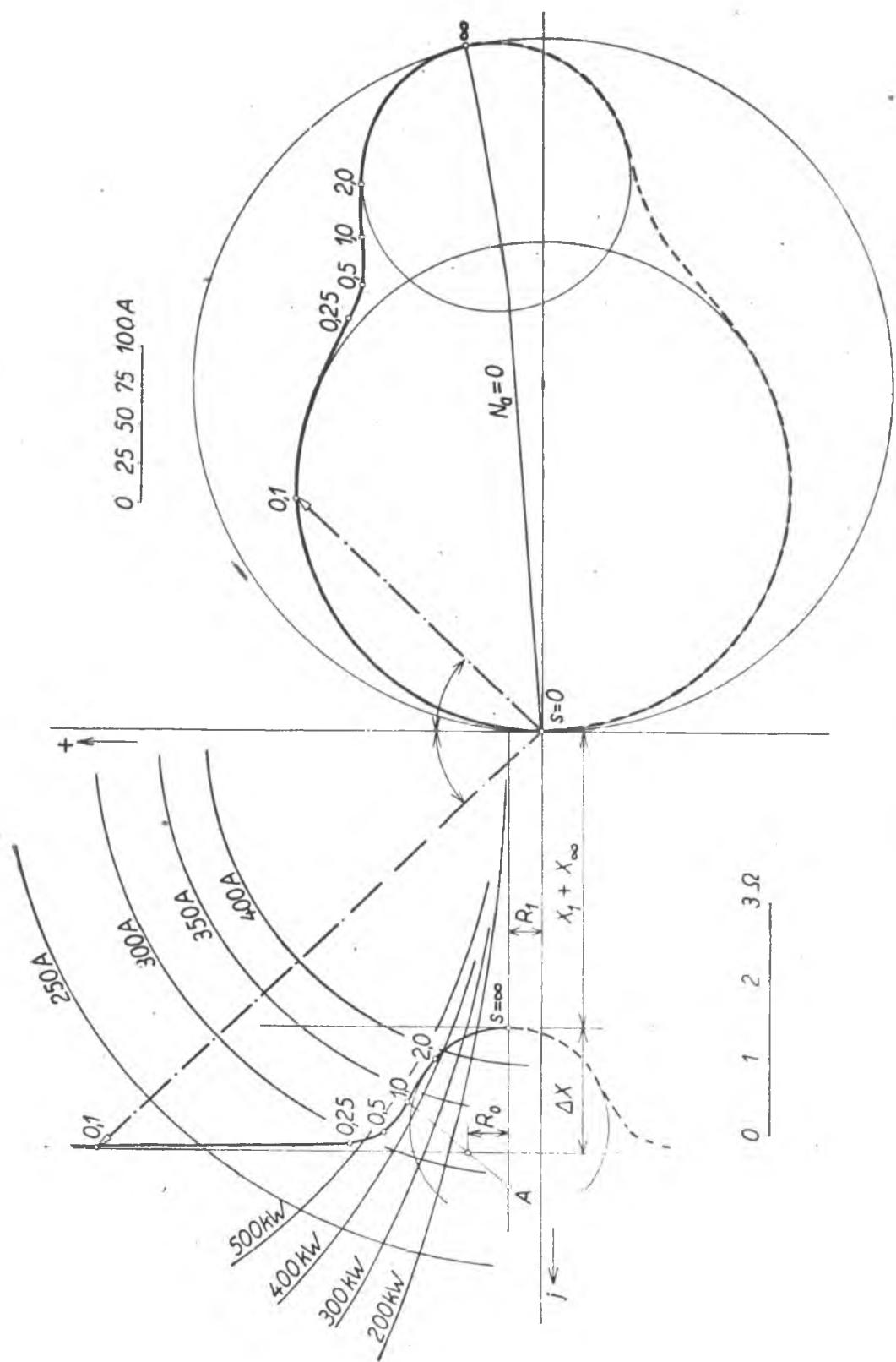
A diagram az  $s = \infty$  pont közelében a  $\left(\frac{\mu+1}{\mu}\right)^2 \cdot \Delta X = X_b$  átmérőjű simuló-körrel helyettesíthető, amint ez a 168. ábrán látható is [1, 84]. Érdemes megjegyezni azt is, hogy az  $s = 1$ -hez tartozó pont rajta van a 168. ábrán felrajzolt  $\Delta X$  átmérőjű félkörön. Ugyanez az ábra mutatja be a görbe könyökpontjának szerkesztését [31, 22].



168. ábra  
Kétkalickás forgóréssz impedanciadogramjának simulóköre,  
könyökponja és szípskálája



167. ábra  
Kétkalickás forgóréssz impedanciadogramjának szerkesztése



169. ábra  
Kétkalickás motor impedanciadiagramja és árammunkadiagramja a mágnesező áram és a vasvesztés ellenhanyagolásával

## 24. Számpélda

Szerkesszük meg a 22. számpéldában szerepelt kétkalickás motor impedancia- és árammunkadiagramját. A szerkesztéshez szükséges adatok már rendelkezésünkre állnak. Esetünkben  $R_1 = 0,43 \Omega$ ,  $X_1 + X_\infty = 3,84 \Omega$ ,  $\Delta X = 1,63 \Omega$ ,  $R_0 = 0,516 \Omega$ ,

$$\mu = \frac{R_k}{R_b} = \frac{2,50}{0,65} = 3,85, \quad \frac{\mu + 1}{\mu} \Delta X = 2,05 \Omega,$$

a simulókör átmérője

$$\left( \frac{\mu + 1}{\mu} \right)^2 \cdot \Delta X = 2,58 \Omega = X_b.$$

A felsorolt adatokkal szerkesztett impedanciadiagram a 169. ábrán látható. A diagramba berajzoltuk az állandó áramú és állandó nyomatékú körök hálózatát is. Az árammunkadiagramot inverzió útján szerkesztettük meg, a mélyhornyú motorra a 149. ábrán bemutatott diagramhoz hasonlóan.

Figyeljük meg az impedancia- és az árammunkadiagram egyes jellemző segédvonalainak összefüggését. Az impedanciadiagram  $s = \infty$  pontjához tartozó érintőnek az árammunkadiagram  $s = 0$  és  $s = \infty$  pontján átmenő külső érintőkör felel meg, az impedanciadiagram  $s = 0$  pontjához tartozó aszimptotának pedig az árammunkadiagram  $s = 0$  pontjához tartozó (üzemi) simulókör. Ebből az is nyilvánvaló, hogy a kétkalickás motorral azonos üzemi (nem indítási vagy fékezési) tulajdonságú áramkiszorítás nélküli motor impedanciadiagramja az említett aszimptota, amelyen  $\frac{R_0}{s}$  értéke jelöli ki a megfelelő szlipkhez tartozó pontokat. Az impedanciadiagram  $s = \infty$  pontjához tartozó simulókörének az árammunkadiagramban hasonló (belso) simulókör felel meg.

A 149. és 169. ábra összehasonlításakor azonnal látható a nagy hasonlóság ellenére is az a különbség, hogy a mélyhornyú motor görbéi az  $s = \infty$  pontban törést mutatnak, a kétkalickáséi nem; itt az impedanciadiagramnak az  $s = 0$ -hoz tartozó aszimptotával párhuzamos érintője van.

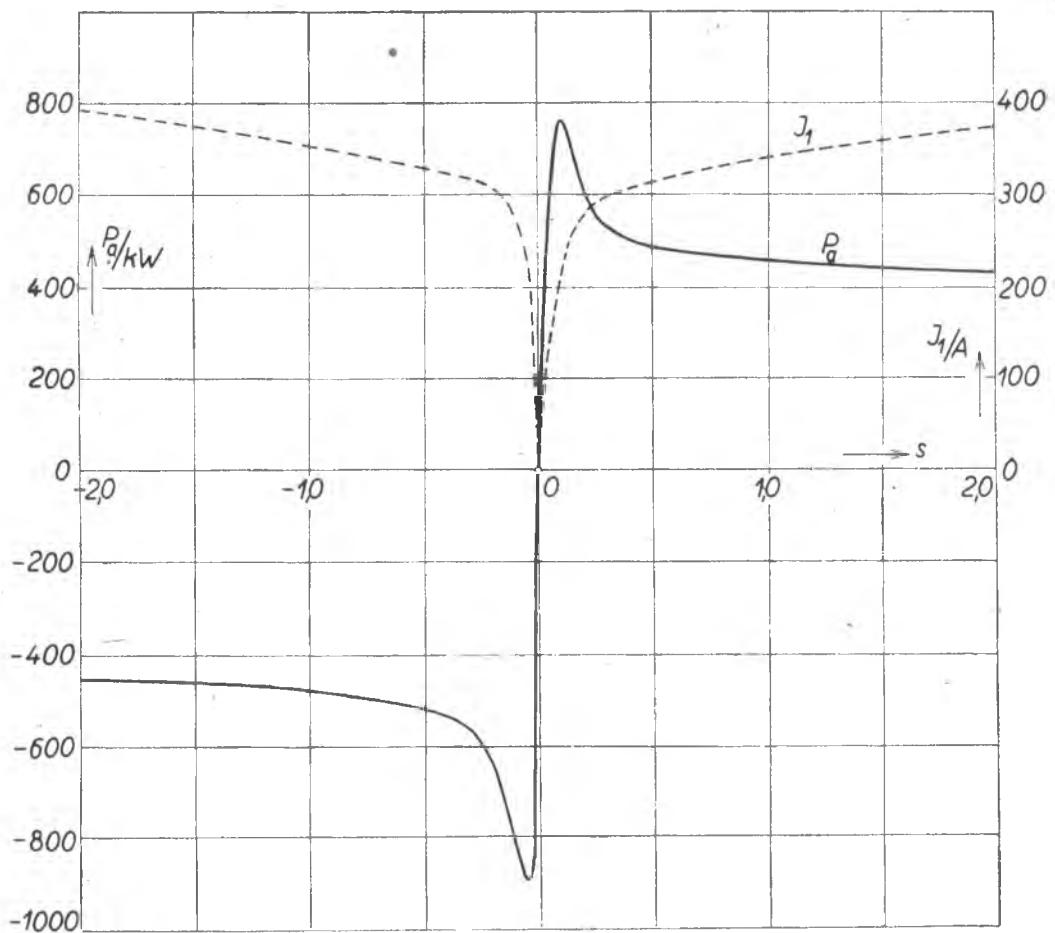
A kétkalickás motor nyomatékát és áramát a szlip függvényében legegyszerűbben az impedanciadiagramba berajzolt áram- és nyomatéki körhálózat segítségével határozhatjuk meg ugyanúgy, mint a mélyhornyú motornál (vö. 202. old.).

A 24. számpélda impedanciadiagramjából felrajzolható áram- és nyomatékgörbe a 170. ábrán látható.

A mélyhornyú forgórészhez hasonlóan a kétkalickás motornál is rajzolhatunk általános impedanciadiagramokat. Ezeket ismét csak a szlip függvényében változó impedanciára készítjük el (vagyis  $R_1$ -től,  $X_1$ -től és  $X_\infty$ -től eltekintünk). A diagramokat itt is azzal lehetjük általánossá, ha arányszámokat vezetünk be. Vonatkoztatási alapnak itt is legcélsszerűbben  $\Delta X$ -et választhatjuk. Az erre vonatkoztatott impedancia összetevői:

$$\frac{R(s)}{s} = \frac{R_0}{s \cdot \Delta X} \left[ 1 + \frac{\mu \left( \frac{s \cdot \Delta X}{R_0} \right)^2}{\mu^2 + \left( \frac{s \cdot \Delta X}{R_0} \right)^2} \right]$$

$$\frac{X(s) - X_\infty}{\Delta X} = \frac{\mu^2}{\mu^2 + \left( \frac{s \cdot \Delta X}{R_0} \right)^2}$$



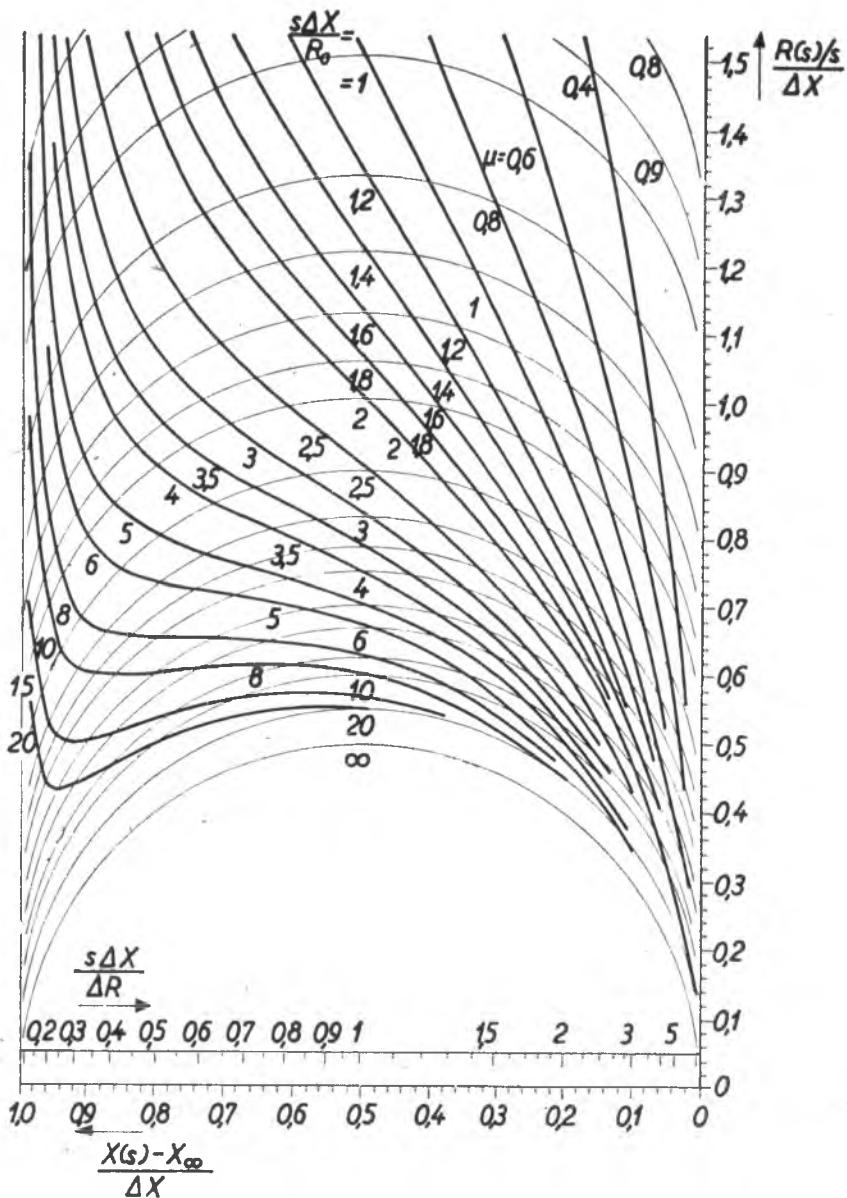
170. ábra  
Kétkalickás motor árama és légrésteljesítménye a szlip függvényében.  
(Az üresjárási áramot elhanyagoltuk.)

Az általános impedanciadiagramokat úgy kapjuk meg, ha  $\mu$ -t egy-egy diagramban állandónak tekintjük, és a diagramok minden pontjához egy  $\frac{s \cdot \Delta X}{R_0}$  értéket rendelünk. Ez azonos azzal, amikor a mélyhornyú forgórészek általános impedancia-diagramjainak pontjaihoz is  $\frac{s \cdot \Delta X}{R_0}$ , (ill.  $\xi$ ) értékeit rendeltük (151., 152. és 155. ábra). Az általános diagramsereg a 171. ábrán látható.

Az általános diagramok ugyanúgy használhatók, mint a mélyhornyú forgórészknél. Adott esetben  $\mu$  értéke állandó, s így már csak egy görbénk van. Mivel  $\Delta X$  és  $R_0$  is állandó, az  $\frac{s \cdot \Delta X}{R_0}$  paramétergörbék meghatározzák a szlipskálát. A diagramból meghatározott „impedancia” még csak arányszám, ezt  $\Delta X$ -szel kell szorozni, hogy a tényleges impedanciát megkapjuk.

Megjegyezzük, hogy az általános impedanciadiagram vagy az impedanciafüggvények paraméteréül több szerző [31, 8 — 12, 271]  $\frac{s \cdot \Delta X}{\Delta R}$ -et, az ún. redukált szlipet választja, mivel így az egyenletek alakja egyszerűbb (lásd  $K_r$ -re és  $K_x$ -re felírt egyenleteinket), és ezek a paramétervonalak az impedanciadiagramon a valós

tengellyel párhuzamos egyenesek. Mi azért választottuk az impedanciadiagramnál  $\frac{s \Delta X}{R_0}$ -t, mivel ugyanez az arányszám volt paraméterünk a mélyhornyú forgórésekben is.



171. ábra

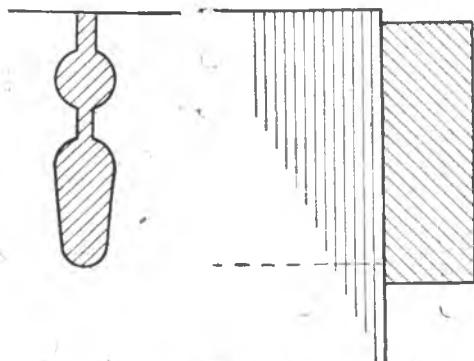
Kétkalickás forgórész általános impedanciadiagramja a szliptől független rész elhanyagolásával

b) Közös gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás forgórész  
közös horonyban elhelyezett kalickákkal

Közös gyűrűkkel rövidrezárt és közös hornyokban elhelyezett kalickákkal bíró kétkalickás forgórész kalickáinak vázlatos rajza a 172. ábrán látható. Nyilvánvaló, hogy működése megegyezik a külön gyűrűs megoldáséval, de az áramkiszorítás hatása — egyébként azonos hornyok és rudak esetén — kisebb mértékű, mivel csak a rudakra szorítkozik. A gyűrűkben a két kalicka eredő árama folyik.

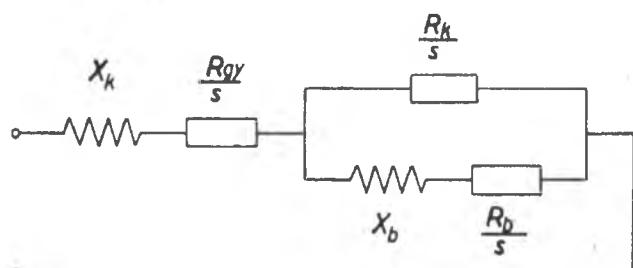
A helyettesítő vázlatot a 173. ábra szerint rajzolhatjuk fel. A vázlat megegyezik a 163. ábra forgórészre vonatkozó részével, csak a két gyűrű ellenállását ( $R_{gy}$ -t) iktattuk be a közös áramágba.  $R_k$  és  $R_b$  ebben az esetben természetesen csak a rudakra vonatkozik. Vázlatunk ugyanolyan közelítésekkel érvényes, mint a 163. ábra vázlatá. (L. a 211. oldalon közölt magyarázatot !)

A helyettesítő vázlat elemeinek kiszámításánál vagy alkalmazásánál az előző fejezetben elmondottakhoz képest semmilyen új probléma nem merül fel. Az impe-



172. ábra

Közös gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás forgórész kalickáinak vázlatos rajza



173. ábra

Közös gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás forgórész helyettesítő vázlatá

danciadogramot úgy rajzolhatjuk fel, hogy először megrajzoljuk a gyűrűk nélküli rész impedanciadiagramját. Ebben tehát

$$\mu = \frac{R_k}{R_b} \quad \text{és} \quad R_0 = \frac{R_k R_b}{R_k + R_b}.$$

Ezután ehhez pontonként — a megfelelő színekhez tartozó pontokban — hozzárajzoljuk a valós tengely irányában az  $\frac{R_{gy}}{s}$  vektort. Ilyen szerkesztést mutat be a 174. ábra. Amint az ábrából is lát- szik, a gyűrűellenállás nem befolyásolja a görbe asymptótáját (vagyis üzemi reaktanciáját), de módosítja az  $s = \infty$ -hez tartozó simulókört.

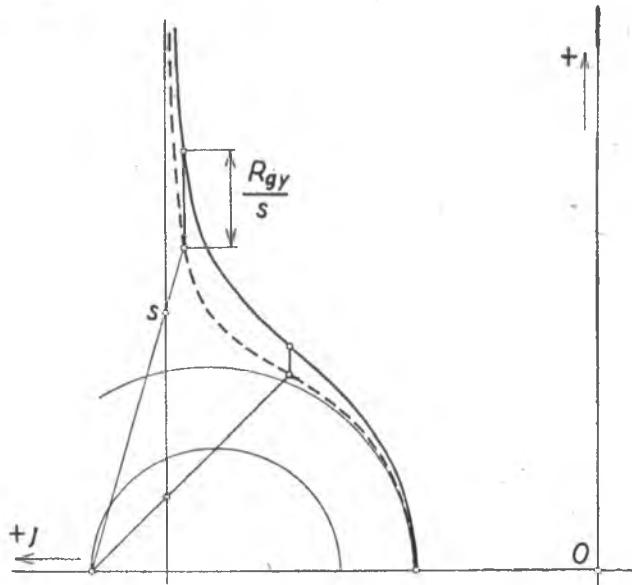
A közös gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás motornál is alkalmazhatjuk a 166. ábrán megrajzolt helyettesítő vázlatot, mégpedig minden változtatás nélkül ! A vázlat alkalmazásánál

$$R_0 = \frac{R_k R_b}{R_k + R_b} + R_{gy}$$

$$X_\infty = X_k$$

$$\Delta R = R_k \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)$$

$$\Delta X = X_b \left( \frac{R_k}{R_k + R_b} \right)^2$$



174. ábra

Közös gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás forgórész impedanciadiagramjának szerkesztése

és

$$\mu = \frac{\Delta R}{R_0} = \frac{R_k/R_b}{1 + K_{gy}},$$

ahol

$$K_{gy} = \frac{R_{gy}}{\frac{R_k R_b}{R_k + R_b}},$$

azaz a gyűrűk és rudak üzemi ellenállásának aránya. Az impedanciadiagramot az így meghatározott  $R_0$  és  $\mu$  alapján közvetlenül a 167., ill. 168. ábra szerint szerkesztjük meg.

Az elmondottak alapján az is nyilvánvaló, hogy a közös gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás motorra is közvetlenül érvényesek a 171. ábra általános impedanciadiagramjai. A gyűrűellenállás —  $R_0$  értékén keresztül — befolyásolja a szlipskálát és a rudak  $\frac{R_k}{R_b}$  ellenállásaránya által meghatározott értékhez képest  $1 : (1 + K_{gy})$  arányban csökkenti  $\mu$  értékét. Azzal, ha egy külön gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás motor gyűrűit egyesítjük — feltéve, hogy ezzel sem  $R_0$  értéke, sem  $\frac{R_k}{R_b}$  értéke nem változik, — impedanciadiagramján annyit változtatunk, hogy a diagram egy kisebb  $\mu$ -nek megfelelő görbe lesz. A diagram léptéke nem változik, mivel  $\Delta X$  csak  $X_b$ -től és  $\frac{R_k}{R_b}$ -től függ.  $\mu$  megváltozásának mértéke különösen kisebb pólusszámú — a lemeztest hosszához képest nagyobb pólusosztású — gépeknél lehet jelentős.

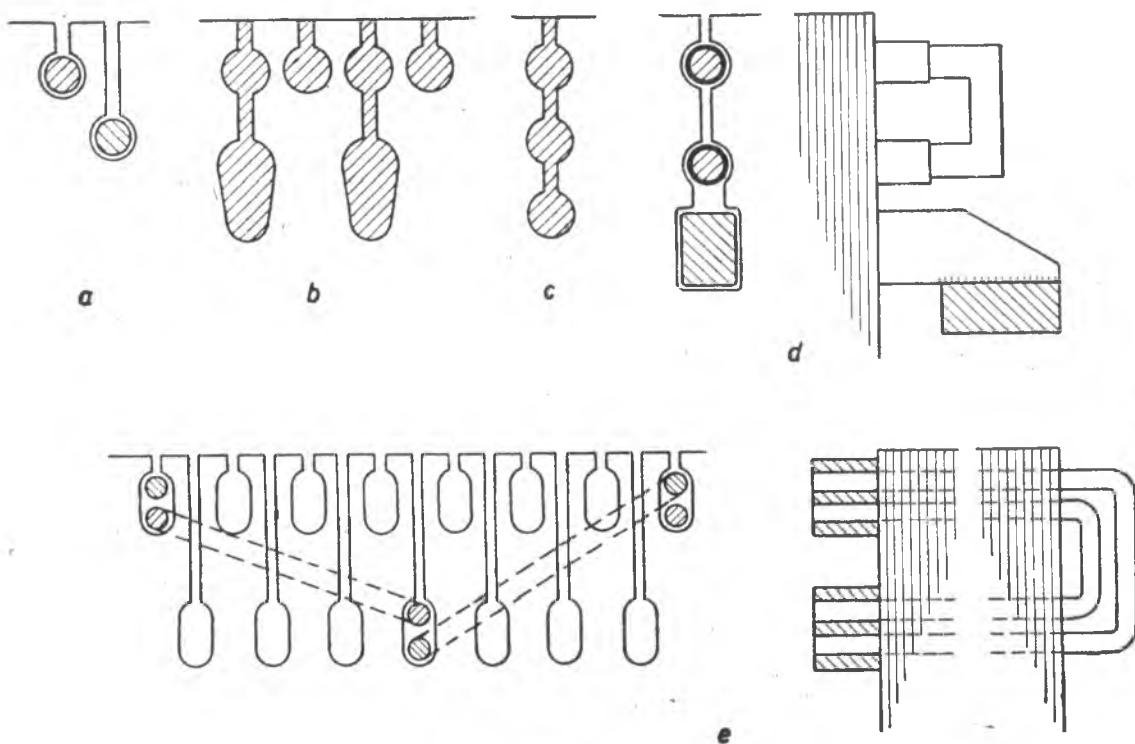
### c) Egyéb kétkalickás jellegű forgórészek

A kétkalickás jellegű forgórészek néhány további változata látható a 175. ábrán. Az áramkiszorítás jellege tekintetében valamennyi változat az eddig bemutatott két leggyakoribbal azonos. A következőkben az egyes változatok futólagos ismertetésén kívül csak az irodalomra utalunk, ahol az illető kalickatípusra vonatkozólag bővebb adatok találhatók.

Az ábra a) képe ún. váltott horonyú kétkalickás forgórészt mutat be. Ez a változat a 159. ábrán bemutatott helyettesítő vázlat alapján számítható [34 — 31, 52 — 35]. Nyilvánvaló, hogy a két kalicka között lazább a kapcsolat (kisebb a kölcsönös szórási reaktancia), mint ha közös horonyban helyezzük el őket. A motor impedancia-diagramja azonban jellegre teljesen azonos az előbbiekbén ismertetettel, hiszen helyettesítő vázlatá is azonos alakra hozható a 166. ábrán bemutatottal (a XXV. 3/a fejezetben közölt átszámítási képletek segítségével).

A b) kép váltott horonyú háromkalickás motort mutat be. A két külső kalicka nem egyenértékű, mivel a belső kalickához való csatolásuk (mágneses kapcsolatuk) erősen eltérő [35].

A c) kép közös horonyban elhelyezett háromkalickás forgórészt jelképez. Ez a forgórészfajta átmenetet képez a kétkalickás és a mélyhoronyú jellegű motorok között. [32]. Tulajdonképpen bizonyos fokig ilyen átmeneti jellegű minden alumínium kiöntésű kétkalickás forgórész is, ahol a két kalicka között levő rést is a vezetők anyaga tölti ki (172. ábra, 175. ábra b) képe).



175. ábra

Kétkalickás jellegű forgórészek kalickáinak vázlatos rajza

Az a)—c) képen bemutatott forgórészek akár külön, akár közös rövidrezáró gyűrűkkel készülhetnek.

A d) kép a meddőmenetes forgórészt mutatja be. Ennek „meddő” menetei egy horonyban helyezkednek el. Ezekben a rövidrezárt menetekben  $s = 0$  esetén egyáltalán nem folyik áram; nagyobb forgórész-frekvenciáknál a belső kalicka szórási fluxusa áramot indukál bennük, s az itt folyó áram hatására megnő a forgórész eredő ellenállása és — mivel a belső kalickában folyó két áram egymás hatását csökkenti — csökken szórási reaktanciája. Működése közeli rokon a XXV. 2/c fejezetben ismertetett meddőrudas forgórészével; a különbség annyi, hogy az ottani meddőrúd örvényárama helyett itt a meddőmenet árama szerepel. Erre a forgórészfajtára a fizikai kép alapján közvetlenül a 166. ábra helyettesítő vázlata alkalmazható [31, 38].

Az e) kép az ún. *bimotor* (*Klima*<sup>1</sup>-féle motor) jellemző részleteit ábrázolja. Ennek menetei már nem azonos horonyban helyezkednek el, hanem a főfluxus jelentős részét is körülölélik. Az egyik oldalon rendszerint egy vagy két rövidrezáró gyűrűhöz csatlakoznak a rudak.  $s = 0$  esetén az árameloszlást a menetekben indukált feszültség és a menetek ellenállása szabja meg. Ilyenkor a forgórész úgy viselkedik, mint ha a menetek minden oldala egyforma (közepes) mélységű horonyban helyezkednék el.  $s = \infty$  esetén a belső hornyok eredő gerjesztése 0, és így az egész tekerceslés úgy viselkedik, mint ha a menetek (amelyek látszólagos lépése most 2-széres az  $s = 0$  állapothoz képest — feltéve, hogy a két rendszer lépése egyforma) a külső hornyokban helyezkednének el, csak ellenállásuk nő meg a belső horonyban levő

<sup>1</sup> Dr. Kauders.

2 rúd ellenállásával. Ezáltal a forgórész ellenállása megnő, szórási reaktanciája pedig csökken. A „bi”-motor elnevezés abból ered, hogy  $s = \infty$ -nél a belső rudak bifiláris menethez hasonlóan viselkednek. A bimotor alapos vizsgálata is a 166. ábra helyettesítő vázlatára vezet [36].

#### 4. Az előzőkben elhanyagolt tényezők befolyása

A következőkben néhány olyan tényező hatásáról emlékezünk meg egészen röviden, amelyet az előbbi fejezetekben elhanyagoltunk.

Eddigi vizsgálatainknál elhanyagoltuk az üresjárási áramot. Az nyilvánvaló, hogy az indításhoz közelálló üzemi állapotokban ez az elhanyagolás nem okozott számottevő hibát, mivel az ott előforduló áramokhoz és teljesítményekhez képest a mágnesező áram és a vasveszteség (főleg az indításnál fellépő fófluxus mellett) kicsi. Üzemben azonban ez az elhanyagolás már nem engedhető meg. A gyakorlatban ezért általában úgy szokás eljárni, hogy az indítási áramot és nyomatékot, valamint a nagy szлиpekhez tartozó áramokat és nyomatékokat az üresjárási áram elhanyagolásával szerkesztett impedanciadiagramból vesszük, a billenő nyomatéket és az üzemi adatokat (áram,  $\cos \varphi$ ) az ún. „üzemi kördiagramból” határozzuk meg. Ezt a kördiagramot rendszerint az üresjárási áram és az üzemi ( $s = 0$ -hoz tartozó) impedanciák alapján szerkesztett rövidzárási áram segítségével rajzoljuk fel.

Az a módszer is használatos, hogy az üresjárási áram elhanyagolásával szerkesztett árammunkadiagramhoz utólag hozzárajzoljuk az üresjárási áram vektorát.

Az üresjárási áram pontosabb figyelembevétele több módon is történhetnék. Az egyik módszer a többszörös inverzió módszere. Ekkor az impedanciadiagramot kizárolag a forgórész-impedanciákra rajzoljuk meg, ebből inverzióval megszerkesztjük az admittanciadiagramot, majd ehhez hozzárajzoljuk az áthidaló ág admittanciáját. Ezt a diagramot ismét invertáljuk s az így kapott impedanciadiagramba már csak az állórész ellenállását és szórási reaktanciáját kell berajzolnunk. Az így kapott végeleges impedanciadiagram vagy ennek újabb inverziójával készült árammunkadiagram már pontosan figyelembe veszi a mágnesező áramot és a vasveszteséget.

Ennél sokkal egyszerűbb az az eljárás, amikor — szórási tényező bevezetése után — a helyettesítő vázlat áthidaló ágát az állórész ellenállása és szórási reaktanciája elő hozzuk ki, és a gép impedanciáit ennek megfelelően átszámítjuk [31, 112]. Ez a módszer jól használható a nagy szlipek közelében; kis szlipek esetén az áramvektordiagramba be kell rajzolnunk magát a mágnesező áramot is, illetőleg az impedanciadiagram  $s = 0$ -hoz tartozó aszimptótáját az üresjárási áramnak megfelelő (nagy átmérőjű) körrel kell helyettesítenünk.

Az elmondottak azonban általában csak látszólag vezetnek pontosabb eredményre. A valóságban a mágnesező reaktancia értéke jelentékenyen függ a telítéstől, ez pedig a gép különböző állapotaiban (rövidzárás és üresjárás között) nagymértékben eltérő. Ezenkívül más számítási, anyagminőségbeli és gyártási bizonytalanságok is kérdésessé teszik a pontosság növelésének értékét. Mindazonáltal a pontosság növelésének módja ismeretes kell hogy legyen ilyen olyan kényesebb esetek kedvéért, ahol erre a pontosságra szükség lehet.

A mágneses telítés más helyeken is befolyásolhatja számításainkat. Az eddigiekben a szórási reaktanciákat állandóknak tekintettük. A valóságban azonban ezek a gép üzemi állapotától függően változnak, mivel az egyes részek mágneses telítése változik. Ez — miként az üresjárási áramra vonatkozó fejtegetésünk is — nemcsak az áramkiszorításos motorokra vonatkozik, hanem általában minden aszinkron gépre. A szórási fluxus útjának telítődése csökkenti a szórási reaktanciát, és így növeli

az indítási áramot. A kétkalickás motoroknál azonban még egy telítési jelenségre kell felhívunk a figyelmet. A belső kalicka szórási reaktanciáját — amely az áramkiszorítást nagymértékben befolyásolja — úgy számítottuk, hogy a vas mágneses vezetőképességét gyakorlatilag  $\infty$ -nek tekintettük. Ha ez a feltevés nem igaz, azaz telítés lép fel, az áramkiszorító hatás csökken, és az áram növekedése ellenére csökkenhet az indító nyomaték is. A mérés a két kalicka között levő mágneses hídnak kb. 20—25 000 G indukcióig való telítésekor még nem szokott nagy eltérést mutatni a számítástól.

### 25. Számpélda

Hatórozzuk meg a 21. és 22. számpéldában kiszámított kétkalickás motor külső és belső kalickája között levő mágneses híd telítését indításkor. Az indítási áram állórészre redukált értéke 339 A. Ebből egy forgórészhorony árama :

$$339 \frac{z_1 Z_1}{Z_2} \cdot \xi_1 = 339 \frac{10 \cdot 84}{80} \cdot 0,955 \text{ A} = 3400 \text{ A.}$$

Az áram a kalickák között  $s = 1$  esetén a következő arányban oszlik meg (a 163. ábra alapján) :

$$\bar{I}_k : \bar{I}_b : (\bar{I}_k + \bar{I}_b) = (R_b + j X_b) : R_k : (R_k + R_b + j X_b).$$

Ebből

$$\left| \frac{\bar{I}_k}{\bar{I}_k + \bar{I}_b} \right| = \frac{\sqrt{R_b^2 + X_b^2}}{\sqrt{(R_k + R_b)^2 + X_b^2}} = \frac{\sqrt{0,65^2 + 2,58^2}}{\sqrt{3,15^2 + 2,58^2}} = 0,653$$

és

$$\left| \frac{\bar{I}_b}{\bar{I}_k + \bar{I}_b} \right| = \frac{R_k}{\sqrt{(R_k + R_b)^2 + X_b^2}} = \frac{2,50}{\sqrt{3,15^2 + 2,58^2}} = 0,614.$$

A külső rudak árama :  $3400 \cdot 0,653 \text{ A} = 2220 \text{ A.}$

A belső rudak árama :  $3400 \cdot 0,614 \text{ A} = 2090 \text{ A.}$

(A kettő algebrai összege nem egyenlő az eredő árammal, mivel nincsenek egymással fázisban.)

A szóban levő mágneses hídban a belső kalicka gerjesztése okoz fluxust. Mivel a híd 0,15 cm hosszú (l. a 162. ábrát), az indukció értéke (ha a vas mágneses vezetőképességét  $\infty$ -nek tekintjük) :

$$B_{\max} = 1,256 \cdot H_{\max} = 1,256 \frac{2090 \cdot \sqrt{2}}{0,15} \text{ G} = 24700 \text{ G,}$$

vagyis még szokásos érték, és így  $X_b$  értéke nem tér el túlságosan a számított értéktől.

Ugyanitt a külső horonynyílás már sokkal nagyobb mértékben telítődik, mivel itt az indukció látszólagos értéke (a horony eredő árama alapján számítva) :

$$B_{\max} = 1,256 \frac{3400 \cdot \sqrt{2}}{0,12} \text{ G} = 50300 \text{ G.}$$

A valóságban ennyi természetesen nem lép fel, mivel a gerjesztés egy része a vasra jut. Emiatt  $X_b$  csökken, és az indítási áram nő a számítottthoz képest. Ez az indító nyomatéket növeli, és ezért kevésbé veszélyes, mint a belső híd telítődése. Azonban ez is rontja a gép tulajdonságait ahhoz képest, ha ugyanezt az indítási és üzemi szórást telítés nélkül érjük el.

A valóságban a telítések figyelembevétele a motor impedanciadiagramjában még nagyobb nehézséget jelent, mint az üresjárási áramé. De mindenkor érvényes az, hogy pontos figyelembevételük esetén a gép reaktanciáit pontonként (az áram-eloszlás és az áram abszolút értékének figyelembevételével) kellene számítanunk. Ebben az esetben az impedanciadiagram a feszültségtől is függne, mert pl. csökken-tett feszültségről való indítás (pl. fojtótekercses vagy Y—Δ indítás) esetén a telítések kisebbek, mint közvetlen (teljes feszültségről való) indításnál.

A következő fontos elhanyagolt tényező a *melegedés*. Tudjuk, hogy az ellenállás függvénye a hőmérsékletnek. Emiatt a melegedés következtében a helyettesítő vázlatban szereplő ellenállások és a redukált vezetőmagasság is változik. Ez főként akkor okoz nagy eltérést, ha a kalickák, ill. (pl. mélyhornyú forgórészénél) a kalicka egyes részei nem egyformán melegszenek. Általában ez a helyzet indításkor. Ilyenkor a mélyhornyú forgórész rúdjainak külső részei vagy a kétkalickás forgórések külső rúdai általában nagyobb mértékben felmelegszenek, mint a belső részek, ill. a belső rudak. Emiatt az indító nyomaték csökkenése vagy növekedése is bekövetkezhet, a billenő nyomaték azonban minden esetben csökken és a fordulatszám—nyomaték-jelleggörbén nyereg képződhet (l. a 179. ábrát), vagy --- ha ilyen már van --- ez mélyül, csökken a legkisebb nyomaték.

A melegedés hatása számítással könnyen követhető, ha magát a melegedést ismerjük. Ez azonban annál nehezebb, mivel még adott motor esetén is több tényezőtől függ (pl. az indítás módja, időbeli lefolyása). Elvileg az összes körülmények ismeretében az indítás egyes szakaszaira kiszámíthatjuk a kalicka egyes részeiben vagy a két kalickában külön fejlődött hőt s ebből (az esetleges hőátadás, ill. hőmérséklet-kiegyenlítődés alapján) az egyes részek hőmérséklete melkedését az illető szakasz tartama alatt. Egy-egy ilyen számítás általában igen bonyolult, de néha szükséges [31, 82]. A gyakorlatban a kétkalickás forgórések külső kalickájának indítási melegedését első közelítésképpen azzal az egyszerű feltevéssel szokás ellenőrizni, hogy a kalickát a benne fejlődő hő melegíti, s kifelé hőt nem ad át az indítás alatt, továbbá hogy az egész indítás alatt benne fejlődő hő fele annak, mint ha állandóan az indítás kezdeti pillanatának ( $s = 1$ -nek) megfelelő veszteség jönne létre benne. Mint ismertes, a hőmérséklet időegységre eső növekedése hőleadás nélkül :

$$\left( \frac{d\vartheta}{dt} \right)_{t=0} = \frac{S^2}{K},$$

ahol  $S$  a kérdéses rúd vagy gyűrű áramsűrűsége,  $K$  pedig anyagától függ (a térfogat-egység fajhójének és a fajlagos ellenállásnak hányadosával arányos).  $K$  számértéke néhány anyagra, ha az áramsűrűséget  $\text{A/mm}^2$  egységekben helyettesítjük és  $\frac{d\vartheta}{dt}$ -t  $\text{C}^\circ/\text{sec}$ -ban akarjuk kapni :

Vörösréz	Cu 56	$K_{20^\circ} = 195$	$K_{100^\circ} = 149$
Alumínium	Al 99,5	81	61
Bronz	Bz 2	70	63
	Bz 5	35	33
Sárgaréz	Sr 58	50	43
Alumíniumbronz	Albz 5	27	25

( $K_{20^\circ}$  értékei  $20^\circ\text{C}$ -ra,  $K_{100^\circ}$  értékei  $100^\circ\text{C}$ -ra vonatkoznak. A gyakorlatban a várható hőmérsékletnek valamelyen középértékére vonatkozó  $K$ -val célszerű számolni.)

## 26. Számpélda

Határozzuk meg a 25. számpéldában szereplő kétkalickás motor külső kalickájának felmelegedését 5 mp-ig tartó teljes feszültségről történő indítás alkalmával. Amint a 25. példában már kiszámítottuk, a külső rudak árama teljes feszültségről történő indításkor az indítás első pillanatában 2220 A. A külső gyűrűk árama :

$$2220 \frac{Z_2}{2p\pi} = 2220 \frac{80}{4\pi} \text{ A} = 14\,100 \text{ A.}$$

Az áramszűrűségek :

$$S_r = \frac{2220}{56,8} \text{ A/mm}^2 = 39,1 \text{ A/mm}^2$$

$$S_{gy} = \frac{14\,100}{405} \text{ A/mm}^2 = 34,8 \text{ A/mm}^2.$$

A melegedés kezdősebessége :

$$\left( \frac{d\ddot{v}_r}{dt} \right)_{t=0} = \frac{S_r^2}{K_{sr}} = \frac{39,1^2}{43} \text{ C}^\circ/\text{sec} = 35,6 \text{ C}^\circ/\text{sec},$$

$$\left( \frac{d\ddot{v}_{gy}}{dt} \right)_{t=0} = \frac{S_{gy}^2}{K_{sr}} = \frac{34,8^2}{43} \text{ C}^\circ/\text{sec} = 28,2 \text{ C}^\circ/\text{sec}.$$

Az elmondottak értelmében feltesszük, hogy a rúdban, ill. gyűrűben fejlődő meleg az indítás alatt egyenletesen csökken, és ezért 5 mp alatt — hőleadás nélkül — a következő hőmérsékleteket érné el :

$$\left[ \frac{d\ddot{v}_r}{dt} \right]_{t=0} \cdot \frac{t_i}{2} = 35,6 \cdot \frac{5}{2} \text{ C}^\circ = 89 \text{ C}^\circ$$

$$\left[ \frac{d\ddot{v}_{gy}}{dt} \right]_{t=0} \cdot \frac{t_i}{2} = 28,2 \cdot \frac{5}{2} \text{ C}^\circ = 70,5 \text{ C}^\circ.$$

A valóságban már ilyen rövid idő alatt is történik hőátadás, ezért a valóságos melegedés még kisebb. Így egymás után több indítás is megengedhető.

Megjegyezzük, hogy a külső kalicka indítási hőmérsékletének ellenőrzése rendszerint nem a jelleggörbék módosulásának meghatározására történik, hanem annak megállapítására, hogy a kalicka nem melegszik-e fel veszélyes mértékben.

Előző fejezetünkben más elhanyagolásokat is tettünk. Így pl. elhanyagoltuk a forgórész-vastestben folyó áramokat. Ez az elhanyagolás a kalickás forgórészű motoroknál a tapasztalat szerint általában megengedett, azonban pl. a keresztezett rudas, a meddőrudas és a meddőmenetes forgórészeknél csak akkor, ha a keresztezett rudakat, a meddőrudakat, ill. a meddőmenet rúdjait szigeteljük.

Nem vettük figyelembe a mélyhornyú forgórészeknél bizonyos esetekben alkalmazott horonyzáró fémékeket, amelyekben örvényáramok jönnek létre, és ezek nemcsak a szokásos módon végzett számítást teszik kétségesnek, hanem néha az üzembiztonságot is veszélyeztető melegedést vagy beégéseket is okozhatnak. Ezért az ilyen forgórészeket üzemben is óvatosan kell kezelni, és gyakran kell ellenőrizni [31, 116].

Elhanyagoltuk kétkalickás forgórészeknél az egyes rudakon belül fellépő áramkiszoritást. Ennek a figyelembenétele kisebb és közepes gépeknél általában nem szükséges, mélyebb rudakkal készült kétkalickás motoroknál azonban ettől nem tekinthetünk el, és a „mélyhornyos hatást” is figyelembe kell vennünk, akár az impedanciadiagram pontonként való kiszámításával, akár más módon [32].

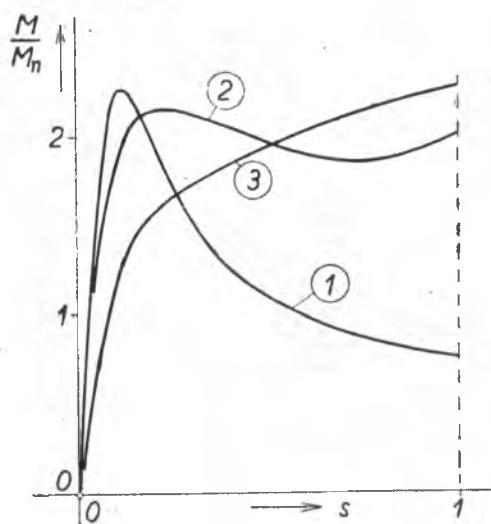
## 5. Tervezési szempontok

### a) Üzemi jellemzők

Áramkiszorításos motorok tervezésekor, mint általában más aszinkron motorok tervezésekor is elsősorban azokat az üzemi jellemzőkre vonatkozó követelményeket kell szem előtt tartani, amelyeket a motornak teljesítenie kell. Itt most elsősorban nem a megengedett melegedésre, a környezet hatásával szemben való védeottságra stb. gondolunk, hanem azokra, amelyeket a villamos számításnál elsősorban célul tűzünk ki; az előírt billenő nyomaték, teljesítménytényező, hatásfok és szlip értékére. Az előbb említett szempontok (pl. melegedés) erősen befolyásolják a gép szerkezeti kialakítását (pl. szigetelés, szellőzés), sőt fő méreteit is, de a számítás során már inkább az utóbbiak döntők.

A motor *billenő nyomatékának* és üzemi *teljesítménytényezőjének* előírása (a tervezésnek ebben a stádiumában mindenkor csak minimális érték megadása szokásos) végeredményben a motor üzemi kördiagramjára vonatkozólag ír elő meghatározó adatokat. A nagy billenő nyomatéakra és nagy üzemi  $\cos \varphi$ -re való törekvés a kis üzemi szórási reaktanciát és a kis mágnesező áramot kívánja meg. A kis mágnesező áram minden aszinkron motor tervezésénél fontos követelmény, ennek értéke a típusnagyság rögzítése esetén (tehát lényegében azonos igénybevételeknél) adott anyagok és konstrukciós-technológiai lehetőségek (adott légrés) mellett már nagyjából meghatározott. A szórási reaktanciával már általában más a helyzet. Ezt az áramkiszorításos motoroknál az elérhető legkisebb értékhez képest szándékosan növeljük az indítási tulajdonságok javítása érdekében. Itt a betartandó minimális billenő nyomaték és üzemi teljesítménytényező előírja az üzemi ( $s = 0$ -hoz tartozó)  $X_1 + X_\infty + \Delta X$  szórási reaktancia legnagyobb megengedhető értékét. A tervezésnél első lépésként  $X_1 + X_\infty$  értékét a konstrukciós lehetőségek által meghatározott legkisebbre érdemes választanunk, ezért végeredményben a billenő nyomaték és üzemi teljesítménytényező  $\Delta X$  legnagyobb megengedett értékét határozza meg.

A *hatásfok* és a *szlip* előírása a forgórész tervezésénél az üzemi forgórész-ellenállás,  $R_0$  megkötését jelenti.



176. ábra

Áramkiszorításos motorok nyomaték-jelleggörbéi

hanem néha maximális értéke is, sőt nemesak kezdeti értéke, hanem egész jelleggörbéje elő van írva. Néha hátrányos lehet ui. a túl gyorsan való indítás is (főleg mechanikai szempontból).

A jelleggörbék alkalmazkodnia kell a hajtandó gép terhelő nyomatékához és az esetleges egyéb indítási feltételekhez. 100 kW-on aluli motorokra vonatkozó nyomaték- és áramértékeket az MSZ 4845 szabvány előírásai tartalmaznak. Néhány

### b) Áram- és nyomaték-jelleggörbék

Minden áramkiszorításos motor tervezésekor ismerni kell az indítási követelményeket is, hiszen épp ezek teszik szükségessé áramkiszorításos forgórész alkalmazását.

A kikötések között rendszerint a megenedett *indítási áram* (vagy indítási látszólagos teljesítményfelvétel) maximuma szerepel.

A *nyomatéknak* azonban nemosak minimális,

— a gyakorlati alkalmazásnak megfelelő — nyomtékgörbét mutat a 176. ábra. Az ábra 1 jelű görbeje a közvetlen indítású, centrifugáliszivattyú, ventilátor hajtására szolgáló vagy gyakorlatilag terhelés nélkül induló motorok legmegfelelőbb nyomatékgörbékét mutatja. A 2<sup>o</sup> jelű — felfutás alatt végig közel 2-széres nyomatékú — görbe olyan esetekben szükséges, ha indítás alatt végig a névleges nyomatékkal közel azonos nagyságú ellennyomatékot kell legyőzni, vagy ha a motor kis nyomatékot győz ugyan le, de nem közvetlenül indul (pl. Y—Δ indítású szivattyúmotor). A 3 jelű görbe a névlegesnél nagyobb kezdeti indítónyomaték legyőzésére szolgál (pl. felvonómotor).

### c) Indítási melegedés

A 4. fejezetben említettük, hogy az áramkiszorításos forgórészeket különösen veszélyezteti az indítási melegedés. Ez azért van így, mert egyrészt a nagyobb kalickás gépek, ahol a melegedés általában megközelíti a megengedett határértékeket, áramkiszorításos forgórésszel készülnek, másrészt azonos indítási melegfejlődés esetén az áramkiszorításos forgórész kedvezőtlenebb helyzetben van, mint a közönséges kalickás : itt ui. (a bimotortól eltekintve) a melegfejlődés nem egyenletes, a forgórész egyes részeiben koncentrálva keletkezik a veszteség nagy része. Ezek a jobban veszélyeztetett részek a mélyhornyú forgórész kalickájának légréshez közel eső részei, a kétkalickás forgórész külső kalickái, a meddő menetek, ill. meddő rudak.

A túlzott melegedés a hőtárolás, a rudakon belüli feszültségek (pl. mély hornyokban levő rúd belső szélén húzó igénybevétel), a forrasztási helyek mechanikai és hőigénybevétele, a rudak esetleges szigetelésének igénybevétele vagy az állórész tekercselésének közelsége miatt jelent veszélyt. Elkerülésére különös óvatosságra van szükség 30 mm-nél mélyebb hornyú mélyhornyos forgórészek és minden kétkalickás forgórész esetén. Ebben az utóbbi esetben a külső rudak és gyűrűk hőkapacitásának növelésére gyakran nagyobb fajlagos ellenállású anyagot alkalmaznak ; ebből ui. azonos ellenállás elérésére nagyobb tömeget kell beépíteni, s ennek hőkapacitása (mivel a szóba jövő anyagok térfogategységének fajhője nagyjából egyforma) nagyobb. Ily módon nagyobb fajlagos ellenállású anyagok alkalmazásával az indítási (hőátadás nélkül számított) melegedés a rézhez képest a következő értékűre csökkenthető :

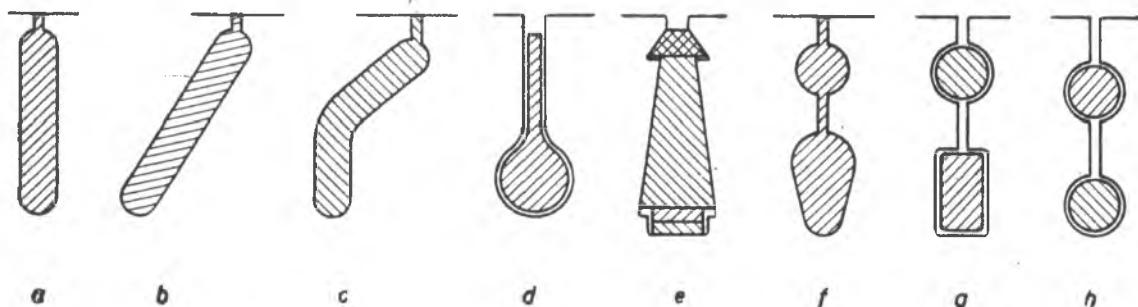
Alumínium	(Al 99,5)	.....	85%
Bronz	(Bz 2)	.....	35%
	(Bz 5)	.....	18%
Sárgaréz	(Sr 58)	.....	30%
Alumíniumbronz	(Albz 5)	.....	17,5%.

A megengedett melegedés mértékére vonatkozólag nehéz általánosan érvényes számszerű értéket adni. Kísérleti eredmények összehasonlításánál vagy üzemi indítások engedélyezésénél minden figyelembe kell venni az összes körülményeket (a kalicka utolsó indítás előtti hőmérséklete, az indítás ideje és módja, hűtés az indítás után, lefélezés módja, a gép konstrukciója, forrasztásai stb.). Keményforrasztással összekötött réz- vagy bronzkalickák esetén általában megengedhető, hogy a kalicka hőmérséklete az indítás folyamán elérje a 200 C°-ot.

### d) Szerkezeti és technológiai szempontok

A kisebb motoroknál (a legkisebbektől kb. 40—100 kW teljesítményig) az alumínium kiöntésű forgórészek terjedtek el gyártásuk egyszerűsége és a kalicka üzembiztos szerkezete miatt. Villamos szempontból a legtöbb esetben akár kétkalickás, akár mély-

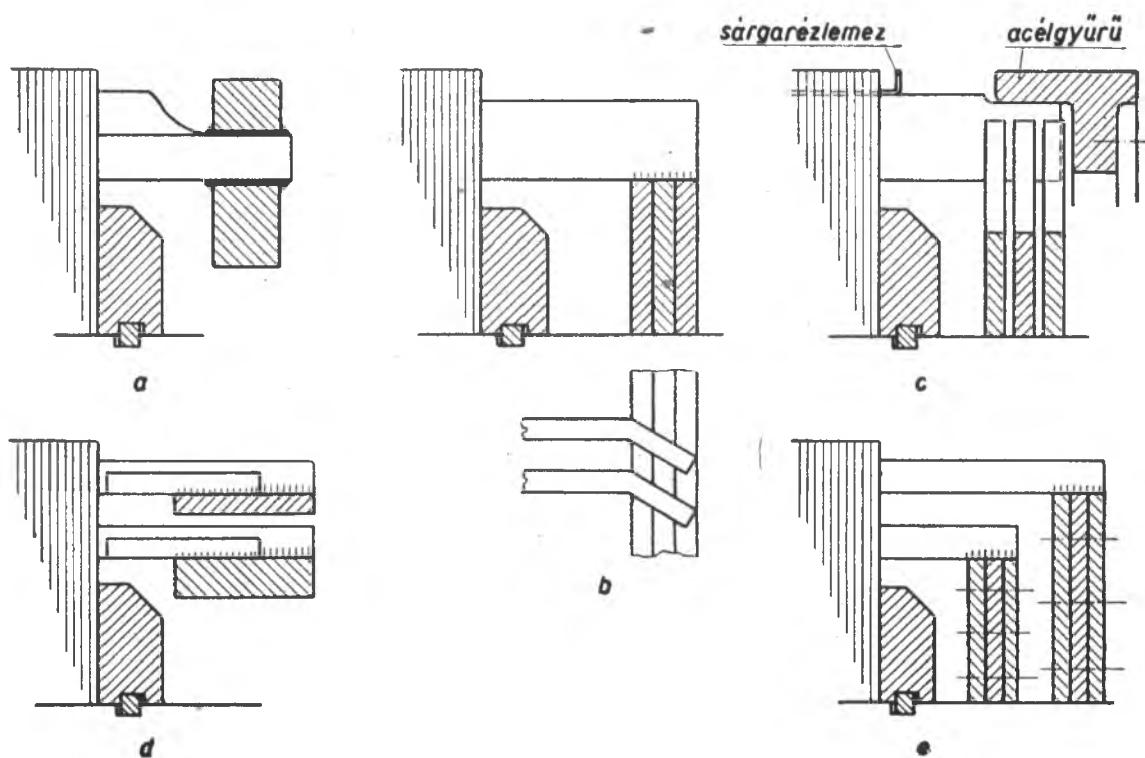
hornyú forgórésszel jól megoldható a feladat. A szigorúbb feltételek (pl. felvonó-motor) a kétkalickás kivitelnek kedveznek, a gyakori indítások és reverzálások pedig az egyenletesebb hőmérsékleteloszlás miatt a mélyhornyúnak. Mélyhornyú kivitelt mutat a 177. ábra a) b) és c) képe. A hornyok radiális méretének csökkentésére hozta létre a b) képen bemutatott változatot. Itt azonban gyakran nagy a fogtövek mág-



177. ábra

Áramkiszorításos forgórészek elterjedt horonyalakjai

neses igénybevétele; ezen a c) kép szerinti megoldás segít. Kétkalickás horony metszete látható az f) képen. A hornyok alumíniummal való jó kiönthetősége a kiöntés technológiájától és a használt alumínium (kismértékű) ötvözöttségétől függően megkívánja, hogy a hornyok méretei ne legyenek túl kicsik. 4 mm széles vagy annál keskenyebb hornyok esetén óvatosság szükséges. A rövidrezáró gyűrű alumínium kiöntésű kétkalickás forgórészeknél a kiöntés egyszerűbb kivitele érdekében rendszerint közös a két kalicka számára (lásd a 172. ábrát).



178. ábra

Rudazott áramkiszorításos forgórészek rövidrezáró gyűrűinek csatlakozása a rudakhoz

Az alumínium kiöntést általában addig a határig használhatjuk, ameddig a forgórészek szellőzőrések nélkül készülnek. A szellőzőréeses forgórészeknél a réz vagy rézötövetből (bronz, sárgaréz, alumíniumbronz) készült rudazás és rövidrezáró gyűrűk használatosak, rendszerint kemény forrasztással vagy hegesztéssel csatlakoztatva egymáshoz. Nagyobb indító nyomaték és aránylag kis indítási áram előírása esetén általában kétkalickás forgórész, a 176. ábra 1 jelű görbéje szerinti jelleggyörbe esetén — ha nem szigorúak az áramra vonatkozó kikötések — általában mélyhornyú forgórész az elterjedtebb. A mélyhornyú megoldás hátránya, hogy a mély hornyok miatt horonyferdítést a forgórészben nemigen alkalmazhatunk (az ezzel járó gyártási nehézségekre való tekintettel), bár a hornyok aránylag sekélyebbek, mint alumínium kiöntés esetén. Ennek ellenére használatos a 177. ábra b) képéhez hasonló horonyalak is. Ezenkívül gyakoriak a d) képen bemutatott vagy ehhez hasonló alakok is. A rudakat gyakran úgy csatlakoztatják a gyűrűkhöz, hogy ebben bevágásokat vagy furatokat készítenek a rúdvégek számára (178. ábra a) képe). Néha a kerület irányában elhajlítják a rudakat (178. ábra b) képe), hogy nagyobb forrasztási hosszt nyerjenek, és a rúd és gyűrű között rugalmasabb legyen a kapcsolat. A rugalmas kapcsolat célja, hogy védekezzünk a hőtágulásokkal szemben, amelyek törést okozhatnak. A kétkalickás forgórészek gyártása valamivel drágább és a külső kalickához általában megfelelő nagyobb fajlagos ellenállású anyagot kell biztosítani. A leggyakoribb horonymetszetei a 177. ábra g) és h) képén láthatók, néhány elterjedt gyűrűcsatlakoztatási mód pedig a 158. ábrán, továbbá a 178. ábra d) és e) képén. A 178. ábra d) képén látható kisebb rúddarabok csak minden 10—15. horony rúdjai mellett találhatók meg, szerepük a kalickák axiális elmozdulásának (vándorlásának) megakadályozása.

Nagy gépeknél a kalickák kialakítása alig tér el a közepes gépekre bemutatott konstrukcióktól. Ilyen esetekben szokták a trapézrudakat ékkal rögzíteni a horonyban (a horonynyílásnál lehetőleg szigetelő anyagból való ékkel), mint pl. a 177. ábra e) képe mutatja. A rudak könnyebb hőtágulása kedvéért a 178. ábra c) képén látható sárgaréz lemezről lehet alkalmazni. Ugyanez a kép röperő hatása ellen védi (egyúttal egyensúlyozásra is használható) acélgyűrűt is bemutat, ezenkívül ugyanez a konstrukció a rudak egyenként való hőtágulásának káros hatásait a rövidrezáró gyűrűk bevágásaival és vékonyabb lemezekre való osztásával küszöböli ki. Amint a példák is mutatják, nehéz a hőtágulás és a röperő hatása ellen való védekezés ellentétes követelményeinek eleget tenni. A hőtágulás szempontjai azt kívánják, hogy mind a rudak, mind a gyűrűk lehetőleg egymástól függetlenül tágulhassanak; ezért csatlakozásukat rugalmasra kell készíteni (pl. hosszú kinyúló rúdvégek). A röperő okozta igénybevételek viszont akkor kicsik, ha a rudak vastestből kinyúló részei és a gyűrűk elég merevek (pl. rövid kinyúló rúdvégek). A nagy forgórészek kalickáinak helyes kiképzése komoly tervezési feladatot jelent.

A rudazott kalickáknál a hornyokban a rudak betolásához 0,3—0,5 mm hézagot kell hagyni minden két irányban (ill. átmérőben).

Minden esetben ügyelni kell a hornyok sajtolhatóságára (megfelelő lekerekítések, horonynyílások, két kalickát összekötő rés kellő szélessége). A két kalickát összekötő rés lehetőleg ne legyen 1 mm-nél keskenyebb, de 0,8 mm alá semmiképpen nem lehetünk. Ha keskenyebb rés kívánatos, a rés egy részét betolt vaslemezzel töltik ki.

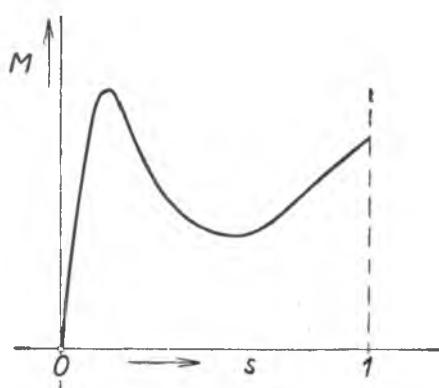
Természetes, hogy különleges esetekben az előbbiekbén bemutatottaktól lényegesen eltérő áramkiszorításos forgórészeket is készítenek. Így pl. Csehszlovákiában sok esetben alkalmazzák a bemutatottaknál kétségtelenül bonyolultabb bimotort, amelynek azonban előnye, hogy indításkor egyenletesen melegszik az egész kalicka, hogy könnyebben elhagyható a horonyferdítés (mert a „tekercselés” kevésbé

érzékeny a felharmonikus zavaró hatására), és a rudak egyenlőtlen hótágulása nem tereli a forrasztási helyeket. A különféle kivitelek alkalmazásába (pl. különböző horonyalakok, váltott hornyos, meddőrudas, 3 kalickás stb.) gyakran különféle adottságok (pl. egységes konstrukció, gyári berendezés, szerszámok, szabadalom stb.), sőt a reklám szempontjai is beleszólnak.

#### e) A tervezés menete

A következőkben főbb vonalakban vázoljuk az áramkiszorításos motorok villamos tervezésének menetét. Megjegyezzük, hogy erre vonatkozólag a magyar műszaki irodalomban is több úttörő munka jelent meg a *Ganz Villamossági Gyár* kiváló szakembereinek tollából [37 — 38 — 39 — 31].

A tervezés első lépéseként meghatározzuk az adott adatok (teljesítmény, feszültség, fordulatszám, környezeti hőmérséklet, szellőzés, esetleges különleges kikötések stb.) alapján a motor fő méreteit, és nagyjából felvesszük az állórész összes fő adatait (horonyméreteit, tekercselését stb.) úgy, hogy a mágnesező áram és a szórási reaktancia a lehető legkisebb legyen. Ezután legcélszerűbb felrajzolni az impedanciadiagramot az állandó áramú és nyomatékú körökkel kezdve. Ebbe berajzoljuk az üzemi tulajdonságok által meghatározott  $X_1 + X_\infty + \Delta X$  reaktanciát, azaz az impedanciadiagram aszimptotáját. Felrajzoljuk — a hozzávetőleges számítás alapján —  $X_1 + X_\infty$  megvalósítható legkisebb értékét is. Ezzel  $\Delta X$  értéke is meghatározott, és felrajzolhatunk néhány lehetséges impedanciagörbét. Ez akár kétkalickás, akár mélyhornyú forgórészek esetében járható út. Az üzemi forgórész-ellenállás

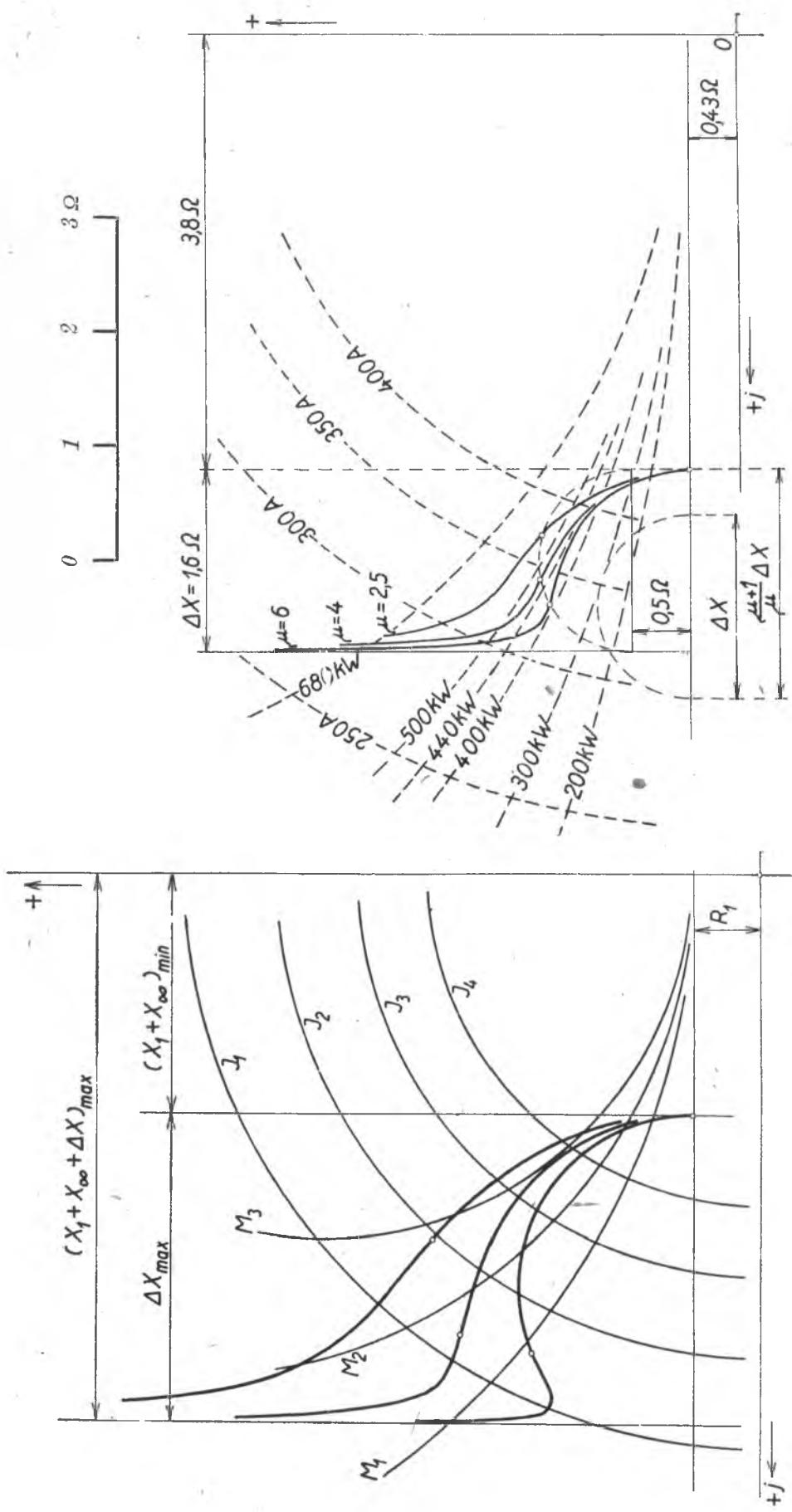


179. ábra

Nyomatéki nyereg áramkiszorításos motornál

számára egy vagy két reális (azaz  $R_1$  nagyságrendjébe eső és a hatásfokkal, valamint esetleg előírt szíppel összhangban levő) értéket választva adottak a lehetséges indítási pontok is. Ezután megvizsgáljuk, hogy a lehetséges változatok közül melyik felel meg legjobban mind az indítási áram és nyomaték, mind a nyomaték jelleggörbéje szempontjából. Erre az utóbbira vonatkozólag az előre berajzolt állandó nyomatékú körök felvilágosítást adnak. A nagyon mély „nyomatéki nyerget” — amely az indítási melegedés hatására még mélyülhet is — kerülni kell. (Ilyen nyerget mutat be a 179. ábra.) Könnyen áttekinthetjük a felvett adatok változtatásának hatását is (pl.  $X_1 + X_\infty$  növelése és  $\Delta X$  csökkentése kisebb indítási áram elérése céljából,  $R_0$  változtatása, esetleg engedmény a jó indítási tulajdonságokból a billenő nyomaték és  $\cos \varphi$  előírtnál nagyobb értékűre való növelése érdekében  $X_1 + X_\infty + \Delta X$  csökkentésével). Az elmondottakat a 180. ábra szemlélteti.

Ha így megállapítottuk az elérő optimális reaktanciákat és ellenállásokat, akkor megpróbáljuk a forgórészt (főleg a horony alakjának változtatásával) úgy kialakítani, hogy ellenállása és a gép szórási reaktanciái akkorák legyenek, mint a kívánatos értékek. Ezeket pontosan elérni nem minden lehet, hiszen számtalan adottság korlátozza a méretek egészen tetszőleges megválasztását; pl. be kell tartanunk a szabványos vezetőméréteket, gyakran ragaszkodnunk kell a csúszógyűrűs kivitelhez, a ventilátor, szorítótárcsa vagy egyéb konstrukciós részletek szűk határok közé szorítják a rövidrezáró gyűrűk kialakítási lehetőségeit. A méretek



180. ábra

Az impedancia diagramm alkalmazása a tervezés során

181. ábra

Impedancia diagramm kétkalickás motor tervezéséhez

kialakítása közben ellenőriznünk kell a villamos és mechanikai igénybevételeket, kétkalickás forgórészknél a külső kalicka indítási melegedését és a belső kalicka szórási mágneses hídjának telítését. Ha ez az utóbbi túl nagyra adódik, a rést mélyíteni és egyúttal szélesíteni kell. Ha azonban a méretek és a kalickaanyagok változtatásával a kívánt impedanciákat nem tudjuk elérni, akkor kiinduló adatainkon kell változtatni. Előfordulhat ui., hogy a kívánatos méretű kalicka nem fér el vagy még alumíniumbronz alkalmazásával is túl meleg, a hornyok a telítés elkerülése céljából túl mélyek, s így nem férnek el, a kalicka technológiailag nem valósítható meg (pl. túl mély a horony egy horonyferdítéses forgórészben) stb: Ilyenkor a kiinduló adatok megfelelő megváltoztatásával rendszerint könnyen eredményt érünk el.

## 6. Tervezési példák

### 1. Feladat

#### 27. Számpélda

Tervezzünk külön gyűrűkkel rövidrezárt, de közös hornyokban elhelyezett kétkalickás forgórész a XXIV. fejezet tervezési példájában megtervezett 3 fázisú, 4 pólusú, csúszógyűrűs motor állórészéhez. Előírt indító nyomaték 130%, billenő nyomaték legalább 200%, indítási áram legfeljebb 450%. A tervezendő kétkalickás motor fő adatai megegyeznek az alapul vett csúszógyűrűs motoréval. Teljesítmény 330 kW, feszültség 3000 V (Y kapcsolás), hálózati periódusszám  $50 \text{ sec}^{-1}$ , becsült hatásfok 92%, teljesítménytényező 0,88. Ezekkel az adatakkal a motor névleges árama 78,5 A.

Így tehát a megengedett indítási áram 353 A. A motor várható szlipje kb. 2%, ezért a névleges légrésteljesítmény kb. 340 kW, és a névleges nyomaték  $973 \cdot \frac{340}{1500} = 220 \text{ mkg}$ . Tehát a kívánt billenő légrésteljesítmény legalább 680 kW (azaz 440 mkg), az előírt indítási légrésteljesítmény 440 kW (285 mkg).

Az adott állórész ellenállása  $0,43 \Omega$ . A forgórész üzemelő ellenállása *nagyságrendileg*  $0,5 \Omega$  körül lehet. Az állórész szórási reaktanciáját az említett példa alapján becsülik meg. A horonyszórás változatlan, a tekercsfejszórás alig változik, az állórész légrésszórása a kalicka csillapító hatása miatt kb. felére csökken (azért csak közelítőleg, mivel a pontos értéket a  $k_1$  telítési tényező megváltozása is befolyásolja); ezeken kívül az állórészhez számíthatjuk még a horonyferdítést alkalmazunk). Ennek alapján  $X_1$  értékét kb.  $2,8 \Omega$ -ra becsülhetjük. Ha a külső kalicka legkisebb megvalósítható szórási reaktanciáját (légrésszórás, horonyszórás féligzárt kör keresztmetszetű horony feltetelezésével, elcsavarás szórásának másik fele)  $X_k = 1 \Omega$ -ra becsülik, akkor  $(X_1 + X_\infty)_{\min} = 3,8 \Omega$ . Esetünkben  $X_\infty = X_k$ . A külső kalicka szórását növelni könnyen lehet (a horonynyílás mélyítésével), csökkenteni azonban már nehezen. Megjegyezzük, hogy esetünkben meglevő csúszógyűrűs gépre vonatkozó számítás alapján könnyen és aránylag pontosan tudtunk becsülni, más esetekben ezt közelítő felvétel és számítás alapján kell megtennünk, de még gyakorlott tervező is legfeljebb ( $\lambda/q$ ) értékének becslésére vállalkozhat, a reaktanciák ohmban kifejezett értékét nem lehet közvetlenül megmondani. A reaktanciák %-os értékének becslése megfelelő gyakorlattal elköpzelhető.

Ezután rajzoljuk fel impedanciadiagramunkat (181. ábra), kezdve a 144. ábrán már egyszer megrajzolt állandó áramú és nyomatékú körökkel. Tüntessük fel a 680 kW (billenő) és a 440 kW (indító) előírt légrésteljesítménynek megfelelő állandó nyomatékú kört is. Felrajzoljuk  $R_1$ , valamint  $(X_1 + X_\infty)_{\min}$  értékét. A billenő nyomatékhöz tartozó kör érinti az impedanciadiagram asszimptotáját. Ezen az alapon ezt is megrajzolhatjuk. Az asszimptotához tartozik  $(X_1 + X_\infty + \Delta X)_{\max} = 6,2 \Omega$ . Ezt vegyük az üresjárási áramra való tekintettel és biztonságba 5,4  $\Omega$ -ra. (Az ábrába már ezt rajzoltuk be, ebben az esetben a számított billenő nyomaték valamivel nagyobb az előírt minimumnál.) Az ábra alapján  $\Delta X$  lehetséges maximuma  $1,6 \Omega$ . Megjegyezzük, hogy az üzemi asszimptota megrajzolásánál itt csak a billenő nyomatéket vettük alapul,  $\cos \varphi$  szempontjából motorunkat a végén fogjuk ellenőrizni.

Ezután rajzoljuk be a  $\mu = 2,5$ , a  $\mu = 4$  és a  $\mu = 6$  paraméterű impedancia-diagramot. Ha felvesszük, hogy  $R_0 = 0,5 \Omega$ , akkor ennek alapján minden impedancia diagramon kijelölhetjük az indítási pontot (a 168. ábrán is berajzolt — vastagabb vonallal jelölt — félkör segítségével). Látjuk, hogy az áramra és nyomatéakra vonatkozó követelményeket a  $\mu = 4$ -hez közel álló görbe elégíti ki legjobban.

Tehát a megvalósítandó reaktanciák, ill. ellenállások :

$$X_1 + X_\infty = 3,8 \Omega, \quad \Delta X = 1,6 \Omega, \quad \mu = 4$$

$$X_b = \left| \frac{\mu + 1}{\mu} \right|^2 \cdot \Delta X = \left| \frac{5}{4} \right|^2 \cdot 1,6 \Omega = 2,5 \Omega$$

$$R_0 = 0,5 \Omega = R_b \frac{\mu}{\mu + 1}$$

$$R_b = R_0 \frac{\mu + 1}{\mu} = 0,5 \frac{5}{4} \Omega = 0,625 \Omega$$

$$R_k = \mu R_b = 4 \cdot 0,625 \Omega = 2,5 \Omega$$

Ezek az értékek az adott forgórészben jól megvalósíthatók úgy, ahogyan azt a 21. és 22. számpeldában bemutattuk. A ténylegesen megvalósított értékek :

$$R_k = 2,5 \Omega, \quad R_b = 0,65 \Omega, \quad R_0 = 0,516 \Omega, \quad X_1 = 2,84 \Omega, \quad X_k = 1 \Omega, \quad X_b = 2,58 \Omega,$$

$$\Delta X = 1,63 \Omega.$$

A telítéseket a 25. számpeldában, a külső kalicka melegedését a 26. számpeldában ellenőriztük.

Motorunk impedancia- és áramvektordiagramját a 169. ábrán, áram- és nyomaték-jelleggörbét a 170. ábrán mutattuk be.

A teljesítménytényező és billenő nyomaték ellenőrzésére rajzoljuk meg a gép üzemelő kördiagramját az üresjárási áram figyelembevételevel.

Az üzemelő kördiagram fiktív rövidzárási pontjának adatai :

$$X_0 = X_1 + X_\infty + \Delta X = 3,84 \Omega + 1,63 \Omega = 5,47 \Omega$$

$$R_1 + R_0 = 0,43 \Omega + 0,516 \Omega = 0,946 \Omega$$

$$Z_z = \sqrt{5,47^2 + 0,946^2} \Omega = 5,56 \Omega, \quad I_z = \frac{1732}{5,56} \text{ A} = 312 \text{ A}$$

$$\cos \varphi_z = \frac{0,946}{5,56} = 0,170.$$

Az üresjárási áram számításához először végigszámoljuk a mágneses kört.

$$B_{lk} = 4610 \text{ G} \quad (\Phi = 5,84 \cdot 10^6 \text{ Mx})$$

$$k_{c1} = 1,54 \quad k_{c2} = 1 \quad k_c = 1,54 \quad \delta_i = k_c \delta = 2,31 \text{ mm.}$$

Ha  $\alpha_i = 0,68$ ,

$$B_{lm} = \frac{4610}{0,68} = 6780 \text{ G.}$$

Ebből

$$U_{m\delta} = \frac{6780 \cdot 0,231}{1,256} = 1250 \text{ A.}$$

A fogak és a koszorú méretei a 162. ábrán láthatók. A forgórészfogak mágnesezése:

$$B_{f_2} = 0,97 \cdot 6780 \frac{18,5}{8,9} \cdot \frac{342}{300} \text{ G} = 15\ 600 \text{ G} \dots 45 \text{ A/cm}$$

$$15\ 600 \frac{8,9}{9,8} \text{ G} = 14\ 200 \text{ G} \dots 18 \text{ A/cm}$$

$$15\ 600 \frac{8,9}{9,47} \text{ G} = 14\ 700 \text{ G} \dots 24 \text{ A/cm}$$

$$15\ 600 \frac{8,9}{9,15} \text{ G} = 15\ 200 \text{ G} \dots 36 \text{ A/cm}$$

$$U_{mf_2} = 45 \cdot 0,3 \text{ A} + \frac{18 + 4 \cdot 24 + 36}{6} \cdot 0,87 \text{ A} = 13,5 \text{ A} + 21,7 \text{ A} \approx 35 \text{ A.}$$

Az állórészfogak mágnesezése:

$$B_{f_1} = 6780 \frac{17,6}{7,4} \cdot \frac{342}{300} \text{ G} = 18\ 400 \text{ G} \dots 210 \text{ A/cm}$$

$$18\ 400 \frac{7,4}{8,95} \text{ G} = 15\ 200 \text{ G} \dots 34 \text{ A/cm}$$

$$18\ 400 \frac{7,4}{10,5} \text{ G} = 13\ 000 \text{ G} \dots 10 \text{ A/cm}$$

$$U_{mf_1} = 4,15 \cdot \frac{210 + 4 \cdot 34 + 10}{6} \text{ A} = 246 \text{ A}$$

$$\frac{U_{mf}}{U_{m\delta}} = \frac{246 + 35}{1250} = 0,225. \text{ A } 62. \text{ diagramból } k_t = 1,225-\text{nél } \alpha_i = 0,683.$$

Koszorúk mágnesezése:

$$B_{k_2} = 0,97 \frac{5,84 \cdot 10^6}{13,93 \cdot 30} \text{ G} = 13\ 550 \text{ G} \dots 4,8 \text{ A/cm}$$

$$U_{mk_2} = 16,1 \cdot 4,8 \text{ A} = 77 \text{ A}$$

$$B_{k_1} = \frac{5,84 \cdot 10^6}{12,35 \cdot 30} \text{ A} = 15\ 750 \text{ G} \dots 13,75 \text{ A/cm}$$

$$U_{mk_1} = 26,7 \cdot 13,75 \text{ A} = 367 \text{ A.}$$

Az összes gerjesztés:

$$\Theta = 1250 \text{ A} + 246 \text{ A} + 35 \text{ A} + 367 \text{ A} + 77 \text{ A} = 1975 \text{ A.}$$

A mágnesező áram:

$$I_\mu = \frac{2,22 \cdot p \cdot \Theta}{m_1 \cdot N_1 \cdot \xi_1} = \frac{2,22 \cdot 2 \cdot 1975}{3 \cdot 140 \cdot 0,955} \text{ A} = 21,9 \text{ A.}$$

Vegyük az üresjárási áramot 22 A-nek és az üresjárási teljesítménytényezőt 0,1-nek.

Ezekkel az adatokkal rajzoltuk meg a 182. ábrán látható üzemi kördiagramot. Ebből a motor billenő légrésteljesítménye 711 kW, üzemi teljesítménytényezője 0,87.

Látható, hogy a tervezett gép a kívánalmaknak megfelel. Motorunkat a valóságban is elkészítették a Klement Gottwald (Ganz) Villamossági Gyárban. A mérési adatok szerint üresjárási árama 21,7 A, teljesítménytényezője 0,124. Teljesítménytényezője névleges terhelésnél 0,875. Szlipje 2,17%. Mért rövidzárási árama — amint a 22. számpéldában már közöltük — telítetlen állapotra átszámítva 320 A, telítve 420 A, tehát még így sem lépi túl a megadott 450%-hoz képest megengedett 20% tűrést.

## 2. Feladat

### 28. Számpélda

Módosítsuk az előbbi feladat indítási feltételeit. Legyen a motor indító nyomatéka 70%, indítási árama 400%, billenő nyomatéka pedig legalább 180%. Ezek a feltételek közönséges (párhuzamos falú) mélyhornyú forgóréssel is kielégíthetők. A mély horony miatt az állórészben alkalmazunk horonyfertítést.

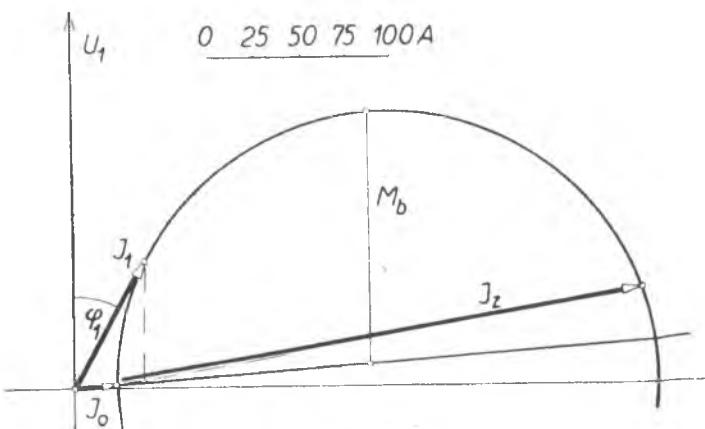
Rajzoljuk fel az impedanciadiagram áram- és nyomatéki kör hálózatát (183. ábra). Indulunk ki a 180% billenő nyomatékhöz szükséges  $X_1 + X_\infty + \Delta X \approx 6 \Omega$  feltételből. Ennek felosztására vegyük fel két különböző esetet. Az első esetben legyen — az előző feladat alapján —  $(X_1 + X_\infty) = 3,8 \Omega$  és  $\Delta X = 2,2 \Omega$ , a második esetben — szabad felvétellel —  $(X_1 + X_\infty) = 5 \Omega$  és  $\Delta X = 1 \Omega$ . Mindkét esetre rajzoljuk fel az impedanciadiagramot a 152. ábra alapján. ( $K_{gy} \approx 1$ ). Rajzoljuk be az  $s = 1$ -hez tartozó pontot is  $R_0 + R_{gyr} = 0,5 \Omega$  feltételezésével  $\left( \frac{s \cdot \Delta X}{R_0 + R_{gyr}} \right) = 4,4$ , ill. 2). Látjuk, hogy az előírt indítási áramot ( $4 \cdot 78,5 \text{ A} = 314 \text{ A}$ ) és indító nyomatéket ( $0,7 \cdot 340 \text{ kW} = 238 \text{ kW}$  légrésteljesítmény) jól megközelíti a második felvétel ( $X_1 + X_\infty = 5 \Omega$  és  $\Delta X = 1 \Omega$ ).

A motort végereedményben a 19. számpéldában megadott adatokkal terveztük meg. A fő jellemzőket a 20. példa kapcsán számítottuk ki (IX. táblázat) és a 149., valamint a 150. ábrán tüntettük fel (az üresjárási áram elhanyagolásával). Amint látjuk, a tervezett motor számított indítási árama és nyomatéka majdnem azonos a felvettel. A várható, számítottan kissé nagyobb mértékű telítés (l. a 22. számpéldát) az áramot is és a nyomatéket is még növelni fogja.

## 3. Feladat

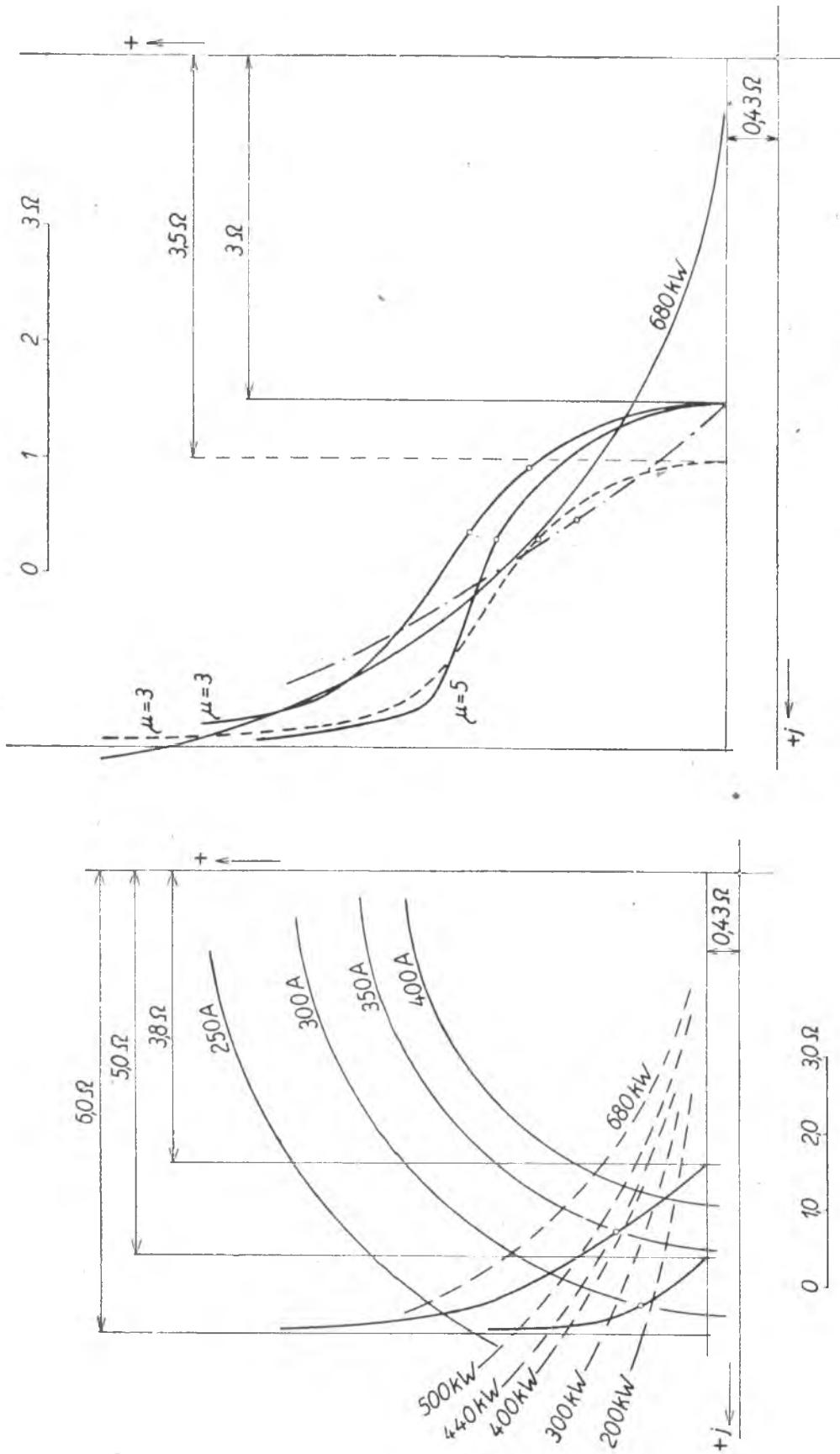
### 29. Számpélda

Vizsgáljuk meg, hogyan érhetünk el a 2. feladatban szereplő motornál kb. 2-széres, azaz a billenő nyomatékkal csaknem azonos indító nyomatéket, lehetőleg nyomatéki nyereg nélkül. E célból rajzoljuk fel a 680 kW légrésteljesítményhez tartozó nyomatéki kört (184. ábra). Berajzolhatjuk  $X_1 + X_\infty + \Delta X = 6 \Omega$  értékkel az impedanciadiagram aszimptotáját is. (Ezzel nemcsak a billenő nyomaték lesz a kívánt 1,8-széres, hanem a motor üzemi teljesítménytényezője is gyakorlatilag akkora lesz, mint a 2. feladatban, feltéve, hogy a mágnesező áram nem tér el lényegesen.) A feladat olyan impedanciadiagramot találni, amely az indítási és billenő szlip között végig a berajzolt kör közelében jár, és kisebb szípeknél a berajzolt aszimptótahoz közeledik.



182. ábra

Kétkalickás motor üzemi kördiagramja



183. ábra  
Impedanciadiagram mélyhornyú motor tervezéséhez

184. ábra  
Impedanciadiagram áramkiszorításos motor tervezéséhez

A 184. ábrába 3 kétkalickás változatot rajzoltunk fel, az indítási pont helyzetét valamennyinél az  $R_0 = 0,5 \Omega$  ellenállás szabta meg. Az első változatnál  $X_1 + X_\infty = 3,5 \Omega$  ( $\Delta X = 2,5 \Omega$ ) és  $\mu = 3$  (szaggatott vonal). A második két esetben  $X_1 + X_\infty = 3 \Omega$  ( $\Delta X = 3 \Omega$ ) és  $\mu = 3$ , ill.  $\mu = 5$ . ( $X_1 + X_\infty$  értékének ilyen csökkenéséhez esetleg már kétréteges állórész-tekercselésre van szükség.) Az első változat és a  $\mu = 5$ -ös változat kevésbé felel meg (a nyereg miatt), mint az  $X_1 + X_\infty = 3 \Omega$ -hoz tartozó  $\mu = 3$ -mal tervezett forgórész (itt az indító nyomaték nagyobb a kívántnál). Legcélszerűbb egy ehhez közel álló változatot megvalósítani. Ennél a változatnál legnagyobb az indítási áram  $(Z_i = 4,15 \Omega$  és így  $I_i = \frac{1732}{4,15} A = 417 A)$ , de ez hatásosan csökkenthető a forgórész-ellenállás növelésével: a forgórész-ellenállást 1,5-szeresre növelte — ami a motor hatásfokában kb. 1% romlásnak felel meg — az indítási áram  $I_i = \frac{1732}{4,9} A = 354 A$ -re csökken; az impedanciadiagram ettől nem változik, csak szlipskálája módosul. (A diagramban megjelöltük az  $R_0 = 0,75 \Omega$ -nak megfelelő indítási pontot is.)

Ezután feladat magának a motornak a megtervezése. Ehelyett itt csak az elérőlő impedanciákat írjuk fel (külön gyűrűkkel rövidrezárt kétkalickás motor esetére) :

$$\begin{aligned} X_1 + X_k &= 3 \Omega \\ X_b &= \left| \frac{\mu + 1}{\mu} \right|^2 \cdot \Delta X = \left| \frac{4}{3} \right|^2 \cdot 3 \Omega = 5,33 \Omega \\ R_b &= \frac{\mu + 1}{\mu} R_0 = \frac{4}{3} \cdot 0,75 \Omega = 1 \Omega \\ R_k &= \mu \cdot R_b = 3 \cdot 1 \Omega = 3 \Omega. \end{aligned}$$

$X_b$  nagy értéke mutatja, hogy aránylag mély forgórészhoronyra van szükség.

Jól megfelelné a feltételeknek egy olyan közönséges mélyhornyú motor is, amely-nél  $K_{gy} = 1$ . Az ábrába ennek impedanciadiagramját is berajzoltuk (eredmény-vonallal). Ekkor is  $X_1 + X_\infty = 3 \Omega$  a kívánatos reaktancia. Mivel ekkor  $R_0 = 0,25 \Omega$ , azért  $s = 1$ -re

$$\frac{R_0}{s \Delta X} = \frac{0,25}{3}$$

és

$$\xi = \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{s \Delta X}{R_0}} = \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{3}{0,25}} = 4,24.$$

Az ezzel járó horonymélység már nehezen valósítható meg. A légrés felé keskenyedő trapézhoronnyal a horonymélység lényegesen csökkenthető volna, ha egyúttal  $X_1 + X_\infty$  reaktanciát csökkenteni tudnánk (pl. nagyobb gépméretek választásával), vagy a forgórészellenállást növelnénk.

## Irodalomjegyzék

A szövegben szögletes zárójelbe foglalt számok közül az első az alábbi folyószámot, a második az illető könyv oldalszámát jelenti. Ha folyóiratban megjelent dolgozatról van szó, az oldalszám a jegyzékben található.

1. Kovács K. Pál: Villamosgépek üzemetana. Aszinkrongépek. (Tankönyvkiadó, Budapest, 2. kiadás, 1955.)
2. M. G. Say: The performance and design of alternating current machines. (Pitman, London, 2. kiadás, 1955.)
3. Liska J.: Villamos áramkörök vektorábrái. (Akadémiai Kiadó, Budapest, 1955.)
4. Liska J.—Retter Gy.: Váltakozóáramok elmélete, II. kötet. (Tankönyvkiadó, Budapest, 1955.)
5. O. S. Bragstad—R. S. Skancke: Theorie der Wechselstrommaschinen. (Springer, Berlin, 1932.)
6. R. Richter: Elektrische Maschinen, II. kötet. (Birkhäuser, Basel—Stuttgart, 2. kiadás, 1953.)
7. R. Richter: Elektrische Maschinen, IV. kötet. (Birkhäuser, Basel—Stuttgart, 2. kiadás, 1953.)
8. M. Liwschitz—Garik: Electric Machinery, II. kötet. (D. van Nostrand, New York, 1950.)
9. A. Jaensch: Käfigmotoren grosser Leistung. (Sachsenwerk 1930, 3. oldal.)
10. Kovács K. Pál—Rácz I.: Váltakozóáramú gépek tranzisztors folyamatai. (Akadémiai Kiadó, Budapest, 1954.)
11. E. Arnold—I. L. la Cour: Die Asynchrone Wechselstrommaschinen, V. kötet 1. rész. (Springer, Berlin, 1909.)
12. W. Nürnberg: Die Asynchronmaschine. (Springer, Berlin 1952.)
13. E. v. Rziha: Starkstromtechnik, 2. rész. (W. Ernst und Sohn, Berlin, 8. kiadás, 1952.)
14. K. Gräfe: Asynchronmotoren. (Fachbuchverlag G. m. b. H., Leipzig, 1953.)
15. I. L. la Cour—O. S. Bragstad: Wechselstromtechnik. (Springer, Berlin, 2. kiadás, 1910.)
16. E. Arnold: Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen. (Springer, Berlin, 1904.)
17. H. Brehm und H. Juckenack: Anlassgeräte für sanften Anlauf von Kurzschlussläufermotoren. (Siemens Zeitschrift, 1933., 224 old.)
18. Th. C. MacFarland: Alternating current machines. (D. van Nostrand, New York, 1949.)
19. R. Richter: Elektrische Maschinen, V. kötet. (Springer, Berlin, 1950.)
20. W. Nürnberg: Die Prüfung elektrischer Maschinen. (Springer, Berlin, 2. kiadás, 1948.)
21. dr. Ing. H. Zabransky: Die wirtschaftliche Regelung von Drehstrommotoren. (Springer, Berlin, 1927.)
22. Mándi Andor: Aszimmetriák és felharmonikusok villamos gépekbén. (MTI kiadvány, 2080. sz. füzet, 1953.)
23. M. Liwschitz: Die elektrische Maschinen, III. kötet. (G. B. Teubner, Leipzig és Berlin, 1934.)
24. O. S. Bragstad—A. Fraenckel: Untersuchung und Berechnung der zusätzlichen Eisenverluste in asynchronen Motoren. (ETZ, 1908, 1074. oldal.)

25. *Gohér Mihály*: A szinkronizált és kompenzált indukciós motorok. (Elektrotechnika, 1924, 94. oldal.)
26. *E. W. Krebs—H. Jordan*: Pendelmomente von Käfigläufermotoren. (E. u. M., 1936, 205, 220 és 234. oldal.)
27. *Philip L. Alger*: The nature of polyphase induction machines. (John Wiley and Sons, New York, 1951.)
28. *G. H. Rawcliff—A. M. Menon*: A simple new test for harmonicfrequency losses in a.c. machines. (Proc. of the IEE, 1952. II. rész, 145 oldal.)
29. *Mándi Andor*: Pólusáttkapcsolás 1 : 2 arányban. (Módosított Dahlander-kapsolás.) (Elektrotechnika, 1940. 42—45. old.)
30. *W. Rogowski*: Über zusätzliche Kupferverluste, über die kritische Kupferhöhe einer Nut und über das kritische Widerstandsverhältnis einer Wechselstrommaschine. (Archiv für Elektrotechnik, 1913. 81. oldal.)
31. *Lengyel Zoltán*: Különleges kalickás forgórészek tervezése. Mérnöki Továbbképző Intézet. (Felsőoktatási Jegyzetellátó Vállalat, Budapest, 1955.)
32. *W. Schuisky*: Die Stromverdrängungsmotoren. (Archiv für Elektrotechnik, 1933. 77. és 185. oldal.)
33. *Иванов—Клейнман—Самойлович*: Короткозамкнутые асинхронные электродвигатели с одной клеткой из стержней специального профиля. (Сборник „Электросила“ №. 12, 1954. 7. oldal)
34. *V. Kauders*: Výpočet indukčního motoru s dvojitou klíckou (motor Boucherot-Gamma). (Elektrotechnicky Obzor, 1938. 497. és 516. oldal.)
35. *H. Hess*: Stromverdrängungsmotoren mit Ein- und Mehrnutläufern; Endringtiefe. (Archiv für Elektrotechnik, 1936. 207. oldal.)
36. *V. Kauders*: The CKD Type BI-Motor, an improved Squirrel-Cage-Motor. (Elektrotechnicky Obzor, 1939. 128—130. oldal.)
37. *Réthy Oszkár*: A kétkalickás indukciós motor. (Elektrotechnika, 1932. 132. oldal.)
38. *Réthy Oszkár*: Kétkalickás motorok gyakorlati méretezése. (Elektrotechnika, 1944. 109. oldal.)
39. *Örley D.—Jekelfalussy G.*: Kétkalickás motorok gyakorlati méretezése. (Elektrotechnika, 1946. 108. oldal.)
40. *Karsa B.*: Villamos mérések (Nehézipari könyv- és folyóiratkiadó Vállalat, Budapest, 2. kiadás, 1950.)
41. *Istvánfy Gy.*: Villamos gépek mérése I. (Tankönyvkiadó, Budapest, 2. kiadás, 1959.)

## Betűjelölések

Az alábbi összeállításban csak a többször használt jelölések fordulnak elő.

- A** = keresztmetszet, felület, kerületi áram;  $A_a$  vezető-,  $A_f$  vasfelület;  $A_r$  és  $A_{gy}$  kalickás forgórészben egy rúd és egy gyűrű keresztmetszete;  $A_l$  légesatorna keresztmetszete;  $A_1$  és  $A_2$  primer és szekunder kerületi áram.
- a** = horonyszélesség; feszültségek redukálási tényezője.
- B** = indukció, szuszceptancia;  $B_a$  szuszceptancia az áthidaló ágban;  $B_l$  légréss-indukció;  $B_{lm}$  legnagyobb —;  $B_{lk}$  közepes —;  $B_{l1}$  — alapharmonikusának csúcsértéke;  $B_f$ ,  $B_f'$ ,  $B_f''$  fogindukció a légréshez legközelebb, középen és a fogtőnél;  $B_{fl}$  látszólagos —;  $B_h$  horony —;  $B_k$  koszorú —;  $B_{krad}$  és  $B_{ktang}$  — radiális és tangenciális összetevője;  $B_0$  az indukcióváltozás amplitúdója.
- b** = vezető szélessége;  $b_{sz}$  szellőzőrések szélessége.
- C** = kapacitás, kihasználási tényező;  $C_i$ ,  $C'_i$  indító kondenzátor kapacitása;  $C_u$  üzemi —;  $C_1$  komplex szám.
- c** = horonyszájnyílás szélessége; fajmeleg; párhuzamos vezetők száma;  $c_l$  levegő fajmelege.
- D** = állórész belső átmérője (furatátmérő);  $D_k$  külső —;  $D_{gy}$  kalickás forgórészben a gyűrűk átmérője.
- F** = erő.
- f** = frekvencia;  $f_1$  — a primer,  $f_2$  — a szekunder oldalon;  $f_f$  forgási-;  $f'$ ,  $f''$  és  $f'''$  fogszélesség a horonyszájnyílásnál, a fogközépen és a fogtőnél.
- G** = súly, konduktancia;  $G_{vk_1}$  állórész-koszorú —;  $G_{vf_1}$  állórész-fogak —;  $G_{r_1}$  és  $G_{r_2}$  álló- és forgórész tekercselés —;  $G_a$  konduktancia az áthidaló ágban.
- g** = nehézségi gyorsulás.
- H** = mágneses térerősség;  $H_f$ ,  $H_f'$  és  $H_f''$  — a horonyszájnyílásnál, fogközépen és fogtőben;  $H_k$  a koszorúban;  $H_{kk}$  koszorú — középertéke;  $H_{ktang}$  koszorú — tangenciális összetevője.
- h** = vezető magassága;  $h_{x_1}$ ,  $h_{x_2}$ ,  $h_{x_3}$  és  $h_{x_4}$  horonymagassági méretek;  $h_k$  koszorú sugárirányú mérete.
- I,  $\bar{I}$**  = áram effektív és komplex értéke;  $I_1$  a primer,  $I_2$  a szekunder oldalon;  $I'_2$  a primerre redukált szekunder —;  $I_g$  gerjesztő —;  $I_0$  primer üresjárási —;  $I_\mu$  üresjárási meddő —;  $I_n$  névleges —;  $I_z$  rövidzárási —;  $I_i$  ideális rövidzárási —; indítóáram,  $I_{2i}$  indítási forgórész —;  $I_{gy}$  gyűrű —;  $I_r$  rúd —;  $I_\infty$  primer áram végtelen szlipnél;  $I_p$  és  $I_n$  pozitív és negatív sorrendű —;  $I_k$  közepes indítási —; külső kalicka —;  $I_{cs}$  indítási csúcs —;  $I_a$  átkapcsolási —;  $I_s$  segéd-fázis —;  $I_f$  főfázis —;  $I_{1sz}$ ,  $I_{2sz}$  és  $I'_{2sz}$  armatúra-, forgórész- és redukált forgórész — szinkron üzemben;  $I_b$  belső kalicka —.
- i** = áram pillanatértéke;  $i_r$  rúdáram —,  $i_{gy}$  gyűrűáram —.
- J** = inercianyomaték.
- $K_{gy}$**  = ellenállás viszonyszám;  $K_r$  viszonylagos ellenállásnövekedés tényezője;  $K_x$  viszonylagos reaktancia-csökkenés tényezője.
- $k_c$**  = Carter-tényező;  $k_{c1}$  és  $k_{c2}$  primer és szekunder oldalra számított —;  $k_h$  horony-tényező;  $k_f$  formatényező;  $k_v$  kitöltési tényező;  $k_t$  telítési tényező;  $k_{cu}$  és  $k_k$  lépésrövidítés esetén a horonyszórást csökkentő tényezők.

$L$	= erővonalhossz, induktivitás; $L_f$ erővonalhossz a fogban; $L_k$ — a koszorúban; $L_{st}$ tekercsfej induktivitása.
$l$	= hosszúság; $l_a$ teljes vashossz; $l_i$ ideális —; $l_v$ tiszta —; $l_1$ lemezsomagok összes hosszúsága; $l_{s1}$ egy tekercsfej közepes hossza; $l_{k1}$ közepes vezetőhossz.
$M$	= nyomaték, $M_b$ billenő —; $M_i$ indító —; $M_t$ terhelő —; $M_e$ eredő —; $M_p$ és $M_n$ pozitív és negatív sorrendű —.
$m$	= fázisszám, lépték; $m_1$ és $m_2$ fázisszám a primer és szekunder oldalon; $m_i$ áramlépték.
$N$	= menetszám fázisonként; $N_1$ és $N_2$ — a primer és szekunder oldalon; $N_s$ segéd-fázis menetszáma; $N_f$ fő fázis —.
$n$	= fordulatszám; $n_1$ szinkron —; $n_2$ — elmaradás; $n_v$ a $v$ -ik felharmonikus fordulatszáma; $n_{sz}$ szellőzőrések száma; $n_{sz1}$ és $n_{szf}$ — az állórészben és forgórészben.
$P$	= teljesítmény; $P_1$ primer (hálózati) —; $P_2$ szekunder (leadott) —; $P_a$ légrés —; $P_{ai}$ indítási légrés —; $P_b$ belső —; $P_d$ átmenő —; $P_n$ névleges —; $P_l$ látszólagos —; $P_c$ kondenzátor meddő —; $P_V$ összes veszteség; $P_{r1}$ és $P_{r2}$ primer és szekunder tekercselési —; $P_v$ vas —; $P_{vfk1}$ és $P_{vfk1}$ állórész-koszorú és -fogak vas-, $P_{of1}$ állórész felületi —; $P_p$ fogpulzációs —; $P_{h2}$ rotorhiszterézis —; $P_s$ súrlódási —; $P_0$ üresjárási —; $P_z$ rövidzárási —.
$p$	= póluspárok száma; $p_1$ a primer, $p_2$ a szekunder oldalon.
$Q$	= melegmennyiség.
$q$	= horonyszám pólusonként és fázisonként; $q_1$ a primer, $q_2$ a szekunder oldalon; $q_2$ a primerre redukált szekunder érték.
$R$	= ellenállás; $R_1$ a primer, $R_2$ a szekunder oldalon; $R_2$ a primerre redukált szekunder —; $R_t$ terhelő —; $R_i$ a primerre redukált —; $R_v$ a vasveszteségeknek megfelelő —; $R_r$ és $R_{gy}$ kalickás forgórészben egy rúd és egy gyűrű ellenállása; $\Delta R_{gy}$ a kalickás forgórész egy rúdjára redukált gyűrűellenállás; $R_k$ külső kalicka; $R_b$ belső kalicka —; $\Delta R$ ellenállásnövekedés áramkiszorításos forgórészben; $R_M$ állandó nyomatékhöz tartozó ellenállás; $R_{gyr}$ forgórész áramkiszorításban részt nem vevő részeinek ellenállása; $R_i$ forgórész áramkiszorításban részt vevő részeinek egyenáramú ellenállása; $R_i$ forgórészellenállás az indítás kezdetén.
$S$	= tekercszélesség; $S_{a1}$ és $S_{a2}$ áramsűrűség a primer és szekunder oldalon.
$s$	= szlip; $s_b$ billenő —; $s_v$ — $v$ -ik hullámmal szemben; horonyferdítés.
$T$	= periódusidő.
$t$	= idő, indítási idő.
$U, \bar{U}$	= feszültség effektív és komplex értéke; $U_1$ és $U_2$ primer és szekunder fázis —; $U_{sz}$ szabályozott —; $U_e$ indukált —; $U_{e1}$ a primer, $U_{e2}$ a szekunder oldalon; $U_{e1}$ üresjáráskor; $U_{e2}$ primerre redukált szekunder —; $(U_2)$ a terhelést helyettesítő képzelt —; $U_{r1}$ és $U_{r2}$ a primer és szekunder ellenállás —; $U_{s1}$ és $U_{s2}$ reaktancia —; $U_{s1}$ és $U_{s2}$ primerre redukált —; $U_p$ és $U_n$ pozitív és negatív sorrendű —; $U_n$ névleges —; $U_f$ fő fázis —; $U_z$ rövidzárási —; $U_m$ mágneses feszültség; $U_{mg}$ a légrésre, $U_{mf}$ a fogakra, $U_{mk}$ a koszorúra eső —.
$V_l$	= levegőmennyiség; $V_{10}$ veszteségi szám.
$v$	= sebesség; $v_l$ levegő —; $v_a$ kerületi —; $v_k$ és $v_b$ ventillátor külső és belső kerületi —.
$X$	= reaktancia; $X_s$ szórási —, a primer és szekunder szórási — összege; $X_{s1}$ a primer, $X_{s2}$ a szekunder oldalon; $X_{s2}'$ a primerre redukál szekunder —; $X_a$ a fő fluxus —; $X_i$ forgórész — az indítás kezdetén; $X^\infty$ forgórész — végtelen szlipnél; $X_{sh1}$ primer horonyszórási —; $X_{st}$ tekercsfejszórási —; $X_{sh2}$ szekunder horonyszórási — primerre redukálva; $X_{sz1}$ és $X_{sz2}$ légrésszórási —; $X_{sf}$ horonyferdítési —; $X_{z1}$ rövidzárási —; $X_k$ külső kalicka —; $X_b$ belső kalicka —; $\Delta X$ — csökkenés áramkiszorításos forgórészben.
$Y$	= admittancia; $Y_a$ — az áthidaló ágban.
$y$	= tekercselési lépés; $y_h$ horonylépés.
$Z$	= impedancia, horonyszám; $Z_t$ terhelési impedancia; $Z_1$ és $Z_2$ primer és szekunder impedancia vagy horonyszám; $Z_2'$ primerre redukált szekunder impedancia; $Z_p$ és $Z_n$ pozitív és negatív sorrendű —.
$z$	= indítások száma; $z_{h1}$ és $z_{h2}$ sorbakötött vezetők száma hornyonként a primer és szekunder oldalon.

- $\alpha$  = szög, indukciós szabályozó elfordítási szöge; redukált vezetőmagassággal arányos tényező;  $\alpha_i$  közepes és maximális légrésindukció viszonya;  $\alpha'_i$  korrigált  $\alpha_i$ .  
 $\beta$  = horonyferdítési szög; viszonyszám trapézhorný forgórészekenél.  
 $\gamma$  == fajsúly;  $\gamma_v$  vas.;  $\gamma_r$  réz.;  $\gamma_{al}$  aluminium —.  
 $\Delta$  = légrésszórás-csillapítási tényező.  
 $\delta$  = légrésméret;  $\delta_i$  ideális —.  
 $\epsilon_n$  = %-os feszültségesés a rotorban névleges áramnál.  
 $\eta$  = hatásfok;  $\eta_n$  — névleges üzemben;  $\eta_r$  rotor —;  
 $\Theta$  = gerjesztés;  $\Theta_{am1}$  armatúra — alapharmonikusának csúcsértéke.  
 $\hat{v}$  = túlmelegedés;  $\hat{v}_l$  levegő —;  $\hat{v}_f$  felületi —.  
 $\Lambda$  = mágneses vezetésérték;  $\Lambda_h$  a horonyszórás —;  $\Lambda_s$  a tekercsfejszórás —;  $\Lambda_k$  és  $\Lambda_b$  külső és belső horonynyílás —.  
 $\lambda$  =  $\lambda_{h1}$  és  $\lambda_{h2}$  hosszegységre vonatkoztatott horonyszórási mágneses vezetésérték a primer és szekunder oldalon;  $\lambda_{h2}$  primerre redukált érték;  $\lambda_s$  hosszegységre vonatkoztatott —;  $\lambda_{\delta 1}$ ,  $\lambda_{\delta 2}$  légrésszórás fajlagos — primer és szekunder oldalon.  
 $\mu$  = rendszám, ellenállásviszony;  $\mu$ , a levegő permeabilitása.  
 $\nu$  = rendszám;  $\nu_h$  horonyharmonikus rendszáma.  
 $\varrho$  = fajlagos ellenállás; körsugár.  
 $\sigma_\delta$  = légrésszórási tényező;  $\sigma_{\delta 1}$  és  $\sigma_{\delta 2}$  — a primer és a szekunder oldalon;  $\sigma_f$  ferdítési szórási tényező.  
 $\tau_p$  = pólusosztás;  $\tau_{h1}$  és  $\tau_{h2}$  primer és szekunder oldali horonyosztás;  $\tau'_h$ ,  $\tau''_h$  és  $\tau'''_h$  a horonynyílásnál, középen és a horonyfenéken mért —.  
 $\Phi$  = fluxus;  $\Phi_m$  csúcsértéke.  
 $\varphi$  = fáziseltolási szög;  $\varphi_1$  és  $\varphi_2$  a primer és szekunder oldali —;  $\varphi_e$  indukált feszültség és primer áram közti —;  $\varphi_n$  — névleges terheléskor;  $\varphi_{sz}$  — szinkron üzemben;  $\varphi_z$  — rövidzáráskor;  $\varphi_\infty$  — végtelen szlip esetén.  
 $\psi_{2s}$  = fáziseltolási szög a szekunder oldalon  $s$  szlipnél.  
 $\xi$  = redukált vezetőmagasság; tekercselési tényező;  $\xi_1$  és  $\xi_2$  primer és szekunder oldali tekercselési tényező;  $\xi_v$  és  $\xi_\mu$  a  $v$ -ik és  $\mu$ -ik felharmonikus —;  $\xi_s$  és  $\xi_f$  segédfázis és fő fázis —;  $\xi_e$  elosztási tényező;  $\xi_f$  ferdítési —.  
 $\Omega$  = mechanikai szögsebesség.  
 $\omega$  = villamos szögsebesség.

## Név- és tárgymutató

- Állandó áramú körök 192  
— nyomatékú körök 192  
Allgemeine Elektrizitäts Gesellschaft (AEG) 152  
Armatúragerjesztés alapharmonikusa 12  
— tekercselés 40  
Arnold 29  
Áramkiszorításos motorok 189  
Árnyékolts pólusú egyfázisú motor 123  
Átkapcsolási áram 115  
Átmenő teljesítmény 14
- Belső teljesítmény 14  
Billenő nyomaték 22, 24  
— szlip 22, 24  
Biot-Savart-törvény 20  
Boucherot 112  
Bragstad 100  
Brown Boveri & Co 152
- Carter-tényező 64  
Centrifugális tengelykapcsoló 114  
Cos φ-javítás 136  
Csapágysúrlódás 102  
Csúszógyűrűs forgórész tekercselései 46
- Dahlander 42
- Egyfázisú aszinkron gép 54  
— árnyékolts pólusú 123  
— helyettesítő vázlat 57  
— indítása 119  
— nyomatéka 57  
— indukciós szabályozó 14  
Egyszerűsített helyettesítő vázlat 18  
Ellenállás mérése 159  
Ellenáram-fékezés 150
- Faraday 13  
Felgyorsulás 161  
Felületi veszteség 164  
Féküzem 16, 31, 150  
Fékkapcsolások 152  
Ferraris 9
- Fogpulzációs veszteség 164  
Fordulatszámszabályozás 124, 136  
— frekvenciaáltató útján 139  
— kaszkádkapcsolással 132  
— kétoldalról táplált motorral 136  
— Krämer-kaszkádkapcsolással 139  
— periódusszám-változtatással 130  
— pólusszám-változtatással 125  
— Scherbius-kaszkádcsoporttal 140  
— szlipváltoztatással 129  
— veszteségmentesen 136
- Formatényező 69  
Föfluxus reaktanciája 91  
Főmérétek 168  
Fraenckel 100
- Ganz 131  
Generátorüzem 16, 18, 129, 149  
Gerjesztési egyensúly 12, 15  
Gerjesztés nélküli fázisjavító 137  
Gerjesztő áram 12, 15  
Gyűrűáram 48
- Hatásfok 161  
— ábrázolása 35  
— közvetett megállapítása 163  
Helyettesítő vázlat 16  
— egyfázisú gépre 57  
— egyszerűsített 18  
Helyzetjelző 148  
Heyland 29  
Horony-ferdítés 93  
— harmónikusok 154  
— szám 172  
— szám kalickás forgórésznél 156, 173  
Hűtés 157
- Ideális armatúrahossz 63  
— légrés 92  
— rövidzárási áram 36  
Igénybevételek 171, 174  
Iker-szabályozó 11, 12  
Impedanciadiagram 202

- Indítás** 107  
 — csúszógyűrűs motor 115  
 — egyfázisú motor 119  
 — egykalickás motor 107  
**Indítási-áram, közepes** 115  
 — csúcsáram 115  
 — lökés 107  
 — munka 115  
 — idő 115  
 — túlmelegedés 119, 233  
 — veszteség 117  
**Indítóellenállás** 108, 116  
 — fokozati 116  
 — kondenzátor 120  
 — motor 113  
**Indukciós szabályozó** 10
- Járulékos veszteség** 101  
**Jósági szám** 108
- Kalickás forgórész** 47, 52  
**Kandó Kálmán** 10  
**Kaszkád kapcsolás** 132  
**Keresztirányú fluxus** 14  
**Kerületi áram** 104, 171  
**Kétforgótér-elmélet** 54  
**Kétkalickás forgórész** 209  
 — helyettesítő vázlata 210  
 — impedanciadiagramja 219  
 — közös gyűrűkkel 225  
 — egyéb kétkalickás forgórészek 226  
**Kezdeti indítási áram** 115  
 — indítónyomaték 108  
 — indítási teljesítmény 115  
**Kísérleti vizsgálatok** 158  
**Kompenzátoros tekercselés** 14  
**Kondenzátoros motor** 120  
**Koszorúmágnesezési görbe** 68  
**Krämer-féle kaszkád kapcsolás** 139
- Labilis üzem** 22  
**La Cour** 29  
**Lágy indítás** 113  
**Laposodási tényező** 70  
**Légrés** 172  
 — ideális 92  
 — indukcióból laposodása 67  
 — teljesítmény 19  
 — szórás 85  
 — csillapítási tényező 86  
**Légsurlódás** 102  
**Lüktető nyomatékok** 61
- Mágneses feszültség** 62  
 — a légrésben 63  
 — a fogakban 64  
 — a koszorúkban 65  
**Mágneses kör** 62  
**Másodlagos aszinkron nyomaték** 153  
 — szinkron nyomatékok 155  
**Mechanikai teljesítmény** 19  
**Melegedés** 157, 161, 230
- Mélyhornyú forgórész** 195  
 — helyettesítő vázlata 197  
 — impedanciadiagramja 202  
 — közönséges 195  
 — trapézhornyú 206  
 — egyéb mélyhornyú forgórészek 208  
**Motorüzem** 15, 18, 30  
**Munkadiagram** 29
- Nürnberg** 101  
**Nyomaték** 13, 14, 20, 31  
 — billenő 22, 24, 61  
 — egyfázisú gép 57, 61  
 — legkisebb 108  
 — legnagyobb 36  
 — lüktető 61  
 — másodlagos aszinkron 153  
 — másodlagos szinkron 155
- Ossanna** 29
- Parazita nyomatékok** 152  
**Periódusátalakító** 130  
**Pólusátkapcsolásos tekercselés** 42  
 — gerjesztése 43, 44, 45  
**Pörgetési próba** 158
- Rázóerők** 152  
**Redukálás** 10, 12, 50  
**Reducált vezetőmagasság** 196  
**Richter** 100  
**Rotorfeszültség** 159  
 — hiszterézis 164  
**Rövidzárási áram** 29  
 — mérések 160  
 — pont 29  
**Rúdáram** 48
- Scherbius-féle kaszkádkapcsolás** 140  
**Segédfázis** 119  
**Siemens-Schuckert Werke (SSW)** 152  
**Szabványos teljesítménysor** 170  
**Szigetelés** 175  
 — villamoszilárdságának vizsgálata 159, 164  
**Szinkronozott induciós motor** 141  
**Szlip** 14, 15, 20  
 — billenő 22, 24  
 — mérése 162  
 — skála 32  
**Szórási reaktancia** 80
- Takarékkapcsolású induciós szabályozó**  
 11  
**Tekercselések** 40, 173  
 — állórész 40  
 — csúszógyűrűs forgórész 46  
 — Dahlander 42  
 — kalickás forgórész 47  
 — pólusátkapcsolásos 42  
**Tekercsfejhossz** 102  
 — szórás 84  
**Tekercselési veszteségek** 102

- Tekercsszigetelések ellenállásának mérése  
159
- Telítési tényező 69
- Teljesítmény a kördiagramban 31
- legnagyobb leadott 36
- lépték 34
- Terhelési próba 161
- veszteségek 102
- Tesla 9
- Túlterhelhetőség 25
- Üresjárási áram 12
- meddő komponense 62
- mérések 159
- pont 29
- veszteségek 98
- Vasveszteségek 99
- felületi 99
- fogpulzációs 100
- rotorhiszterézis 164
- Vektorábrák 18
- Veszteségek 19, 98
- a kördiagramban 34, 35
- indítási 117
- lég- és csapsúrlódás 102
- tekercselési 102
- terhelési 102
- járulékos 102
- üresjárási 98
- Villamos tengely 145

Tankönyvkiadó Vállalat  
A kiadásért felel: Vágvölgyi Tibor igazgató



Műszaki vezető: Horváth János  
Műszaki szerkesztő: Orlai Márton



A kézirat nyomdába érkezett: 1959. december

Megjelenés: 1960. július

Példányszám: 3100



Terjedelem: 23,75 (A/5) ív 184 ábra + 9 melléklet  
Készült: Monotype szedéssel, íves magasnyomással,  
az MSZ 5601—54 és az MSZ 5602—55 szabvány szerint

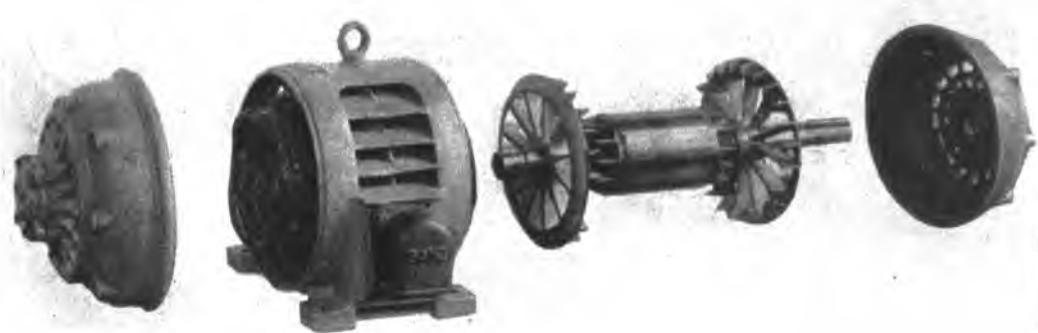


10 131 — Egyetemi Nyomda, Budapest — F. v.: Janka Gyula igazgató

I. TÁBLA



380 V, 10 lóerős, 4 pólusú kalickás forgórészű motor. Egy körszektora ki van vágva.  
*(Klement Gottwald Vill. Gyár)*



A fenti kép motorja szétszerelve

II. TÁBLA



380 V, 10 kW, 4 pólusú kalickás forgórészű motor. A hűtő levegő a tengely irányában jut a géphez, és az állórész és a pajzsöntvények közötti hézagban át távozik. (Villamosgép- és Kábelgyár)

III. TÁBLA



Csúszógyűrűs tekercselt forgórész.  $m_2 = 3$ ,  $Z_2 = 24$ ,  $p = 2$ ,  $q_2 = 2$ . (Klement Gottwald Vill. Gyár)



Kismotor alkotó részei. A kalickás forgórész ferdített hornyokkal, alumínium kiöntés által készült. (Oerlikon)

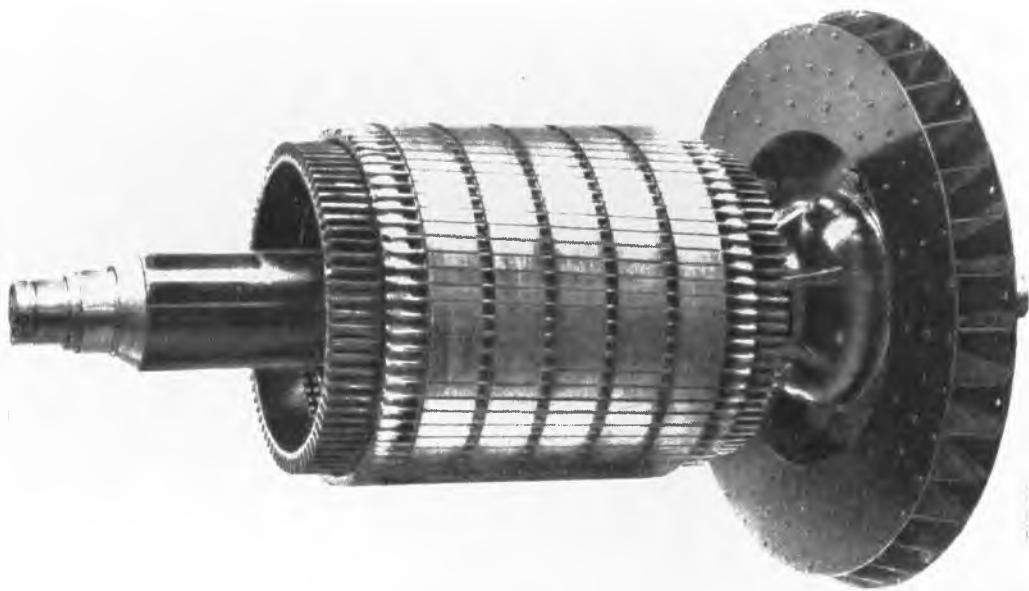


Tekercsfejminták. Balról jobbra, sorban: háromsíkú, kétsíkú, egyréteges és kétréteges — az utolsó kettő egyenlő alakú tekercselemekekkel

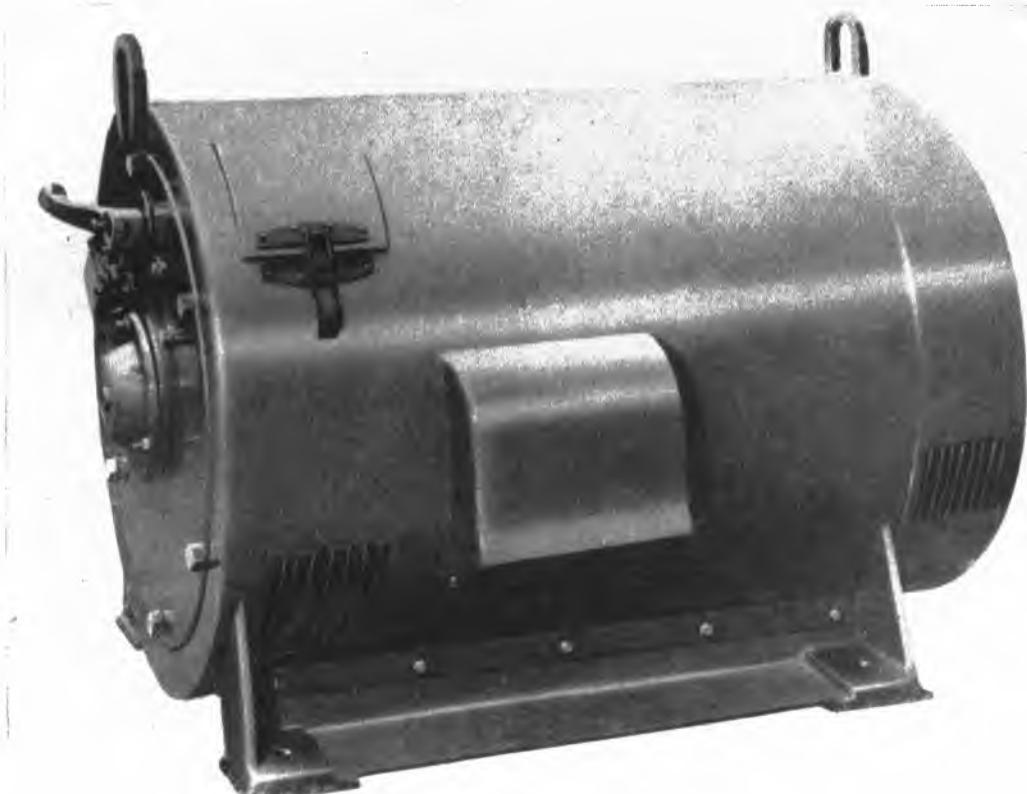
IV. TÁBLA



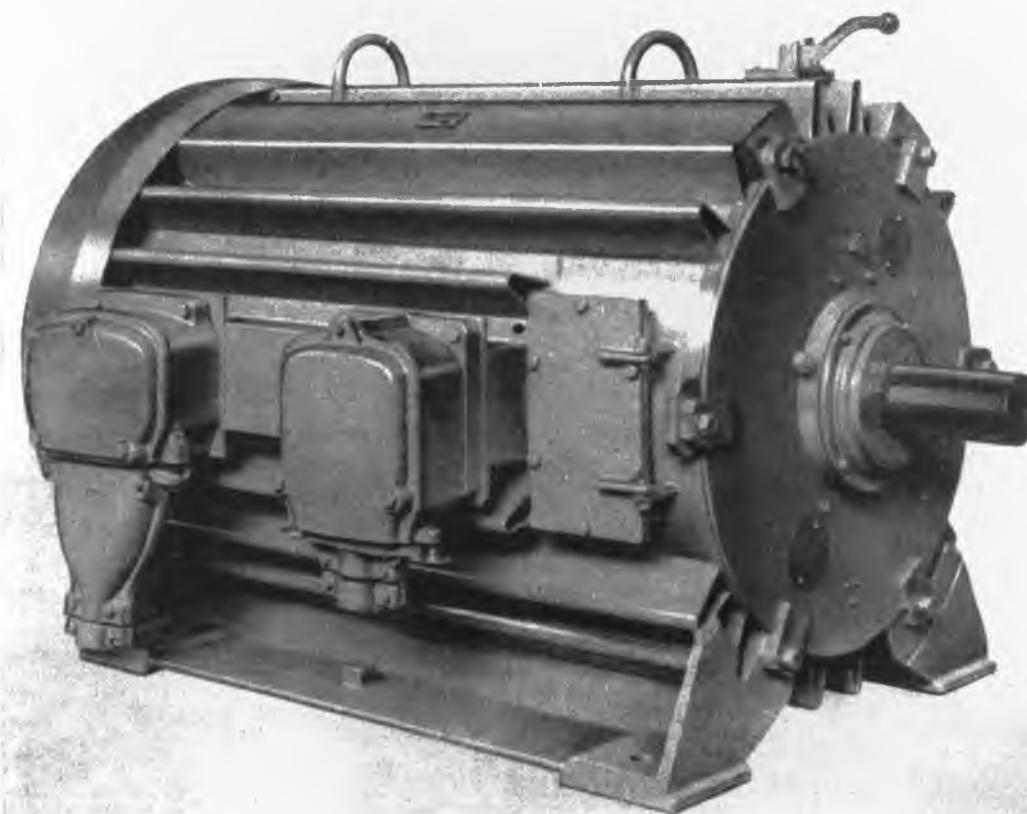
Egykalickás forgórész, rézrudakkal és ráforrasztott rövidrezáro  
gyűrűvel, 55 kW, 4 pólusú motorhoz.  
(Villamosgép- és Kábelgyár)



92 kW, 6 pólusú motor kétkalickás forgórésze. (BBC)



200 kW, 4 pólusú csúszógyűrűs átszellőzött motor hegesztett állórésszel.  
(Villamosgép- és Kábelgyár)



200 kW, 6 pólusú, 6000 V csúszógyűrűs, teljesen zárt motor, felületi hűtéssel.  
Az állórész különböző felületeire hegesztett U alakú lemezek elsősorban a levegő  
terelésére szolgálnak. (Villamosgépés Kábelgyár)

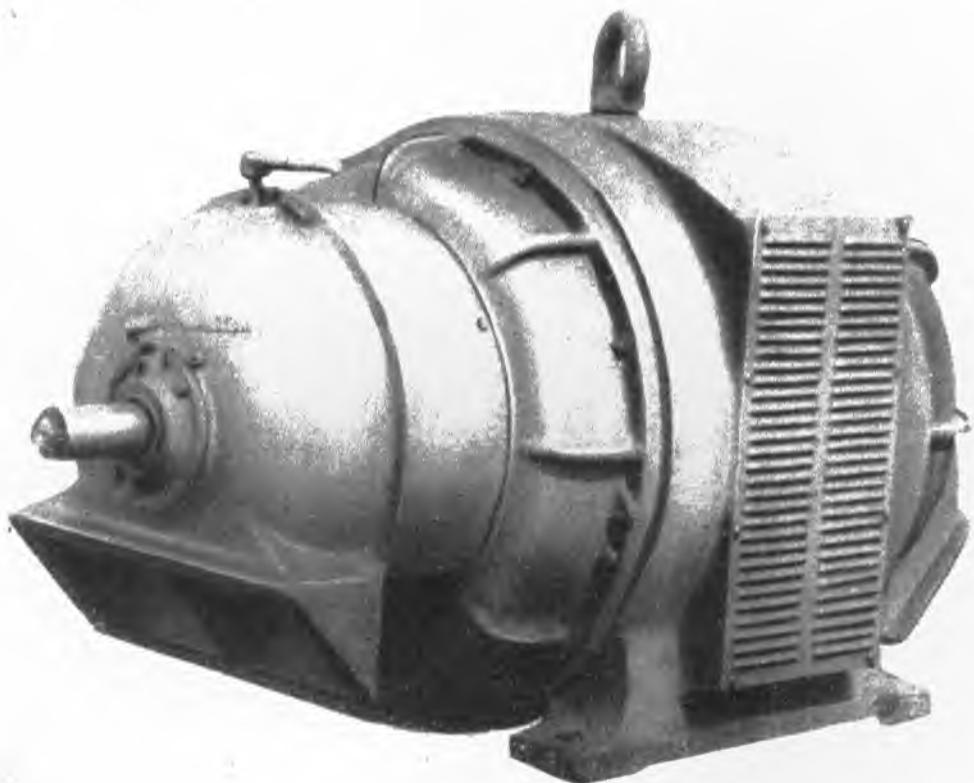
VI. TÁBLA



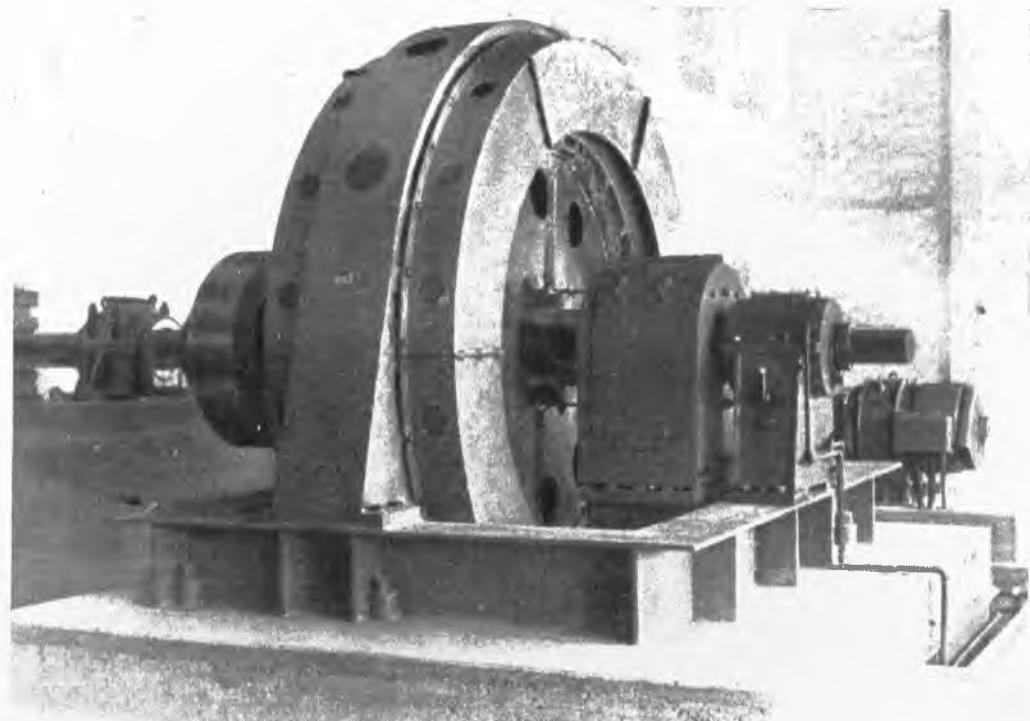
Átszellőzött kismotorsorozat. (*Dinamó Villamosforgépgyár*)



Zárt, felületi hűtésű kismotorsorozat. (*Dinamó Villamosgépgyár*)



A XXIV. fejezet méretezési számpéldája és a 137. betétrajz szerint készült 3000 V, 330 kW, 4 pólusú motor képe. (*Klement Gottwald Vill. Gyár*)



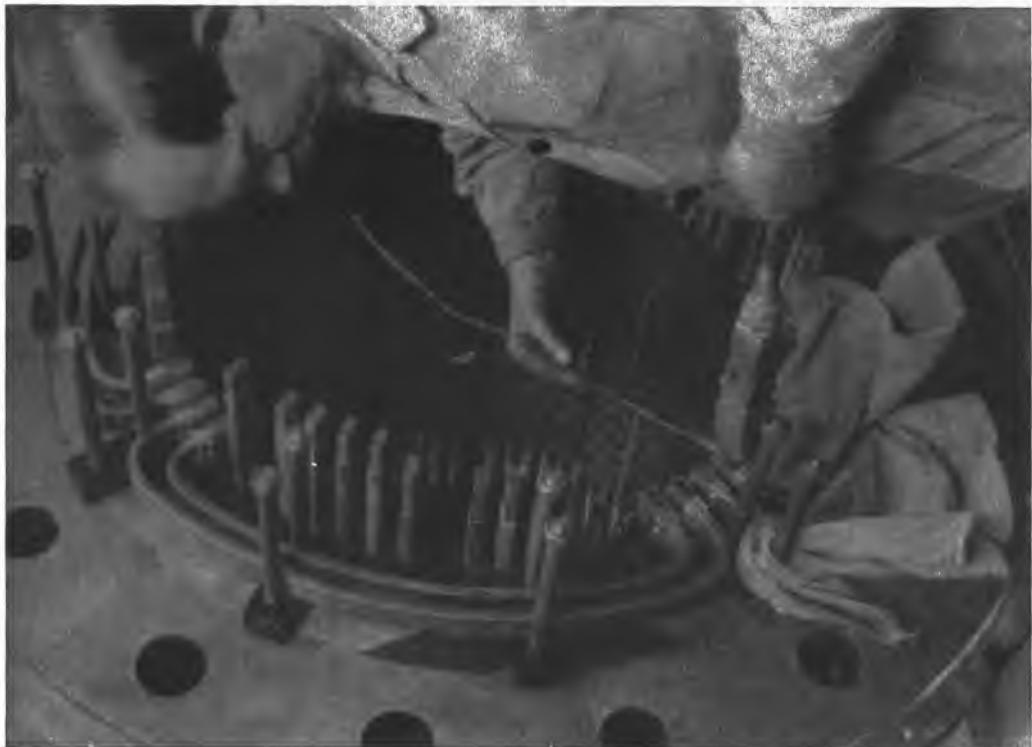
A 14. számpélda szerint készült 5500 V, 516 kW, 38 pólusú szinkronozott indukciós motor képe. Háttérben a gerjesztő gépesport. (*Villamosgép- és Kábelgyár*)

LELTÁROZVA  
1961. VII. 10.

VIII. TÁBLA



Átkötő vezetékek hegesztése. (Klement Gottwald Vill. Gyár)



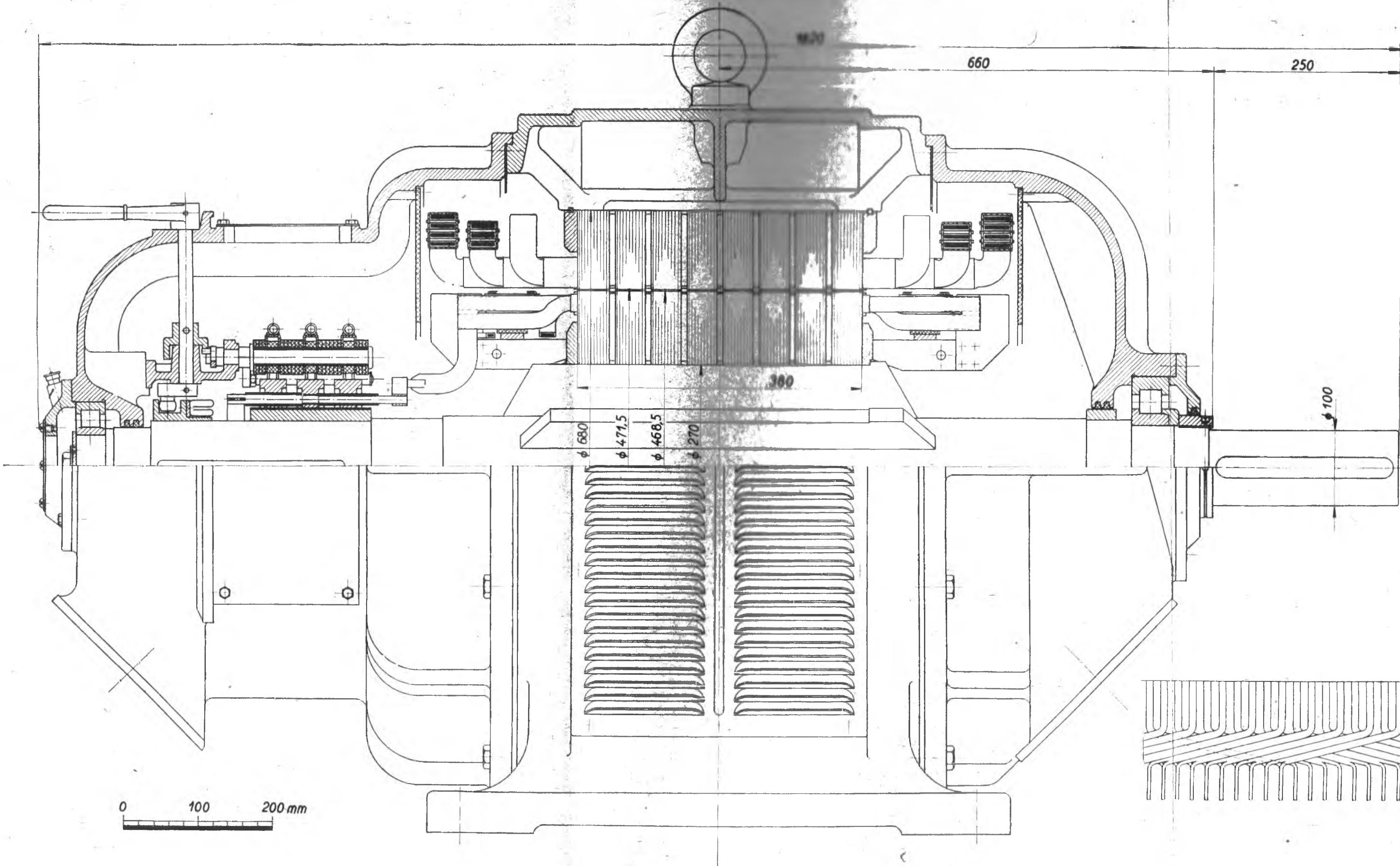
Rúdtekerelés kengyeleinek beforrásztása.  
(Klement Gottwald Vill. Gyár)



0 619000 281922

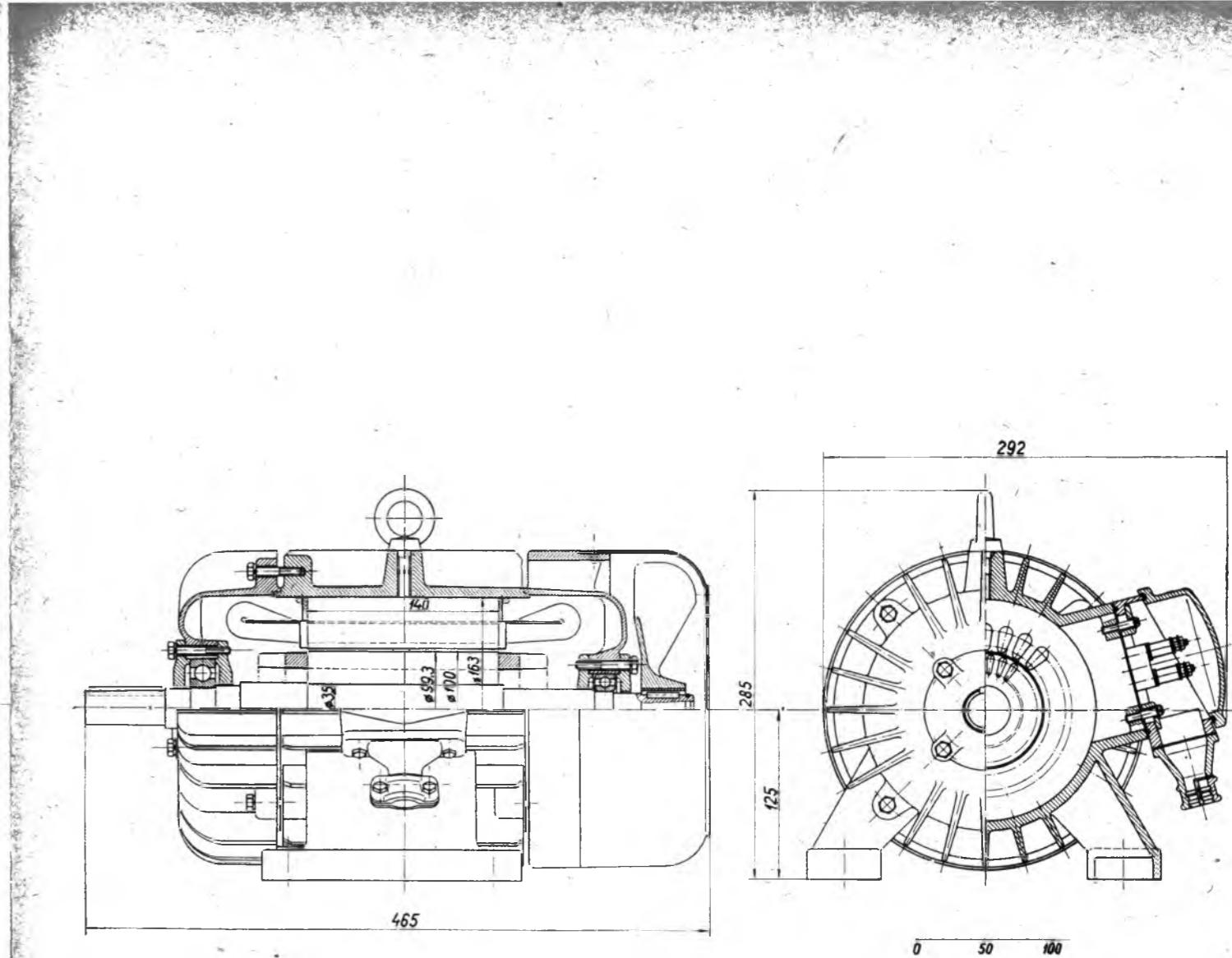
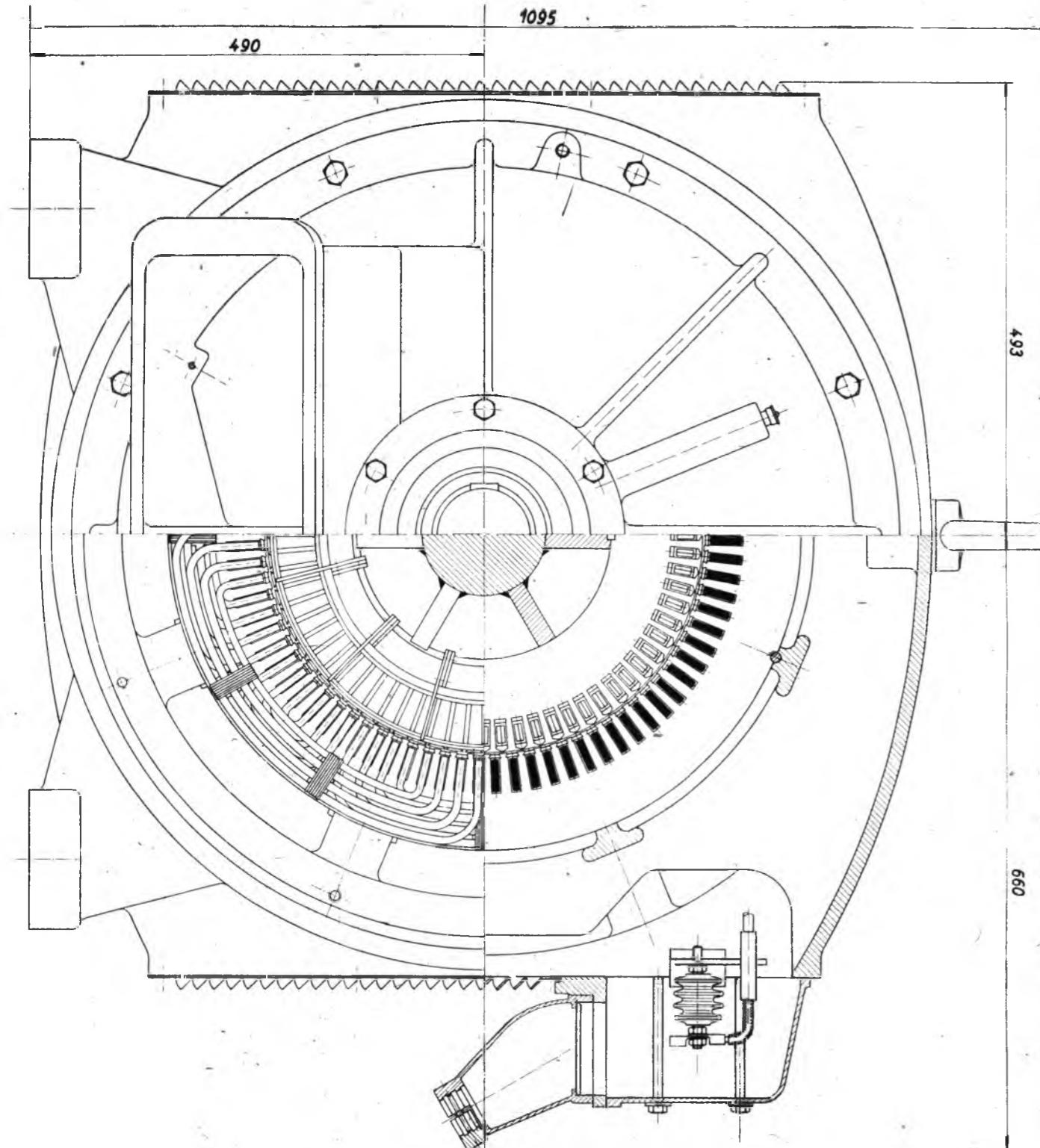
Bookline.hu  
A Hely Antikvárium

14623



137. ábra

3000 V, 330 kW, 50 periódusú 4 pólusú motor metszetrajzai



138. ábra  
380 V, 2,8 kW, 4 pólusú felületi hűtésű kismotor metszetrajzai