

S V E U Č I L I Š T E U Z A G R E B U
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET - ZAGREB

ANTUN DOLENC

ASINHRONI STROJEVI



ZAGREB, 1970.

215/II
C-1

UDŽEBNICI SVEUČILIŠTA U ZAGREBU
MANUALIA UNIVERSITATIS STUDIORUM ZAGRABIENSIS

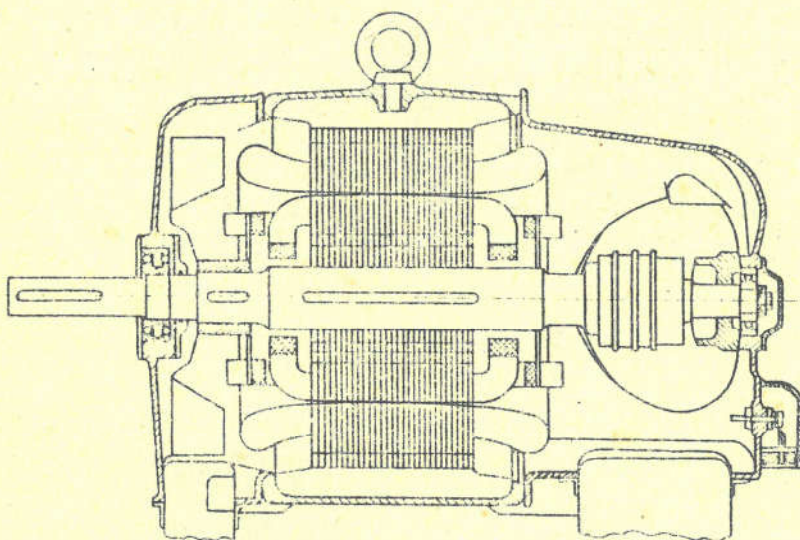
Odobrenje Odbora za izdavačku djelatnost Skupštine Sveučilišta
Broj 02-334/1 od 17. VI 1981.

Cijena za studente Sveučilišta u Zagrebu
N. D. 79,50

Tisak: Sveučilišna naklada Liber, Zagreb -- Trg maršala Tita 14
Broj 1229/SL

1. UVOD

Dok je sinhroni generator, tipični predstavnik električnog stroja velike snage, koji se gradi pojedinačno ili u manjim serijama, asinhroni motor je tipični predstavnik električnog stroja male snage, koji se pretežno gradi u velikim serijama. Stator asinhronog stroja je u principu isti kao stator sinhronog. Njegov namot, koji je skoro uvijek trofazni, a iznimno jednofazni, priključen je na mrežu i predstavlja primarnu stranu asinhronog motora, koji uzima snagu iz mreže. Rotor ima na osovini okrugli paket limova sa utorima u koje je smješten trofazni, iznimno dvofazni namot, te predstavlja u stvari zrcalnu sliku statora. Rotor-ski namot je izveden preko tri klizna koluta. To je izvedba rotora s kliznim kolutima (vidi sl. 1-01).



Sl. 1-01

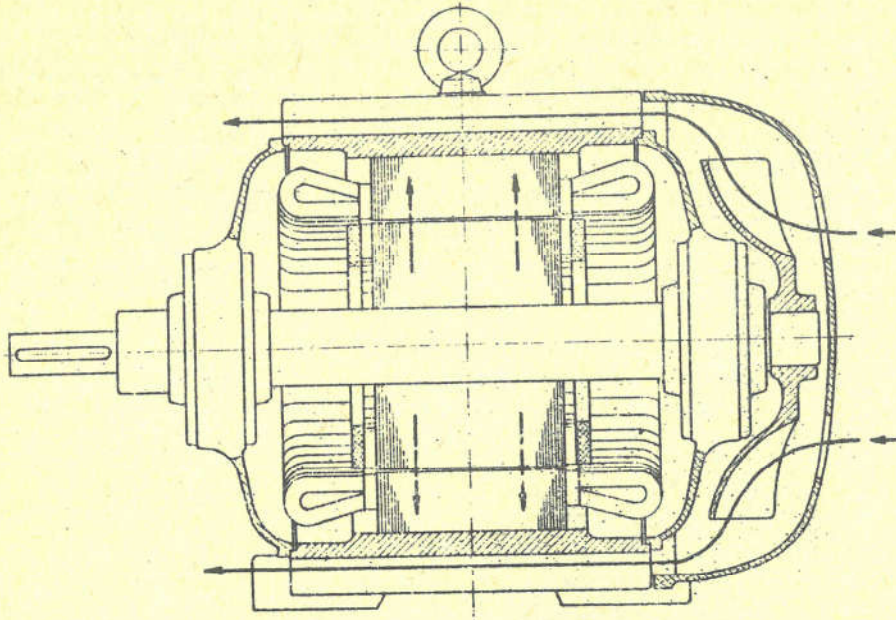
Danas se većinom grade tzv. kavezni rotori, koji imaju štapove u utorima. Ti su štapovi s obje strane kaveza kratko spojeni kratkospojnim prstenima, tako da cijeli namot predstavlja u sebe zatvorenu krletku (vidi sl. 1-03). Takvu izvedbu nazivamo asinhroni motor s kratko spojenim rotorom (vidi sl. 1-02).

Takav kavezni rotor je dakako mnogofazni jer zapravo svaki štap predstavlja posebnu fazu.

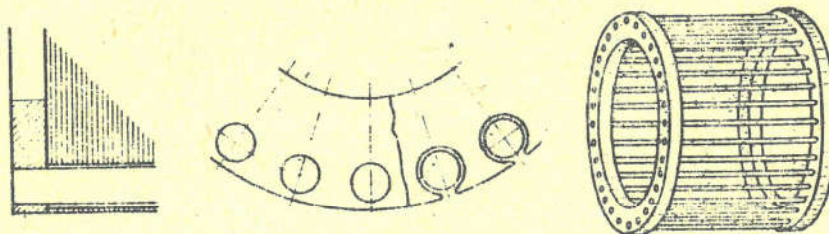
Asinhroni motor otkrio je 1882 god. naš zemljak Nikola Tesla. Trebao je ispitati jedan mali defektni jednofazni transformator s jezgrom u obliku prstena. Na gornjoj dasci, kojom je transformator bio pokriven, slučajno se našla kugla (vidi sliku 1-04).

Kad je monter uključio transformator, Tesla je primijetio, da se kugla okreće. Ustanovio je, da transformator ima na sekundarnoj strani spoj među zavojima. Transformator je vjerojatno bio jako zasićen u željezu tako, da je struja magnetiziranja bila jako velika. Uslijed toga bio je fazni kut između primarne i sekundarne struje vrlo velik (vidi sl. 1-05). U prostoru iznad transformatora, gdje se nalazi kugla, postojala su prema tome dva rasipna po-

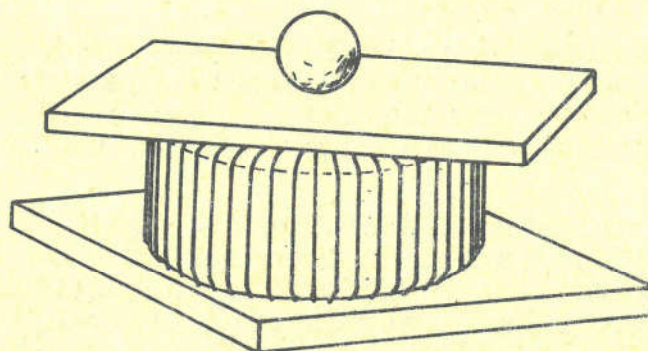
lja, primarno i sekundarno, koja su prema vektorskom dijagramu u sl. 1-05, bila u fazi s primarnom strujom I_1 i sekundarnom I_2



Sl. 1-02

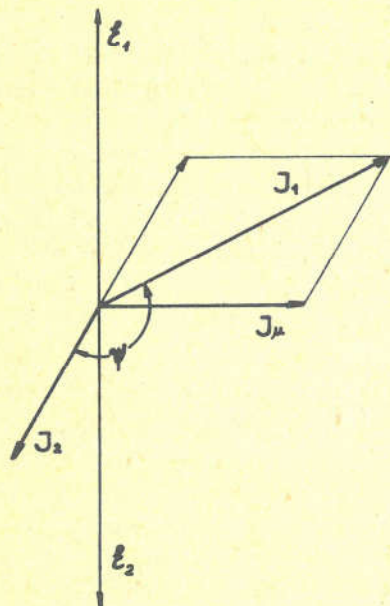


Sl. 1-03



Sl. 1-04

(dakle takodjer s faznim pomakom jednakim kutu ψ). Morao je postojati i prostorni pomak izmedju primarnog namota i sekundarnih kratkospojenih zavoja. Prostorni i vremenski pomak polja nužno mora imati za posljedicu okretno polje, doduse nesimetrično, ali i- pak dovoljno jako da je asinhrono za sobom vuklo kuglu. To će se polje razumjeti kada kasnije objasnimo princip rada asinhronog motora. To je bio prvi asinhroni motor. Razmišljajući o tome Nikola Tesla je otkrio tajnu višefaznog sistema, koji daje okretno polje. Već godine 1883. izgradio je prvi model asinhronog motora. Razvoj je išao brzo dalje.



Sl. 1-05

Četveropolni motor snage 4 kW, otvorene izvedbe, težio je krajem prošlog stoljeća cca 300 kg. Zatvoreni motor s površinskim hlađenjem (koji se teže hladi od otvorenog) iste snage i brzine vrtnje, danas teži samo cca 40 kg. Možemo računati na osnovu iskustva, da je usavršavanjem stroja njegova težina padala svakih 20 godina na polovinu vrijednosti.

2. ZAKRETNI TRANSFORMATOR

Asinhroni stroj u biti predstavlja transformator. Narinemo li na primarni trofazni namot trofazni izmjenični napon, on potjera toliku struju magnetiziranja, da se uzbudi okretno polje tako veliko, da se u primarnom namotu od tog okretnog polja inducira napon, koji drži ravnotežu s narinutim. Time se zadovoljava drugi Kirchhoffov zakon, da suma svih napona u jednom zatvorenom krugu mora biti jednaka nuli. U sekundarnom namotu okretno polje inducira napon E_2 , koji će biti veći ili manji od primarnog napona E_1 u odnosu broja zavoja i faktora namota

$$E_2 = \frac{w_2}{w_1} \frac{f_2}{f_1} E_1 \quad (2-01)$$

Kod toga pretpostavljamo, da je rotor zakočen, tj. da se ne može okretati. Takav asinhroni stroj, kojeg koristimo samo u svrhe transformacije, zovemo zakretni transformator.

U čemu je razlika izmedju normalnog i zakretnog transformatora?

U normalnom transformatoru imamo u svakom stupu pulzirajuće polje, koje inducira napon transformacije, dok u zakretnom transformatoru imamo okretno polje, koje inducira napon rotacije. Poznato je iz teorije sinhronih strojeva, da su oba napona u biti ista, jer se oba induciraju po Faradayevom zakonu:

$$e = -w \frac{d\phi}{dt}$$

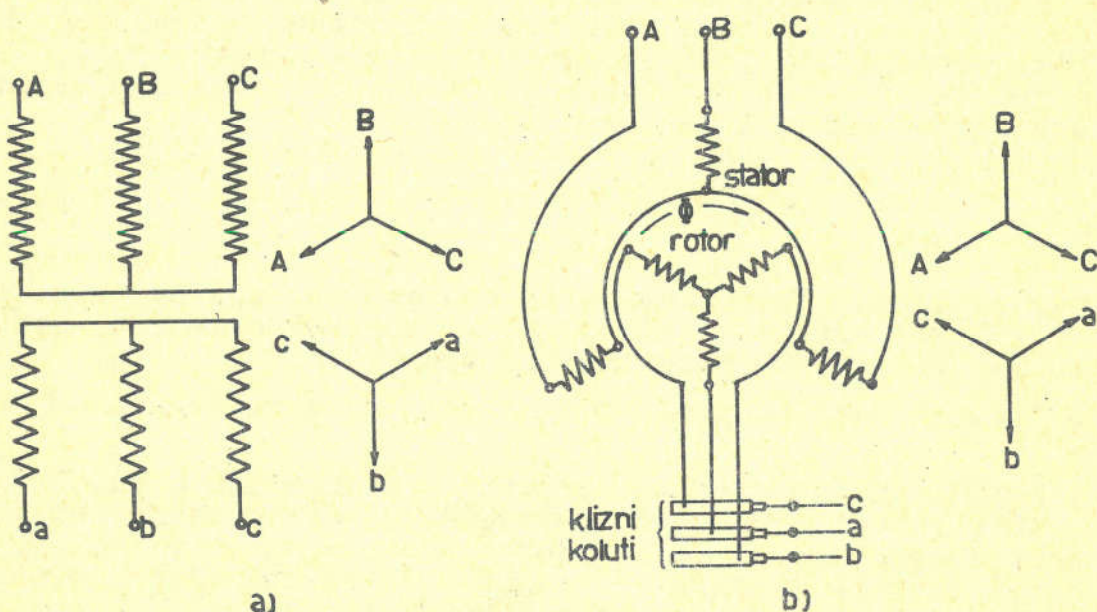
Iako je djelovanje rotacionog polja u zakretnom transformatoru zbirno djelovanje triju pulzirajućih polja, kao da se induciraju tri napona transformacije u jednom vodiču istodobno, nazivamo ipak inducirani napon naponom rotacije, jer bi u biti isti takav napon inducirali i magnetski polovi, koji bi rotirali kao npr. kod sinhronog stroja.

Kod normalnih transformatora slažemo jezgru iz limova preklapanjem i time postizemo relativno malen zračni raspor od nekoliko stotinki milimetara. Zbog mehaničkih razloga mora zračni raspor između statora i rotora asinhronog stroja biti znatno veći. Kod malog motora od 1 KS iznosi taj raspor barem dvije desetinke milimetra, kod srednjih već skoro jedan milimetar, a kod vrlo velikih i nekoliko milimetara. Posljedica toga je mnogo veća struja magnetiziranja nego kod normalnih transformatora tako, da kod malih asinhronih strojeva struja magnetiziranja dosegne i 80% nominalne struje.

Jedan namot smješten je na statoru, drugi na rotoru, te su relativno mnogo razmaknuti. Kako namoti leže u utorima, koji su većinom poluzatvoreni, to željezo skoro potpuno obuhvaća svaki namot za sebe. Radi toga je rasipanje toka kod asinhronih strojeva, pa i kod zakretnog transformatora, mnogo veće nego kod normalnog transformatora, kod kojeg su oba namota jedan uz drugi. To je razlog da se napon kratkog spoja zakretnih transformatora kreće oko 15-35%.

Konačno treba naglasiti, da je zakretni transformator zbog svoje relativno komplicirane izvedbe mnogo skuplji od normalnog transformatora iste snage.

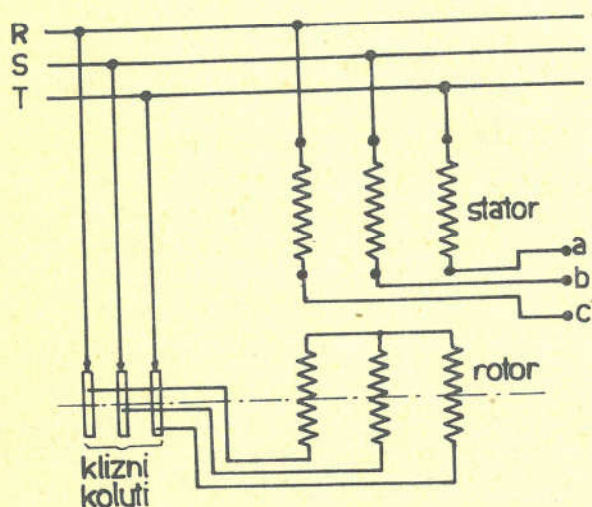
Dosad su navedena samo negativna svojstva zakretnog transformatora. Ponekad ga ipak koristimo, jer on ima prednost, da zakretanjem rotora možemo zakretati i vektore napona sekundarnih faza u odnosu na vektore napona primarnih faza. Npr. na sl. 2-01 u



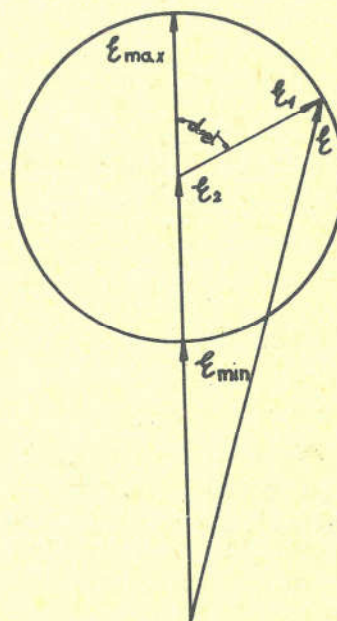
Sl. 2-01

shematski naznačenom položaju rotora, vektori sekundarnih faza zakrenuti su za 180° prema vektorima primarnih faza. Kod normalnih transformatora možemo doduše postići raznim spojevima neke određene pomake među istoimenim fazama, no te pomake ne možemo kontinuirano mijenjati.

Zakretni transformator se zato uglavnom upotrebljava za kontinuiranu regulaciju napona, spojen prema shemi na sl. 2-02. Na taj se način inducirani napon u statoru vektorski pribraja naponu mreže, na koji je priključen namot rotora, što je jednofazno prikazano vektorskim dijagramom na sl. 2-03.



Sl. 2-02



Sl. 2-03

Okrene li se rotor za mehanički kut α_{meh} , vektor napona inducirano u statoru E_1 se okrene za električni kut:

$$\alpha_{el} = p \alpha_{meh}$$

Okretanjem rotora možemo prema tome napon na stezaljkama kontinuirano regulirati:

$$\text{od} \quad E_{min} = E_2 - E_1 \quad (2-02)$$

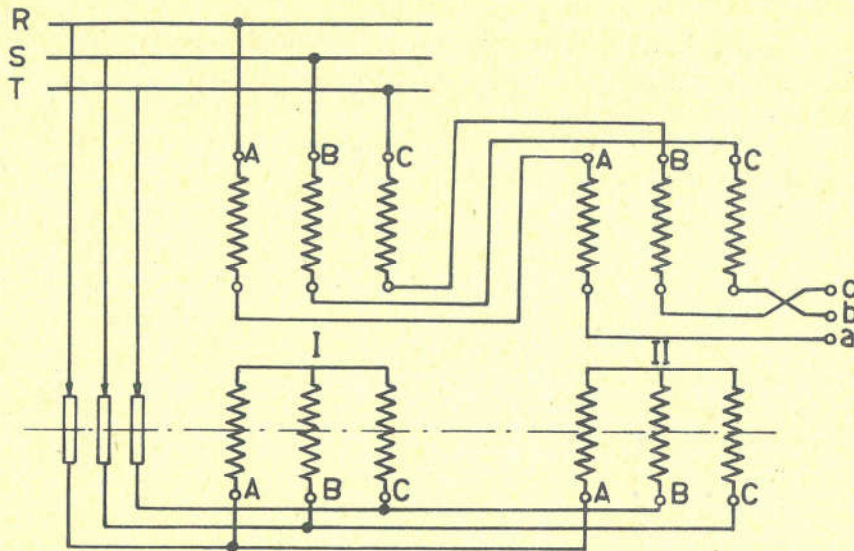
$$E_{max} = E_2 + E_1 \quad (2-03)$$

gdje je: E_2 EMS inducirana u namotu rotora

U ovom razmatranju zamijenili smo uloge statora i rotora. Rotorski namot predstavlja primarnu stranu. To činimo zato, da izađemo s tri klizna koluta. U protivnom slučaju trebali bi šest kliznih koluta, jer bi iz rotora trebalo izvesti oba kraja svake faze rotorskog namota (prvi za priključak na mrežu, a drugi za priključak potrošača).

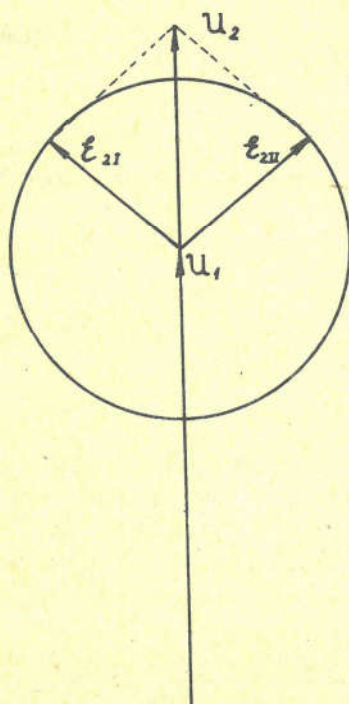
Ovaj spoj ima manu, da vektor sekundarnog napona tokom regulacije mijenja svoj fazni položaj. To obično ne smeta, no ako

smeta, može se izbjeći na taj način, da dva zakretna transformatora spojimo u seriju (vidi sliku 2-04).

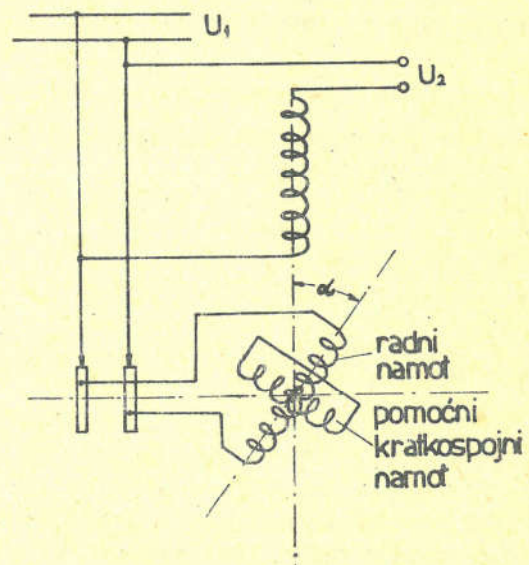


Sl. 2-04

Kod zakretanja oba rotora u istom pravcu zakreću se vektori induciranih napona u statorima u protivnim smjerovima. Time se međusobno kompenziraju fazni pomaci. Poništavanje faznih pomaka postižemo na taj način, da zamjenom priključka dviju rotorskih faza na jednom zakretnom transformatoru, dobijemo okretno polje u suprotnom smjeru od drugog zakretnog transformatora, kako se to vidi na sl. 2-05. Vektorski dijagram dvostrukog zakretnog transformatora prikazan je na sl. 2-05.



Sl. 2-05



Sl. 2-06

Ako se zakretni transformator prema sl. 2-02 opteretiti, kroz sekundarni namot teče struja I_2 , koja s okretnim poljem stvara zakretni moment. Da rotor nije zakočen, počeo bi se okretati, a da se to spriječi, zakretni transformator se opremi pužnim pogonom, koji je samokočan. Pomoću njega se može fino regulirati kut α meh, a time i sekundarni napon, dok prije spomenuti okretni moment ne može zakretati rotor.

Kod spoja transformatora prema sl. 2-04 poništavaju se međusobno momenti što se razvijaju u oba rotora, pa je rezultirajući moment jednak nuli.

Normalne transformatore obično uronimo u kotao s uljem. To rado činimo i sa zakretnim transformatorima. U tom slučaju postavimo zakretni transformator tako, da osovina bude u vertikalnom položaju i da kraj osovine radi pužnog pogona izlazi napolje kroz poklopac kotla. Gradimo li zakretne uljne transformatore za visoke napone, moramo paziti, da ne budu velike razlike između dielektričnih konstanti (ϵ) ulja i izolacionog materijala. Ne smije se upotrebljavati "mika" izolacija, već jedino papir, kako to činimo kod normalnih uljnih transformatora.

Kada gradimo jednofazni zakretni transformator nameće nam se još jedan dodatni problem. Ako, naime, okrenemo rotor za kut α možemo protuamperzavoje jednofaznog namota u statoru $I_2 w_2$, tj. reakciju armature podijeliti na uzdužne amperzavoje $I_2 w_2 \cos \alpha$ koji djeluju u osi primarnog namota u rotoru, i na poprečne $I_2 w_2 \sin \alpha$, koji djeluju u poprečnoj osi, u kojoj na rotoru nemamo radnog namota. Rotor je kao i stator namotan samo jednofazno kako se vidi iz sl. 2-06.

Kako u poprečnoj osi nema primarnog namota, sekundarni poprečni amperzavoji potjeraju u poprečnoj osi rasipni tok, koji je ulančen samo sa sekundarnim amperzavojima. Taj tok će biti relativno velik i prouzrokovati će veliki induktivni pad napona. Da se to spriječi treba primarnu stranu u poprečnoj osi opremiti jednim kratkospojenim namotom, koji prigušuje rasipno polje, kako je to prikazano na sl. 2-06.

3. TEORIJA ASINHRONOG MOTORA

3.1. Fizikalna slika

Priključimo li stator asinhronog motora na mrežu poteći će struja magnetiziranja i uzбудiti rotaciono polje koje će u svakoj fazi rotora inducirati napon E_2 .

Ako sekundarni rotorski namot kratko spojimo, onda će sekundarno inducirani napon E_2 protjerati preko impedancije rotorskog namota:

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_{2\sigma}^2} \quad (3.1-1)$$

struju:

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_{2\sigma}^2}} \quad (3.1-2)$$

Ta struja u rotoru po Biot-Savart-ovom zakonu s tokom okretnog polja $\emptyset$ uzbudjenim od statorskog namota stvara silu u pojedinim vodičima rotora na obodu, a time i okretni moment u pravcu okret-

nog polja, koji je proporcionalan struji I_2 , toku Φ i kosinusu kuta između njih:

$$M = k \cdot I_2 \cdot \Phi \cdot \cos \varphi_2 \quad (3.1-3)$$

Ako rotor nije čvrsto zakočen, početak će se okretati. Brzina vrtnje će rasti i približavati će se sinhronoj brzini, odnosno brzini okretnog polja.

$$n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad (3.1-4)$$

Povećanjem brzine vrtnje smanjuje se zaostajanje rotora i rotorskog namota za okretnim poljem, a time i brzina kojom okretno polje sa svojim silnicama siječe štapove u rotorskim utorima. Za to zaostajanje rotora za okretnim poljem uvodimo nov pojam klizanje "s", koje je određeno s jednadžbom:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (3.1-5)$$

Ako rotor stoji: $n = 0$, $s = 1$

Ako se rotor okreće sinhrono: $n = n_s$ a $s = 0$

Kad rotor stoji, frekvencija " f_2 " u rotoru induciranog napona jednaka je primarnoj frekvenciji " f_1 ". Kada se rotor okreće u smjeru okretnog polja sve manje zaostaje za njim, pa frekvencija rotora " f_2 " pada proporcionalno s klizanjem tj.

$$f_2 = s f_1 \quad (3.1-6)$$

dok u sinhronizmu postigne vrijednost nula, $f_2 = 0$.

Omjer primarnog i sekundarnog napona sada je, naravno, diktiran i frekvencijom, tj.

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{f_1 \cdot w_1 \cdot f_1}{f_2 \cdot w_2 \cdot f_2} = \frac{w_1 \cdot f_1}{s \cdot w_2 \cdot f_2}$$

Ako sekundarni napon u mirujućem stanju rotora, tj. kod $s=1$ označimo sa E_{20} , dobijemo:

$$E_2 = s \cdot \frac{w_2 \cdot f_2}{w_1 \cdot f_1} = E_1 = s E_{20} \quad (3.1-7)$$

Proporcionalno s povećanjem brzine vrtnje pada klizanje "s", pada napon rotora E_2 . U sinhronizmu se ne inducira uopće nikakav napon u rotoru. Pada li napon, pada i struja, a s njezinom radnom komponentom i okretni moment motora.* Motor će se prema tome ubrzavati tako dugo, dok se kod određenog klizanja "s" ne izjednače moment motora M i moment tereta M_t i time uspostavi stanje ravnoteže

$$M = M_t$$

Kad nema tereta, motor se vrti u praznom hodu. On tada nema korisnog momenta ali još uvijek mora svladavati moment trenja u vlastitim ležajevima, moment trenja rotora o zrak i moment ventilacije. Za svladavanje tih momenata potrebna je neka vrlo malena struja " I_2 ", a s time i vrlo maleni napon " E_2 ", i vrlo malo klizanje " s_0 ", koje ipak nije nula iako je jako maleno, pa zato asinhroni motor bez vanjske pomoći ne može postići sinhronu brzinu vrtnje. Zato ga nazivamo "asinhroni motor".

* detaljnije o tom kasnije, jer odnosi između struje rotora i momenta nisu sasvim jednostavni.

3.2. Ekvivalentna shema

Kad se mijenja frekvencija rotora, mijenja se i induktivni otpor rotora prema jednadžbi:

$$X_{2\sigma s} = 2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot L_{2\sigma} = 2 \cdot \pi \cdot s \cdot f_1 \cdot L_{2\sigma} = s \cdot X_{2\sigma} \quad (3.2-1)$$

ako s "X_{2σ}" označimo induktivni otpor rotora, kad on stoji. Prema izrazima (3.1-2) i (3.1-7) dobijemo sada za struju:

$$I_2 = \frac{s \cdot E_{20}}{\sqrt{R_2^2 + (s \cdot X_{2\sigma})^2}} \quad (3.2-2)$$

Ako brojnik i nazivnik ove jednadžbe podijelimo sa "s", dobijemo ekvivalentnu jednadžbu:

$$I_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_{2\sigma}^2}} \quad (3.2-3)$$

koja pokazuje da možemo mijenjajući veličinu radnog otpora sa R₂ na R₂/s dobiti u mirujućem stanju rotora istu vrijednost struje I₂, kakovu bi dobili u stvarnom pogonskom slučaju kod klizanja "s".

PRIMJER: Ako je motor u pogonu s klizanjem s = 0,05, struja "I₂" iznosi isto toliko koliko bi iznosila kod zakočenog rotora (s = 1), ako otpor u rotorskom krugu povećamo na

$$\frac{R_2}{s} = \frac{R_2}{0.05} = 20 R_2$$

tj. na njegovu dvadeseterostruku vrijednost.

Sada ćemo za oba slučaja usporediti zaostajanje vektora struje "I₂" za naponom "E₂" tj. definirat ćemo kut φ₂

U pogonu motora je:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{s X_{2\sigma}}{R_2}$$

a kod mirujućeg rotora:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{X_{2\sigma}}{\frac{R_2}{s}} = \frac{s \cdot X_{2\sigma}}{R_2}$$

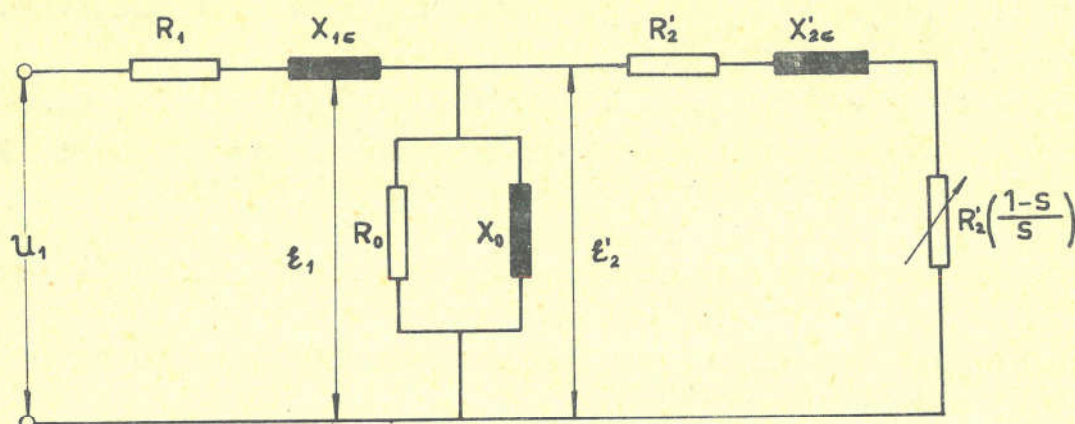
Prema tome ni kutovi zaostajanja "φ₂" se ne razlikuju u oba promatrana slučaja.

Frekvencije rotorske struje se svakako razlikuju, no ta razlika ne utječe na snagu, niti na moment vrtnje, pa nas to u našim razmatranjima ne smeta.

Ustanovili smo već, da je asinhroni stroj u biti transformator, pa za njega vrijedi ekvivalentna shema, koju smo upoznali kod teorije transformatora, naravno uz uvjet, da se rotor ne vrti. Ekvivalentna jednadžba (3.2-3) omogućava nam da koristimo ekvivalentnu shemu tako, da za radni otpor unesemo vrijednost R₂/s. Kako je stvarni otpor rotorskog namota R₂ to u shemu unosimo odvojeno fiktivni dodatni otpor

$$R_{2f} = \frac{R_2}{s} - R_2 = R_2 \frac{1-s}{s} \quad (3.2-4)$$

što je i učinjeno na slici 3.2-1.



Sl. 3.2-1

Analogno kao kod transformatora, moramo za ekvivalentnu shemu sve vrijednosti u sekundarnom krugu preračunati na primarnu stranu. Te vrijednosti označimo sa indeksom crtica

$$I_2', \quad \xi_{20}', \quad R_2', \quad X_{2\sigma}'$$

3.3. Bilanca energije

Da dodjemo do bilance energije, poći ćemo od ekvivalentne sheme, koja, ako u potpunosti i nadomješta pogonsko stanje asinhronog motora, mora zadovoljavati i energetske odnose. Produkt $m_2 I_2'^2 R_2 = m_2 (I_2')^2 \cdot (R_2')^2$ predstavlja električnu snagu "Pel", u stvari gubitke Joulove topline u rotorskom namotu. Kako je već spomenuto dodatni otpor $R_2 \frac{1-s}{s}$ je fiktivan i u pogonskom stanju asinhronog motora ne postoji. Zbog toga gubici Joulove topline u tom fiktivnom otporu, tj. $m_2 I_2'^2 \cdot R_2 \frac{1-s}{s}$ ne mogu predstavljati drugo, nego ekvivalent za mehaničku snagu P_{meh}, koju motor razvija. Iz tog zaključujemo da je:

$$\frac{P_{el}}{P_{meh}} = \frac{m_2 \cdot I_2'^2 \cdot R_2}{m_2 \cdot I_2'^2 \cdot R_2 \cdot \frac{1-s}{s}} = \frac{s}{1-s} \quad (3.3-1)$$

Na osnovu ovog izraza dolazimo do vrlo važne spoznaje za asinhroni motor, da se snaga, koja se preko okretnog polja prenaša iz statora u rotor preko zračnog rasporeda (nazovimo je snaga okretnog polja "P_{okr}", dijeli na električnu i mehaničku snagu u omjeru s: (1-s). Porastom klizanja "s" raste udio električne snage "P_{el}" u rotorskom krugu i sve je manja razvijena pogonska snaga "P_{meh}".

$$P_{okr} = P_{el} + P_{meh} = P_{el} + P_{el} \frac{1-s}{s} \quad (3.3-2)$$

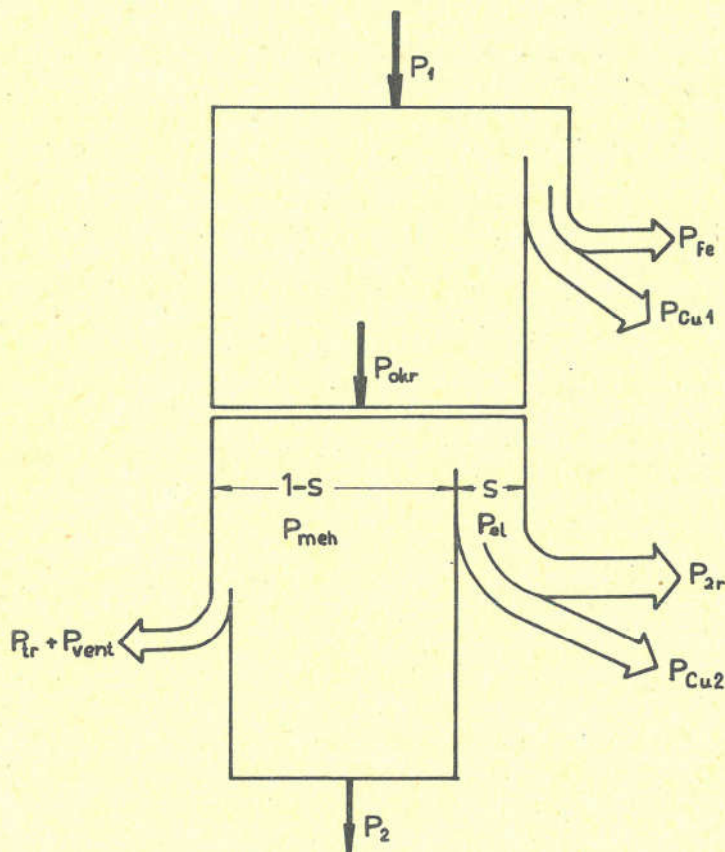
$$P_{el} = s \cdot P_{okr} \quad (3.3-3)$$

Odatle slijedi da je:

$$P_{meh} = (1-s)P_{okr} \quad (3.3-4)$$

Električna snaga se troši u gubicima Joulove topline u otporima rotorskog kruga. Osim otpora rotorskog namota R_2 može se u rotorski krug preko kliznih koluta uključiti dodatni radni otpor R_{2r} (i to stvarni otpor, a ne onaj fiktivni iz ekvivalentne sheme). Električna snaga utrošena u rotorskom namotu predstavlja gubitak energije i uzrokuje zagrijavanje rotora. Nasuprot tome može se električna snaga utrošena u dodatnom otporu R_{2r} korisno upotrijebiti kao npr. za električno grijanje i ona ne grije motor.

Na osnovu tog razmatranja prema sl. 3.3-1 dobivamo bilancu



Sl. 3.3-1

električne snage za asinhroni motor. Motor uzima iz mreže snagu:

$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1$ Njezin mali dio troši se na gubicima u bakru statora " P_{Cu1} " i na gubicima u željezu " P_{Fe} ". Kad odbijemo te gubitke preostaje nam snaga okretnog polja " P_{okr} ", koja preko zračnog rasporeda ulazi u rotor. Ona se dijeli u omjeru $(1-s):s$ na mehaničku snagu " P_{meh} " i električnu snagu " P_{el} ". Čistu mehaničku snagu " P_2 " na osovini motora dobijemo, ako od " P_{meh} " odbijemo snagu pretvorenu u gubitke trenja i ventilacije. Električna snaga " P_{el} " dijeli se na gubitke Joulove topline u bakru rotora " P_{Cu2} " i na električnu snagu " P_{2r} " koju uzimamo sa rotora preko

kliznih koluta. Onda se obično troši u dodatnom otporu kojeg uključimo u rotorski krug u svrhu regulacije brzine vrtnje, pa zato taj dodatni otpor označujemo sa " R_{2r} " odnosno u njemu proizvedene gubitke Joulove topline sa " P_{2r} ".

3.4. Karakteristika momenta

Kod motornih pogona je karakteristika tereta gotovo uvijek dana karakteristikom momenta tereta " M_t " u ovisnosti o brzini vrtnje.

$$M_t = f(n)$$

Za rješavanje elektromotornih pogona je iz tog razloga važno, da prikažemo i moment motora " M " u ovisnosti o brzini vrtnje ili o klizanju, što je isto

$$M = f(n) = f(s)$$

Tu karakterističnu ovisnost momenta motora o brzini vrtnje nazivamo i vanjskom karakteristikom motora.

Iz mehanike je poznato, da je:

$$M = \frac{P_{meh}}{\omega} \quad (3.4-1)$$

Pošto je: $\omega = (1-s) \omega_s$ dobijemo pomoću jednadžbe (3.3-4):

$$M = \frac{(1-s) P_{okr}}{(1-s) \omega_s} = \frac{P_{okr}}{\omega_s} \quad (3.4-2)$$

kod toga je ω kutna brzina, a ω_s sinhrona kutna brzina

$$\omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60}$$

Iz jednadžbe (3.3-3) slijedi:

$$P_{okr} = \frac{P_{el}}{s} = \frac{m_2 \cdot I_2^2 \cdot R_2}{s}$$

Pomoću jednadžbe (3.2-3) dobijemo:

$$M = \frac{60 P_{okr}}{2 \cdot \pi \cdot n_s} = \frac{60 \cdot m_2 \cdot E_{20}^2 \cdot R_2}{2 \cdot \pi \cdot n_s \left[\left(\frac{R_2}{s} \right)^2 + X_{2\sigma}^2 \right] \cdot s} \quad (3.4-3)$$

$$E_{20} (V); R_2, X_{2\sigma} (\Omega); n_s (o/min); M (N_m)$$

Dobili smo izraz za moment u njutn metrima.

Ako jednadžbu (3.4-3) pomnožimo s faktorom 0,102, dobijemo moment u (kpm).

U prethodnim razmatranjima pretpostavljali smo da je inducirani napon u rotoru E_{20} konstantna veličina. To je tačno samo za idealizirani slučaj kad u statoru nema pada napona, tj. ako zanemarimo statorske otpore. To zanemarenje vodi na nešto pogrešan rezultat. Kod normalnih motora pogreška je toliko neznatna, a prednosti zbog jednostavnosti toliko velike, da ćemo i u daljnjim razmatranjima zadržati ovo pojednostavnjenje.

Iz jednađbe (3.4-3) slijedi, da je moment motora ovisan o jednoj varijabli "s", tj. o klizanju motora odnosno o njegovoj brzini vrtnje, pa možemo pisati:

$$M = f(s) = f'(n)$$

Prema tome kod odredjenih otpora R_2 i $X_{2\sigma}$ svakoj brzini vrtnje odgovara jedan odredjeni moment motora, koji je definiran s jednađbom (3.4-3).

Pokušajmo ustanoviti, kako se taj moment motora mijenja od mirujućeg stanja rotora pa do sinhrone brzine vrtnje!

Kad tražimo ovisnost momenta motora o klizanju za vrlo mala klizanja, možemo zanemariti induktivni otpor $X_{2\sigma}$, jer je relativno malen prema R_2/s te dobijemo:

$$M \approx \frac{60 \cdot m_2 \cdot E_{20}^2 \cdot s}{2 \cdot \pi \cdot n_s \cdot R_2} = k \cdot s \quad (3.4-4)$$

Vidimo da je u području malih klizanja moment motora proporcionalan klizanju. U karakteristici momenta na sl. 3.4-1 tome odgovara pravac 1-1, koji ide kroz tačke $s = 0$.

Trebamo još i maksimalni moment. Taj moment obično nazivamo prekretni moment " M_{pr} ", jer ako sve više opterećujemo motor, koji je prije radio u praznom hodu, onda brzina vrtnje sve više pada, moment raste do maksimalnog i onda dolazi do prekretna tačke, tj. moment počinje opadati i motor stane. Moment će biti maksimalan, kad izraz

$$(R_2^2 \cdot s^{-2} + X_{2\sigma}^2) \cdot s$$

iz jednađbe (3.4-3) bude minimalan. Pripadno klizanje označiti ćemo sa " s_{pr} ".

Derivacijom po "s" i izjednačavanjem s nulom dobijemo:

$$\frac{d [(R_2^2 \cdot s^{-2} + X_{2\sigma}^2) \cdot s]}{ds} = -R_2^2 \cdot s_{pr}^{-2} + X_{2\sigma}^2 = 0$$

$$s_{pr} = \pm \frac{R_2}{X_{2\sigma}} \quad (3.4-5)$$

Sada možemo uvrštavanjem " s_{pr} " u jednađbu (3.4-3) ustanoviti " M_{pr} ".

$$M_{pr} \approx \frac{60 \cdot m_2 \cdot E_{20}^2}{2 \cdot \pi \cdot n_s \cdot 2 X_{2\sigma}} \quad (3.4-6)$$

Ova jednađba pokazuje, da je prekretni moment odredjenog motora kod narinutog nominalnog napona ovisan samo o induktivnom otporu i neovisan o radnom otporu. Induktivni otpor odredjen je rasipanjem. Što veće je rasipanje to veći je induktivni otpor, i to manji će biti prekretni moment. Ako želimo postići veliki prekretni moment i time veliku preopteretivost motora, moramo graditi motor tako, da ima što manje rasipanje. Tako motor sa otvorenim utorima ima malo rasipanje i veliki prekretni moment.

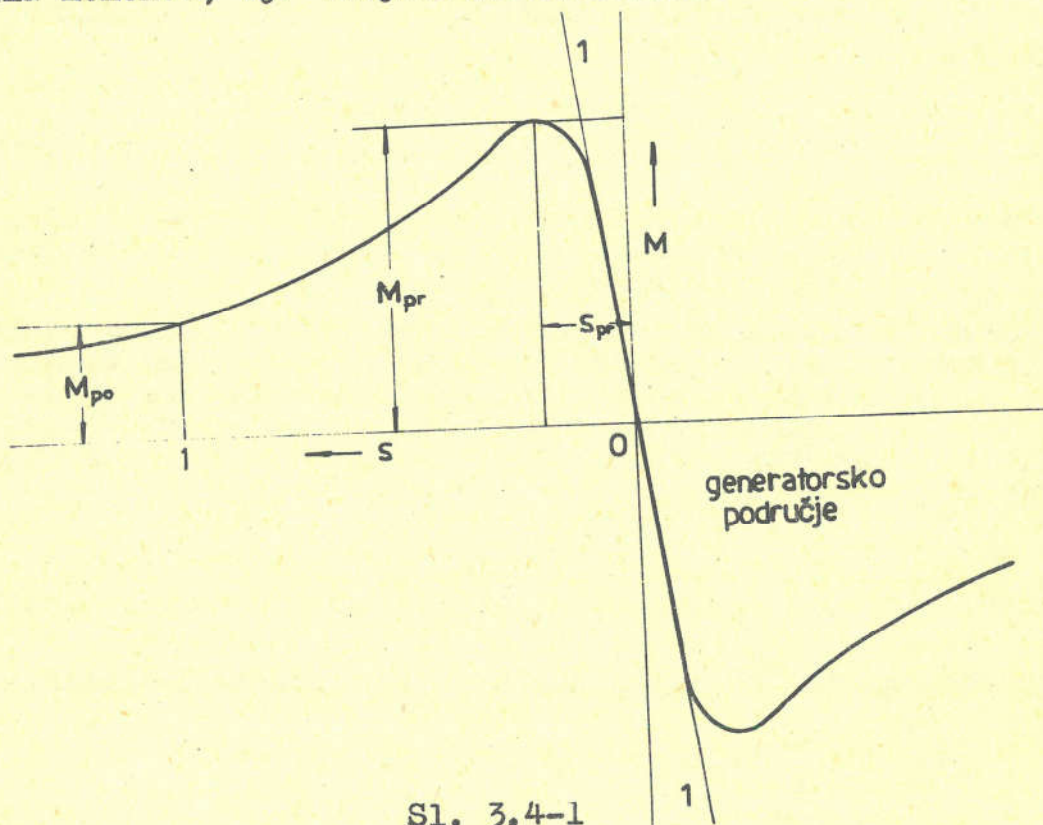
Ako dijelimo jednađbu (3.4-3) s jednađbom (3.4-6) dobijemo:

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{2 X_{2\sigma}}{(\frac{R_2}{S})^2 + X_{2\sigma}^2} \cdot \frac{R_2}{S}$$

i pomoću jednadžbe (3.4-5)

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{2}{\frac{S}{S_{pr}} + \frac{S_{pr}}{S}} \quad (3.4-7)$$

To je poznata Kloss-ova jednadžba u pojednostavnjenom obliku, koja pokazuje da je karakteristika momenta ovisna samo o prekretnom momentu M_{pr} i o prekretnom klizanju, odnosno omjeru $R_2 / X_{2\sigma}$. Pomoću Kloss-ove jednadžbe ucrtana je u sl. 3.4-1 cijela karakteristika momenta, tj. vanjska karakteristika motora.



Sl. 3.4-1

Za prosudjivanje pogonskih osobina motora važan je još potezni moment M_p . Njegovu vrijednost dobijemo uvrštavanjem $s = 1$ u Kloss-ovu jednadžbu:

$$M_p = M_{pr} \frac{2}{\frac{X_{2\sigma}}{R_2} + \frac{R_2}{X_{2\sigma}}} = M_{pr} \frac{2R_2 X_{2\sigma}}{R_2^2 + X_{2\sigma}^2} \quad (3.4-8)$$

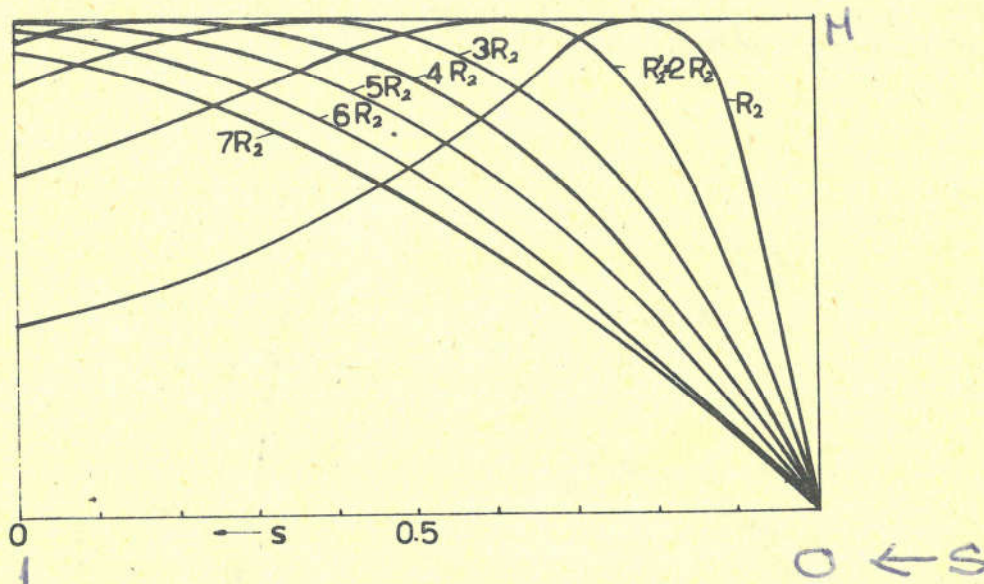
Iz gornje jednadžbe izlazi kako se mijenja potezni moment u ovisnosti o omjeru $R_2 / X_{2\sigma}$. Tako npr. za:

$$\begin{aligned} R_2 &= 2 \cdot X_{2\sigma} \\ R_2 &= 1 \cdot X_{2\sigma} \\ R_2 &= 0,5 \cdot X_{2\sigma} \\ R_2 &= 0,2 \cdot X_{2\sigma} \\ R_2 &= 0,1 \cdot X_{2\sigma} \\ R_2 &= 0,05 \cdot X_{2\sigma} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_p &= 0,8 \cdot M_{pr} \\ M_p &= 1 \cdot M_{pr} \\ M_p &= 0,8 \cdot M_{pr} \\ M_p &= 0,385 \cdot M_{pr} \\ M_p &= 0,198 \cdot M_{pr} \\ M_p &= 0,1 \cdot M_{pr} \end{aligned}$$

Za vrijednosti $R_2 = X_{2\sigma}$ dobiva se najveći potezni moment. On je tada jednak prekretnom. Raste li ili pada radni otpor R_2 u odnosu na induktivni $X_{2\sigma}$ postaje potezni moment to manji što je odstupanje veće. Normalne motore gradimo zbog drugih razloga sa što manjim radnim otporom (gubici!). Tako je prirodni radni otpor R_2 obično nekoliko puta manji od induktivnog otpora $X_{2\sigma}$. Možemo dakle reći: što manji je otpor " R_2 " u odnosu na $X_{2\sigma}$, to manji je pokretni moment. Kod većeg motora je relativno manji otpor R_2 i veći $X_{2\sigma}$, jer po zakonima sličnosti radni otpor pada a induktivni linearno raste s povećanjem linearnih dimenzija. Zbog toga će veći motor prirodno imati relativno manji potezni moment i manje prekretno klizanje.

Gornja razmatranja vrijede i za slučaj, kad dodavanjem otpora u rotorski krug preko kliznih koluta umjetno povećamo otpor " R_2 ". Tako dobijemo cijelu familiju krivulja prema sl. 3.4-2, u



Sl. 3.4-2

kojoj su ucrtane karakteristike momenta za motor sa omjerom radnog i induktivnog otpora $R_2 / X_{2\sigma} = 0.2$, kojem se dodatnim otporom ukupni radni otpor rotorskog kruga poveća na $2 R_2$, $3 R_2$... itd.

Maksimalni potezni moment postizemo kad u rotorski krug dodatni regulacioni otpor " R_{2r} " da je:

$$R_2 + R_{2r} = X_{2\sigma} = \frac{R_2}{s_{pr}}$$

$$R_{2r} = R_2 \frac{1 - s_{pr}}{s_{pr}}$$

u našem slučaju kod $R_2 / X_{2\sigma} = 0.2$

$$R_{2r} = R_2 \frac{1 - 0.2}{0.2} = 4 \cdot R_2$$

Ako dakle kod motora s prekretnim klizanjem: $s_{pr} = 0.2$ dodamo u rotorski krug, preko kliznih koluta, četverostruki otpor rotorskog namota, onda će motor imati potezni moment jednak prekretnom momentu.

3.5. Stabilnost pogona

Kod svakog elektromotornog pogona imamo električni motor, koji tjera i gonjeni stroj, koji je tjeran. Upoznali smo ovisnost momenta asinhronog motora o brzini vrtnje. Ona je dana karakteristikom momenta prema sl. 3.4-1. I gonjeni stroj (u većini slučajeva) ima svoju karakteristiku momenta, tj. momenta tereta:

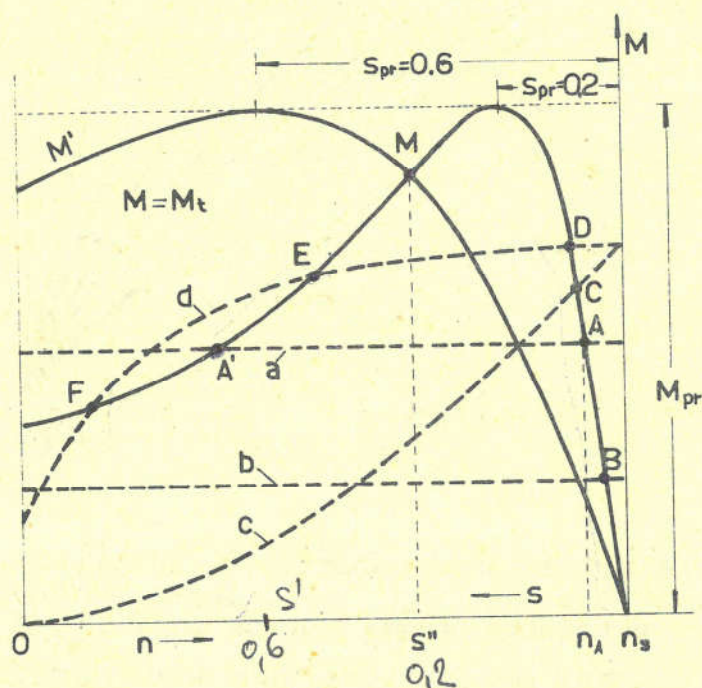
$$M_t = f(n)$$

Taj moment može biti konstantan, neovisan o brzini vrtnje, međutim može biti i u nekoj odredjenoj ovisnosti o brzini vrtnje, kako je to npr. slučaj kod centrifugalnih pumpi, koje imaju kvadratičnu ovisnost, tj.

$$M_t = k \cdot n^2$$

U stacionarnom pogonu mora moment motora biti jednak momentu tereta.

U sl. 3.5-1 ucrtana je karakteristika momenta jednog asinhronog motora s prekretnim klizanjem $s_{pr} = 0,2$ i četiri razne karakteristike tereta a, b, c i d.



Sl. 3.5-1

Kod karakteristike "a" vidimo, da je moment tereta konstantan i veći od poteznog momenta motora, pa motor uopće ne bi mogao krenuti. Mi moramo zato karakteristiku momenta motora tako promijeniti, da bude potezni moment veći od momenta tereta. To možemo postići prema sl. 3.4-2 na taj način, da u rotorski krug preko kliznih koluta ukopčamo još jedan dodatni otpor. Tako možemo povećavanjem rotorskog otpora R_2 , recimo, na trostruku vrijednost, povećati prekretno klizanje od

$$s_{pr} = \frac{R_2}{X_{2G}} = 0.2$$

$$s'_{pr} = \frac{3R_2}{X_{2G}} = 0.6$$

i dobiti novu karakteristiku momenta motora "M'", kod koje je pokretni moment motora prema sl. 3.5-1 veći od momenta prema karakteristici tereta "a", pa motor krene. Kada sada motor dostigne npr. klizanje s'' , može se dodatni otpor spojiti na kratko i motor vuče dalje opet s momentom prema karakteristici "M" do tačke "A", u kojoj je moment motora jednak momentu tereta i tako je uspostavljeno stacionarno uravnoteženo stanje. Motor se prema tome dalje vrti sa brzinom vrtnje n_A , koja odgovara tački "A".

Karakteristika momenta tereta "a" siječe karakteristiku momenta motora M i u tački A'. Medjutim za stabilan rad motora potrebno je, da je ispunjen još drugi uslov, da je naime:

$$\frac{dM}{ds} > \frac{dM_t}{ds} \quad (3.5-1)$$

Taj uvjet ispunjava tačka A, dok ga tačka A' ne ispunjava. Postavlja se pitanje zašto u toj tački nije moguć stabilan pogon. Zato, što kod i najmanjeg povećavanja momenta tereta M_t brzina vrtnje pada, a time pada i moment motora ispod momenta tereta i motor se zaustavlja, dok ne stane. Prema tome u tački A' motor ne može stabilno raditi.

Kod karakteristike momenta b imamo samo jedno sjecište B i u toj tački motor stabilno radi, jer je ispunjen uvjet stabilnosti prema jednadžbi (3.5-1).

Isto vrijedi za karakteristiku c i sjecište C.

Kod karakteristike momenta tereta d imamo 3 sjecišta: D, E i F.

U tačkama D i F imamo ispunjen uvjet stabilnosti (3.5-1) i u tim tačkama mogu motori stabilno raditi. U tački E, medjutim, vlada odnos

$$\frac{dM}{ds} < \frac{dM_t}{ds}$$

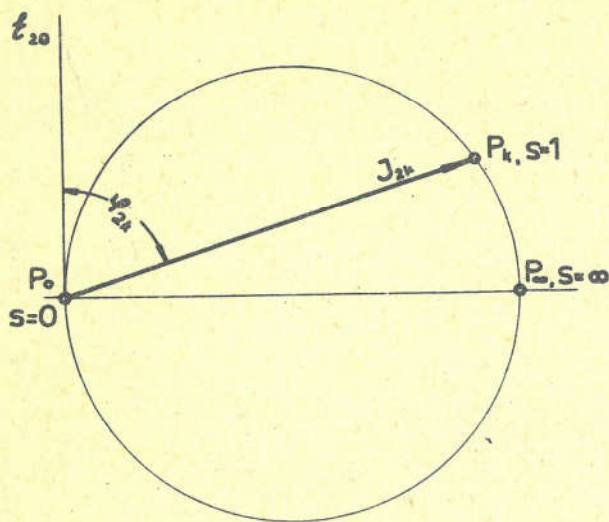
pa je pogon u toj tački nestabilan.

Takova karakteristika momenta tereta, kako je prikazana sa krivuljom "d" abnormalna je, i praktički skoro ne dolazi u obzir. Kod svih normalnih karakteristika momenta sva su sjecišta sa krivuljom momenta motora od mirujućeg stanja ($s=1$) do prekretna tačke (s_{pr}) nestabilna, pa zato taj dio krivulje momenta nazivamo nestabilnim, dok dio krivulje od prekretna tačke do sinhronizma ($s=0$) nazivamo stabilnim područjem karakteristike momenta motora. Osim toga se nestabilno područje krivulje momenta ionako ne iskorištava za normalni rad motora, jer su pripadajuće struje jako velike i korisnost vrlo loša. Iznimno se to područje koristi kod jako malih motora, kod kojih se danas sa odgovarajućom automatskom regulacijom upravlja motor tako, da radi stabilno i u nestabilnom području. Kod tih malih motora loša korisnost na tom području zbog male snage ionako nije važna.

3.6. Kružni dijagram

Vektorski dijagram može se crtati samo sa vektorima iste frekvencije. Radi toga nam upravo ekvivalentna shema omogućuje

Vrh vektora " I_{2k} " određuje tačku " P_k " ($s=1$).



Sl. 3.6-2

Vrtimo li rotor vanjskom snagom dovedenom na osovinu protivno pravcu okretanja okretnog polja, klizanje postaje sve veće. Ako zamislimo beskonačnu brzinu vrtnje, dobijemo:

$$s_{\infty} = \frac{\infty - n_s}{n_s} = \infty$$

$$\frac{R_2}{s_{\infty}} = \frac{R_2}{\infty} = 0$$

a na kružnom dijagramu tačku " P_{∞} ", koja je određena sa $s = \infty$ i $R_2 = 0$. Budući da je $R_2 = 0$ i struja I_2 više nema radne komponente, pa tačka " P_{∞} " ($s = \infty$) mora ležati na apscisnoj osi i određena je sa:

$$I_{2\infty} = \frac{E_{20}}{X_{2\sigma}} \quad (3.6-1)$$

Iz ovog proizlazi zaključak da je promjer kruga određen induktivnim otporom, a omski otpor rotorskog kruga određuje samo položaj tačke " P_k " na tom krugu. Što je veći taj omski otpor, tačka " P_k " sve se više pomiče po krugu prema tački " P_0 ". Na ovaj način odredili smo kružni dijagram kako to prikazuje sl. 3.6-3. Taj kružni dijagram nazivamo "pojednostavnjeni kružni dijagram", jer su primarni otpori zanemareni.

Na sl. 3.6-3 ordinata tačke " P_k ", određuje radnu komponentu struje " I_{2k} " i iznosi:

$$I_{2kr} = I_{2k} \cdot \cos \varphi_{2k}$$

Analogno vrijedi za proizvoljnu pogonsku tačku P, da njezina radna komponenta struje iznosi:

$$I_{2r} = I_2 \cdot \cos \varphi_2$$

Snaga okretnog polja određena je sa:

$$P_{okr} = m_2 E_{20} \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2$$

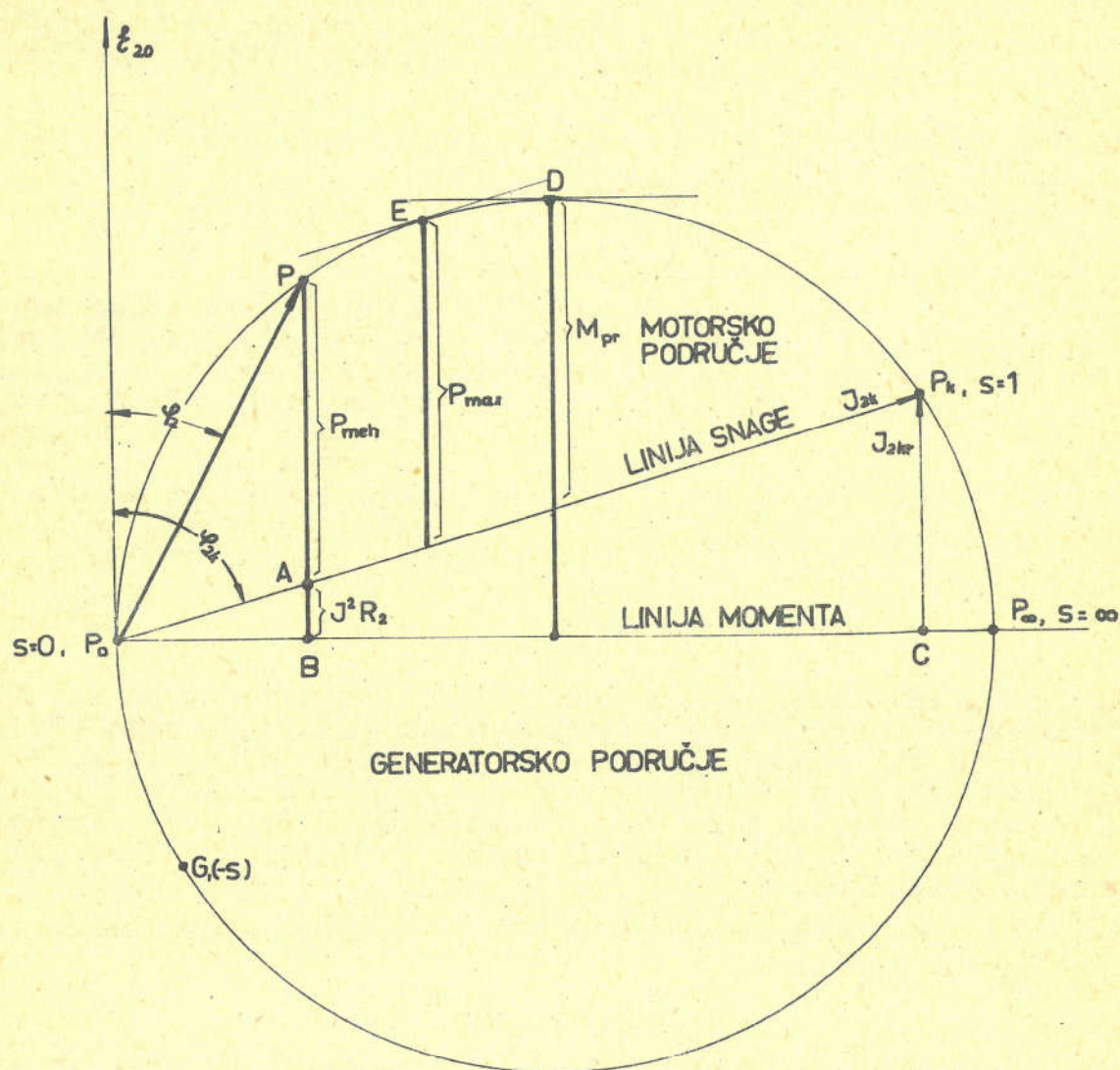
Budući smo pretpostavili da je E_{20} konstantna veličina, možemo zaključiti, da ordinata svake pogonske tačke na kružnom dijagramu određuje u nekom mjerilu snagu okretnog polja za dotični pogonski slučaj (npr. ordinata PB).

Prema jednadžbi (3.4-2) je

$$M = \frac{P_{okr}}{\omega_s}$$

a kako je ω_s za određeni motor i određenu frekvenciju mreže konstantna veličina, možemo tvrditi, da ordinata svake pogonske

tačke određuje u nekom mjerilu i veličinu momenta motora za tu tačku. Radi toga liniju " $P_0 - P_\infty$ " nazivamo "linija momenta".



Sl. 3.6-3

Pomoću jednostavnog kružnog dijagrama prema sl. 3.6-3 možemo ustanoviti i slijedeće odnose:

$$\operatorname{tg} \varphi_{2k} = \frac{X_{2s}}{R_2} = \frac{\overline{P_0 C}}{\overline{P_k C}} = \frac{\overline{P_0 B}}{\overline{AB}}$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{X_{2s}}{R_2/s} = \frac{\overline{P_0 B}}{\overline{PB}}$$

$$\frac{\frac{R_2/s}{X_{2\sigma}}}{\frac{R_2}{X_{2\sigma}}} = \frac{1}{s} = \frac{\frac{\overline{PB}}{P_0 B}}{\frac{\overline{AB}}{P_0 B}} = \frac{\overline{PB}}{\overline{AB}}$$

$$\frac{\overline{PA}}{\overline{AB}} = \frac{\overline{PB} - \overline{AB}}{\overline{AB}} = \frac{R_2/s - R_2}{R_2} = \frac{1-s}{s}$$

Gornjim odnosima smo dokazali, da pravac "P₀-P_k" dijeli ordinatu bilo koje tačke "P" u odnosu (1-s):s, tj. u odnosu mehaničke i električne snage.

U pogl. 3.3. smo s jednadžbom (3.3-1) ustanovili, da se snaga okretnog polja dijeli na:

$$\frac{P_{meh}}{P_{el}} = \frac{1-s}{s}$$

Prema tome AB određuje u nekom mjerilu električnu snagu u rotorskom krugu a PA u istom mjerilu mehaničku snagu motora. Zato liniju "P₀-P_k" nazivamo "linija snage".

Povučemo li tangentu na krug paralelnu s linijom momenta, dobijemo tačku "D". Ta pogonska tačka određuje maksimalni moment odnosno kako smo ga kod asinhronih motora nazvali, prekretni moment "M_{pr}".

Ako povučemo tangentu na krug paralelno s linijom snage dobijemo pogonsku tačku "E" s maksimalnom mehaničkom snagom "P_{max}".

Ako rotor vanjskom snagom, dovedenom preko osovine, vrtimo preko sinhronizma u područje negativnog klizanja, pogonska tačka se pomiče po krugu dalje od "P₀" prema dolje, npr. u tačku "G" s negativnim klizanjem "-s". Snaga, kojom vrtimo rotor, daje negativnu snagu okretnog polja, tj. snagu okretnog polja koja je suprotnog pravca, tj. ulazi iz rotora preko zračnog raspورا u stator i dalje, nakon što odbijemo sve gubitke, kao generatorska snaga odlazi u mrežu. Iz asinhronog motora nastao je asinhroni generator. Donja polovica kruga predstavlja dakle generatorsko područje rada asinhronog stroja.

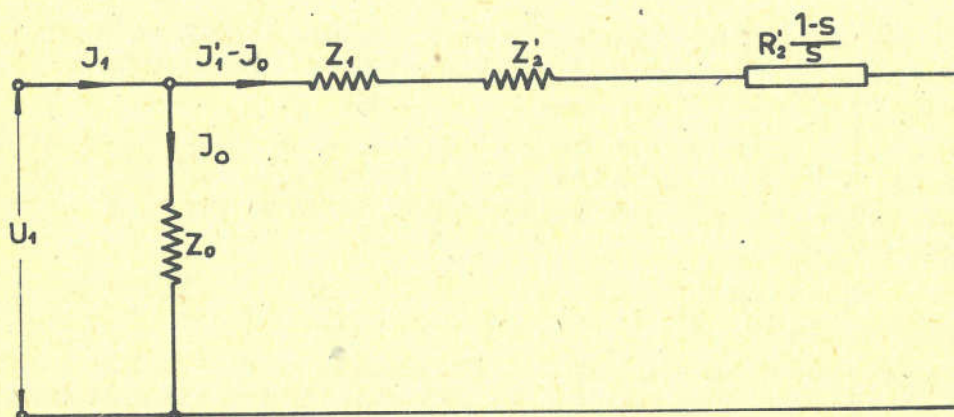
Obod kruga kružnog dijagrama, koji prema sl.3.6-3 predstavlja vrhove svih mogućih rotorskih struja time smo razdijelili na:

- motorsko područje od s=0 do s=1 odnosno P₀ do P_k;
- generatorsko područje s negativnim klizanjem (-s) od s=0 do s=-∞, odnosno P₀ do P_∞, na donjem dijelu kružnice. Od tog područja praktički dolazi u obzir samo okolica tačke P₀ sa neznatnom vrijednosti negativnog klizanja, jer iz mehaničkih razloga radi velikih centrifugalnih sila ne možemo puno povećavati brzinu vrtnje preko sinhronizma, niti bi to bilo korisno u električkom pogledu. Kako znamo povećanjem klizanja rastu gubici Joulove topline u rotoru.
- područje od s=1 do s=∞ odnosno od P_k do P_∞, u kojem se motor sa klizanjem preko 1 okreće protiv smjera vrtnje statorskog okretnog polja i to sa momentom, koji ipak djeluje u pravcu okretnog polja. Iz toga slijedi, da se moment protiv okretanja motora, pa ga moramo vanjskom silom okretati. Moment

protiv smjera okretanja je svakako kočni moment, pa zato to područje nazivamo kočno područje. Kod $s=2$ imamo sinhronu brzinu vrtnje u protivnom smjeru i analogno kao kod generatorskog pogona ne možemo bitno prekoračiti to klizanje, jer rotor iz mehaničkih razloga ne bi izdržao.

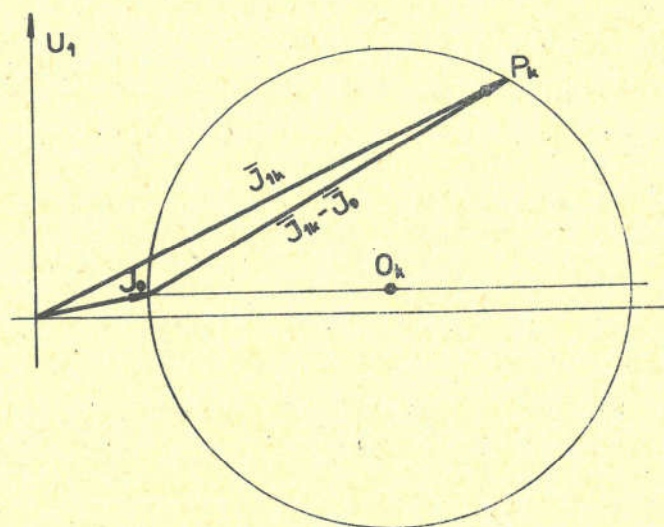
Kružni dijagram u sl. 3.6-3 predstavlja samo sekundarni strujni krug asinhronog motora. Ako želimo nacrtati kružni dijagram primarne struje, onda je to prema ekvivalentnoj shemi u sl. 3.2-1 vrlo složeno.

Goldschmidt je već g.1900. učinio izvjesno pojednostavnjenje, da je u ekvivalentnoj shemi primarnu impedanciju Z_1 uključio u sekundarni strujni krug, kako se to vidi u sl.3.6-4a. Time



Sl. 3.6-4 a

je postigao dva strujna kruga, od kojih svaki ima narinuti konstantni napon mreže, te zato vektor primarne struje rezultira iz



Sl. 3.6-4 b

vektora struje praznog hoda (I_0) od lijevog strujnog kruga, koji je konstantan i vektora struje tereta ($I_1, -I_0$) od desnog strujnog kruga, koji sadrži konstantan induktivni otpor i promjenljivi om-ski otpor, pa se vrh vektora struje mora pomicati po krugu. Tako se dobije pojednostavnjeni kružni dijagram primarne struje, prema sl. 3.6-4 b.

Jednostavni kružni dijagram prema Goldschmidt-u radi pojednostavnjenosti ekvivalentne sheme naravno nije potpuno tačan. Međutim mora se i prema pravoj ekvivalentnoj shemi dobiti potpuni kružni dijagram, kako ćemo to u slijedećem poglavlju sa analitičkim proračunom dokazati. U tom dijagramu opet unosimo u ordinatu primarni napon U_1 . Svi vrhovi vektora primarnih struja I_1 moraju opet ležati na krugu.

Pokusima praznog hoda i kratkog spoja na konkretnom motoru možemo izmjeriti struje I_{10} i I_{1k} , te kutove φ_{10} i φ_{1k} . Vektori tih primarnih struja određuju prema sl. 3.6-5 tačke "P₀" i "P_k", koje svakako leže na krugu. Tačka "P₀" razlikuje se od "P'₀" ($s=0$), jer u praznom hodu trošimo mehaničku snagu za pokrivanje gubitaka trenja i ventilacije. Zato je potrebna jedna mala rotorska struja "I₂₀", a tim i neko malo klizanje, koje je relativno to manje što je veća snaga motora. Jasno je, da asinhroni motor u praznom hodu ne može postići sinhronizam, pa se zato na krugu tačka "P₀" nalazi nešto iznad tačke "P'₀".

Središte kruga "M" treba da leži nešto više od tačke "P'₀" i to pod kutom $2\delta_1$, kako je to prikazano u sl. 3.6-5. Kut δ_1 dobijemo pomoću jednadžbe

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{I_0 \cdot R_1}{U_1}$$

kako ćemo to u slijedećem poglavlju analitičkim proračunom dokazati. Osim toga tačka "M" mora ležati na simetrali dužine P₀ P_k, jer te dvije tačke leže na krugu.

Praktički možemo, međutim, sa dovoljnom tačnošću odrediti tačku M tako, da povučemo simetralu na dužinu P₀ P_k i horizontalu na sredini između tačaka A i P₀. Sjecište tih dvaju pravaca određuje tačku "M", kako je to prikazano na sl. 3.6-5.

Ako udaljenost tačke "P_k" od horizontale kroz tačku "P₀", koja određuje gubitke u bakru rotora i statora, dijelimo u omjeru tih gubitaka, tj.

$$\frac{(I_2')^2 \cdot R_2'}{I_1^2 \cdot R_1} \approx \frac{R_2'}{R_1}$$

dobijemo tačku "B", kroz koju treba ići linija momenta.

Dužina P₀C određuje radnu komponentu struje praznog hoda, koja pokriva gubitke trenja, ventilacije i gubitke Joulove topli-ne u primarnom namotu od struje praznog hoda - $I_0^2 \cdot R_1$ ($\overline{P'_0 P_0}$) te gubitke u željezu ($\overline{C P'_0}$). Ako izmjerimo gubitke u željezu i gubitke trenja i ventilacije, a gubici Joulove topli-ne su praktički zanemarivi, možemo izračunati pripadajuću radnu komponentu struje:

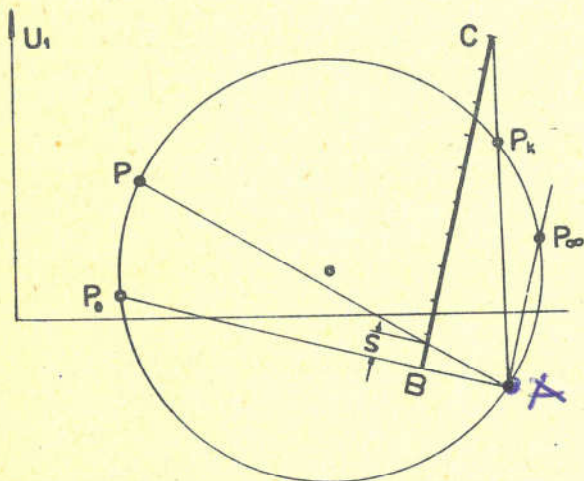
$$\overline{P'_0 P_0} = I_{0\text{meh}} = \frac{P_{0\text{meh}}}{m_1 U_1} \quad (3.6-2)$$

$$\overline{CP_0} = I_{0fe} = \frac{P_{Fe}}{m_1 U_1} \quad (3.6-3)$$

Odatle proizlazi da možemo mjerenjem jednih ili drugih gubitaka odrediti tačku "P", te kroz tačke "P" i "B" povući liniju momenta.

Ako sada iz proizvoljne tačke "P" povučemo ordinatu, ona predstavlja snagu koju motor uzima iz mreže, a dijeli se na

ODREĐIVANJE
KLIZANJA



Sl. 3.6-6

nija iz tačke "A" prema proizvoljnoj tački "P" odsječe na dužini BC toliko mm, koliko iznosi u postocima klizanje za dotičnu pogonsku tačku.

" $P_{Fe} + P_{Cu1}$ ", " P_{Cu2} " i " P_{meh} " kako je to ucrtano u slici 3.6-5. Ta razdioba gubitaka nije potpuno tačna, no u većini slučajeva zadovoljava, naročito kod većih motora. Tačnu razdiobu gubitaka ćemo analitički dobiti u poglavlju 3.73.

Kružni dijagram možemo još upotpuniti pomoćnom konstrukcijom za određivanje klizanja za svaku pogonsku tačku. U sl. 3.6-6 ucrtana je jedna od najviše uobičajenih iz niza konstrukcija. Izaberemo proizvoljnu tačku "A" na krugu ispod tačke " P_{∞} ". Povučemo pravac AP_k i paralelu s pravcem AP_{∞} tako, da dobijemo dužinu BC dugačku 100 mm. Li-

3.7. Analitički proračun

3.71. Ekvivalentna shema

U dosadašnjim razmatranjima karakteristika asinhronog motora osim u kružnom dijagramu (sl. 3.6-4 do 3.6-6) zanemareni su zbog pojednostavnjenja primarni otpori. Iz prijašnjeg razmatranja znamo da se svako pogonsko stanje rotirajućeg asinhronog stroja može nadomjestiti s odgovarajućim pogonskim stanjem uz mirujući rotor. Asinhroni stroj sa nepomičnim rotorom je u biti transformator, pa za njega vrijedi ista ekvivalentna shema, koju smo upoznali kod teorije transformatora. Ta ekvivalentna shema prikazana je na slici 3.2-1.

Iz teorije transformatora znamo da se kod crtanja ekvivalentne sheme sve sekundarne veličine moraju reducirati na primarnu stranu. Kod transformatora se to provodi tako, da se sekundarne veličine preračunavaju na jedan fiktivni namot, koji ima isti broj zavoja kao i primarni namot. Kod asinhronog motora mogu se primarni i sekundarni namot razlikovati ne samo po broju zavoja, nego i po broju faza i po broju utora (odnosno po faktorima namota). Prema tome morat ćemo sekundarne veličine preračunati na namot koji

ima sve te vrijednosti jednake kao primarni.

Iz teorije sinhronih strojeva znamo da protjecanje po paru polova što ga stvara struja I_2 u sekundarnom namotu iznosi

$$\theta_2 = 0.9 m_2 \frac{w_2 f_2}{p} I_2$$

Reducirana sekundarna struja I_2' stvara u primarnom namotu protjecanje

$$\theta_2' = 0.9 m_1 \frac{w_1 f_1}{p} I_2'$$

Oba ta protjecanja moraju biti jednaka, jer magnetske prilike u motoru moraju ostati nepromijenjene. Mora dakle biti:

$$0.9 m_2 \frac{w_2 f_2}{p} I_2 = 0.9 m_1 \frac{w_1 f_1}{p} I_2'$$

odnosno

$$I_2' = \frac{m_2 w_2 f_2}{m_1 w_1 f_1} I_2 \quad (3.7-1)$$

U primarnom namotu inducira se po fazi elektromotorna sila:

$$E_1 = 4.44 f_1 w_1 f_1 \Phi_m$$

U nepomičnom rotoru inducira se u fazi elektromotorna sila:

$$E_{20} = 4.44 \cdot f_1 \cdot w_2 f_2 \cdot \Phi_m$$

Iz ovih dviju jednadžbi dobijemo:

$$E_1 = \frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} E_{20}$$

Reducirana sekundarna elektromotorna sila mora biti jednaka primarnoj elektromotornoj sili E_1 , pa prema tome

$$E_1 = E_{20}' = \frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} E_{20} \quad (3.7-2)$$

Vrijednost reduciranih omskih otpora određuje se iz uslova da gubici računani sa stvarnim i reduciranim vrijednostima moraju ostati isti

$$m_2 I_2^2 \cdot R_2 = m_1 (I_2')^2 \cdot R_2'$$

odakle je:

$$R_2' = \frac{m_2}{m_1} \left(\frac{I_2}{I_2'} \right)^2 \cdot R_2 = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} \right)^2 \cdot R_2 \quad (3.7-3)$$

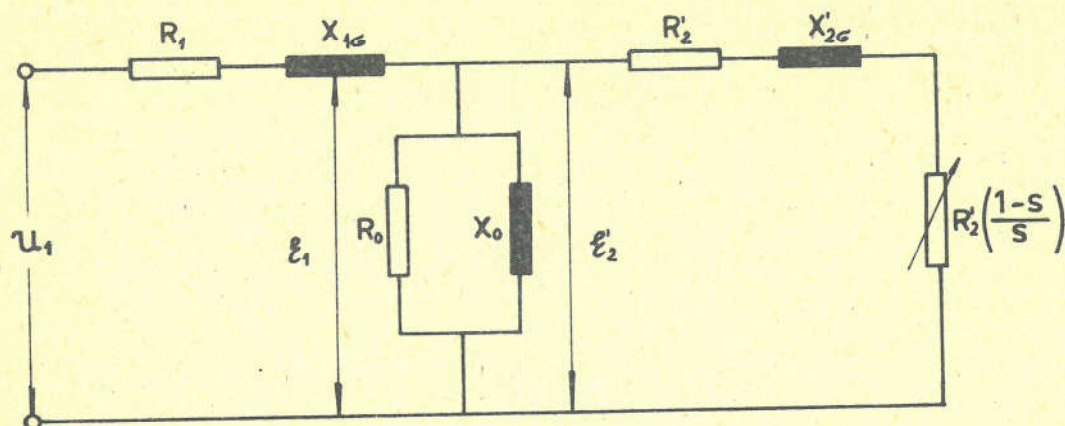
Iz uvjeta

$$\frac{X_{20}'}{R_2'} = \frac{X_{20}}{R_2}$$

dobijemo

$$X_{20}' = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 f_1}{w_2 f_2} \right)^2 \cdot R_2 \quad (3.7-4)$$

Poznavajući radne i induktivne otpore, broj faza, broj zavoja i faktore namota primarnog i sekundarnog namota, možemo sada nacrtati potpunu ekvivalentnu shemu asinhronog stroja, koja nam omogućuje tačan analitički proračun rada asinhronog stroja.



Sl. 3.7-1

Na osnovu ekvivalentne sheme 3.2-1 odnosno 3.7-1 možemo za asinhroni stroj napisati slijedeće vektorske jednačbe:

$$U_1 = \varepsilon_1 + (R_1 + jX_{1\sigma}) I_1 = \varepsilon_1 + I_1 Z_1$$

$$\varepsilon'_{20} = \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_{2\sigma} \right) I'_2 = Z'_{2s} \cdot I'_2$$

$$I_1 = I_0 + I'_2 \quad (3.7-5)$$

Ako postavimo kao i kod transformatora da je

$$\varepsilon_1 = \varepsilon'_{20} = I_0 Z_0$$

dobijemo uvrštenjem u gornje jednačbe:

$$U_1 = I_0 Z_0 + I'_2 Z_1 \quad (3.7-6)$$

$$I_0 Z_0 = I'_2 Z'_{2s} \quad (3.7-7)$$

gdje je:

$$Z_1 = R_1 + jX_{1\sigma}$$

$$Z'_{2s} = \frac{R'_2}{s} + jX'_{2\sigma}$$

Rješavanjem jednačbi (3.7-5), (3.7-6) i (3.7-7) dobijemo:

$$I_1 = U_1 \frac{Z_0 + Z'_{2s}}{Z_1 Z_0 + Z_1 Z'_{2s} + Z_0 Z'_{2s}} \quad (3.7-8)$$

$$I_2' = U_1 \frac{Z_0}{Z_1 Z_0 + Z_1 Z_{2s}' + Z_0 Z_{2s}'} \quad (3.7-9)$$

Dijeljenjem brojnika i nazivnika ovih jednažbi sa $Z_0 = \frac{1}{Y_0}$ te uvođenjem koeficijenta

$$\Sigma_1 = \frac{Z_0' Z_1}{Z_0} = 1 + Z_1 Y_0 \quad (3.7-10)$$

dobijemo:

$$I_1 = U_1 \frac{1 + Y_0 Z_{2s}'}{Z_1 + \Sigma_1 Z_{2s}'} \quad (3.7-11)$$

$$I_2' = U_1 \frac{1}{Z_1 + \Sigma_1 Z_{2s}'} \quad (3.7-12)$$

Promotrimo promjenu elektromotorne sile za razna klizanja "s". Iz jednažbe (3.7-5), (3.7-11) i (3.7-12) dobijemo uz pomoć $\xi_1 = I_0 Z_0$

$$\xi_1 = U_1 \frac{Z_{2s}'}{Z_1 + \Sigma_1 Z_{2s}'}$$

$$\frac{U_1}{\xi_1} = \frac{Z_1}{Z_{2s}'} + \Sigma_1 \quad (3.7-13)$$

Iz ove jednažbe lako razabiremo da je koeficijent Σ_1 jednak o-mjeru, napona U_1 i elektromotorne sile ξ_1 u sinhronizmu jer je za $s = 0$

$$Z_{2s}' = \infty$$

pa je prema jednažbi (3.7-13):

$$\left(\frac{U_1}{\xi_1} \right)_{s=0} = \Sigma_1 = \frac{Z_0 + Z_1}{Z_0} = G_1 e^{j\varphi_1}$$

Kako je u sinhronizmu primarna struja malena to će i pad napona na primarnoj impedanciji biti malen. Prema tome razlikuje se elektromotorna sila u sinhronizmu malo od napona mreže. Koeficijent G_1 je prema tome nešto veći od 1. Kut φ_1 ima negativni predznak, obično nije veći od 10° te ga možemo zanemariti, pa u svim jednažbama umjesto Σ_1 pišemo jednostavno G_1 , što u velikoj mjeri pojednostavljuje račun.

Treba još primijetiti da koeficijent G_1 ima još jedno fizikalno značenje. Ako, naime, u jednažbi (3.7-10) zanemarimo radne otpore dobijemo:

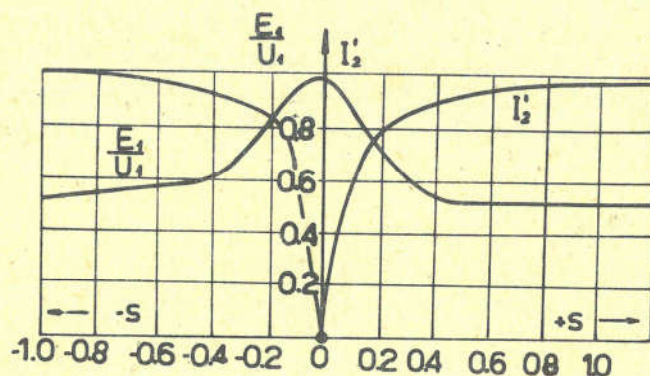
$$\Sigma_1 \approx G_1 = \frac{X_0 + X_{1\sigma}}{X_0} = 1 + \frac{\psi_{1\sigma}}{\psi_{1\phi}} \quad (3.7-14)$$

Izraz na desnoj strani predstavlja iz Osnova elektrotehnike poznati Hopkins-ov faktor rasipanja σ , pa je zato u analitičkom računu i upotrebljena ta oznaka.

Iz jednadžbe (3.7-13) dobijemo zanemarenjem kuta δ_1

$$\frac{E_1}{U_1} = \frac{\mathcal{E}_1}{\mathcal{U}_1} = \frac{Z'_{2s}}{Z_1 + G_1 Z'_{2s}} = \sqrt{\frac{(R'_2/s)^2 + (X_{2s})^2}{(R_1 + G_1 R'_2/s)^2 + (X_{1s} + G_1 X_{2s})^2}}$$

Na sl. 3.7-2 nacrtana je kao primjer krivulja tog omjera uz razno klizanje za jedan određeni asinhroni stroj. Iz ove krivulje slijedi da je kod sinhronizma elektromotorna sila približno jednaka primarnom naponu. Povećanjem klizanja krivulja najprije naglo pada a zatim sve polaganije, te se omjer E_1/U_1 kod velikih klizanja asimptotički približava vrijednosti cca 0,5.



Sl. 3.7-2

Bit će nam to razumljivo, ako pomislimo, da je impedancija primarnog namota otprilike jednaka reduciranoj impedanciji sekundarnog namota, a u točki P_k imamo kratki spoj pa se pola narinutog napona, kao primarni pad napona, troši na primarnoj strani.

Budući da je E_1 proporcionalno toku Φ mijenjat će se magnetski tok asinhronog stroja po istom zakonu kao i E_1 . Jednako kao magnetski tok mijenjat će se naravno i elektromotorna sila E_{20} sekundarnog namota.

Iz ovoga vidimo da su prijašnja razmatranja, koja su postavljala konstantno E_{20} tačna samo za promatranje pogonskih stanja kod malog klizanja, dok kod većih klizanja moramo uzeti u račun i smanjenje napona zbog impedancije primarnog namota.

Normalno je područje rada klizno-kolutnih asinhronih motora na kružnom dijagramu od tačke praznog hoda P_0 pa do tačke nazivnog tereta P_n , tj. do nazivnog klizanja, koje iznosi kod 10-kW motora oko 4%, a kod 100-kW motora oko 3%. Ako je motor izuzetno preopterećen, onda su klizanja samo nešto veća. Iz dijagrama 3.7-2 vidimo, da je kod tako malih klizanja pad napona u primarnom namotu takodjer malen, pa se praktički može skoro uvijek primarne otpore zanemariti. Kod pokretanja pomoću pokretača ili regulacije brzine vrtnje su klizanja mnogo veća, no struja ostaje u istim granicama pa zato i primarni padovi napona nisu ništa veći, iako je klizanje veće, jer u dijagramu 3.7-2 navedeni omjer napona odnosi se samo na kratkospojeni namot rotora.

Iz jednadžbe (3.7-12) dobijemo:

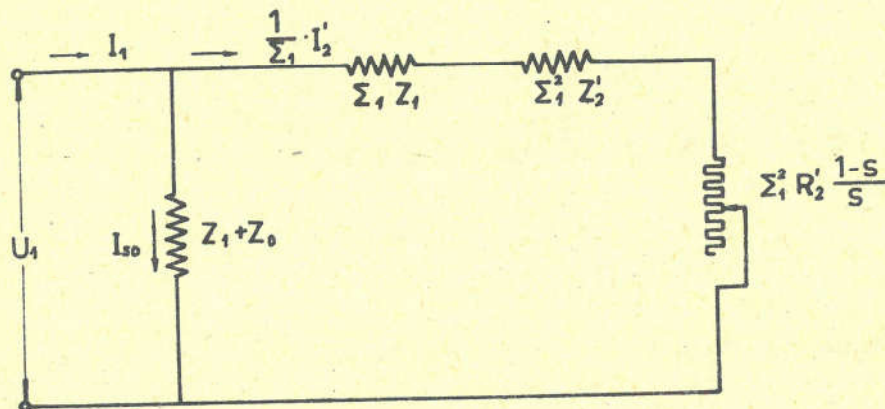
$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + G_1 \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma})^2}} \quad (3.7-15)$$

Na sl. 3.7-2 prikazana je krivulja $I_2' = f(s)$, kod čega je I_2' nanosena na ordinatu u omjeru prema svojoj maksimalnoj vrijednosti. Kod $s=0$ je i struja $I_2' = 0$, a kod $s = -1$ kada je

$$R_1 + G_1 \frac{R_2'}{s} \approx 0$$

struja I_2' ima, maksimalnu vrijednost.

Nadomjesna shema prema sl. 3.2-1 ima nedostatak da se struje prilično teško računaju, a pogotovo se pomoću te sheme teško tumači potpuni kružni dijagram asinhronog motora. Mnogo je jednostavniji račun struja prema ekvivalentnoj shemi prikazanoj na sl. 3.7-3, koja sliči Goldschmidt-ovoj ekvivalentnoj shemi, ali je egzaktna, što ćemo slijedećim razmatranjem dokazati.



Sl. 3.7-3

Iz ekvivalentne sheme na sl. 3.7-1 slijedi:

$$y_0 = (U_1 - y_1 Z_1) Y_0$$

Budući da je:

$$y_1 = y_0 + y_2' = U_1 Y_0 - y_1 Z_1 Y_0 + y_2'$$

dobijemo

$$y_1 = (1 + Z_1 Y_0) U_1 Y_0 + y_2'$$

Kako izraz u zagradi prema jednadžbi (3.7-10) označujemo sa Σ_1 to dobijemo:

$$y_1 = U_1 \frac{Y_0}{\Sigma_1} + \frac{1}{\Sigma_1} y_2' \quad (3.7-16)$$

Promotrimo prvi član na desnoj strani ove jednadžbe

$$\frac{U_1 Y_0}{\Sigma_1} = \frac{U_1}{\Sigma_1 Z_0} = \frac{U_1}{(1 + Z_1 Y_0) Z_0} = \frac{U_1}{Z_1 + Z_0} = y_{s0} \quad (3.7-17)$$

Taj izraz predstavlja nam struju praznog hoda u sinhronizmu, jer je tada $s = 0$ i $Z'_{2s} = \infty$, pa u nadomjesnoj shemi otpada sekundarni strujni krug, tako da za struju praznog hoda u sinhronizmu zaista vrijedi gornja jednačba. Jednačbu (3.7-16) možemo dakle pisati u obliku:

$$I_1 = I_{s0} + \frac{1}{\Sigma_1} I'_2 \quad (3.7-18)$$

odnosno uz pomoć jednačbi (3.7-17) i (3.7-12) dobijemo:

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1 + Z_0} + \frac{U_1}{\Sigma_1 (Z_1 + \Sigma_1 Z'_{2s})} \quad (3.7-19)$$

Ova jednačba nas dovodi do strujnog kruga, kakav je prikazan ekvivalentnom shemom na sl. 3.7-3. Na shemi je impedancija Z'_{2s} predstavljena na stvarnu impedanciju namota $Z'_2 = R'_2 + jX'_{2s}$ te na dodatni fiktivni otpor $R'_2 \frac{1-s}{s}$ kako je to već uobičajeno.

Energetski odnosi asinhronog stroja vrijede i kod računa s ovom nadomjesnom shemom. Ne smije se samo zaboraviti da umjesto sa strujom I_2 treba računati s nadomjesnom strujom I'_2 / Σ_1 . Tako bi npr. mehanička snaga iznosila:

$$\begin{aligned} P_{meh} &= m_1 \left(\frac{1}{\Sigma_1} I'_2 \right)^2 \cdot \left(\Sigma_1^2 \cdot R'_2 \frac{1-s}{s} \right) = \\ &= m_1 (I'_2)^2 \cdot R'_2 \frac{1-s}{s} = m_2 I_2^2 \cdot R_2 \frac{1-s}{s} \end{aligned}$$

Time smo dobili jednu novu ekvivalentnu shemu 3.7-3 koja je odredjena jednačbom (3.7-19) u kojoj prvi član

$$I_{s0} = \frac{U_1}{Z_1 + Z_0}$$

predstavlja jednu konstantnu vrijednost, a drugi član:

$$\frac{U_1}{\Sigma_1 (Z_1 + \Sigma_1 Z'_{2s})} = \frac{U_1}{\Sigma_1 (Z_1 + \Sigma_1 Z'_2) + \Sigma_1^2 R'_2 \frac{1-s}{s}}$$

predstavlja jednačbu kruga sa strujom I'_2 / Σ_1 ,

Ekvivalentna shema prema sl. 3.7-3 može se preurediti na još jednostavniji oblik.

Ako sinhroni motor napajamo sa sekundarne strane, tj. preko kliznih koluta i ako je primarna strana kratko spojena, dobijemo kod nepomičnog rotora, tj. kod $s=1$ struju kratkog spoja I'_{2kp} jednaku:

$$I'_{2kp} = \frac{U'_2}{Z'_{kp}}$$

Prema nadomjesnoj shemi na sl. 3.7-1 iznosi impedancija

$$Z'_{kp} = Z'_2 + \frac{Z_1 Z_0}{Z_1 + Z_0} = Z'_2 + \frac{Z_1}{\Sigma_1}$$

Uvodjenjem impedancije kratkog spoja se sekundarne strane možemo nadomjesnu shemu prema sl. 3.7-3 preurediti u oblik prikazan na sl. 3.7-4, jer je:

$$\Sigma_1 Z_1 + \Sigma_1^2 Z_2' = \Sigma_1^2 \left(\frac{Z_1}{\Sigma_1} + Z_2' \right) = \Sigma_1^2 Z_{kp}'$$

Impedanciju Z_{kp}' možemo napisati u obliku:

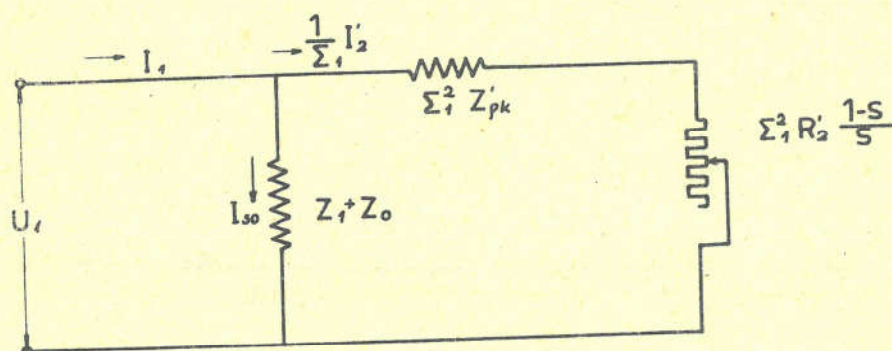
$$Z_{kp}' = Z_2' + \frac{1}{\Sigma_1} Z_1 \approx \left(R_2' + \frac{1}{G_1} R_1 \right) + j \left(X_{2\sigma}' + \frac{1}{G_1} X_{1\sigma} \right) = \quad (3.6-20)$$

$$= R_{kp}' + X_{kp}'$$

gdje je:

$$R_{kp}' = R_2' + \frac{1}{G_1} R_1$$

$$X_{kp}' = X_{2\sigma}' + \frac{1}{G_1} X_{1\sigma}$$



Sl. 3.7-4

3.72. Moment i snaga

Prema jednačbi (3.4-2) okretni moment asinhronog stroja iznosi:

$$M = \frac{P_{okt}}{\omega_s} = \frac{m \cdot (I_2')^2 \cdot R_2'}{s \cdot \omega_s}$$

Pomoću jednačbe (3.7-15) dobijemo:

$$M = \frac{m_1 U_1^2 R_2'}{s \cdot \omega_s \left[\left(R_1 + G_1 \frac{R_2'}{s} \right)^2 + \left(X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma}' \right)^2 \right]} \quad (3.7-21)$$

Kako vidimo iz jednačbe postoji samo jedna vrijednost momenta za svako klizanje "s" uz određeni napon mreže i uz određene

primarne i sekundarne impedancije. Moment motora je za bilo koje klizanje proporcionalan kvadratu napona kao i kod približnog računa. Momentna karakteristika zadržala je i dalje oblik sličan onom na sl. 3.4-1. Krivulja ima dva maksimuma, jedan u motorskom a drugi u generatorskom području rada. Prekretno klizanje nalazimo iz uslova:

$$\frac{dM}{ds} = 0$$

Tako dobijemo za prekretno klizanje izraz:

$$s_{pr} = \pm \frac{G_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma})^2}} \quad (3.7-22)$$

Predznak (+) u jednadžbi vrijedi za motorsko, a predznak (-) za generatorsko područje krivulje.

Ako se u nazivniku zanemari član R_1^2 , jer je malen prema kvadratu suma induktiviteta, izlazi:

$$s_{pr} = \pm \frac{G_1 R_2'}{X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma}} \quad (3.7-23)$$

Iz jednadžbi (3.7-22) i (3.7-23) vidimo da je prekretno klizanje proporcionalno radnom otporu rotorskog kruga.

Ako vrijednosti prekretnog klizanja prema jednadžbi (3.7-23) uvrstimo u jednadžbu (3.7-21) dobijemo za prekretni moment izraz:

$$M_{pr} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2 \omega_s \cdot G_1 \left[\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma})^2} \right]} \quad (3.7-24)$$

Znakovi (+) u jednadžbi odnose se opet na motorsko, a znakovi (-) na generatorsko područje rada.

Budući da je R_1 maleno prema sumi induktivnih otpora $X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma}$ to prekretni moment zavisi uglavnom od induktivnih otpora rotora i statora. Radni otpor rotorskog kruga ne utječe uopće na iznos prekretnog momenta, nego samo na prekretno klizanje, pa za razne iznose radnog otpora dobijemo obitelj krivulja kao što je prikazano na sl. 3.4-2.

Iz jednadžbe (3.7-24) vidimo takodjer da je prekretni moment u motorskom području manji nego u generatorskom, jer je za motorsko područje nazivnik u jednadžbi veći nego za generatorsko područje. Povećanje omskog otpora statorskog kruga smanjuje prekretni moment stroja u motorskom području rada, a povećava ga u generatorskom području.

Za praktične svrhe pokazale su se kao vrlo prikladne momentne krivulje koje ne prikazuju funkciju $M=f(s)$ nego $M/M_{pr} = f'(s)$.

Ako u jednadžbu (3.7-21) uvrstimo $s = s_{pr}$ dobijemo:

$$M_{pr} = \frac{m_1 U_1^2 R_2'}{s_{pr} \cdot \omega_s \left[(R_1 + G_1 \frac{R_2'}{s_{pr}})^2 + (X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma})^2 \right]}$$

Ako jednađbu (3.7-21) podijelimo s ovom jednađbom dobijemo:

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{s_{pr}}{s} \cdot \frac{(R_1 + G_1 \frac{R_2'}{s_{pr}})^2 + (X_{10} + G_1 X_{20})^2}{(R_1 + G_1 \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{10} + G_1 X_{20})^2} \quad (3.7-25)$$

Iz jednađbe (3.7-22) dobijemo:

$$(X_{10} + G_1 X_{20}')^2 = (\frac{G_1 R_2'}{s_{pr}})^2 - R_1^2$$

Uvrstimo li to u jednađbu (3.7-25) dobijemo:

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{2 + \beta s_{pr}}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} + \beta s_{pr}} \quad (3.7-26)$$

gdje je:

$$\beta = \frac{2 R_1}{G_1 R_2'}$$

Ovo je prije spomenuta Kloss-ova jednađba u potpunom obliku - kraće Kloss-ova jednađba.

Ako znamo β i s_{pr} možemo lako konstruirati krivulju

$$\frac{M}{M_{pr}} = f'(s)$$

Za malo klizanje zanemarivi su članovi $\frac{s}{s_{pr}}$ i βs_{pr} u nazivniku pa dobijemo:

$$(\frac{M}{M_{pr}})_{s \rightarrow 0} = \frac{2 + \beta \cdot s_{pr}}{s_{pr}} s$$

što predstavlja jednađbu pravca. Kod malih klizanja je moment motora proporcionalan klizanju.

Ako u formuli (3.7-26) zanemarimo radi njegove relativno male vrijednosti u brojniku i nazivniku član $\beta \cdot s_{pr}$ dobijemo:

$$\frac{M}{M_{pr}} \approx \frac{2}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s}} \quad (3.7-27)$$

Ova jednađba je, kako je to već spomenuto, poznata pod imenom pojednostavnjena "Kloss-ova" jednađba, a vrlo je prikladna za sve račune gdje se ne traži velika tačnost. Vrlo pogodna je, jer nam omogućuje proračun momentne linije motora, uz minimalni broj podataka o motoru, a tačnost joj je dovoljna za veliku većinu tehničkih proračuna momenata asinhronih motora.

Mehaničku snagu asinhronog motora dobijemo na slijedeći način:

$$P_{meh} = (1-s) P_{okr} = \frac{m_1 U_1^2 R_2' \frac{1-s}{s}}{(R_1 + G_1 \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{10} + G_1 X_{20})^2} \quad (3.7-28)$$

Derivirajući tu jednadžbu po klizanju i izjednačivši s nulom možemo dobiti klizanje s_{pr} kod kojeg imamo maksimum mehaničke snage.

$$s'_{pr} = \frac{G_1 R'_2}{G_1 R'_2 \pm \sqrt{(R_1 + G_1 R'_2)^2 + (X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma})^2}} \quad (3.7-29)$$

Usporedbom s jednadžbom (3.7-22) vidimo da je

$$s'_{pr} \neq s_{pr}$$

Maksimalnu mehaničku snagu dobijemo ako u jednadžbu (3.7-28) uvrstimo iznos klizanja za maksimalnu snagu s'_{pr}

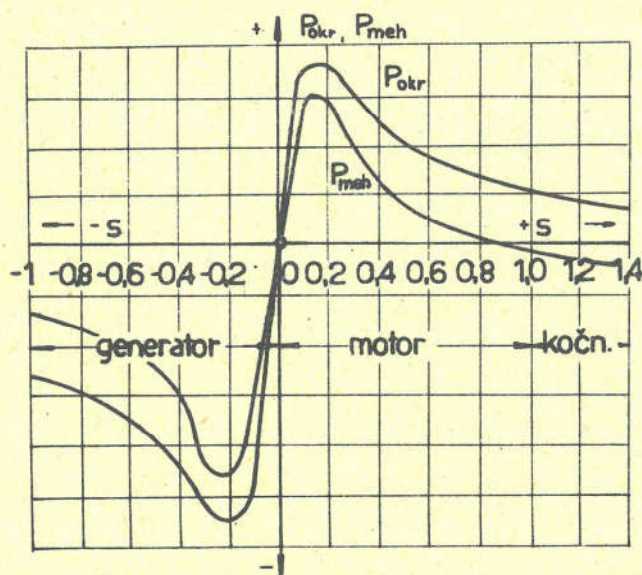
$$(P_{meh})_{max} = \frac{m_1 U_1^2}{2 G_1 [\pm (R_1 + G_1 R'_2) + \sqrt{(R_1 + G_1 R'_2)^2 + (X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma})^2}]} \quad (3.7-30)$$

Predznaci plus i minus u jednadžbama (3.7-29) i (3.7-30) odnose se opet na motorski odnosno generatorski pogon.

Iz jednadžbe (3.7-30) vidimo da je za razliku od prekretnog momenta maksimalna snaga ovisna o radnom otporu rotorskog kruga. Na sl. 3.7-5 prikazane su za usporedbu krivulje:

$$P_{meh} = f(s) \quad \text{i} \quad P_{okr} = f_1(s)$$

Kako je moment stroja proporcionalan snazi okretnog polja, to nam krivulja $P_{okr} = f_1(s)$ pokazuje u nekom mjerilu i krivulju $M = f_2(s)$.



Sl. 3.7-5

3.73. Analitički dokaz za kružni dijagram

Prema ekvivalentnoj shemi na sl. 3.7-4 može se vektor primarne struje kod konstantnog primarnog napona i promjenljivog klizanja "s" prikazati kao suma dvaju vektora.

$$y_1 = y_{s_0} + \frac{1}{\Sigma_1} y'_2$$

Vektor

$$y_{s_0} = \frac{u_1}{Z_1 + Z_0} \quad (3.7-31)$$

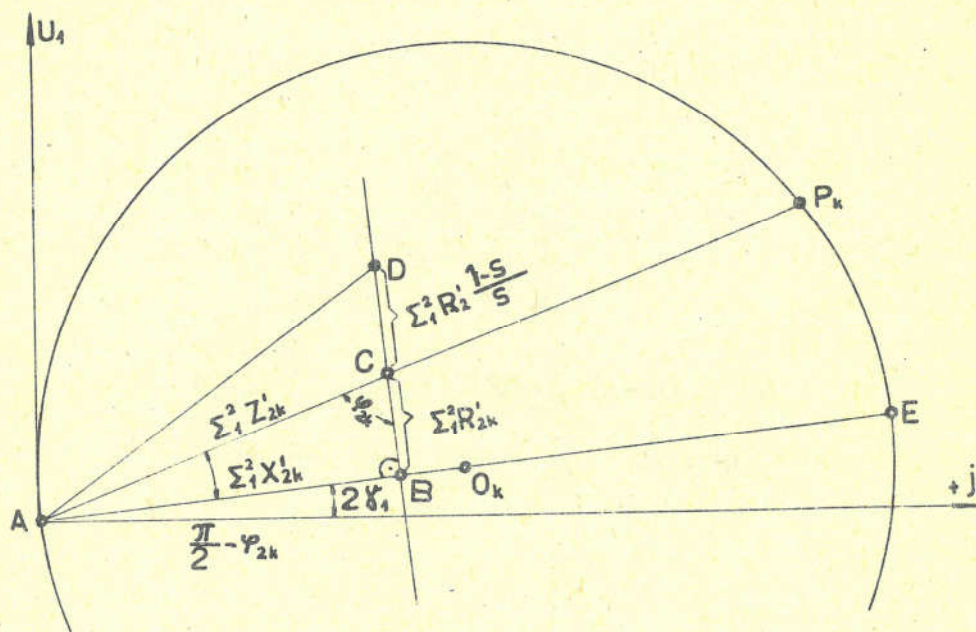
je stalan i neovisan o klizanju što nije slučaj za vektor y_0 u ekvivalentnoj shemi na sl. 3.7-1, pa u tome leži velika prednost i ekvivalentne sheme prema sl. 3.7-4.

Drugi vektor je promjenljiv i zavisi o klizanju.

$$\frac{y'_2}{\Sigma_1} = \frac{u_1}{\Sigma_1^2 Z'_{k\varphi} + \Sigma_1^2 R'_2 \frac{1-s}{s}} \quad (3.7-32)$$

Jednadžba (3.7-32) odgovara strujnom krugu prema sl. 3.7-4 koji se sastoji iz konstantnih induktiviteta i promjenljivog radnog otpora. Iz razmatranja u pogl. 3.6 nam je poznato da takav strujni krug dovodi do kružnog dijagrama metodom inverzije.

Postavimo si koordinatni sustav prema sl. 3.7-6 tako, da realna os bude vertikalna. U realnu os postavimo vektor primarnog napona u_1 .



Sl. 3.7-6

U tom koordinatnom sistemu nacrtamo dužinu $\overline{AB} = \sum_1^2 X'_{kp}$. Ta dužina je zaokrenuta od imaginarne osi za kut $2\delta'$, jer je otpor X'_{kp} pomnožen sa $\sum_1^2 = G_1 e^{j2\delta}$. Okomito na dužinu AB nanesimo u pravcu prema gore dužinu $\overline{BC} = \sum_1^2 R'_{kp}$. Rezultantna dužina AC predstavlja nam iznos $\sum_1^2 Z'_{kp}$.

Uzevši sada bilo koju pozitivnu vrijednost klizanja, nacrtamo kao produljenje odreska BC dužinu $\overline{CD} = \sum_1^2 R'_2 (1-s) / s$. Sada je rezultirajući odrezak jednak

$$\overline{AD} = \sum_1^2 Z'_{kp} + \sum_1^2 R'_2 \frac{1-s}{s}$$

tj. nazivniku jednadžbe (3.7-32), a to je upravo ukupna impedancija iz iste jednadžbe odnosno ukupna impedancija desne grane u sl. 3.7-4. Lako se može dokazati da bilo koje vrijednosti klizanja tačka D leži uvijek na pravcu koji prolazi kroz tačke B i C.

Prema pravilima inverzije pomiče li se kraj vektora promjenljive kompleksne impedancije po pravcu, to će se uz konstantan napon kraj vektora struje, koja prolazi kroz tu impedanciju pomicati po kružnici. Središte ove kružnice leži na okomici spuštenoj iz ishodišta koordinatnog sistema na pravac otpora. Kod toga se koordinatna os $+j$ za otpore mijenja u os $-j$ za vektore struje.

Iz ovog slijedi da se kraj vektora $\mathcal{Y}'_2 / \sum_1$ pomiče po kružnici "k" čije središte O leži na produženju dužine AB. Kao što se vidi iz sl. 3.7-6 promjer kružnog dijagrama je jednak maksimalnoj vrijednosti struje $\frac{1}{\sum_1} \mathcal{Y}'_2$, koju dobijemo kod takovog klizanja kod kojeg je ukupni radni otpor impedancije iz jednadžbe (3.7-32) jednak nuli. Prema tome je promjer kružnog dijagrama $\overline{AE} = D_k$ jednak

$$D_k = \frac{U_1}{G_1^2 X'_{kp}} \quad (3.7-33)$$

Dijametar kružnog dijagrama je obrnuto proporcionalan induktivnoj komponenti X'_{kp} otpora kratkog spoja asinhronog motora napajanog sa sekundarne strane. Kako omski otpor primarnog namota tek neznatno utječe na veličinu G_1 , to je promjer kružnog dijagrama praktički neovisan o veličini radnog otpora primarnog namota, a radni otpor sekundarnog kruga na njega uopće ne utječe.

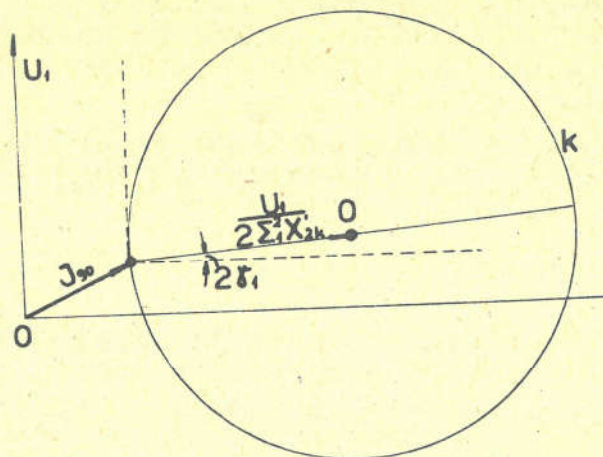
Budući da je

$$\mathcal{Y}_1 = \mathcal{Y}_{s0} + \frac{1}{\sum_1} \mathcal{Y}'_2$$

to će se i kraj vektora primarne struje pomicati po kružnici. Tu kružnicu dobijemo tako da ishodište koordinatnog sistema prema sl. 3.7-6 pomaknemo na vrh vektora $\mathcal{Y}_{s0}$, kao što je to učinjeno na sl. 3.7-7. Središte kružnice određeno je vektorom

$$\overrightarrow{OO_k} = \mathcal{Y}_{s0} + \frac{U_1}{2 \sum_1^2 X'_{kp}}$$

Ako ovu kružnicu nadopunimo sa svim pomoćnim konstrukcijama koje smo upoznali u pogl. 3.6, a u čije se dokazivanje ne ćemo ponovno upuštati, dobijemo kružni dijagram asinhronog stroja.



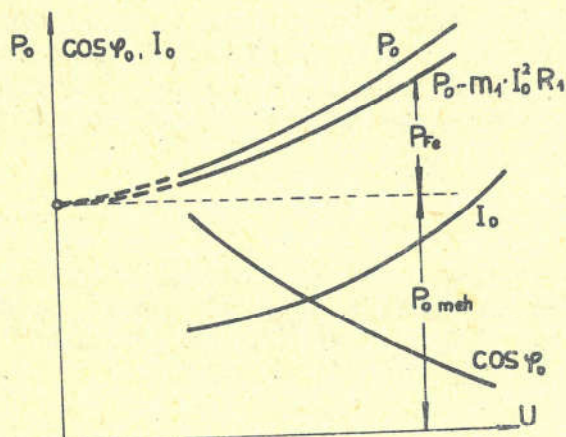
Sl. 3.7-7

3.74. Parametri kružnog dijagrama

Pokus praznog hoda vrši se tako, da se kod različitih vrijednosti U_1 izmjeri struja praznog hoda I_0 i snaga P_0 što je neopterećeni asinhroni motor vuče iz mreže. Iz mjerenih podataka dobije se $\cos \varphi_0$.

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_1}{m_1 U_1 I_0}$$

Ako vrijednosti P_0 , I_0 i $\cos \varphi_0$ nacrtamo u ovisnosti o narinutom naponu U_1 , dobijemo krivulje prikazane na sl. 3.7-8. Odbijajući od gubitaka P_0 gubitke u namotu statora $m_1 \cdot I_0^2 \cdot R_1$ dobijemo krivulje koje nam prikazuju sumu gubitaka u željezu P_{Fe} i mehaničke gubitke trenja i ventilacije $P_{0\text{ meh}}$ u ovisnosti o primarnom naponu.



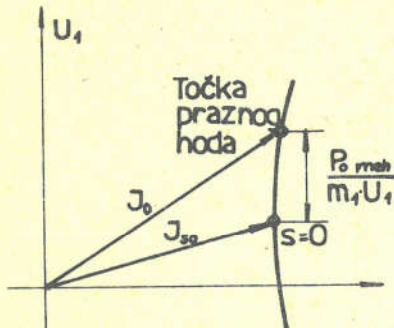
Sl. 3.7-8

$$P_{Fe} + P_{0\text{ meh}} = P_0 - m_1 I_0^2 R_1$$

Kako je brzina praznog hoda praktički konstantna, to mehanički gubici ne ovise o narinutom naponu.

Gubici u željezu ovise o magnetskom toku, pa prema tome i o narinutom naponu. Kada je napon jednak nuli, jednaki su nuli i gubici u željezu. Ako dakle produžimo krivulju $P_{Fe} + P_{0\text{ meh}} = f(U_1)$

do sjecišta sa osi ordinata, odsjecati će ona na osi ordinata odrezak jednak mehaničkim gubicima $P_0 \text{ meh}$. Na ovaj način odjelili smo mehaničke gubitke od gubitaka u željezu.



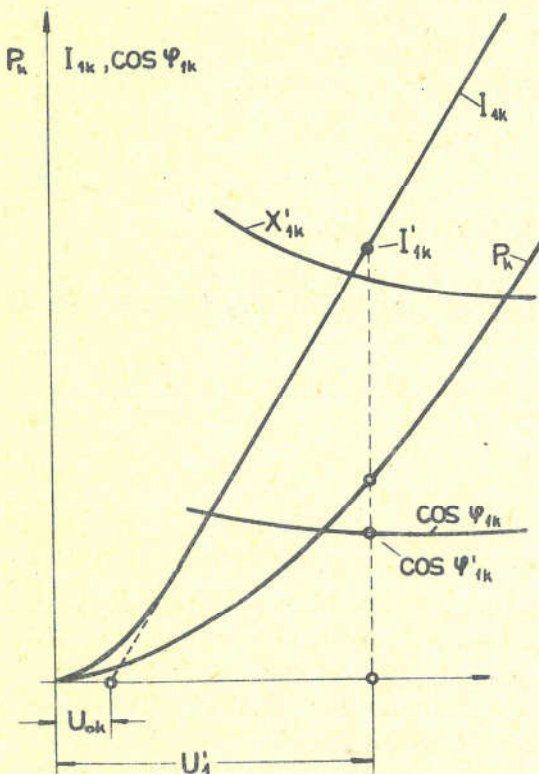
Sl. 3.7-9

Ako prema sl. 3.7-9 od struje praznog hoda odbijemo onu čistu radnu struju koja pokriva mehaničke gubitke a jednaka je

$$I_{0 \text{ meh}} = \frac{P_{0 \text{ meh}}}{m_1 U_1}$$

dobijemo struju praznog hoda u sinhronizmu I_{sg} . Na taj način odredili smo tačku kružnog dijagrama P'_0 , koja odgovara sinhronizmu.

Pokus kratkog spoja vršimo kod smanjenog napona, da struja kratkog spoja ne bi bila prevelika, pa bi došlo do prevelikog zagrijavanja namota. Napon kratkog spoja asinhronog motora, tj. napon kod kojega on iz mreže uzima nominalnu struju, iznosi 15-30% nominalnog napona. Pokusom mjerimo kod smanjenog napona U'_1 , struju I'_{1k} i snagu P'_k . Karakteristike kratkog spoja, tj. struje, snage i $\cos \varphi'_{1k}$ u ovisnosti o naponu prikazane su na sl. 3.7-10. Kako vidimo iz slike



Sl. 3.7-10

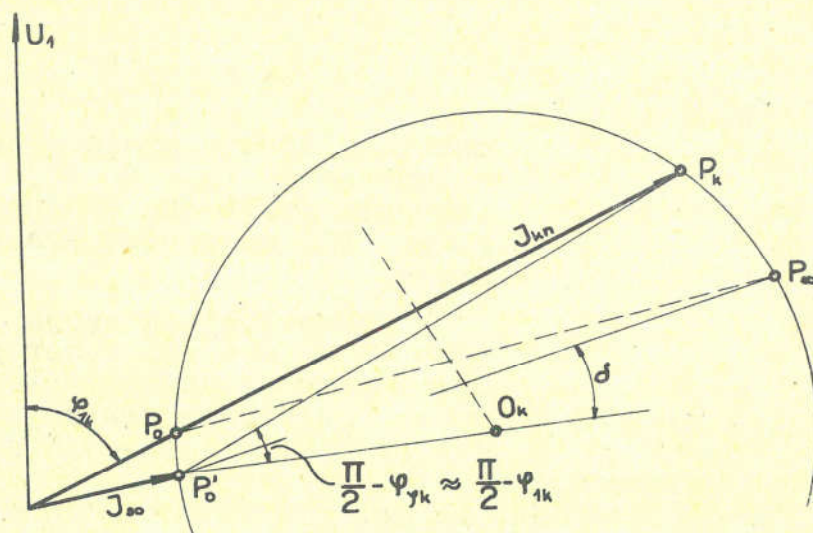
ke 3.7-10 karakteristika $I_{1k} = f(U_1)$ nije pravač. Kod malih struja je rasipno polje, koje se zatvara preko zubi i jarma statora vrlo malo, pa se može zanemariti magnetski otpor željeza spram otpora zračnog rasporeda u tora. Kod velikih struja dolazi do zasićenja, pa magnetski otpor željeza ne možemo više zanemariti. To ima za posljedicu smanjenje induktivnog otpora i zato struja kratkog spoja raste brže nego proporcionalno naponu. Vidljivo je iz sl. 3.7-10 da se kod preračunavanja podataka pokusa kratkog spoja na nominalni napon možemo poslužiti slijedećim jednadžbama:

$$I_{1k} = I'_{1k} \frac{U_{1n} - U_{ok}}{U'_1 - U_{ok}}$$

$$\cos \varphi_{1k} \approx \cos \varphi'_{1k}$$

$$P_k = m_1 U_{1n} \cdot I_{1k} \cos \varphi'_{1k}$$

Na ovaj način odredili smo i drugu tačku kružnog dijagrama. Prema sl. 3.7-11 spojimo vrhove vektora struje praznog hoda u



Sl. 3.7-11

sinhronizmu i struje kratkog spoja, te dobijemo jednu tetivu kružnog dijagrama. Središte kružnog dijagrama mora ležati na simetrali te tetive. Središte kružnog dijagrama mora osim toga prema sl. 3.7-6 ležati na pravcu povučenom iz vrha vektora J_{s0} sa kutom $\pi/2 - \varphi_{kp}$ prema tetivi $P_0 P_k$. Praktički možemo dovoljnom tačnošću tvrditi, da je:

$$\varphi_{kp} \approx \varphi_{ik}$$

pa nam to omogućuje da odredimo središte kruga.

Pravac $P_0 P_k$ je pravac mehaničke snage, dok nam pravac $P_\infty P_0$ dovoljnom tačnošću daje korisnu mehaničku snagu na osovini motora.

Ako još iz tačke P_0 povučemo pravac s kutom

$$\delta = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_{kp} \right)$$

prema liniji $P_0 O_k$ dobijemo liniju momenta. Pravac $P_\infty P_0$ određuje nam dovoljnom tačnošću korisni moment na osovini motora.

Za analitičko izračunavanje momentne linije potrebno nam je poznavati koeficijent σ_1 . Njega također možemo odrediti iz pokusa praznog hoda i pokusa kratkog spoja. Kako je prije pokazano prema jednadžbi (3.7-13), faktor σ_1 jednak je omjeru primarnog napona i elektromotorne sile praznog hoda u sinhronizmu.

$$\sigma_1 = \left(\frac{U_1}{E_1} \right)_{s=0}$$

Možemo približno postaviti:

$$(E_1)_{s=0} \approx U_1 - I_0 X_{1\sigma}$$

Iz pokusa kratkog spoja nadjemo:

$$Z_k = \frac{U_1}{I_{1k}} ; \quad R_k = \frac{P_k}{m_1 I_{1k}^2} ; \quad X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}$$

Ako uzmemo u obzir da je $X_{1\sigma}$ približno jednak

$$X_{1\sigma} \approx \frac{X_k}{2}$$

dobijemo za G_1 slijedeći izraz

$$G_1 = \frac{U_1}{U_1 - I_0 \frac{X_k}{2}} = \frac{1}{1 - \frac{I_0 X_k}{2 U_1}}$$

Ako su nam uz to poznati još i radni otpori, možemo nacrtati i ekvivalentnu shemu, koja nam omogućuje analitički proračun asinhronog stroja.

Analitičkim proračunom pomoću ekvivalentne sheme, ili još jednostavnije pomoću kružnog dijagrama, koji je iz nje izveden, možemo relativno jednostavno promatrati upliv pojedinih faktora na radni proces asinhronog stroja. Osim toga možemo pogonske karakteristike asinhronog stroja izračunati s tačnošću, koja u većini praktičkih slučajeva potpuno zadovoljava.

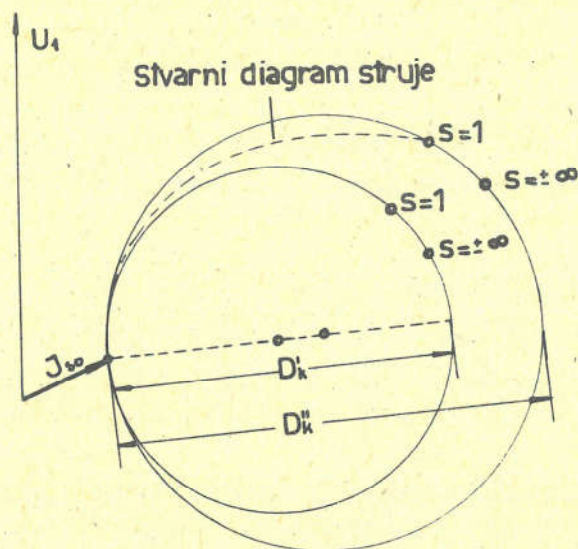
Rezultati dobiveni neposrednim ispitivanjem asinhronog stroja se ipak u izvjesnim granicama razlikuju od onih dobivenih iz ekvivalentne sheme ili kružnog dijagrama. Glavni razlog netačnosti se sastoji u tome, da su svi otpori nadomjesne sheme promjenljivi.

Radni otpori R_1 i R_2 mijenjaju se s opterećenjem stroja radi zagrijavanja namota za cca 20%, a otpor R_2 mijenja se osim toga kod promjene frekvencije f_2 radi pojave potiskivanja struje. Radni otpor R_0 također nije konstantan. Gubici u željezu asinhronog motora računaju se prema formuli $P_{Fe} = m_1 E_1^2 / R_0$ dok su u stvarnosti tek približno proporcionalni kvadratu indukcije ili elektromotorne sile.

Najveći utjecaj na tačnost kružnog dijagrama ima zavisnost induktivnih otpora $X_{1\sigma}$ i $X_{2\sigma}$ o zasićenju. U ovisnosti o glavnom i rasipnom toku tj. o naponu mreže i jakosti struje, doći će do većeg ili manjeg zasićenja željeza, pa se time mijenja magnetski otpor rasipnog puta kroz željezo. To ima za posljedicu smanjenje rasipnog induktiviteta kod većih struja. Ovo dolazi naročito do izražaja kod zatvorenih i poluzatvorenih utora, jer je tada rasipni magnetski tok velik. Kod otvorenih utora može se praktički uzeti da su induktivni otpori konstantni. Osim toga mijenja se kod promjene frekvencije f_2 i induktivitet $L_{2\sigma}$, zbog skin-efekta. Prema jednadžbi (3.7-33) jednak je promjer kružnog dijagrama:

$$D_k = \frac{U_1}{\sum_1^2 X'_{kp}}$$

Prema tome imat ćemo kod manjih klizanja kada su manje struje i manja zasićenja zubi rasipnim tokovima manji promjer kružnog dijagrama. Kod većih klizanja, odnosno većih struja promjer kružnog dijagrama postaje veći (vidi sl. 3.7-12).



Sl. 3.7-12

Kako pokazuju pokusi ovo povećanje promjera nije kod strojeva s otvorenim utorima veće od 10% dok kod zatvorenih utora može biti i nekoliko desetaka %.

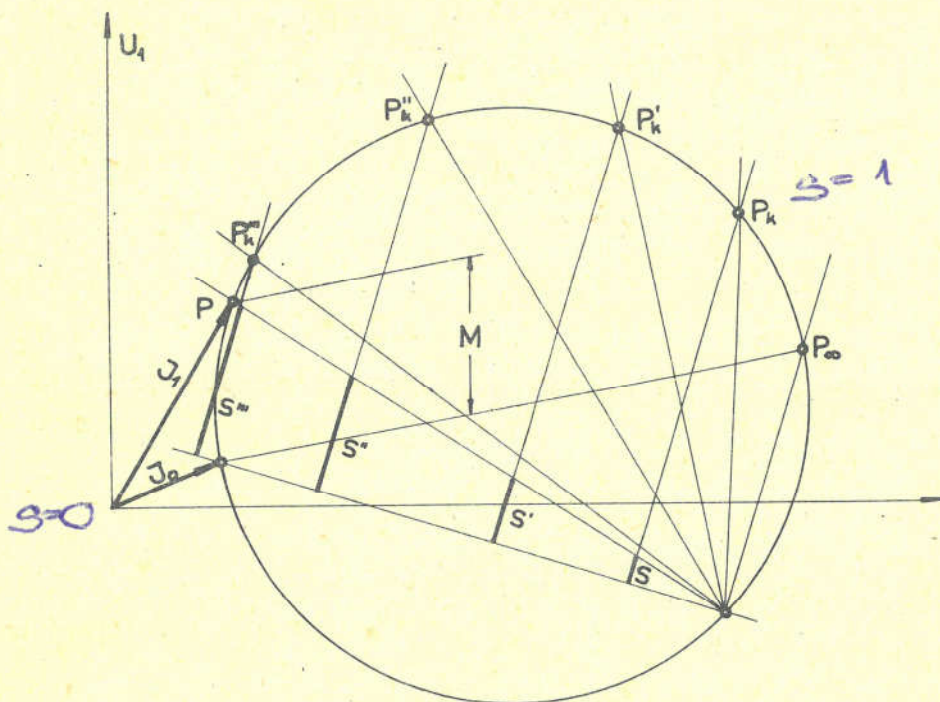
Na taj način dobijemo da dijagram struje asinhronog stroja sa zatvorenim i poluzatvorenim utorima nije više kružnica nego linija koja prema sl. 3.7-12 prelazi od kružnice s promjerom D_k'' u kružnicu dijametra D_k . Istraživanja ovakovog stroja treba provoditi pomoću porodice kružnih dijagrama. Iz izmjerene karakteristike kratkog spoja odredjujemo induktivne otpore X_k , koji odgovaraju raznim strujama u namotima stroja, te pomoću njih za svaku vrijednost struje konstruiramo odgovarajući kružni dijagram.

Osim zasićenja utjecaj na tačnost kružnog dijagrama ima takodjer približno računanje mehaničkih gubitaka, zatim dodatni gubici, a takodjer i više harmoničke komponente magnetskog polja, koje nisu obuhvaćene u računu pomoću ekvivalentne sheme i kružnog dijagrama.

4. REGULACIJA BRZINE VRTNJE

4.1. Radni otpor u rotorskom krugu

Ako ukopčamo u rotorski krug jedan radni otpor, promjer kruga u kružnom dijagramu se ne mijenja, već se samo tačka " P_k " miče na krugu u pravcu tačke " P_o ", kako je to za razne dodatne otpore ucrtano u kružni dijagram na sl. 4.1-1 (tačke P'_k , P''_k , P'''_k).



Sl. 4.1-1

Ako je motor stalno opterećen konstantnim momentom tereta M_t , onda je time u kružnom dijagramu već određena i pogonska tačka " P ", kod koje je moment motora M jednak momentu tereta M_t . To znači, da se promjenom rotorskog otpora ta tačka " P " ne može mijenjati. Ako sad u taj kružni dijagram ucrtamo nomogram za određivanje klizanja, vidimo, da se pomicanjem tačke P_k u položaje P'_k i P''_k mijenja i pripadajuće klizanje s' , s'' , s''' . Ukopčamo li tako veliki otpor, da tačka " P_k " padne u tačku " P ", dobijemo klizanje od 100%, tj. rotor stane. Iz toga zaključujemo, da možemo povećanjem otpora u rotorskom krugu regulirati brzinu vrtnje od pune brzine do nule. Za svaku brzinu vrtnje potreban je jedan određeni radni otpor, koga nazivamo regulacioni otpor " R_r ", budući da služi za regulaciju brzine vrtnje.

Pokušajmo sada računski ustanoviti, koliki mora biti taj otpor " R_r ", da kod konstantnog momenta tereta " M_t " postignemo klizanje s' za razliku od klizanja s , koga imamo kod istog momenta tereta ali bez regulacionog otpora, tj. kad su klizni koluti kratko spojeni.

Ako je moment tereta " M_t " konstantan, mora biti i struja " I_2 " konstantna i po iznosu i faznom pomaku, što je vidljivo iz kružnog dijagrama prema sl. 4.1-1. Određenom momentu tereta odgovara samo jedna pogonska tačka na kružnom dijagramu, a toj tački samo jedan vektor struje I_2 . Prema tome možemo postaviti jednadžbu

$$I_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_{2\sigma}^2}} = \text{konst} = \frac{E_{20}}{\sqrt{\left(\frac{R_2 + R_r}{s'}\right)^2 + X_{2\sigma}^2}}$$

$$\frac{R_2}{s} = \frac{R_2 + R_r}{s'}$$

$$R_r = R_2 \frac{s' - s}{s} \quad (4.1-1)$$

odnosno kod poznatog R_r dobijemo odgovarajuće klizanje:

$$s' = s \frac{R_2 + R_r}{R_2} \quad (4.1-2)$$

Pitamo se kako može ostati pravac vektora " I_2 " nepromijenjen, ako se mijenja klizanje, a time i induktivni otpor.

Dodavanjem regulacionog otpora " R_r " mijenja se klizanje u omjeru:

$$\frac{R_2 + R_r}{R_2} = \frac{s'}{s} \quad (4.1-3)$$

tj. proporcionalno povećanju rotorskog otpora. Induktivni otpor je također proporcionalan klizanju:

$$\frac{X'_{2\sigma}}{X_{2\sigma}} = \frac{s'}{s} \quad (4.1-4)$$

Vidimo, da kod reguliranja brzine vrtnje uz konstantni moment tereta ostaje omjer radnog i induktivnog otpora nepromijenjen:

$$\frac{R_2}{X_{2\sigma}} = \frac{R_2 + R_r}{X'_{2\sigma}}$$

pa se prema tome i pravac vektora struje " I_2 " ne može mijenjati, jer je:

$$\text{tg } \varphi_2 = \frac{X_{2\sigma}}{R_2} = \frac{X'_{2\sigma}}{R_2 + R_r}$$

Izračunat ćemo regulacioni otpor " R_r " za slučaj, ako se moment tereta " M_t " mijenja u ovisnosti o brzini vrtnje (npr. kod centrifugalnih pumpa) u kvadratnoj ovisnosti:

$$M_t' = M_t \left(\frac{n'}{n} \right)^2 = M_t \left(\frac{1-s'}{1-s} \right)^2$$

Iz kružnog dijagrama vidimo da vektor struje " I_2 " u području od praznog hoda do nominalnog tereta ima praktički $\cos \varphi_2 = 1$ tj. nepromijenjen pravac. Prema tome možemo reći, da je:

$$\frac{M_t'}{M_t} \approx \frac{I_2'}{I_2} \approx \left(\frac{1-s'}{1-s} \right)^2 \quad (4.1-5)$$

$$\left(\frac{I_2'}{I_2} \right)^2 = \left(\frac{1-s'}{1-s} \right)^4 = \frac{\left(\frac{R_2}{s} \right)^2 + X_{2\sigma}^2}{\left(\frac{R_2 + R_r}{s} \right)^2 + X_{2\sigma}^2}$$

$$R_r = s' \sqrt{\left[\left(\frac{R_2}{s} \right)^2 + X_{2\sigma}^2 \right] \cdot \left(\frac{1-s}{1-s'} \right)^4 - X_{2\sigma}^2} - R_2 \quad (4.1-6)$$

Pošto je $\cos \varphi_2$ praktički jednak jedinici, kako smo to gore spomenuli, induktivni otpor " $X_{2\sigma}$ " je relativno malen, te ga prema veličini R_2/s možemo zanemariti. Time dobijemo:

$$R_r = \left[\frac{s'}{s} \left(\frac{1-s}{1-s'} \right)^2 - 1 \right] R_2 \quad (4.1-7)$$

Gornji postupak za izračunavanje potrebnog regulacionog otpora ima veliku manu, nadi koje nije praktički izvediv. Veličina otpora " R_2 " je naime u gornjim jednadžbama tačno definirana, da je to onaj otpor, kod kojeg dobijemo uz odredjeni teret, a time i odredjenu struju " I_2 ", klizanje " s ". Hoćemo li " R_2 " i " s " ustanoviti mjerenjem, ne možemo to učiniti istovremeno, već moramo prvo opteretiti motor u pogonu odredjenim teretom i mjeriti klizanje, a zatim zaustaviti motor i mjeriti otpor. Rotorski namot se, međjutim, kod zaustavljanja već ohladio i mjerenjem dobivamo jedan toliko manji otpor. Koliko je mjerenje otpora " R_2 " netočno, isto toliko je netočno i računanje regulacionog otpora prema jednadžbi (4.1-1). Uz to teško je tačno mjeriti i malo klizanje " s ". Netočnosti mjerenja otpora " R_2 " i klizanja " s " mogu kod računa djelovati u istom smislu, pa bi se prema tome vrlo jako odrazile na iznos otpora " R_r ". Ne možemo računati ni pomoću nominalnih podataka motora, jer na pločici nemamo naveden otpor " R_2 ", a za nominalnu brzinu vrtnje navedenu na pločici ne znamo, na koju se temperaturu rotorskog namota odnosi.

Pokušat ćemo zato naći drugi put za praktično, jednostavno, a dosta tačno izračunavanje regulacionog otpora " R_r ". U tu svrhu razmotrit ćemo fizikalnu sliku rada motora, kad brzinu vrtnje reguliramo regulacionim otporom.

Okretno polje " $\emptyset$ " proporcionalno je visini narinutog napona. Pretpostavljamo, da je napon nominalan i konstantan.

$$U_1 = \text{konst.}, \quad \emptyset = \text{konst.}$$

To okretno polje inducira u rotoru napon, koji je proporcionalan klizanju.

$$E_2 = s E_{20}$$

Pretpostavimo li da je moment tereta konstantan, tada je i struja " I_2 " konstantna.

$$M = M_t = k \emptyset I_2 = \text{konst} ; \quad I_2 = \text{konst.}$$

Odredjeni moment tereta zahtijeva odredjenu struju " I_2 ". Ta struja traži odredjeni napon " E_2 ", a time i odredjeno klizanje " s ", kod kojeg se taj napon u namotu rotora inducira.

Ako u jednom konkretnom slučaju imamo kod odredjenog tereta i kod kratkospojnih kliznih koluta klizanje 2%, onda i inducirani napon u namotu rotora iznosi 2% napona " E_{20} ". Taj inducirani napon jednak je padu napona u rotorskom namotu. Ukapčamo li sada u rotorski krug tako velik otpor " R_r " da se klizanje poveća na 50% onda se u namotu rotora inducira 50% napona " E_{20} ". Kako je prema gornjoj pretpostavci struja " I_2 " ostala nepromijenjena, i omski pad napona u rotorskom namotu je ostao nepromijenjen. Induktivni otpor možemo zanemariti, jer je $\cos \varphi_2$ skoro jednako 1, pa je relativna vrijednost induktivnog otpora prema omskom otporu vrlo malena. Zato se preostali dio napona mora poništiti uglavnom u vidu pada napona na regulacionom otporu " R_r ".

$$s E_{20} = I_2 R_2$$

$$s' E_{20} = I_2 (R_2 + R_r)$$

$$E_{20} (s' - s) = I_2 R_r$$

$$R_r = \frac{E_{20}}{I_2} (s' - s)$$

" E_{20} " je napon jedne faze. Kod asinhronog motora sekundarni napon mjerimo između kliznih koluta, tj. mjerimo linijski napon. Ako nije ništa posebno navedeno, pod naponom rotora se podrazumijeva linijski napon, kojeg obično pišemo s malim slovom " u ", pa moramo tu vrijednost dijeliti sa $\sqrt{3}$, da dobijemo fazni napon. Struju rotora označavamo sa " i ".

$$R_r = \frac{(s' - s) u}{\sqrt{3} \cdot i} \quad (4.1-9)$$

Vrijednost " s " je relativno malena. Ako je u jednadžbi zanemarimo, dobijemo samo nešto veći otpor " R_r ". To nam ne smeta, jer radi sigurnosti mogućnosti reguliranja do tražene vrijednosti kli-

zanja praktički i onako radimo regulacioni pokretač s većim ukupnim otporom " R_r ", kako bi u pogonu i kod eventualno nešto manjeg tereta mogli sigurno postići traženu vrijednost klizanja.

$$R_r = \frac{s' u}{\sqrt{3} i} \quad (4.1-10)$$

Struja " i " je uvijek ona struja, koja će teći u rotoru spojenom u zvijezdu kod određenog tereta i određenog klizanja " s ". Treba dodati da se dodatni otpornik uvijek izvodi spojen u zvijezdu, bez obzira kako je spojen rotor.

PRIMJER: Motor tjera centrifugalnu pumpu i kod pune brzine vrtnje (i kratko spojenog rotora) opterećen je s 80% svoje nominalne snage. Tražimo koliki mora biti regulacioni otpor, da možemo regulirati brzinu vrtnje na $s' = 0,5$. Uzmimo, da je nazivni napon rotora $U_n = E_{20} = 100$ V i nazivna struja rotora $i_n = 10$ A.

Kod $s' = 0,5$ uz kvadratičnu ovisnost momenta o brzini struje iznositi će struja rotora: $i = 0,8 \cdot 0,5^2 i_n = 2$ A.

Struju računamo s $(1 - s')^2$, jer centrifugalna pumpa ima kvadratnu ovisnost momenta tereta o brzini okretaja, što se vidi iz izraza (4.1-5)

$$R_r = \frac{s' u_n}{\sqrt{3} \cdot i} = \frac{0,5 \cdot 100}{\sqrt{3} \cdot 2} = 14,5 \Omega$$

U ovom računu smo svjesno zanemarili nominalno klizanje " s " i time smo dobili nešto malo veći otpor " R_r ".

Iz naprijed izloženog vidimo da se brzina vrtnje može vrlo jednostavno proizvoljno regulirati od pune brzine vrtnje na niže pomoću jednog relativno jeftinog regulacionog otpornika. Međutim taj način regulacije brzine vrtnje ima tu lošu stranu, da je vrlo neekonomičan. Regulacija je moguća samo povećanjem gubitaka Joulove topline u regulacionom otporniku. Gubici u rotorskom krugu određeni su prema jednadžbi (3.3-1):

$$P_{el} = \frac{s}{1-s} P_{meh} \approx \frac{s}{1-s} P_2$$

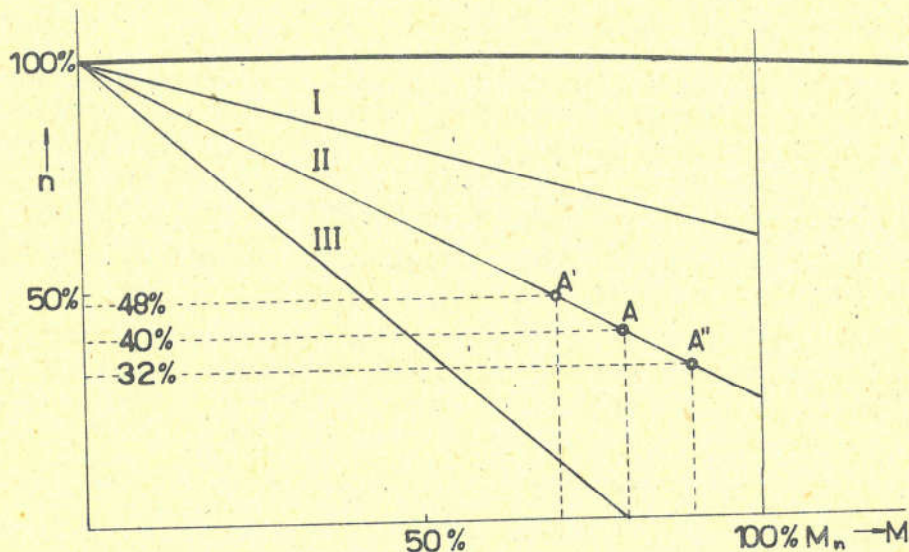
To je veoma mnogo. Ako želimo regulirati na $s = 0,5$ dobijemo:

$$P_{el} = \frac{0,5}{1-0,5} P_2 = P_2$$

što znači, da su samo gubici u rotorskom krugu u tom slučaju jednaki punoj korisnoj snazi. Kraj tako visokih gubitaka dolazi ta regulacija brzine vrtnje samo onda u obzir, kada se samo prolazno, tj. kratkotrajno regulira a inače motor radi kod pune brzine, ili u slučaju kada je cijena energije jako niska.

Ovisnost brzine vrtnje o momentu tereta $n=f(M)$ nazivamo kod motora vanjskom karakteristikom motora. Sa jednadžbom (3.4-4)

već smo ustanovili, da je u području malih klizanja moment praktički proporcionalan klizanju, pa možemo tvrditi i obrnuto, da su u tom području i klizanje odnosno pad brzine vrtnje proporcionalni momentu motora a s time momentu tereta. Tako dobijemo za vanjsku karakteristiku asinhronog motora pravac, koji prema 4.1-2 kod nazivnog momenta tereta pokazuje smanjenje brzine vrtnje prema onoj praznog hoda za nazivno klizanje, tj. samo za par postotaka sinhronne brzine vrtnje. Na slici 4.1-2 prikazana je debelo izvučenim



Sl. 4.1-2

pravcem vanjska karakteristika jednog 4-polnog asinhronog motora od 10 kW snage sa kratko spojenim namotom rotora čije je nazivno klizanje cca 4%. Govorimo o tvrdoj vanjskoj karakteristici, jer brzina vrtnje sa teretom tek neznatno pada. Takvu vanjsku karakteristiku zovemo i poredna karakteristika, termin nastao kod istosmjernih motora, jer oni imaju praktički istu karakteristiku.

Kad u svrhu regulacije brzine vrtnje u rotorski krug uključimo regulacioni otpor, s kojim prema prethodnom izlaganju snižavamo brzinu vrtnje motora, pada i vanjska karakteristika motora. Što je veći regulacioni otpor to je strmija i vanjska karakteristika motora, kako je to prikazano u sl. 4.1-2 s tankim crtama I, II i III za tri slučaja različito podešenih regulacionih otpornika. Takvu vanjsku karakteristiku nazivamo mekanom karakteristikom, jer brzina vrtnje brzo pada s teretom. Što veći je regulacioni otpor, to mekša je vanjska karakteristika. Mi zapravo ukapčanjem radnog otpora u rotorski krug ne reguliramo brzinu vrtnje, jer je ona u praznom hodu praktički uvijek ista, već samo postizavamo mekšu vanjsku karakteristiku. To više puta kod elektromotornih pogona smeta, tamo gdje se traži određena konstantna brzina vrtnje. Ako tako npr. kod jednog pogona tražimo, da brzina vrtnje bude 40% od sinhronne brzine vrtnje i ako smo ocjenili ili izračunali da će motor biti opterećen sa 80% svog nazivnog momenta, onda je time određen regulacioni otpor, kojemu odgovara karakteristika II u sl. 4.1-2. Međutim, ako motor iz bilo kojeg razloga nije opterećen tačno sa 80% M_n već sa 70% ili 90%, ili se u

tim granicama teret mijenja, onda se i brzina vrtnje prema slici 4.1-2 mijenja na 48% ili 33%, odnosno za -20% do -17,5%, a to je relativno mnogo i može se u više slučajeva ocijeniti kao loša strana mekane vanjske karakteristike motora.

Kad dolazi u obzir trajna regulacija brzine vrtnje, treba misliti na to, da smanjenjem brzine vrtnje znatno pada ventilacija motora, s njom hlađenje motora, a s hlađenjem i nominalna snaga, odnosno nominalni moment. Bolje je kod toga razmatrati moment, jer je nominalna snaga motora ovisna o brzini vrtnje i hlađenju, dok je nominalni moment ovisan samo o hlađenju. Kod toga smo naravno pretpostavili nominalni napon. Nominalni moment motora, prema tome, ovisi samo o nominalnoj struji, a ta o hlađenju. Koliko će trebati smanjiti nominalnu struju sa smanjenjem brzine vrtnje, to, naravno, ovisi o konstrukciji motora, prije svega o izdašnosti ventilacije u odvodu topline iz motora. Ima li motor stranu ventilaciju, onda je hlađenje neovisno o brzini vrtnje i nominalni moment motora ostaje konstantan. Ako je motor otvorene izvedbe s jakom vlastitom ventilacijom, onda je upliv smanjenja brzine vrtnje jak i nominalni moment pada relativno brzo sa brzinom vrtnje, kako je to za otvorene motore "Rade Končar-a" prikazano u tabeli 4.1-1. Kod zatvorenih motora je upliv ventilacije manje izražen, pa zato nominalni moment pada polaganije.

T a b e l a 4.1-1

Brzina vrtnje	%	100	90	80	70	60	50	40
Moment tereta	%	100	96	91	85	80	72	62
Snaga motora	%	100	86	73	60	48	36	25

4.2. Induktivni otpor u rotorskom krugu

Ustanovili smo već da je regulacija brzine vrtnje ukapčanjem omskih otpora u rotorski krug neekonomična. Bliza je pomisao, da se rotorski otpor povećava induktivnim otporom, u kome nema gubitaka snage. Prema fizikalnoj slici u pogl. 3.1. jasno je, da kod ukapčanja induktivnog otpora mora klizanje toliko porasti, da se u namotu rotora inducira toliko veći napon, da može preko povećane impedancije rotorskog kruga protjerati struju potrebnu za svlađavanje momenta tereta. Vidimo, da u principu postoji mogućnost regulacije brzine pomoću induktivnog otpora. Pitanje opsega regulacije i pitanje gubitaka, riješit ćemo na konkretnom slučaju kliznokolutnog asinhronog motora, koji ima nominalno klizanje 5%, a prekretno 25%. Ako zanemarimo primarne otpore, dobijemo pomoću Kloss-ove jednadžbe

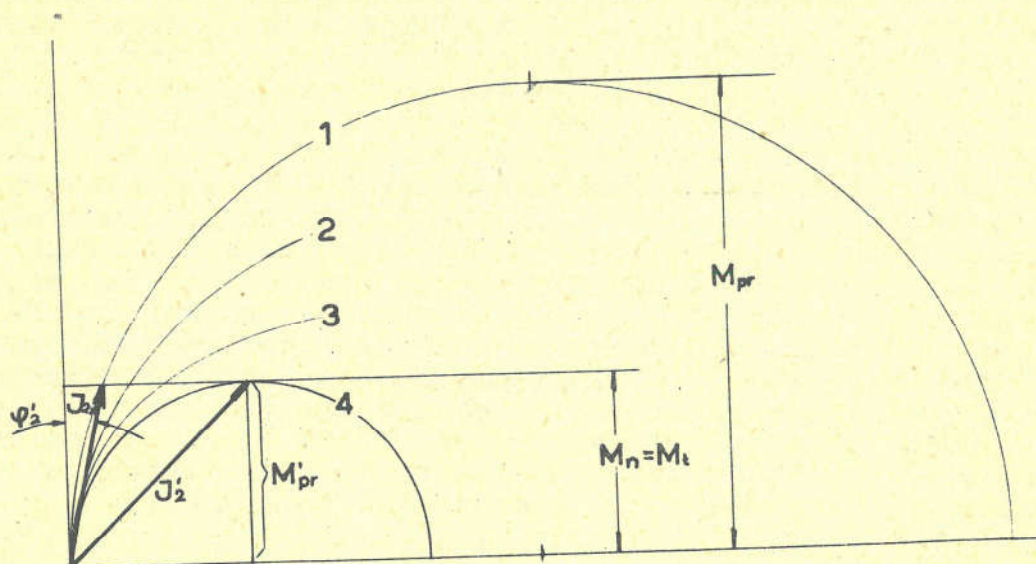
$$s_{pr} = 25\%$$

$$\frac{M_n}{M_{pr}} = \frac{2}{\frac{s_n}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s_n}} = \frac{2}{\frac{5}{25} + \frac{25}{5}} = 0.385$$

$$M_{pr} = 2.6 M_n$$

Situacija prikazuje kružni dijagram na sl. 4.2-1. Povećanjem induktivnog otpora " $X_{2\sigma}$ ", smanjuje se promjer kruga. Ako pretpostavimo konstantni moment tereta krug se može smanjivati samo dotle, dok se prekretni moment ne izjednači s momentom tereta, tj. do

kruga "4" na sl. 4.2-1. U tom slučaju motor radi s prekretnim klizanjem. Opseg regulacije odredit ćemo tako, da izračunamo prekretno klizanje " s_{pr} " u tom pogonskom slučaju. Promjer kruga će



Sl. 4.2-1

se smanjiti u omjeru:

$$\frac{M_n}{M_{pr}} = \frac{1}{2.6}$$

odnosno induktivni otpor se povećava obrnuto proporcionalno, tj.

$$X'_{2\sigma} = 2.6 X_{2\sigma}$$

Novo prekretno klizanje iznosi:

$$s'_{pr} = \frac{R_2}{X'_{2\sigma}} = \frac{R_2}{2.6 X_{2\sigma}} = \frac{25}{2.6} = 9.62 \%$$

Prema tome ne možemo nominalno klizanje povećati niti za dva puta. I tako mala mogućnost regulacije mogla bi se koristiti u izvjesnim slučajevima, međutim pitamo se, da li smo time zaista postigli regulaciju bez dodatnih gubitaka. Iz slike 4.2-1 vidimo da se vektor rotorske struje " I_{2n} " kod konstantnog momenta povećao na " I'_2 ", tj. gotovo $\sqrt{2}$ puta, dok mu je radna komponenta nepromijenjena. Zato su gubici u namotu rotora gotovo dva puta veći. To nam potvrđuje i bilancu energije iz pogl. 3.5 da se gubici u rotorskom krugu kod konstantnog momenta tereta povećavaju proporcionalno klizanju. Gledajući sl. 4.2-1 jasno nam je da vrijedi nejednadžba $I'_2 / I_{2n} < \sqrt{2}$ a onda vrijedi i općeniti zaključak, da je uvijek $s'/s < 2$. Prema tome povećanjem induktivnog otpora kod konstantnog momenta tereta uopće ne možemo postići povećanje klizanja

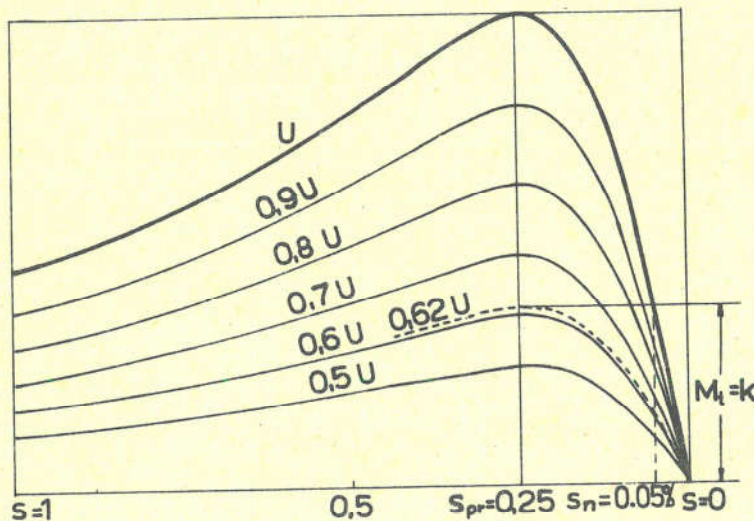
na dvostruku vrijednost. Ovaj način regulacije ima uz to i manu, da se povećavaju gubici u rotorskom namotu, a time i zagrijavanje rotora, dok se kod regulacije omskim otporom povećavaju gubici u regulacionom otporniku a ne u rotoru. Uzmemo li u obzir, da vektor primarne struje naraste, jer su struje statora i rotora u dosta čvrstom omjeru i da se time povećavaju i gubici u statoru, dolazimo do zaključka, da regulacija induktivnim otporom uopće ne predstavlja nikakovu prednost prema regulaciji omskim otporom, nego je dapače i manje ekonomična i tehnički lošija.

4.3. Regulacija brzine vrtnje promjenom narinutog napona

Iz fizikalne slike u pogl. 3.1. slijedi da brzina vrtnje pada ako snizimo napon. To uostalom slijedi i iz jednadžbe momenta (3.6-20)

$$M = \frac{m_1 U_1^2 R_2'}{s \omega_s \left[(R_1 + G_1 \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{1\sigma} + G_1 X_{2\sigma})^2 \right]} = f(s, U_1^2)$$

prema kojoj se u cijelom području rada asinhronog motora njegov moment mijenja proporcionalno s kvadratom napona. To je za razne napone nacrtano na sl. 4.3-1. Iz slike je evidentno, da se brzina



Sl. 4.3-1

vrtnje promjenom napona može u bilo kom slučaju regulirati samo do prekretnog klizanja. Provest ćemo račun za motor iz prethodnog poglavlja sa:

$$s_{pr} = 25\% ; \quad s_n = 5\% ; \quad \frac{M_{pr}}{M_n} = 2,6$$

Ako računamo regulaciju brzine vrtnje do prekretnog klizanja uz konstantan moment tereta, koji je jednak nazivnom momentu motora:

$$M'_{pr} = M_n = \frac{M_{pr}}{2.6} ; \quad \frac{M'_{pr}}{M_{pr}} = \frac{1}{2.6} = \left(\frac{U'}{U}\right)^2$$

$$U' = \sqrt{\frac{U^2}{2.6}} = 0.62 U$$

Snizimo li napon smanji se i tok, pa prema jednadžbi:

$$M = k \cdot \Phi \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 = k \cdot \Phi' \cdot I'_2 \cos \varphi'_2$$

treba uz konstantan moment tereta povisiti radnu komponentu struje I_2 obrnuto proporcionalno smanjenju toka tj.

$$I'_2 \cos \varphi'_2 = I_2 \cos \varphi_2 \cdot \frac{1}{0.62}$$

$$\cos \varphi_2 \approx 1$$

$$I'_2 \cos \varphi'_2 \approx 1.615 I_2$$

Kod prekretnog momenta je $\varphi'_2 = 45^\circ$, jer uz zanemarenja primarnih otpora pada linija momenta u os apscise, a točka prekretnog momenta leži prema sl. 4.2-1 na paraleli s linijom momenta.

$$\cos \varphi'_2 = 0.71$$

$$I'_2 = \frac{1.615}{0.71} \cdot I_2 = 2.27 I_2$$

Vidimo, da možemo postići povećanje klizanja od 5% na 25% sa sniženjem napona na 62%, kod čega se povisi struja na 227%, a gubici u rotoru na:

$$\left(\frac{I'_2}{I_2}\right)^2 = 2.27^2 = 5.15$$

Gubici u rotoru povisuju se opet po pravilima bilance energije proporcionalno povećanjem klizanja od 5% na 25%, tj. na petorostruku nominalnu vrijednost. (Razlika između 5,15 i 5 nastala je, jer smo pretpostavili da je $\cos \varphi_2 \approx 1$). K tome dolazi i povišenje gubitaka u statorskome namotu radi povećanja statorske struje. Iz toga je razumljivo, da je ovakav način regulacije moguć radi zagrijavanja samo kratkotrajno i da je manje ekonomičan nego sa omskim otporom u rotorskom krugu.

Postavlja se pitanje da li je moguća regulacija brzine vrtnje tom metodom bez opasnosti od prevelikog zagrijavanja, npr. kod pogona s kvadratom ovisnošću momenta tereta o brzini vrtnje (npr. za centrifugalne pumpe).

Računati ćemo opet za isti motor kao prije:

$$M' = \left(\frac{n'}{n_n} \right)^2 M_n$$

Izrazimo li ovisnost momenta o klizanju, slijedi:

$$M' = \left(\frac{1-s_{pr}}{1-s_n} \right)^2 M_n = \left(\frac{1-0.25}{1-0.05} \right)^2 M_n$$

$$M' = M'_{pr} = 0.625 M_n$$

$$\frac{M'_{pr}}{M_{pr}} = \frac{0.625 M_n}{2.6 M_n} = 0.24$$

$$U' = U \sqrt{\frac{M'_{pr}}{M_{pr}}} = 0.49$$

$$M'_{pr} = M' = k \cdot \Phi' \cdot I'_2 \cdot \cos \varphi'_2 = 0.625 M_n = 0.625 \cdot k \cdot \Phi \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2$$

$$\frac{\Phi'}{\Phi} = \frac{U'_1}{U_1} = 0.49$$

$$I'_2 \cos \varphi'_2 = I_2 \cos \varphi_2 \cdot \frac{0.625}{0.49}$$

$$\cos \varphi_2 \approx 1$$

$$\cos \varphi'_2 = 0.71$$

$$I'_2 = \frac{0.625}{0.71 \cdot 0.49} I_2 = 1.8 I_2$$

$$\left(\frac{I'_2}{I_2} \right)^2 = 1.8^2 = 3.24$$

Prema bilanci energije mi smo trebali dobiti povećanje gubitaka u rotoru:

$$\frac{P'_{cu}}{P_{cu}} = \frac{s' M'}{s_n M_n} = \frac{s'}{s_n} \left(\frac{n'}{n_n} \right)^2 = \frac{25}{5} \cdot 0.625 = 3.125$$

Razlika između 3,24 i 3,125 nastala je opet radi pretpostavke da je $\cos \varphi_2 \approx 1$

Ma koliko bila regulacija naponom privlačna, jer omogućava upotrebu jeftinog i robusnog kaveznog motora, ona ne dolazi u obzir i to ne samo zbog neekonomičnosti, već i zbog zagrijavanja. Struja u rotoru i kod kvadratične ovisnog momenta naraste u gornjem slučaju za 80%, a gubici na više nego trostruko. Istina je, da gubici u željezu padnu na cca 1/4, no svejedno su ukupni gubici mnogo veći od nazivnih, pa će se motor znatno pregrijavati i kod kvadratično ovisnog momenta tereta. Iznimku čine samo mali asinhroni motori, kod kojih odvod topline ne predstavlja teški problem, što daje mogućnost termičkih rješenja kod kojih zagrijavanje ostaju u dozvoljenim granicama. Ekonomičnost regulacije, međutim, ne može izbjeći pravilima bilance energije. Kod malih motora je apsolutna vrijednost gubitaka malena, pa ekonomičnost nije odlučujuća. Prednost tog načina regulacije brzine vrtnje leži u tome, da se mogu upotrebiti kavezni motori umjesto kolutnih.

Brzinu vrtnje može se regulirati naponom i preko prekretnog klizanja i u tzv. labilnom području, ako se - kako smo već spomenuli - predvidi automatska regulacija napona. Danas se to radi kod malih asinhronih motora pomoću napajanja motora preko transformatora, koji se automatski upravlja.

Svaka regulacija brzine vrtnje pomoću predotpora tj. otpora u primarnom krugu, može se svesti na problem regulacije pomoću promjene napona.

4.31. Upliv promjene napona mreže

U pogonu treba računati s time, da napon mreže nije konstantan. U mrežama se obično dozvoljavaju promjene napona od $\pm 5\%$, a ponekad -10% , a u slabim mrežama može se dogoditi kod pokretanja, da napon mreže padne još više. Postavlja se pitanje, kako se kod toga mijenja moment motora. Ustanovili smo već, da moment motora pada s kvadratom napona u cijelom području rada.

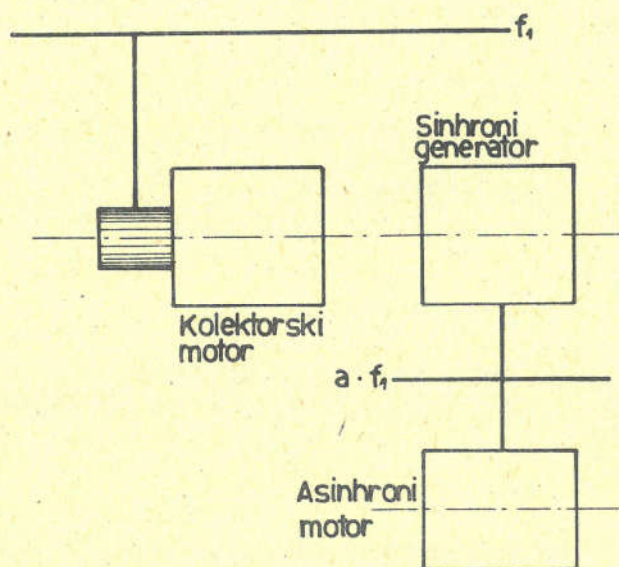
No ne smijemo zaboraviti da to vrijedi prema jednadžbi (3.6-20) samo za slučaj, da je klizanje konstantno. To znači, da se (prema sl. 4.3-1) za svako određeno klizanje mijenja moment motora proporcionalno s kvadratom napona. Jasno je, da se prema tome pokretni i prekretni moment mijenjaju s kvadratom napona, jer su oni vezani za određeno klizanje, tj. $s = 1$ i $s = s_{pr}$, a prekretno klizanje se ne mijenja kod promjene napona.

Kako je međutim s nominalnim momentom. On nije definiran s nominalnim klizanjem (kako se to često krivo shvaća), već mogućnošću trajnog pogona s tim momentom, tj. momentu kod koga zagrijavanje motora ostaje u dozvoljenim granicama. Zagrijavanje određuju gubici u željezu i bakru, i hladjenje. Upliv gubitaka u željezu radi male promjene napona i male promjene hladjenja motora, uzrokovane malim promjenama brzine vrtnje možemo zanemariti. Ostaju gubici u bakru. Budući da zagrijavanje treba ostati nepromijenjeno, moraju i nominalne struje statora i rotora ostati nepromijenjene. Odatle slijedi, da se promjenom nominalnog napona proporcionalno mijenja tok, ali ne i nominalna struja, jer je određena zagrijavanjem i zato konstantna. Nominalni moment

motora se prema tome mijenja proporcionalno s naponom. Kod toga se dakako mijenja nominalno klizanje, odnosno nominalna brzina vrtnje, ali to nije bitno za motor. Ako se međjutim traži, da se nominalna brzina vrtnje ne smije mijenjati, onda moment svakako padne s kvadratom napona, no taj moment ne možemo nazivati nominalnim momentom.

4.4. Regulacija brzine vrtnje promjenom frekvencije

Jasno je, da se promjenom frekvencije mora mijenjati i brzina vrtnje asinhronog motora. Mijenjanje frekvencije je složen problem. Zato je potreban pretvarač, koji se sastoji od motora, čija se brzina vrtnje može regulirati, i od sinhronog generatora. Na sl. 4.4-1 prikazano je kako možemo priključiti asinhroni motor

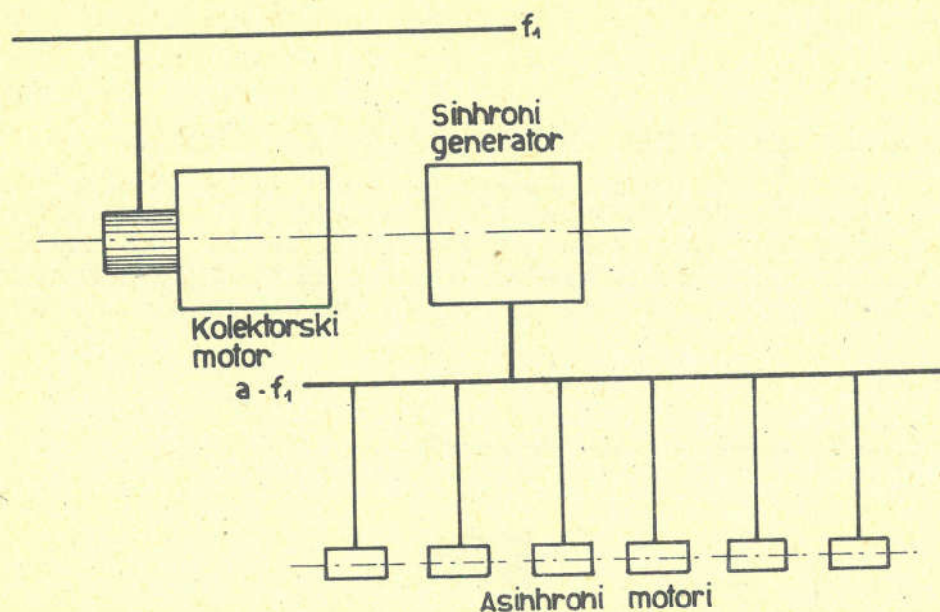


Sl. 4.4-1

preko pretvarača frekvencije na standardnu mrežu s konstantnom frekvencijom " f_1 ". Ova kombinacija triju strojeva rijetko se koristi. Kad već za pretvarač trebamo izmjenični kolektorski motor da regulira brzinu vrtnje, logično je upotrebiti direktno taj motor za ovaj pogon, koga smo željeli tjerati sa asinhronim motorom. Time uštedimo dva stroja. Ipak ima slučajeva, u kojima se ova kombinacija koristi, bilo da za direktan pogon kolektorski motor ne dolazi u obzir, bilo da treba jednako regulirati brzinu vrtnje većem broju asinhronih motora, kako je to prikazano na slici 4.4-2.

Želimo li dakle frekvencijom regulirati brzinu vrtnje, onda je kao izvor električne energije potreban posebni generator s promjenljivom frekvencijom. Napon tog generatora određen je sa jednadžbom:

$$E = k f \Phi$$



Sl. 4.4-2

Ako želimo da generator bude iskorišten, ne smijemo mijenjati tok " $\emptyset$ ", pa dolazimo do zaključka, da se promjenom frekvencije treba mijenjati i napon:

$$f' = a \cdot f ; \quad E' = a \cdot E$$

To naravno vrijedi i za asinhroni motor, koji želimo tjerati s tom promjenljivom frekvencijom. Za njegovu protuelektromotornu silu vrijede iste jednadžbe kao za napon generatora, pa ako hoćemo da magnetski krug bude potpuno iskorišten, mora se napon na motoru mijenjati u istom omjeru kao i frekvencija. Pitamo se, kako se mijenja kružni dijagram, ako "a" puta promijenimo frekvenciju i napon.

Primarna struja asinhronog stroja je dana jednadžbama (3.7-31) i (3.7-32).

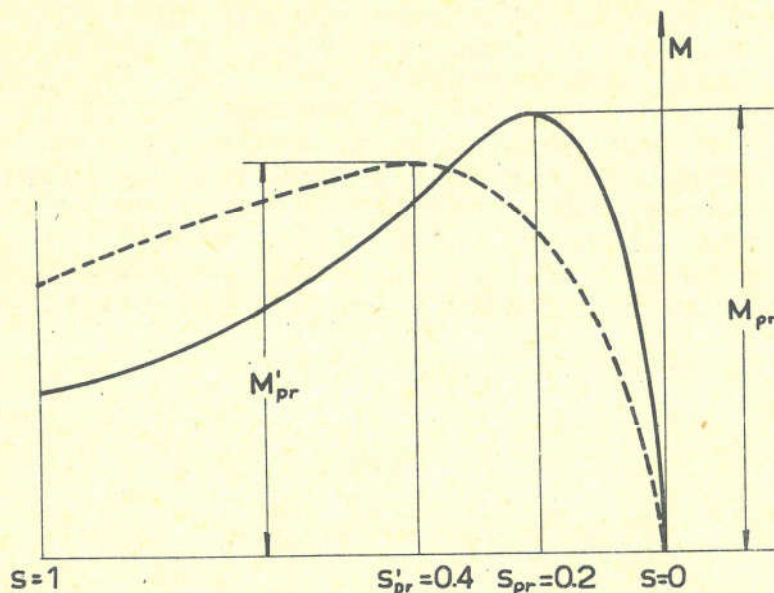
Ako se u istom omjeru poveća napon i frekvencija, neće u praznim hodu doći do promjene magnetskog toka u stroju. Prema tome će i struja I_{so} , koja predstavlja struju magnetiziranja željeza ostati nepromijenjena. Jednadžbu (3.7-32) možemo zanemariti, napisać u obliku

$$\frac{y_2'}{G_1} = \frac{u_1}{G_1^2 \left[(R_2' + \frac{1}{G_1} R_1) + j(X_{20}' + \frac{1}{G_1} X_{10}) + R_2' \frac{1-s}{s} \right]}$$

Promjenom napona i frekvencije "a" puta jednadžba glasi:

$$\frac{y_2'}{G_1} = \frac{a u_1}{G_1^2 \left[(R_2' + \frac{1}{G_1} R_1) + ja(X_{20}' + \frac{1}{G_1} X_{10}) + R_2' \frac{1-s}{s} \right]}$$

ni. Kod iste struje i "a" puta promijenjenog napona snaga se mora "a" puta promijeniti.



Sl. 4.4-4

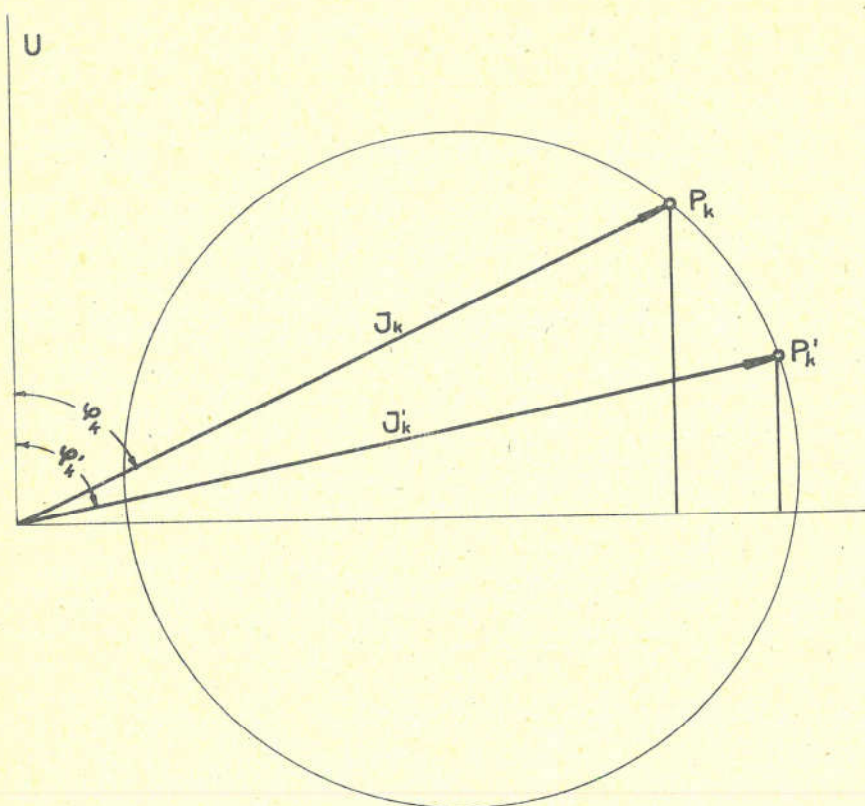
Kod "a" puta povećane frekvencije povećava se kako je već rečeno snaga "a" puta. Kako se i sinhrona brzina motora "a" puta povećala, to moment motora ostaje nepromijenjen. Iz toga slijedi, da se mjerilo momenta ne mijenja i ako se promijeni frekvencija.

Kod nepromijenjenog omskog otpora (jer se on u istini ne mijenja), a kod "a" puta povećanog induktivnog otpora, povećava se kut " φ_k " na " φ'_k " prema sl. 4.4-5.

$$\operatorname{tg} \varphi'_k = \frac{X'_k}{R'_k} = \frac{a \cdot X_k}{R_k} = a \cdot \operatorname{tg} \varphi_k$$

U istom smjeru pomiče se i tačka P_∞

Iz teorije transformatora nam je poznato, da kod tereta sa $\cos \varphi = 1$ induktivni pad napona utječe uglavnom na fazni pomak primarnog i sekundarnog napona, dok radni padovi napona djeluju u smislu smanjenja sekundarnog napona. Ovo se također odnosi i na pad napona u primarnom namotu asinhronog motora. Iz prijašnjeg znamo, da kod smanjenja frekvencije i napona raste udio omskog pada napona, a smanjuje se udio induktivnog pada napona, pa prema tome pada protuelektromotorna sila motora brže nego frekvencija. To znači, da dolazi do smanjenja magnetskog polja u motoru. Ako želimo motor potpuno iskoristiti moramo sada povećati napon. Ovaj utjecaj počinje tamo kod cca 40% frekvencije. Kod 10% frekvencije potrebno je napon podići sa 10% nominalnog na 14-16% nominalnog (tj. 40-60% više od vrijednosti, koja bi odgovarala smanjenju u omjeru frekvencije).

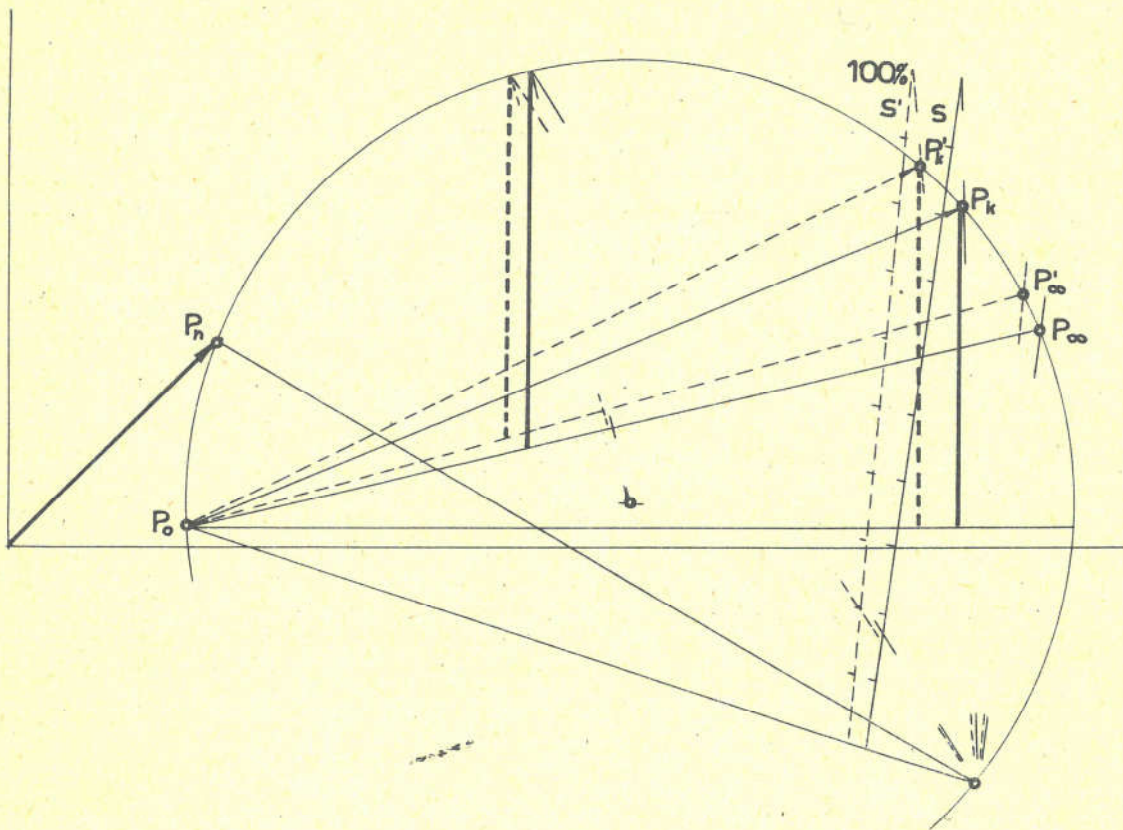


Sl. 4.4-5

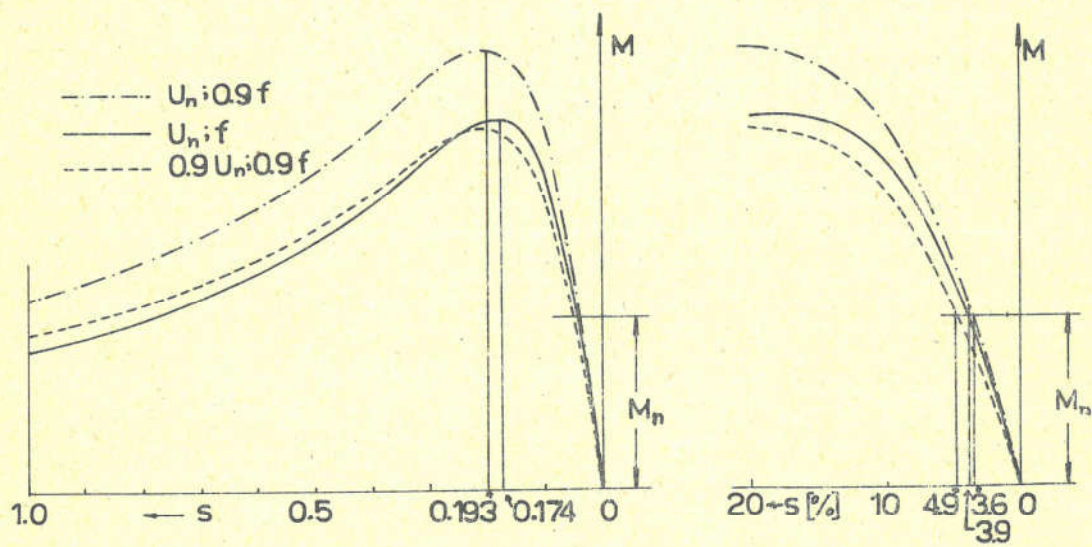
4.41. Promjena frekvencije u mreži

Ako želimo regulirati brzinu vrtnje asinhronog motora promjenom frekvencije, onda prema prijašnjim izlaganjima mijenjamo i napon proporcionalno frekvenciji. Međutim, kod asinhronih motora dolazimo i nehotice u situaciju, da se frekvencija mreže mijenja, pa padne jer je mreža preopterećena, a da napon mreže ostane konstantan. Kako će se u tom slučaju ponašati asinhroni motor? Odgovor na to pitanje dobit ćemo tako, da najprije preračunamo kružni dijagram i karakteristike momenta na novu frekvenciju s pretpostavkom, da se jednako mijenja i napon. Iza toga dobiveni kružni dijagram i karakteristiku momenta preračunamo nazad na nesmanjeni napon tako, da se kružni dijagram poveća proporcionalno, a karakteristika momenta s kvadratom povišenja napona, kako je to objašnjeno u pogl. 4.3.

Uzmimo jedan primjer: Imamo motor s kružnim dijagramom i karakteristikom momenta prema sl. 4.4-6 i 4.4-7 kod nominalne frekvencije i nominalnog napona. Tražimo novu karakteristiku momenta za slučaj, da frekvencija mreže padne za 10 %, a napon mreže ostane konstantan. Najprije grafički promijenimo kružni dijagram za slučaj da su napon i frekvencija pali za



Sl. 4.4-6



Sl. 4.4-7

10% tako, da u smislu prijašnjeg izlaganja povisimo tačke " P_k " i " P_∞ " na kružnom dijagramu. Tom smo promjenom dobili novu karakteristiku momenta s nešto većim pokretnim no sa smanjenim prekretnim momentom. Sad povisimo samo napon na prijašnju nazivnu vrijednost, tj. za

$$\frac{0.9+0.1}{0.9} = 1.11$$

Karakteristika momenta raste s kvadratom povišenja napona $1,11^2 = 1,23$ puta, tj. za 23%. Tako smo dobili na sl. 4.4-7 traženu karakteristiku momenta, koja pokazuje da se potezni moment povećao za oko 30%, dok se prekretni moment povećao samo za oko 18%. Kružni dijagram za novo pogonsko stanje moramo još nadopuniti time da povećamo mjerilo struje u omjeru povećanja napona, tj. za 11%. Kod tog razmatranja zanemarili smo upliv zasićenja na struju magnetiziranja, jer je kod malih promjena frekvencije, koje se dešavaju u mreži, taj upliv neznatan.

Obradili smo slučaj sniženja frekvencije mreže. Nezgodniji je slučaj povišenja frekvencije, jer dobijemo adekvatno znatno smanjenje poteznog momenta, što može imati za posljedicu, kod eventualnog pada napona mreže zbog struje kratkog spoja i daljnjeg smanjenja momenta, da motor ne svlada moment tereta i trenje mirovanja, i zato ne povuče kod pokretanja.

4.5. Regulacija brzine vrtnje prespajanjem polova

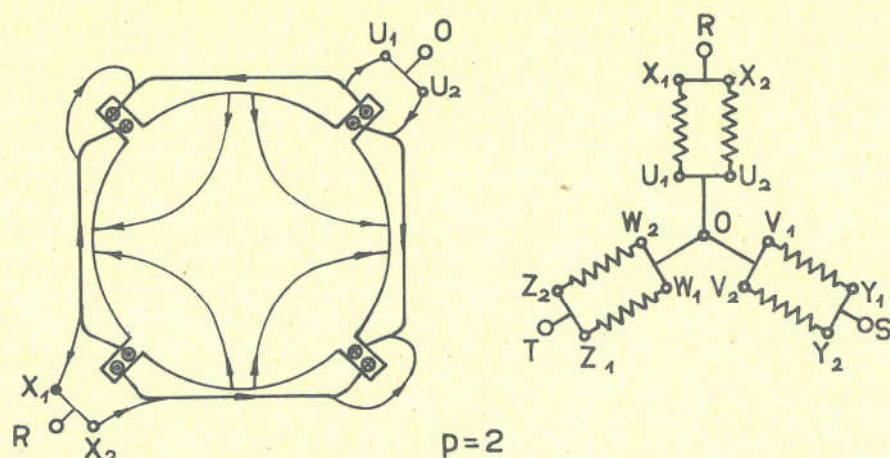
Regulacija otporom u rotorskom krugu je neekonomična, a regulacija promjenom frekvencije rijetko dolazi u obzir. Jediní ekonomični način regulacije sa ujedno vrlo jeftinom izvedbom je regulacija asinhronog motora prespajanjem polova. Dakako, mora motor biti posebno gradjen za takvu mogućnost prespajanja. Ta izvedba ima slabu stranu, da je regulacija brzine vrtnje moguća samo u vrlo grubim stepenima.

Uložimo u statorske utore dva namota, svaki dimenzioniran za drugi broj polova, i upotrebimo kavezni rotor. Kod ukapčanja jednog statorskog namota motor će se vrtiti brzinom vrtnje koja odgovara broju polova tog namota. Kad prekopčamo na drugi namot vrtiti će se naravno s brzinom vrtnje koja odgovara drugom statorskom namotu.

Osim ovog načina prespajanja polova poznajemo i drugi, kod kojeg imamo u statoru samo jedan namot, te unutar njim prespajanjem samog tog namota u drugačiji redoslijed svitaka postižemo promjenu broja polova. Od ovakvih načina prespajanja, najpoznatiji je tzv. Dahlanderov spoj, jedan od spojeva koji omogućava prespajanje broja polova u omjeru 1 : 2.

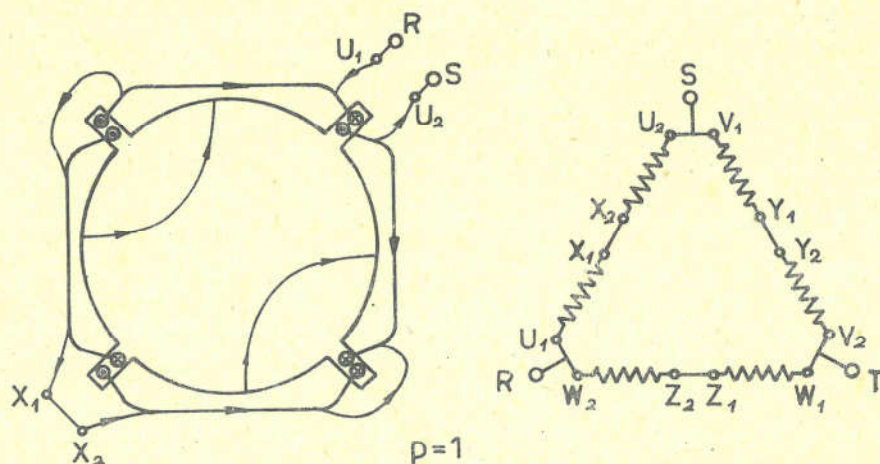
Da objasnimo ovaj spoj, zamislimo stator s jednim utorom na pol i fazu, i nacrtajmo namot samo jedne faze za četveropolnu izvedbu s punim korakom, kako je to prikazano na sl. 4.5-1.

Svaka faza neka ima dvije paralelne grane kako je u sl. 4.5-1 prikazano za fazu "U" s dvije grane "U₁-X₁" i "U₂-X₂". Na slici prikazani smjerovi amperzavoja za svaki svitak pokazuju, da se smjer polja na obodu četiri puta mijenja. Prema tome ovakvim spojem dobijemo četveropolni motor.



Sl. 4.5-1

Ako sad izvršimo promjenu spoja tako, da stezaljku "U₁" priključimo na fazu "R", a stezaljku "U₂" na fazu "S", i analogno za ostale faze, dobijemo spoj prema sl. 4.5-2 koji pred-

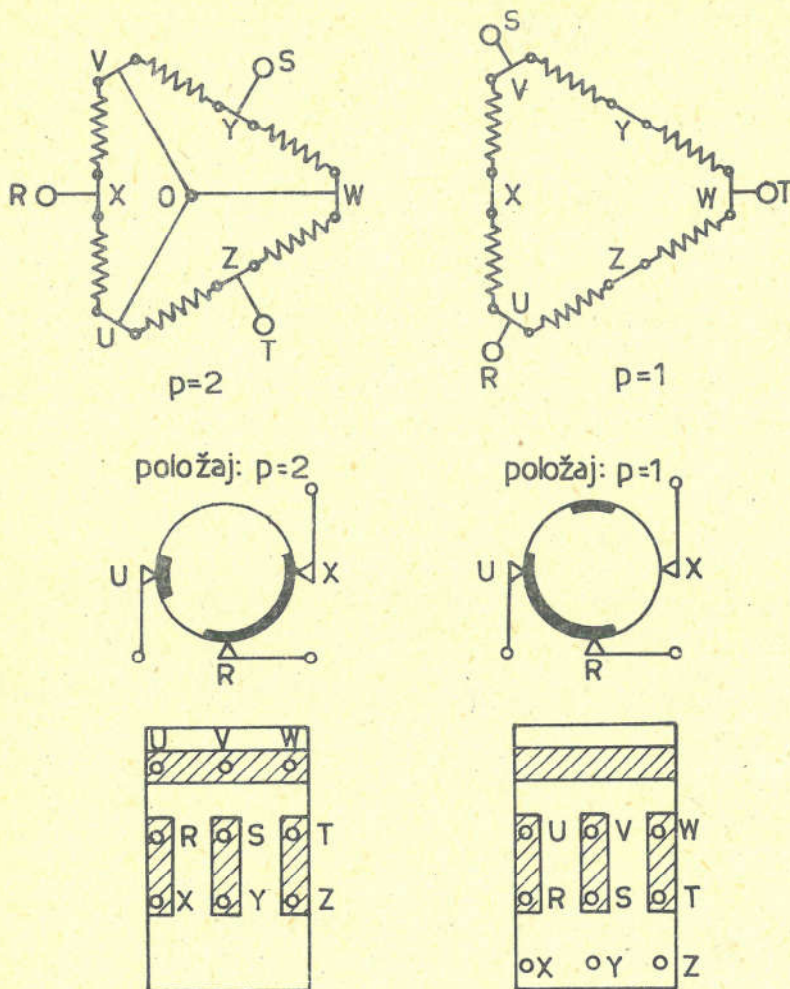


Sl. 4.5-2

stavlja spoj u trokutu s po dvije grane svake faze u seriji. Slijedimo li pravac polja po obodu vidimo, da se samo dva puta mijenja, pa smo prema tome dobili dvopolni motor. Korak namota je svakako smanjen na jednu polovinu, jer je polni korak dvopolnog motora dva puta dulji, a korak svitka se nije promijenio.

Ostavimo li namote nacrtane u obliku trokuta prema slici 4.5-2 i izvršimo četveropolni spoj prema slici 4.5-1, dobijemo spojnu shemu prema slici 4.5-3 za četveropolnu i dvopolnu izvedbu. Iz tih shema vidimo, da namot može ostati spojen u

trokut s tim da kod četveropolnog spoja vežemo krajeve UVW na kratko, a krajeve XYZ priključimo na mrežu. Tako namotani motor ima, kako se vidi, samo šest krajeva. Na sl. 4.5-3 nacrtana je odgova-



Sl. 4.5-3

rajuća preklopka s dva položaja (u presjeku i s razvijenim obodom valjka), kojom se može relativno vrlo jednostavno izvršiti pre-spajanje broja polova.

Kod prespajanja polova mijenja se napon, koji je narinut na svaki svitak. Mijenja se i faktor namota " ξ ", pa se zato nužno mijenja i polje " Φ " odnosno maksimalna indukcija u zraku " B_{dm} ". Što je indukcija manja, to je stroj manje magnetski iskorišten, jer se nominalni moment motora mijenja praktički proporcionalno s indukcijom.

Jednadžba napona glasi:

$$E = 4.44 \cdot f \cdot w \cdot \xi \cdot \Phi = 4.44 \cdot f \cdot w \cdot \xi \cdot \tau_p \cdot l \cdot B_{dm}$$

Vrijednosti kod dvopolnog spoja označimo s indeksom "2", a kod

četveropolnog s "4". Potražimo omjer indukcije:

$$\frac{B_2}{B_4} = \frac{\frac{E_2}{w_2 \cdot f_2 \cdot \tau_{p2}}}{\frac{E_4}{w_4 \cdot f_4 \cdot \tau_{p4}}}$$

$$\frac{E_2}{E_4} = \sqrt{3} ; \quad \frac{w_2}{w_4} = 2 ; \quad \frac{\tau_{p2}}{\tau_{p4}} = 2$$

$\frac{f_2}{f_4} = 0.71$ (za jedan utor na pol i fazu kod četveropolne izvedbe)

$$\frac{B_2}{B_4} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot 0.71 \cdot 2} = 0.61$$

$$B_2 = 0.61 B_4$$

Iz ovog vidimo, da je motor kod dvopolnog spoja iskorišten magnetski samo 61%. Kako se motori ne grade s $q = 1$, uzmimo stator s 48 utora, da bismo dobili realne odnose. Kod 48 utora mijenja se samo omjer faktora namota (kod ekonomičnog koraka namota).

$$\frac{f_2}{f_4} = 0.81$$

$$\frac{B_2}{B_4} = \frac{0.61 \cdot 0.71}{0.81} = 0.535$$

Vidimo, da je magnetsko iskorištenje još nešto lošije, tj. kod dvopolnog spoja samo 53,5% od magnetskog iskorištenja četveropolnog spoja. Prema tome dvopolni motor ima samo 53,5% nominalnog momenta četveropolnog motora. Nominalna snaga, koja raste s brzinom vrtnje, kod dvopolnog motora iznosi 107% od nominalne snage četveropolnog motora. Dahlanderovim spojem praktički zadržavamo jednaku snagu motora kod obje brzine vrtnje.

Osim Dahlanderovog spoja poznat je i drugi spoj prema shemi na sl. 4.5-4. U toj shemi je izvedba namota potpuno ista, samo su spojevi drugačiji.

Odnosi za jedan utor na pol i fazu su slijedeći:

$$\frac{E_2}{E_4} = \sqrt{3} ; \quad \frac{w_2}{w_4} = 1 ; \quad \frac{\tau_{p2}}{\tau_{p4}} = 2$$

Odnos indukcije u zraku izr... prema tome:

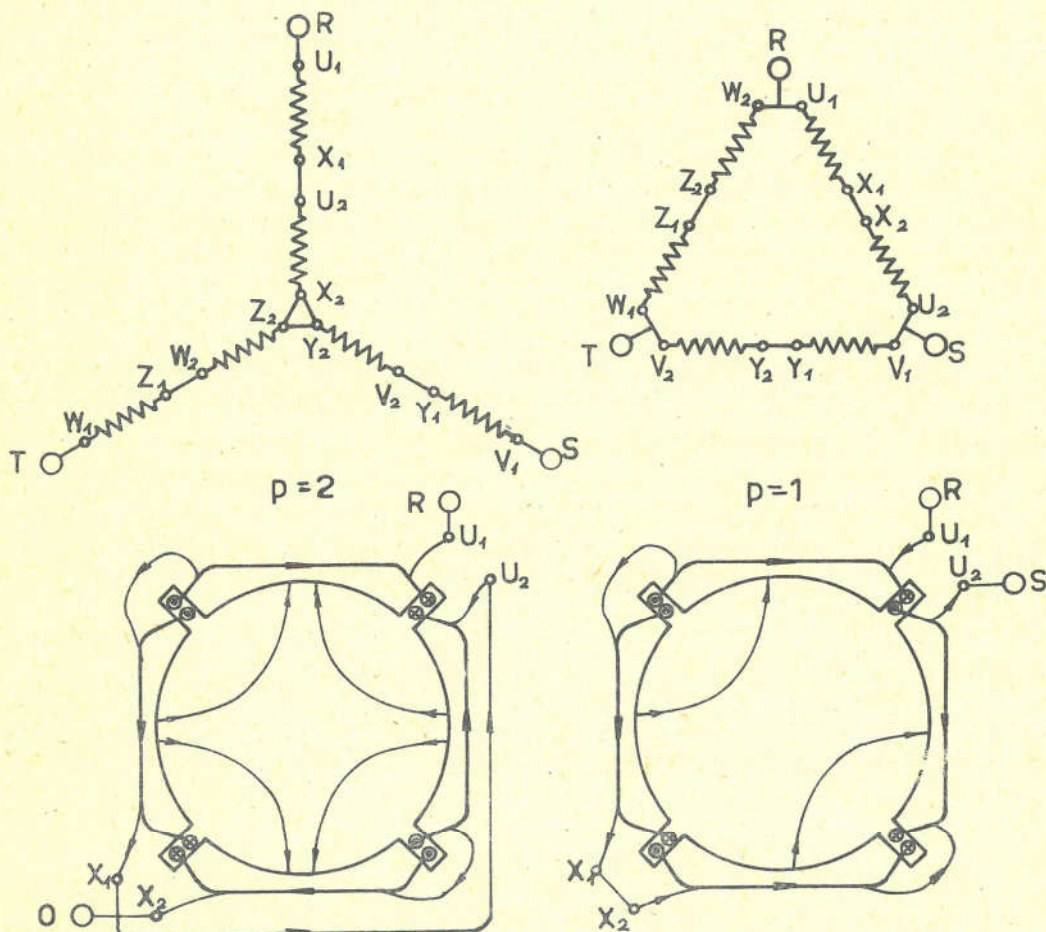
$$\frac{B_2}{B_4} = \frac{\sqrt{3}}{0.71 \cdot 2} = 1.22$$

Ako opet uzmemo stator s 48 utora, dobijemo:

$$\frac{f_2}{f_4} = 0.81$$

$$\frac{B_2}{B_4} = \frac{\sqrt{3}}{0.81 \cdot 2} = 1.07 \approx 1$$

Vidimo da kod ove kombinacije spojeva dobijemo praktički jednako magnetsko iskorištenje kod dvopolnog kao i kod četveropolnog stroja. U tom pogledu ovaj je spoj mnogo povoljniji od Dahlanderovog spoja. Želimo li načiniti preklopku za prespajanje polova, moramo

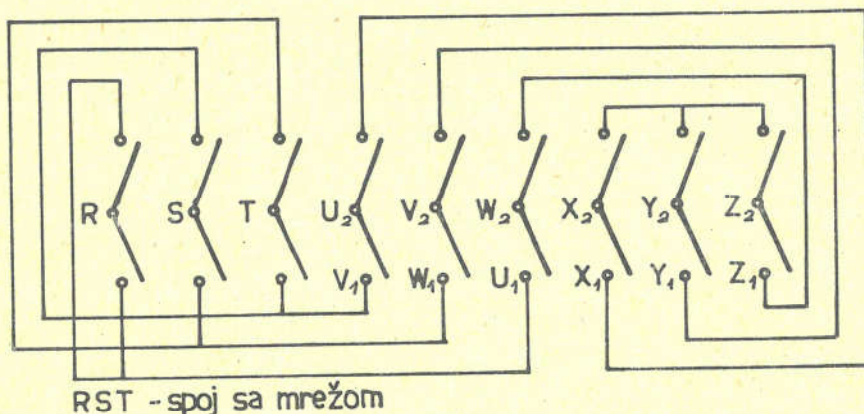


Sl. 4.5-4

izvesti iz motora svih 12 krajeva namota. Trebamo načiniti preklopku s 9 jednofaznih preklopki, kako je to skicirano u slici 4.5-5. Ta preklopka je mnogo skuplja od preklopke za Dahlanderov spoj, što ima za posljedicu, da se za prespajanje polova ipak općenito koristi Dahlanderov spoj. Ipak se često upotrebljava i ovaj drugi spoj kad zahtjevi pogona traže jednaki moment kod obje brzine.

Ovaj spoj se može naravno upotrijebiti ne samo za kombinaciju dvopolne i četveropolne izvedbe, već za bilo koji broj pari polova u omjeru 1 : 2.

Postoje i kombinacije spojeva za tri razna broja pari polova. To se dakako ne može više postići sa simetričnim namotom



Sl. 4.5-5

kod svih broja polova. Zato dobijemo nesimetrično polje, tj. polje koje osim direktne komponente ima i inverznu komponentu kao i znatan utjecaj viših harmonika.

Kod svih ovih motora pretpostavili smo kavezni rotor. U principu moguća je izvedba s kolutnim rotorom, no tada treba prespajati i rotorski namot, pa za Dahlanderov spoj u rotoru trebamo šest kliznih koluta kako bi svih šest krajeva izveli napolje do preklopke.

Sa dva namota u statoru motora, svaki u Dahlanderovom spoju, dolazimo do mogućnosti prespajanja za četiri brzine vrtnje. Npr. jedan namot za 4 i 8 polni spoj, a drugi namot za 6 i 12 polni spoj, što daje slijedeće sinhronne brzine vrtnje: 1500, 100, 750 i 500 o/min.



4.6. Regulacija brzine vrtnje spojem u kaskadi

Ako osovine dvaju ili više električnih strojeva međusobno kruto vežemo i to bilo direktno sa spojkom ili preko prenosnika, govorimo o kaskadi strojeva. Svaka kaskada omogućuje regulaciju brzine vrtnje. Kaskade samih asinhronih strojeva praktički skoro nikad ne dolaze u obzir. Ovdje ćemo ipak obraditi dvije takove kaskade koje su interesantnije s pedagoškog gledišta, a manje dolaze u obzir za praktičnu primjenu.

4.6.1. Kaskada dvaju asinhronih motora sa serijskim spojem prema sl. 4.6-1

Analizirat ćemo brzinu vrtnje ove kaskade. Brzina vrtnje za oba motora mora biti jednaka, pa prema tome možemo postaviti

jednadžbu:

$$n = \frac{60 f_1}{p_1} (1 - s_1) = \frac{60 \cdot s_1 \cdot f_1}{p_2} (1 - s_2)$$

Nakon pokretanja su klizni koluti drugog motora kratko spojeni, pa možemo njegovo klizanje praktički zanemariti, tj. $s_2 = 0$.

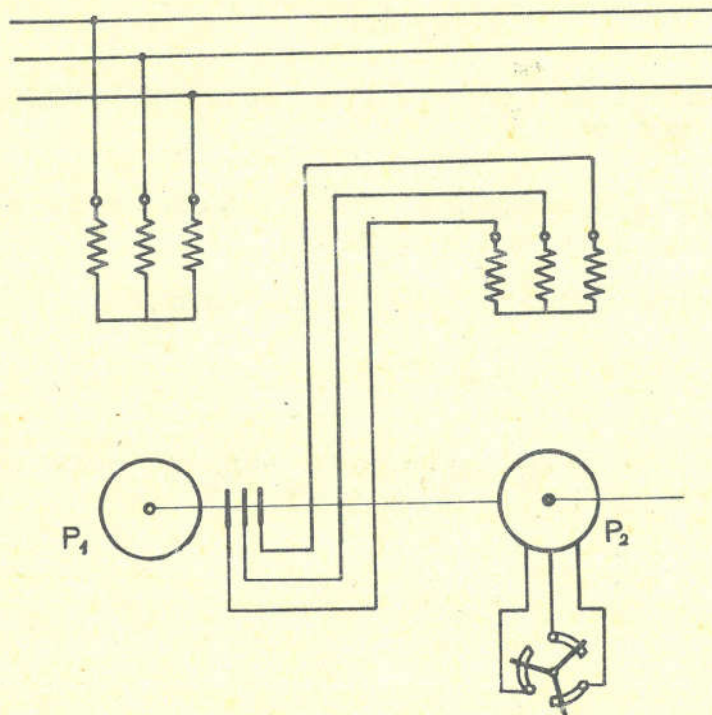
$$\frac{p_2}{p_1} = \frac{s_1}{1 - s_1}$$

$$s_1 = \frac{p_2}{p_1 + p_2}$$

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p_1} (1 - s_1) = \frac{60 \cdot f_1}{p_1 + p_2}$$

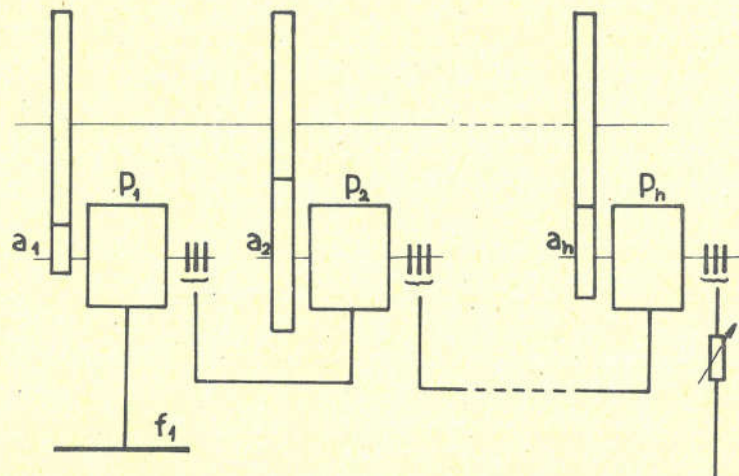
Dolazimo do jednostavnog rezultata, da je brzina vrtnje ovakove kaskade jednaka brzini vrtnje motora, koji bi imao broj polova jednak zbroju polova obaju motora.

Pomoću ovakve kaskade možemo postići tri brzine vrtnje. Mo-
gu se uključiti oba motora u spoju prema sl. 4.6-1, samo motor
s većim brojem polova, ili sam motor s manjim brojem polova. Ako
npr. imamo u kaskadi jedan četveropolni i jedan šesteropolni



Sl. 4.6-1

motor, dobijemo stepenovanje brzine vrtnje, koje odgovara deseteropolnom, šesteropolnom i četveropolnom motoru. Na isti način možemo spojiti umjesto dva i više motora. Uz to možemo preko prenosnika sve motore mehanički spojiti s jednom osovinom, kako je to prikazano na sl. 4.6-2.



Sl. 4.6-2

Brzina vrtnje te kaskade određena je s jednačinom :

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{a_1 p_1 + a_2 p_2 + \dots + a_h p_h}$$

gdje su koeficijenti $a_1, a_2, \dots, a_h$ prenosni omjeri prenosnika kod pojedinih motora.

4.62. Kaskada dvaju motora priključenih na različite frekvencije prema sl. 4.6-3

Prvo postavljamo jednačinu brzine vrtnje:

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p} (1 - s) = \frac{60 \cdot f'_1}{p'} (1 - s') \quad (4.6-1)$$

Kako su oba rotorska kruga spojena u seriju, mora u oba rotora biti ista frekvencija $f_2 = f'_2 = s f_1 = s' f'_1$

$$s = \frac{f_2}{f_1}$$

$$s' = \frac{f_2}{f'_1}$$

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p} \left(1 - \frac{f_2}{f_1} \right) = \frac{60 \cdot f'_1}{p'} \left(1 - \frac{f_2}{f'_1} \right)$$

$$f_2 = f_1 - \frac{n \cdot p}{60} = f'_1 - \frac{n \cdot p'}{60}$$

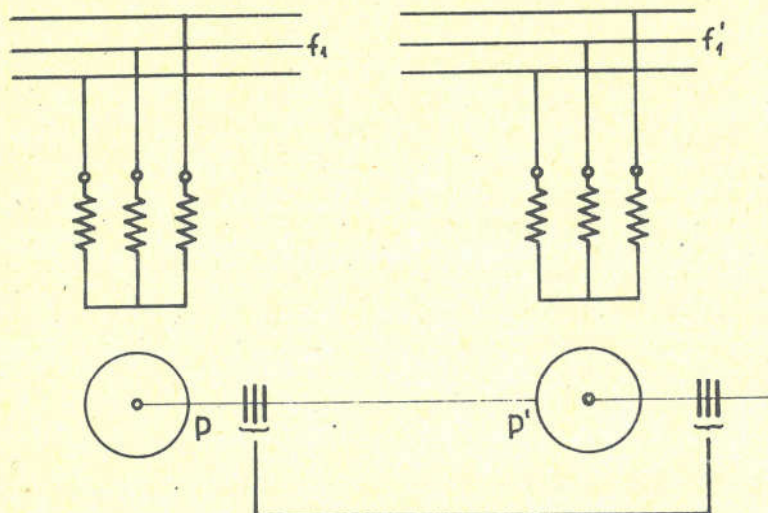
$$n = 60 \frac{f_1 - f'_1}{p - p'}$$

Jednadžba (4.6-5) određuje sinhronu brzinu vrtnje ove kaskade.

Uzmimo npr. da prvi motor ima 10 polova ($p = 5$) i da je priključen na mrežu s $f_1 = 50$ Hz, i da drugi ima 8 polova ($p = 4$) i da je priključen na mrežu s $f'_1 = 42$ Hz. Sinhrona brzina vrtnje te kaskade iznositi će prema jednadžbi (4.6-5):

$$n = 60 \frac{50 - 42}{5 - 4} = 480 \text{ } ^\circ/\text{min}$$

Ne smijemo međjutim zaboraviti, da ovakva kaskada predstavlja dvostruko hranjenu kaskadu i da prema tome taj agregat ima karakteristiku sinhronog stroja. Sinhrona brzina vrtnje ovog agregata mijenja se promjenom frekvencije bilo jedne, bilo druge mreže.

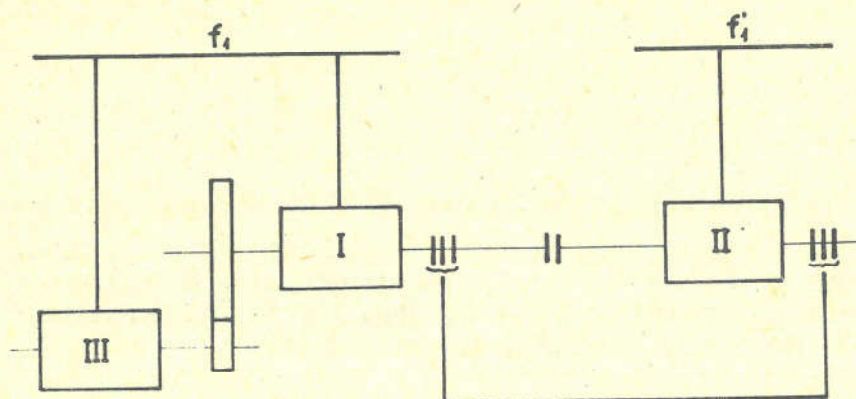


Sl. 4.6-3

Ova kaskada predstavlja vezu između dviju mreža. Postavlja se pitanje, da li se preko nje može prenositi i snaga iz jedne mreže u drugu, tj. da prva mreža pomaže drugu, ako je druga preopterećena.

Ako neku mrežu preopteretimo, nužno joj padne frekvencija.

Prema jednadžbi (4.6-5), ako se promijeni frekvencija bilo koje mreže, promijeni se sinhrona brzina kaskade. Prema tome ne može biti govora o nekom prenosu snage iz jedne mreže u drugu, već jedino o promjeni brzine vrtnje. Ovakva kaskada predstavlja "potpuno mekanu vezu" između dvije mreže.



Sl. 4.6-4

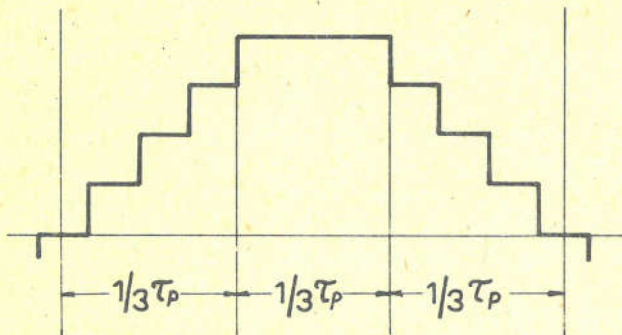
Tu vezu možemo ukrutiti, ako prema sl. 4.6-4 priključimo preko prenosnika na osovinu kaskade jedan sinhroni motor. Prenosni odnos prenosnika treba biti jednak omjeru sinhrone brzine vrtnje sinhronog motora i sinhrone brzine kaskade. U tom slučaju brzina vrtnje kaskade određena sinhronim motorom, koji je priključen na mrežu s frekvencijom f_1 . Prema jednadžbi (4.6-5) ovim je određena i frekvencija f_1 . Tako je određena i brzina vrtnje motora br. II, a također i brzina rotorskog okretnog polja, jer je $f_2' = f_2$, a " f_2 " je brzinom vrtnje kaskade, i s frekvencijom f_1 već određena veličina. Kad je, dakle, druga mreža preopterećena, njena frekvencija " f_1 " imat će tendenciju padanja. Zbog toga će okretno polje statora nastojati zaostati za okretnim poljem rotora, pa će stroj br. II raditi kao generator na drugu mrežu.

Rotorska struja je kod oba motora ista. Kod motora br. II djeluje u generatorskom smislu, kod motora br. I pak je protivnog pravca i radi u motornom smislu. Sinhroni motor III treba pokrivati gubitke agregata.

5. UPLIV VIŠIH HARMONIKA POLJA

5.1. Viši harmonični članovi polja

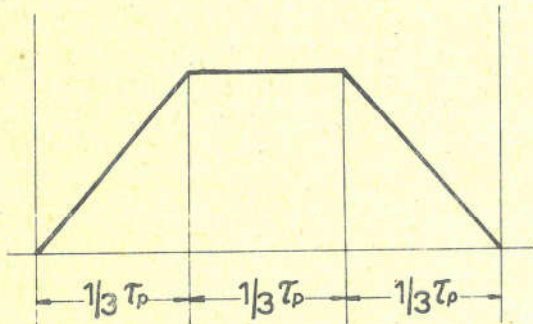
U dosadašnjim razmatranjima pretpostavili smo, da su sve električne i magnetske veličine sinusne. Međutim, protjecanje pojedine faze je i kod sinusnog oblika narinutog napona prostorno nesinusno rasporedjeno uzduž zračnog rasporedja, kako je to za protjecanje jedne faze prikazano na sl. 5.1-1. Na toj slici vidi se odlučan upliv utora. Ako zamislimo stator bez utora s jednako rasporedjenim zavojima po provrtu statora, ipak prostorna rasporedjenost nije sinusna, već u obliku trapeza prema sl. 5.1-2.



Sl. 5.1-1

stojati samo neparni sinusni članovi.

Osnovni, tj. prvi sinusni član daje kod trofazr ; namota okretno polje, koje se okreće u pravcu prostornog red. slijeda faza sa sinhronom brzinom



Sl. 5.1-2

razmatranja ispadaju treći, deveti, petnaesti, dvadesetprvi, itd. harmonični članovi, a ostaju samo peti, sedmi, jedanaesti, trinaesti, sedamnaesti, devetnaesti, dvadesettreći itd.

Red viših harmoničnih članova označimo indeksom " ν ". Možemo postaviti općenitu tvrdnju, da " ν -ti" harmonik ima " ν " puta više valova od osnovnog harmonika, kako je to za peti harmonik vidljivo na sl. 5.1-3. Iz gornjeg slijedi da " ν -ti" harmonik ima " ν " puta veći broj polova, tj.

$$p_{\nu} = \nu \cdot p$$

Uvjet za simetrično okretno polje je, da je vremenski (fazni) pomak između pojedinih faza jednak prostornom pomaku. Vremenski (fazni) pomak za svaki " ν -ti" harmonik je kod trofaznog namota 120° kao i kod osnovnog harmonika, jer je svaki viši harmonik vezan za svoju fazu.

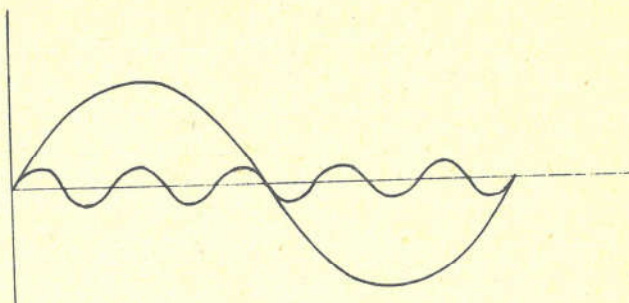
Proporcionalno protjecanju, a obrnuto proporcionalno magnetskom otporu, mijenja se i indukcija uzduž zračnog rasporeda. Zato dobijemo i nesinusni oblik polja. K tome pridolazi i upliv zasićenja u željezu, koji također deformira oblik polja. Prema tome magnetska polja u asinhronom motoru nisu sinusnog oblika, već sadrže više ili manje viših harmoničnih članova. Kako su međjutim ta polja simetrična obzirom na apscisnu os kao i obzirom na simetralu polja, mogu po-

$$n_1 = \frac{60 \cdot f}{p} \text{ (} ^\circ/\text{min) }$$

Svi viši harmonični članovi, čiji indeksi su djeljivi sa tri su u sve tri faze istovremeni, odnosno istofazni, pa ne mogu uzrokovati okretno polje. Kako su namoti faze kod trofaznog namota međusobno prostorno pomaknuti za $120^\circ/p$, mora vektorska suma magnetskih polja svih tih harmoničnih članova iznositi nula. Zato iz naših daljnjih

Prostorni pomak, tj. električni kut " $\alpha_{el\gamma}$ " za " γ -ti" harmonik je kod istog geometrijskog kuta " α_g " toliko veći od " α_{el} " za osnovni harmonik, koliko je veći broj polova.

$$\begin{aligned}\alpha_{el} &= p \cdot \alpha_g \\ \alpha_{el\gamma} &= \gamma \cdot p \cdot \alpha_g \\ \alpha_{el\gamma} &= \gamma \cdot \alpha_g\end{aligned}$$



Sl. 5.1-3

Za osnovni harmonični član polja kod trofaznog namota iznosi vremenski pomak (električni kut) između faza 120° , pa je prema tome za " γ -ti" harmonik $\gamma \cdot 120^\circ$. Kako dobivamo kutove veće od 360° , moramo ih smanjiti za 360° , odnosno za višekratnik od 360° . Ako taj višekratnik označimo s " k ", uvjet za simetrično okretno polje izražen je s jednačbom: $\gamma \cdot 120^\circ - k \cdot 360^\circ = \pm 120^\circ$. Vidimo, da svi preostali viši harmonici tj. 5., 7., 11., 13., itd. ispunjavaju taj uvjet. Kod petog, jedanaestog, sedamnaestog itd. harmoničnog člana dobivamo negativni predznak, tj. -120° , što znači, da je druga faza tih harmonika pomaknuta za 120° u suprotnom smjeru od smjera rotacionog polja osnovnog harmonika. Prema tome dobivamo okretno polje tih harmonika protivnog smjera. Sedmi, trinaesti, devetnaesti itd. harmonički član daju pozitivni predznak, tj. okretno polje istog smjera kao osnovni harmonik. Ako " γ -ti" harmonik ima " γ " puta veći broj polova, okretno polje " γ -tog" harmonika ima sinhronu brzinu vrtnje

$$n_\gamma = \frac{60 \cdot f}{p_\gamma} = \frac{60 \cdot f}{\gamma \cdot p} = \frac{n}{\gamma}$$

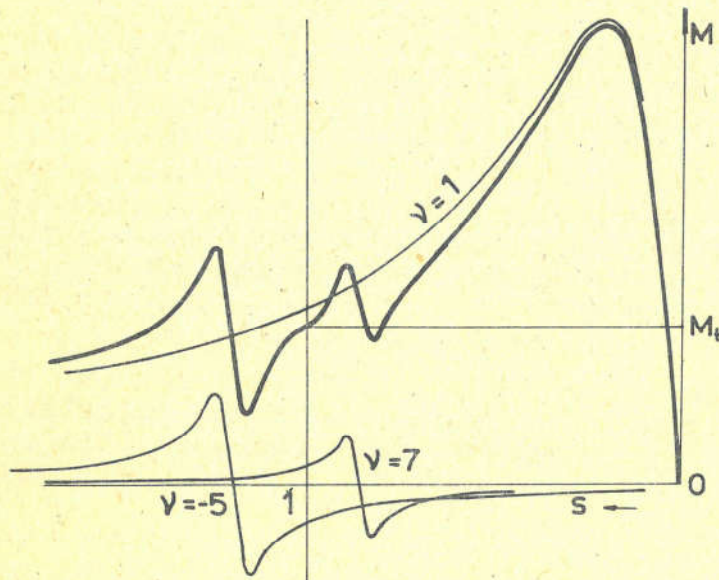
" γ " puta manju od sinhronu brzinu vrtnje osnovnog harmonika, kao što i višepolni motor ima p -puta manju sinhronu brzinu od dvopolnog.

To na prvi pogled iznenadjuje, no ne smijemo gubiti iz vida, da se ne radi o višim harmonicima napona ili struje, što bi dalo napone i struje veće frekvencije, a to bi odgovaralo većoj brzini vrtnje. U ovom razmatranju pretpostavljamo sinusni oblik narinutog napona i struje, te razmatramo samo nesinusni oblik polja. To polje njiše se frekvencijom narinutog napona pa u deformiranom obliku polja, tj. u nesinusnoj prostornoj rasporedjenosti indukcije nailazimo na te više harmonične članove, koji svi njišu s frekvencijom mreže. Tako npr. peti harmonik predstavlja u motoru još jedan asinhroni motor s "5" puta većim brojem polova i s obrnutim redoslijedom faza, no s istom frekvencijom.

5.2. Asinhroni momenti

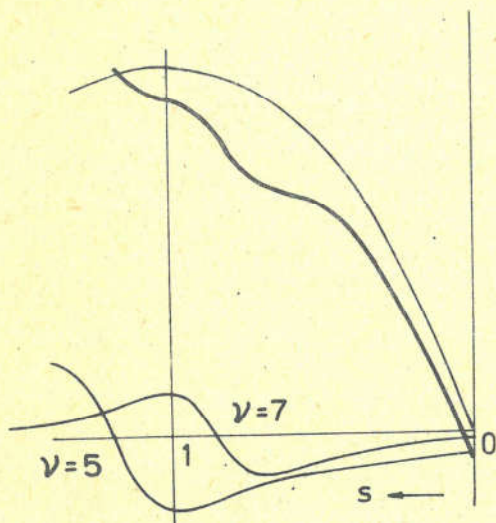
Pitamo se, kakav je upliv viših harmoničnih članova na rad motora. Najvažnija karakteristika za rad asinhronog motora je karakteristika momenta u ovisnosti o brzini vrtnje. Upliv " γ -tog" harmonika, koji daje okretno polje, možemo prikazati kao poseban motor na istoj osovinu s " γ " puta većim brojem polova i s

naponom smanjenim u odnosu amplituda višeg harmonika i osnovnog harmonika polja. Karakteristika momenta takvog nadomjesnog motora, razlikovat će se od karakteristike momenta za osnovni harmonik, po tome, što će sinhrona brzina vrtnje biti " ν -puta" manja i što će maksimalni moment biti manji u omjeru kvadrata "napona",



Sl. 5.2-1

onda motor neće moći ubrzati preko tog sedla, nego će se okretati sa cca $1/7$ sinhronne brzine vrtnje pri čemu će motor uzimati iz mreže nego veću struju od nominalne te može doći do pregaranja namota motora. To naravno, vrijedi samo ako pokrećemo motor s kratko spojenim rotorom, a to je uvijek slučaj kod kaveznog motora.



Sl. 5.2-2

tj. kvadrata amplituda polja. Na sl. 5.2-1 ucrtane su karakteristike momenta za osnovni, peti i sedmi harmonični član nekog motora kao i debelo izvučena rezultirajuća karakteristika momenta. Iz slike se jasno vidi da je upliv viših harmonika jak kod malih brzina vrtnje, a da je u blizini sinhronizma njihov upliv praktički zanemariv. Zbog toga moramo očekivati poteškoće kod pokretanja. Ako je npr. moment tereta konstantan, kako je to naznačeno na sl. 5.2-1 i veći od "sedla", kojeg pro-

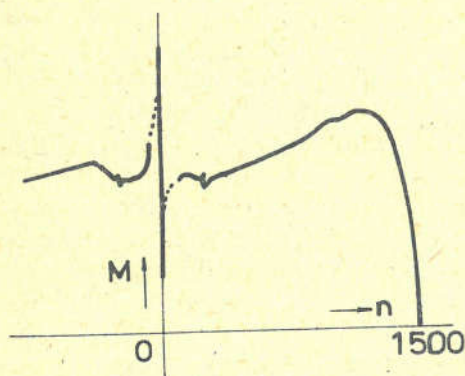
uzrokuje 7. harmonik, Pokrećemo li kolutni motor s pokretačem, onda se karakteristike momenta svih viših harmonika promijene na isti način kao karakteristika osnovnog harmonika. Ako uzmemo da je otpor pokretača tako velik, da imamo maksimalni moment u mirujućem stanju rotora ($s_{pr} = 1$), dobijemo karakteristiku momenta prema sl. 5.2-2. Vidimo da se rezultirajući moment ne smanji mnogo. Mijenjanjem otpora pokretača mi možemo praktički uvijek postići dovoljno ve-

like momente pokretanja, pa prema tome kod kolutnih motora, taj problem praktički ne postoji, barem ne u toj mjeri kao kod kavez-
nih motora.

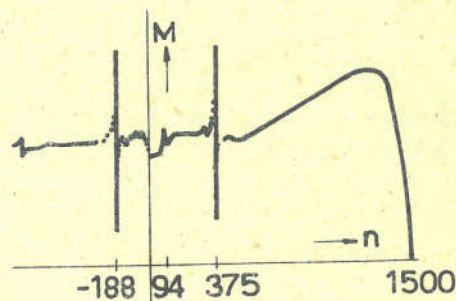
5.3. Sinhroni momenti

U prethodnom poglavlju obradili smo asinhronne momente uzrokovane višim harmoničkim članovima polja. No u motoru mogu zbog pojave viših harmoničkih članova nastupiti i sinhroni momenti. Svaki harmonični član polja u statoru prouzrokuje u rotoru iste takve harmonične članove polja. Ako, međutim, dodje neki viši harmonični član rotora u sinhronizam s nekim višim harmoničnim članom u statoru, i to sa članom koji nije uzrokovao promatrani viši harmonični član u rotoru, nastupa među njima sinhroni moment, jer taj slučaj moramo tretirati kao dvostruko napajan motor. Ti sinhroni momenti su vezani uz tačno određenu brzinu vrtnje, kod čega kutni pomak među okretnim poljima prije spomenutih viših harmoničkih članova statora i rotora može iznositi najviše $\pm 180^\circ$. Izvan toga padaju van sinhronizma. Zato se kod snimanja momenta na motorima ti sinhroni momenti pokazuju kao oštra povišenja i sniženja momenta, kako se to vidi na sl. 5.3-1 i 5.3-2.

Taj sinhroni moment može nastupiti i u mirujućem stanju rotora, pa ako je veći od pozitivne sume svih asinhronih pokretnih momenata, može imati za posljedicu, da motor i bez tereta uopće



Sl. 5.3-1



Sl. 5.3-2

ne krene. To je npr. svakako slučaj, kad stator i rotor imaju isti broj utora. Zubi statora i rotora dodju tada u položaj, da stoji jedan sučelice drugome pa nastupa među njima reakcioni sinhroni moment, koji drži rotor, da ne može krenuti.

5.4. Sile trešnje

Kao posljedica pojave viših harmoničkih članova polja mogu nastati i jednostrane polja, koja se vrte i koja svojim magnetskim silama uzrokuju jednostrane vlačne sile na rotoru. One rotiraju i tresu rotor. Te rotirajuće sile imaju isto djelovanje kao npr. neizbalansirane mase rotora, čija jednostrana centrifugalna sila, koja se okreće s rotorom, uzrokuje vibracije rotora i preko ležaja vibracije cijelog stroja.

Ovakva jednostrana rotirajuća polja nastaju superpozicijom dvaju okretnih polja viših harmonika bilo statora, bilo rotora, bilo statora i rotora, kad se vrte u suprotnim smjerovima, i ako se red tih harmonika razlikuje za jedan.

5.5. Mjere za smanjenje utjecaja viših harmonika

Sve ove pojave mogu biti vrlo neugodne i mogu vrlo lako onemogućiti upotrebu takvog motora. Da ih spriječimo, moramo kod gradnje strojeva u prvom redu nastojati, da u što većoj mjeri spriječimo pojavu viših harmoničnih članova znatnog intenziteta, a u drugom redu da onemogućimo njihovo negativno djelovanje. Najveću ulogu kod toga igra broj utora u statoru i rotoru. Na osnovu teoretskih razmatranja i iskustva, došlo se do slijedećih omjera brojeva utora u statoru i rotoru, koji daju kod manjih motora dobre rezultate.

Motor	Broj statorskih utora		/	Broj rotorskih utora		
2-polni	18/26	24/26		24/20	24/28	36/28
4-polni	18/26	24/18		24/28	36/28	
6-polni	18/26	36/30		36/33	36/46	
8-polni	24/18	36/46				

Negativni utjecaj viših harmoničnih članova možemo smanjiti i sa skraćanjem koraka namota. Time možemo eliminirati određeni viši harmonični član.

Kod kolutnih motora samo skraćanje koraka namota već zadovoljava. Kod kaveznih motora gotovo uvijek izvadamo i skošenje utora statora prema utorima rotora. Pod skošenim utorom podrazumijevamo utor duž rotora koji ne ide paralelno sa simetralom osovine, nego je tangencijalno skošen za manji ili veći kut. Skošavamo ili samo utore statora ili samo utore rotora, što ovisi o tehnološkom procesu, dok je u pogledu sprečavanja upliiva viših harmonika to svejedno. Efekt skošenja utora na gušenje viših harmoničnih članova polja je to veći što je skošenje veće, tj. što se početak utora više pomakne prema kraju utora u tangencijalnom smjeru gledano po obodu rotora. Skošenje se mjeri u utorskim koracima. Tako je skošenje ispod 70% utorskog koraka obično nedovoljno efikasno. Preko 2 do 3 utorska koraka ne ide se zbog gubitka na snazi, jer skošenje utora djeluje kao i skošenje koraka namota, tj. pojavljuje se još jedan faktor namota manji od 1. Često se skošenje utora izvodi za 1 utorski korak, i tada je obično dovoljno efikasno, a ujedno je utjecaj na gubitak snage tako mali da ga u praktičkim računima zanemarujemo. Kod tog skošenja već gotovo imamo slučaj kao da je broj utora $N = \infty$. Tako se izbjegnu stepenice na krivulji polja, koje su glavni uzrok postojanja viših harmonika.

Iako smanjuje utjecaj viših harmonika, skošenje predstavlja problem, jer se zbog njega u rotoru počinju zatvarati struje, i preko željeznog paketa. Te struje prouzrokuju ne samo dodatne parazitarne momente, već i dodatne gubitke, tj. veće zagrijavanje motora. Ova pojava se može izbjeći odgovarajućim izoliranjem krletke prema željeznom paketu rotora, što naravno poskupljuje izradu rotora. Zbog toga nastojimo, gdje god možemo izaći bez skošenja utora. Kod dugih rotora je povoljno, da na sredini paketa predvidimo još jedan kratkospojni prsten.

Općenito se može tvrditi, da veći broj utora u rotoru daje bolju karakteristiku momenta, ali i veće dodatne gubitke. Zbog toga općenito pokušavamo izaći s manjim brojem utora u rotoru nego u statoru.

Iz ovih razmatranja slijedi, da jedan kolutni motor ne možemo bez daljnjega premotati na kratkospojni, dok ne provjerimo, da kod kratkospojnog rotora ne će biti poteškoća kod pokretanja.

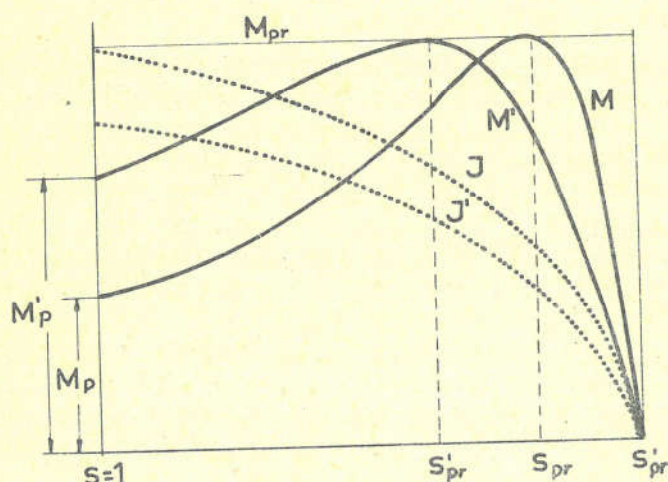
6. POKRETANJE I KOČENJE ASINHRONIH MOTORA

6.1. Moment i struja pokretanja

U pogl. 3.4. ustanovili smo već, da je oblik karakteristike momenta prema Kloss-ovoj jednačbi ovisan o prekretnom klizanju, što znači o omjeru omskog i induktivnog otpora u rotorskom krugu:

$$s_{pr} = \frac{R_2}{X_{2\sigma}}$$

Što je manje prekretno klizanje, to strmija je karakteristika momenta od tačke prekretnog klizanja u generatorskom području do tačke prekretnog klizanja i rotorskom području, dok je potezni moment M_p sve manji, kako to vidimo iz sl. 6.1-1, za dva različita



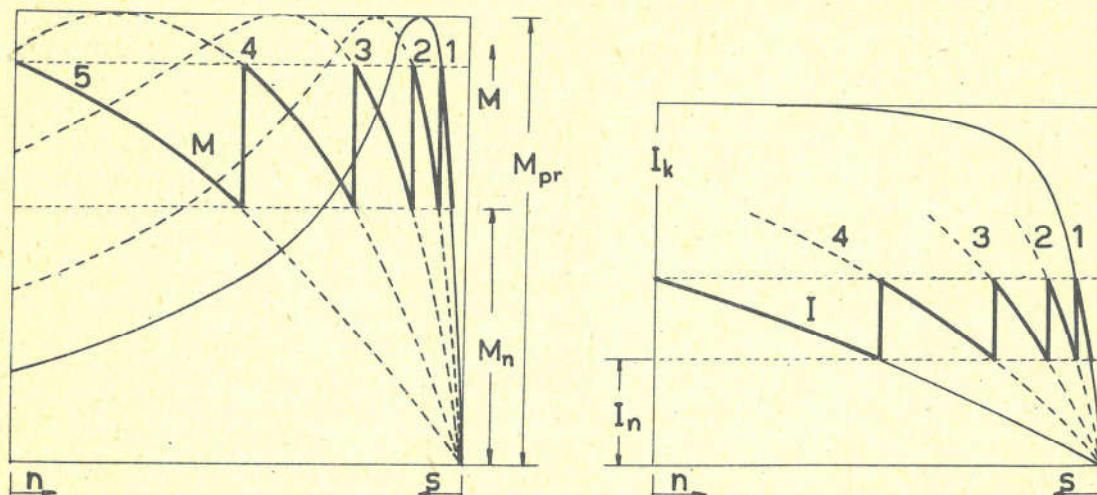
Sl. 6.1-1

prekretna klizanja "spr" i "s'pr". Na istoj slici ucrtane su i pripadajuće karakteristike struje na bazi kružnog dijagrama. Kod kolutnih motora koristimo mogućnost povećanja omskog otpora u rotorskom krugu za pokretanje motora. Pomoću tzv. pokretača reguliramo otpor u rotorskom krugu i to većinom u stepenima, a vrlo rijetko kontinuirano. Tako dobijemo dovoljan moment tokom pokretanja uz što manju struju pokretanja. Na sl. 6.1-2 prikazana je porodica krivulja momenta i struje, koje odgovaraju omskim otporima

u pojedinim stepenima pokretača, a debelo izvučene su linije po kojima se tokom pokretanja mijenja moment i struja. Iz te slike vidimo, da uz relativno malenu struju pokretanja u odnosu na struju kratkog spoja " I_k " možemo pokrenuti motor. To je važno kod relativno slabih mreža, koje bi inače teško podnosile udarac struje kratkog spoja " I_k ", jer bi taj udarac bio neugodan obzirom na pad napona na mreži.

Kod kaveznih motora ne možemo izbjeći neugodan upliv struje kratkog spoja na mrežu. Uz to moramo kod većih motora očekivati, da potezni moment padne ispod nominalnog i postane premalen, da

bi svladao moment tereta. Po zakonima sličnosti, naime, pada relativna vrijednost omskog otpora, kako rastu dimenzije stroja. To

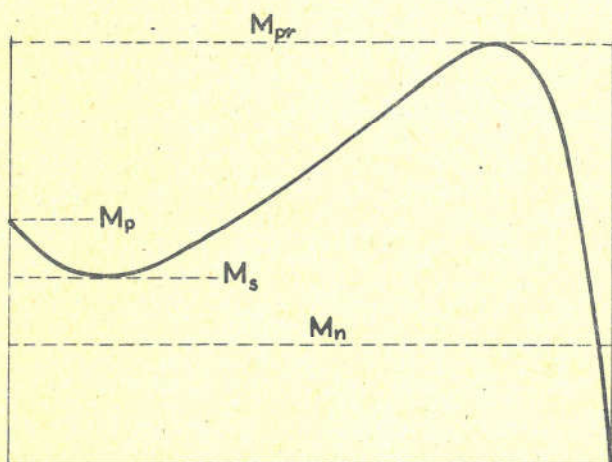


Sl. 6.1-2

unači, što veća je snaga motora kod iste brzine vrtnje to je relativno manji njegov potezni moment u odnosu na nominalni. Zato već kod motora s nekoliko kilovata snage tzv. klasična izvedba kaveza s okruglim bakrenim štapovima ne dolazi u obzir.

6.2. Specijalni kavezni rotori

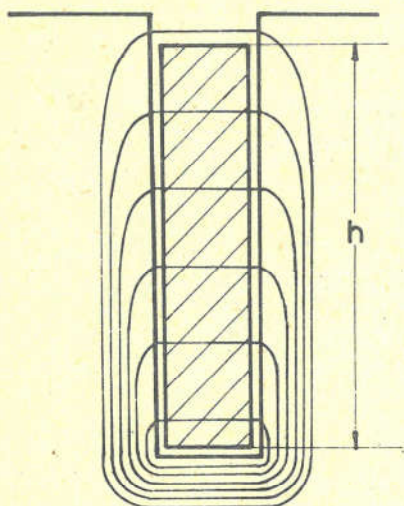
Od kaveznog asinhronog motora traži se, da ima dobar potezni moment " M_p " propisani prekretni moment " M_{pr} ", i da minimalni moment sedla " M_s " ne sprečava motor da dostigne punu brzinu vrtnje (vidi sl. 6.2-1).



Sl. 6.2-1

U tu svrhu koristimo kod projektiranja kaveznih rotora pojavu potiskivanja struje. Field je već početkom ovog stoljeća postavio osnovnu teoriju za tu pojavu. Ako imamo duboki utor pravokutnog oblika s uložnim štapom istog oblika, dobijemo rasipno polje prema sl. 6.2-2. Iz slike vidimo, da je štap u donjem dijelu utora obuhvaćen skoro cijelim rasipnim poljem, a prema vrhu utora sa sve manjim rasipnim poljem. Iz toga

slijedi, da u donjem dijelu štapa po jedinici presjeka bakra će biti najveći induktivni otpor, i da prema gornjem dijelu štapa taj



otpor pada. Kako većem otporu odgovara manja struja i obrnuto, ovako dobijemo pojavu jednostranog potiskivanja struje prema gornjem dijelu štapa, tj. gustoća struje u gornjem dijelu štapa raste, a u donjem opada prema srednjoj vrijednosti, to dakako vrijedi samo za izmjeničnu struju. Što veća je frekvencija, to je to potiskivanje struje jače. Kod istosmjerne struje induktivnog otpora nema, jer nema promjene rasipnog polja s vremenom, pa nema ni potiskivanja, i zato se struja podjednako podijeli po cijelom presjeku štapa. Potiskivanje struje uzrokuje veće gubitke Joulove topline u štapu, pa se to po Fieldu uzima u obzir ekvivalentnim povećanjem omskog otpora " $R_{\sim}$ " prema " $R_{=}$ ", koji se suprotstavlja istosmjernoj struji:

Sl. 6.2-2

$$R_{\sim} = k_r R_{=}$$

Potiskivanjem struje mijenja se i induktivitet cijelog štapa, zbog promijenjenog oblika rasipnog polja, pa se i to analogno kao kod omskog otpora uzima u obzir izrazom:

$$L_{\sim} = k_l \cdot L_{=}$$

Što je veća visina štapa " h " i što je veća frekvencija u rotoru, odnosno klizanje " s ", to je veće potiskivanje struje, pa je prema Fieldu:

$$k_r = f_1(\xi) \quad ; \quad k_l = f_2(\xi)$$

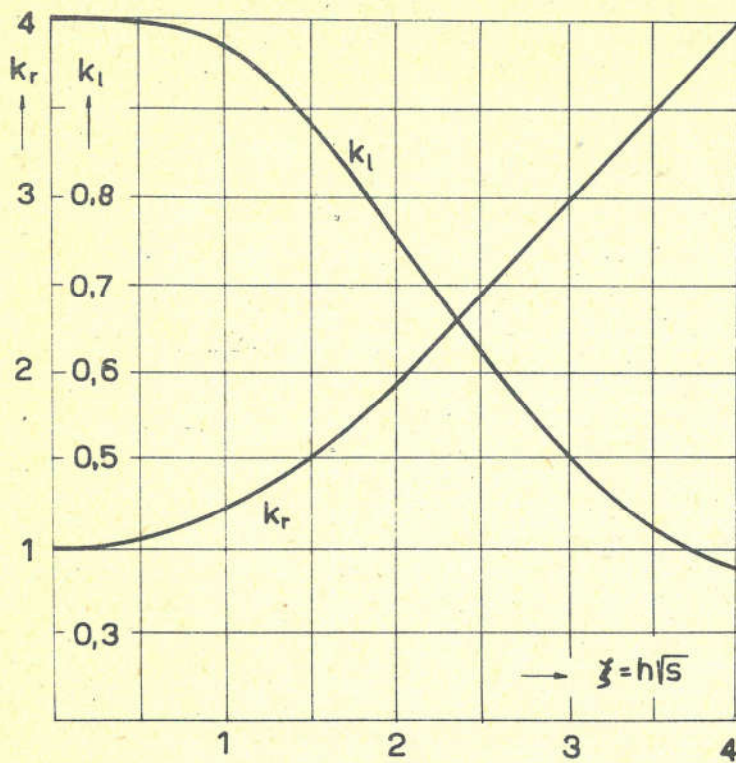
$$\xi = h \sqrt{s} \quad ("h" \text{ u cm})$$

Ovisnost faktora " k_r " i " k_l " o " ξ " za 50 Hz dana je po Fieldu s dijagramom u sl. 6.2-3. Iz tog dijagrama se vidi, kad je $s = 1$, i kad je " ξ " veći od dva centimetra, onda vrijedi:

$$k_r \approx h \quad (\text{cm})$$

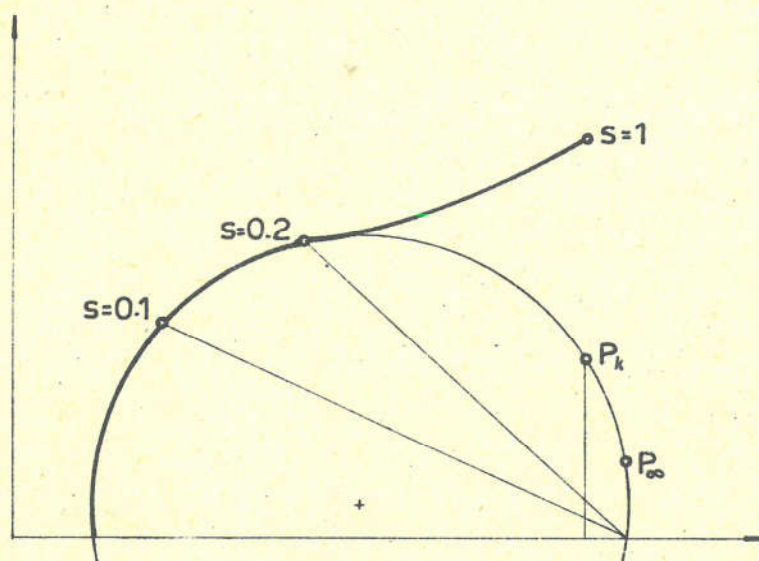
$$k_l \approx \frac{3}{2k_r} = \frac{3}{2h}$$

Ako je visina štapa 3 cm onda imamo u momentu pokretanja ($s = 1$) cca tri puta veći omski otpor i cca dva puta manji induktivni otpor. To se međjutim odnosi samo na dio štapa u utoru. U dijelovima štapova izvan utora i u kratkospojnim prstenima praktički nema potiskivanja.



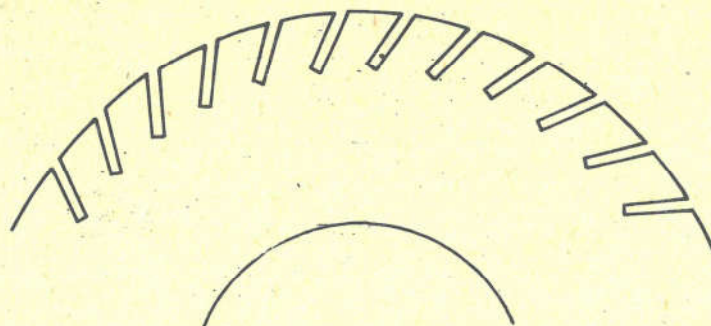
Potiskivanje struje ima prema tome za posljedicu da kružni dijagram vrijedi približno u motorskom području od $s = 0$ do $s = 0,2$, a da se kod većih klizanja krivulja diže u smislu povećanja promjera i povišenja tačke " P_k ", kako je to prikazano u sl. 6.2-4 debelo izvučenom crtom.

Sl. 6.2-3



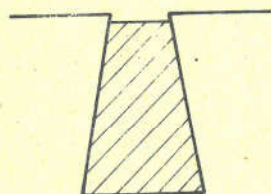
Sl. 6.2-4

Često duboke uture radimo koso (sl. 6.2-5), kako ne bi suviše smanjili visinu rotorskog jarma. Osim pravokutnog oblika dubo-



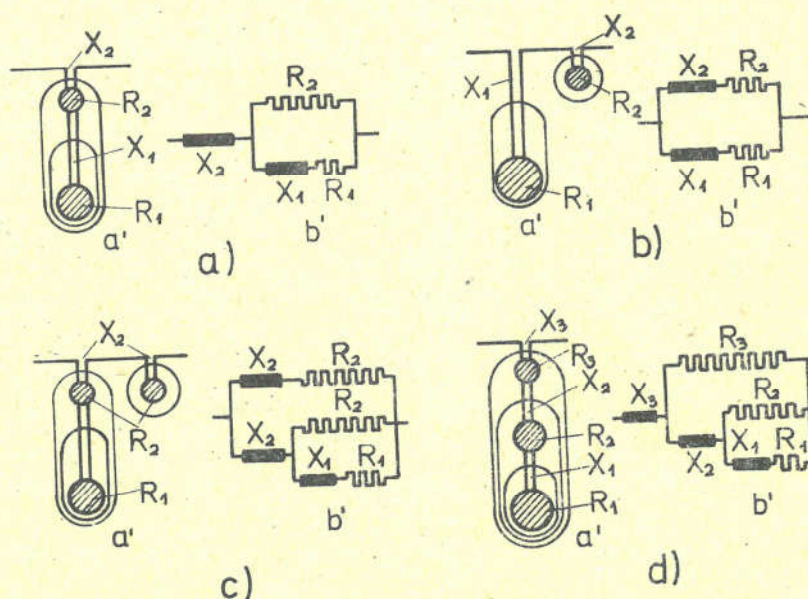
Sl. 6.2-5

kog utora upotrebljava se i trapezni oblik (sl. 6.2-6) kod kojeg je opet potiskivanje jače, a ima tu prednost, da štap uslijed centrifugalne sile jako potisne stranice utora, pa je zato odvod topline bolji, i smanji se zagrijavanje štapova kod pokretanja.



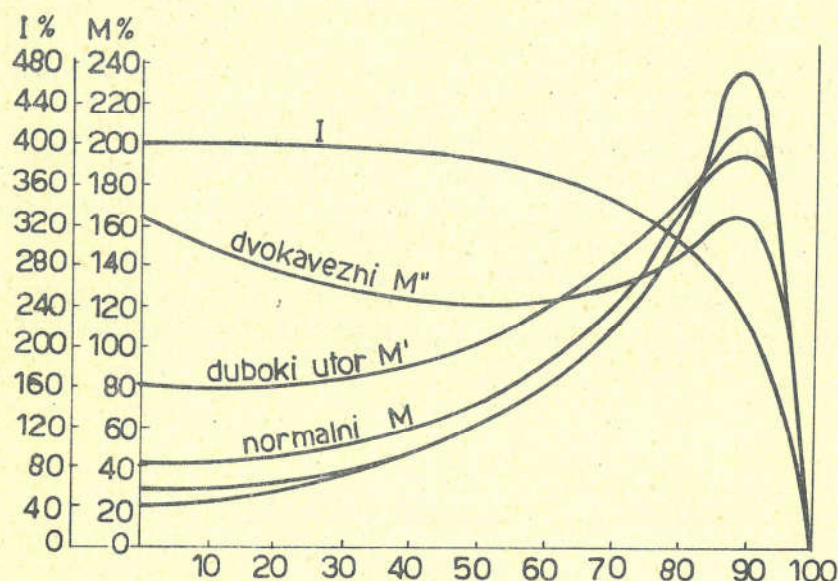
Sl. 6.2-6

Osim rotora s dubokim utorima upotrebljavamo i rotore s dvostrukim kavezom - vanjskim i unutarnjim, tj. s dva, a iznimno i s više redova utora, kako je to prikazano za četiri razne izvedbe na slici 6.2-7 na kojoj su ujedno ucrtane i ekvivalentne sheme. Stapovi u vanjskim utorima imaju mali induktivni, a relativno velik omski ot-



Sl. 6.2-7

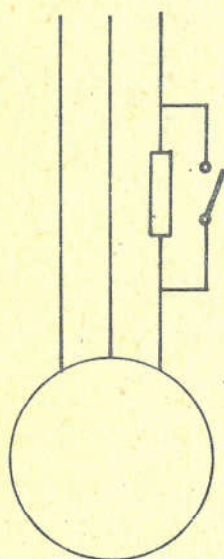
por, jer su malog promjera, dok je kod štapova u unutarnjim utorima obrnuto. Kod pokretanja djeluje pretežno vanjski kavez s velikim pokretnim momentom, zbog toga jer veći dio struje teče u njemu. U pogonu, međjutim, kod male frekvencije rotorske struje nestaje upliv induktivnog otpora pa vanjski i unutarnji kavez rade paralelno s relativno malenim zajedničkim omskim otporom, tj. s malim klizanjem i malim gubicima. Štapovi vanjske krletke su često načinjeni iz mjedi ili bronce, kako bi kod istog omskog otpora imali veći promjer, odnosno veću masu, nego da su izradjeni iz bakra, a s time i mogućnost većeg akumuliranja topline, koja se razvija u tim vanjskim štapovima kod pokretanja.



Sl. 6.2-8

S dvostrukim kavezom možemo postići još veće pokretne momente nego s dubokim utorima. Na sl. 6.2-8 prikazane su karakteristike momenta za razne izvedbe rotora kod iste potezne struje.

U nekim pogonima nije potreban jaki veliki potezni moment, pa zato dolaze u obzir izvedbe s dubokim utorima, koje uz to imaju prednost, da ih je tehnološki lakše izraditi, i zato su jeftiniji od izvedbe s dvostrukom krletkom. Ako u nekom pogonu trebamo mekano pokretanje možemo ga postići i s jednim tzv. "Kusa" otpornikom; koje tokom pokretanja uključimo u jednu fazu statora, kako je to prikazano na sl. 6.2-9.



Sl. 6.2-9

6.3. Kočenje

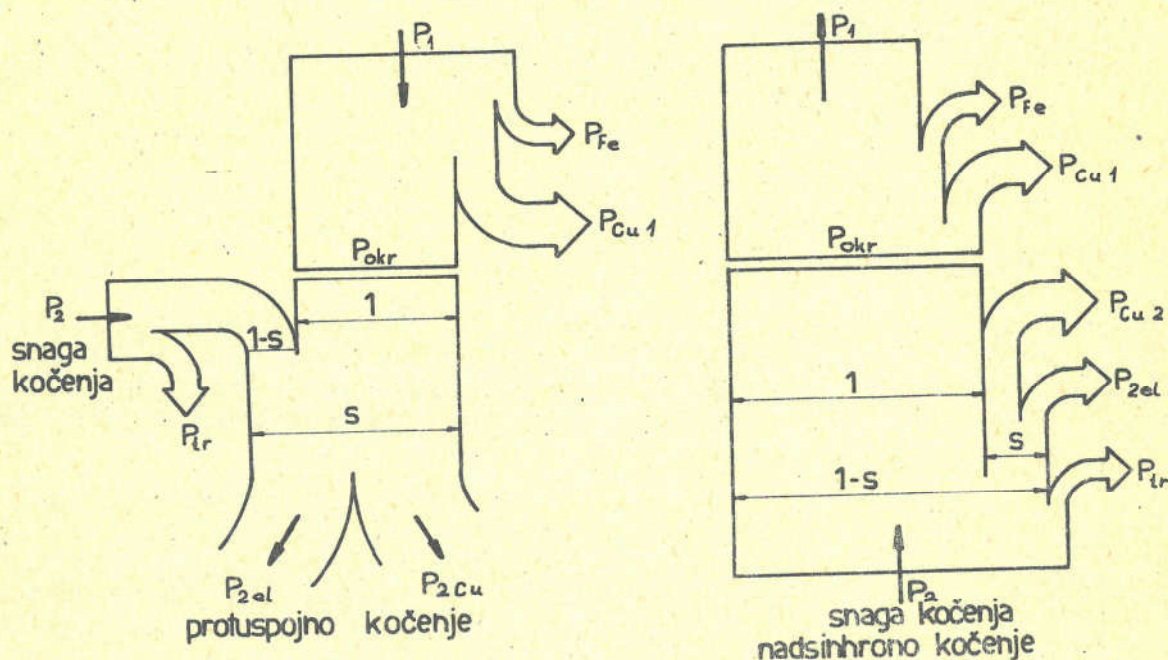
U mnogim slučajevima elektromotornih pogona, a najviše kod dizalica, tražimo od asinhronog motora ne samo pogon već i kočenje.

Iz kružnog dijagrama vidimo, da trofazni asinhroni motor ima dva područja rada, u kojima koči, tj. na osovini prima mehaničku snagu, koju pretvara u električnu. To su:

a) Područje rada s negativnim klizanjem ($s < 0$) u generatorskom području, tj. tzv. korisno ili rekuperativno kočenje u nad-sinhronizmu (generatorsko kočenje).

b) Područje rada s klizanjem većim od jedan ($s > 1$), tj. tzv. protuspojno kočenje.

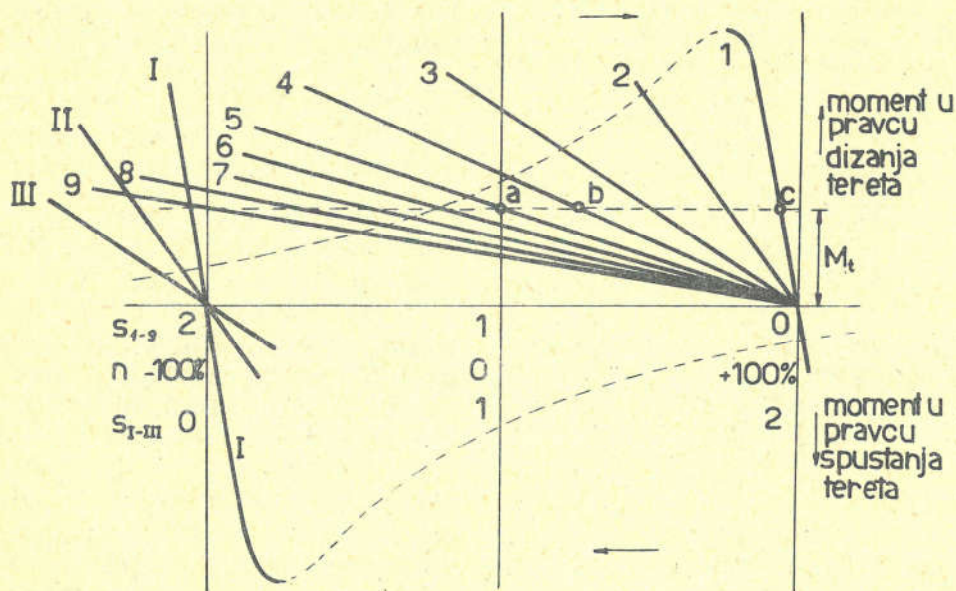
Pošto su električni gubici u rotorskom krugu uvijek proporcionalni klizanju, možemo odmah zaključiti, da je kočenje u generatorskom području ekonomičnije od protuspojnog, jer kod generatorskog kočenja postizemo kočenje sa cca nazivnim momentom već kod par postotaka klizanja, dok kod protuspojnog kočenja iznosi odgovarajuće klizanje preko 100 do 200%. Kod korisnog kočenja pretvara se mehanička snaga kočenja u električnu snagu, koja većim dijelom ide u mrežu, jer asinhroni stroj radi kao generator. Kod protuspojnog kočenja se mehanička snaga također pretvara u električnu, no sva se uništava u vidu gubitaka Joulove topline u rotorskom krugu. Energetska bilanca protuspojnog i korisnog kočenja prikazana je na sl. 6.3-1.



Sl. 6.3-1

Na sl. 6.3-2 pomoću debelo izvučene linije prikazana je karakteristika momenta jednog kratko spojenog kolutnog motora i to za oba pravca vrtnje (linije označene arapskim, odnosno rimskim brojevima). Obadviije linije su u nestabilnom dijelu karakteristike

crtkano izvučene. Kako je taj nestabilni dio za pogon neinteresantan, u daljnjim razmatranjima ga izostavljamo i crtamo samo sta-



Sl. 6.3-2

bilni dio, i to u njegovom praktički linearnom dijelu. Ukopčavanjem sve većih otpora u rotorski krug stabilni dio karakteristike se sve više naginje prema dolje, kako je to karakteristikama 2-9 prikazano na sl. 6.3-2.

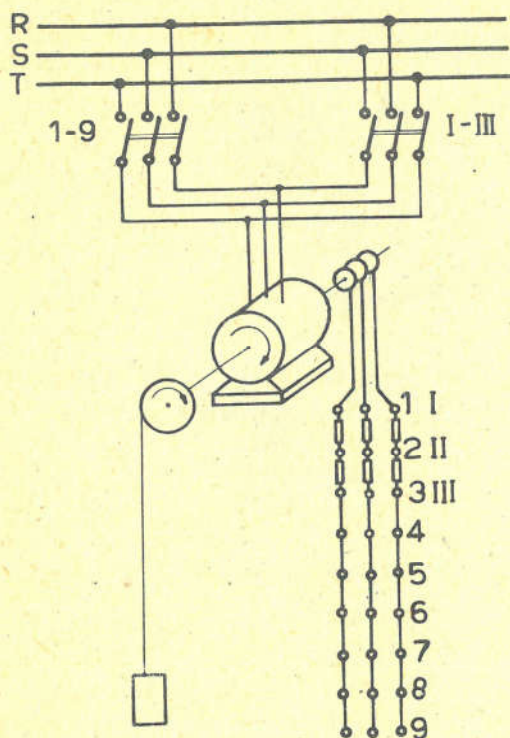
Ako na statoru zamijenimo međusobno priključke dviju faza, dobijemo protivni smjer okretanja rotacionog polja, tj. moment vrtnje, kako je to za kratko spojeni rotor prikazano na sl. 6.3-2 linijom I. U nadsinhronizmu dobijemo prema toj karakteristici moment s prvotnim smjerom vrtnje, ali u generatorskom području rada. Ukapčanjem omskog otpora se i te karakteristike naginju prema dolje, od pravca I na pravac II i III.

U daljnjem razmatranju navest ćemo dva primjera:

Prvo ćemo razraditi rad asinhronog motora, kojim dižemo i spuštamo teret prema sl. 6.3-3, a koji ima karakteristike momenta prema sl. 6.3-2. Kontakti na pokretaču, koji su označeni brojevima, kratko se spajaju kod pokretanja i kod kočenja. Brojevi tih kontakata na sl. 6.3-3 su isti kao pripadajuće karakteristike momenta na sl. 6.3-2.

Ako pokretač prema sl. 6.3-2 stavimo u položaj 9, motor ne može krenuti, jer je pokretni moment manji od momenta tereta. Iskapčamo li dalje otpore u položaju 5 tj. u tački "a" oni se izjednače. Tek kod položaja 4 je moment motora veći, i motor počinje dizati teret, te ubrzavati dizanje do cca 1/3 njegove sinhronne brzine vrtnje, tj. tačke "b". Ako prelazimo dalje na položaje 3, 2 i konačno 1 (kratko spojeni klizni koluti), ubrzavamo sve

više, dok u položaju 1 ne postignemo punu brzinu vrtnje motora, a time i punu brzinu dizanja u tački "c".



Sl. 6.3-3

Kad se s teretom približimo visini, koja predstavlja cilj dizanja, početi ćemo usporavati brzinu dizanja pomicanjem kontakta prema položaju 5 teret ne zaustavimo na željenoj visini, jer je u tački "a" opet moment tereta jednak momentu motora.

Želimo li sad spuštati teret prelazimo s položaja 5 postepeno na 6, 7, 8 i 9. Time postizemo da moment motora u smjeru dizanja postaje sve manji prema momentu tereta. Radi toga teret okreće motor u protivnom smjeru i tako u položajima 6-9 s motorom protuspojno kočimo, tj. klizanje je $s > 1$, a sva mehanička energija osovine pretvara se u električne gubitke u rotoru. U položaju 9 postignemo gotovo sinhronu brzinu vrtnje u smjeru protivnom okretanju magnetskog polja, tj. klizanje $s = 2$. Kočenje je u tom položaju vrlo neekonomično, i zato umjesto položaja 9 radje prelazimo na položaj I. To po-

stizemo tako da međusobno zamijenimo dvije faze u statoru i kratko spojimo rotorske otpore. Sad kočimo u generatorskom području s negativnim, gotovo nominalnim klizanjem, koje iznosi samo par postotaka. Gubici u rotorskom krugu se zbog toga smanjuju u omjeru klizanja, tj. od 200% na spomenutih par postotaka, dok se preostala mehanička energija, pretvorena u električnu tako vraća u mrežu.

Ako želimo spuštati teret prema dolje još većom brzinom, možemo preći na karakteristike II i III i tako spuštati teret sa sve većom nadsinhronom brzinom.

Kad se s teretom približavamo odredjenom cilju, usporavamo spuštanje prekapčanjem u pravcu položaja III, II, I, 8, 7, 6 na 5, i kod položaja 5 se motor opet zaustavi. Ako želimo naglo usporiti, prolazno ćemo preći na položaj 4 i 3, gdje su momenti motora veći. Pri tome treba paziti, da prije nego motor stane predjemo na položaj 5, kako se teret ne bi počeo dizati.

Položaj 9 prema gornjem izlaganju nema svrhe i uopće ga ne ćemo predvidjeti.

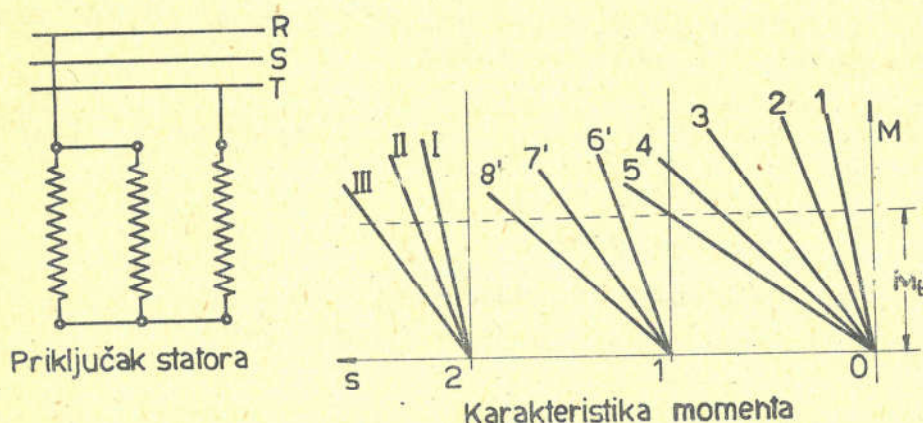
Kao drugi primjer navodimo asinhroni motor, koji na osovini ima velike zamašne mase, i koji se vrti s nominalnom brzinom vrtnje. Zbog velikih zamašnih masa i brzine, na osovini je akumulirana relativno velika kinetička energija, pa bi trebalo dugo čekati, da se motor zaustavi, kad bi ga iskopčali s mreže. Brže

ga možemo zaustaviti na dva načina - protuspojemnim i korisnim kočenjem.

Kad prespojimo dvije statorske faze, promijeni se smjer okretnog polja i motor počne protuspojemno kočiti ($s > 1$). Pri tome moramo dovoditi energiju iz mreže, a mehanička energija zamašnih masa sa osovine pretvara se u električne rotorske gubitke. Ali, ako ostavimo isti redoslijed statorskih faza a prespojimo stator na veći broj polova (npr. do Dahlanderu s $p=2$ na $p=4$) rotor će se vrtiti u nadsinhronom (generatorskom) području. Sada asinhroni motor radi kao generator, tj. mehaničku energiju sa osovine pretvara u električku, čiji se veći dio daje u mrežu. Ovo kočenje je korisno i moguće je sve dok brzina rotora ne padne ispod sinhronne brzine, koja odgovara prespojenom polaritetu statora. Za daljnje korisno kočenje trebali bi daljnje prespajanje statora, kad bi imali još jednu, treću, i to sporiju brzinu vrtnje, tj. još jedan namot statora.

Ako gledamo karakteristike momenta od 6-8 (sl. 6.3-2), vidimo, da je to područje kočenja ne samo vrlo neekonomično zbog velikog klizanja, već i jako osjetljivo u pogledu podešavanja brzine vrtnje, jer kod male promjene tereta dobijemo veliku promjenu brzine vrtnje (karakteristike su jako nagnute). Zato se u tehnici dizalica često upotrebljava umjesto protuspojnog kočenja tzv. podsinhrono kočenje s jednofaznim priključkom statora ili podsinhrono kočenje s jednom obrnutom fazom.

Na sl. 6.3-4 prikazani su za jednofazno podsinhrono kočenje priključak statora i karakteristike momenta (6' do 8') zajedno s

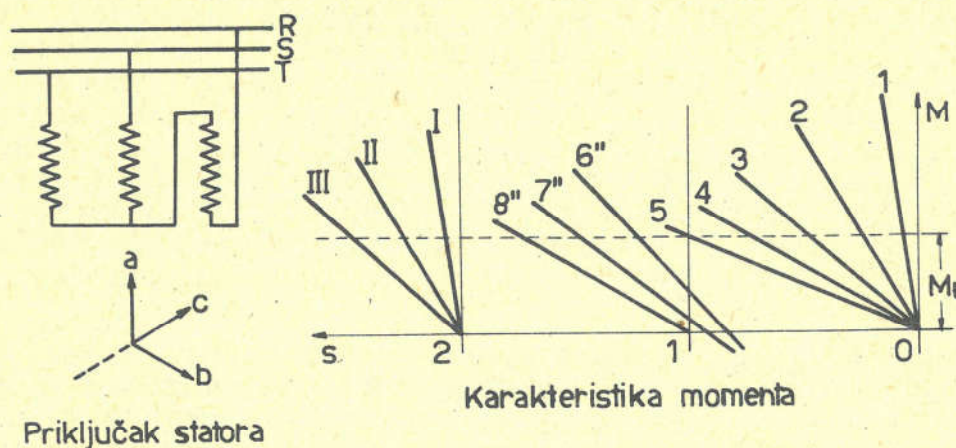


Sl. 6.3-4

ostalim karakteristikama. Kako se dobiju te karakteristike momenta obradjeno je u pogl. 8 (jednofazni asinhroni motor). Ove karakteristike izlaze iz tačke mirovanja ($s = 1$) i zato sijeku karakteristiku momenta tereta pod većim kutom.

Podsinhrono kočenje s jednom obrnutom fazom prikazano je na sl. 6.3-5. Obrnutom fazom dobijemo jedno nesimetrično okretno polje s direktnim i obrnutim redoslijedom faza, tj. s momentom direktnog i protivnog pravca i s rezultatnim karakteristi-

kama momenta 6", 7" i 8". Radi nesimetričnog okretnog polja statorske faze su nesimetrično opterećene. I ove momentne karaktere-



Sl. 6.3-5

ristike(6", 7" i 8") sijeku karakteristiku momenta tereta pod većim kutom, što omogućava lakše i tačnije podešavanje brzine vrtnje kočenja.

6.4. Energetski odnosi kod pokretanja i kočenja

U svakom trenutku pokretanja odnosno pogona uopće, mora suma svih momenata biti jednaka nuli:

$$M - M_t - M_u = 0 \quad (6.4-1)$$

gdje je:

M - moment motora

M_t - moment tereta

M_u - moment ubrzavanja masa

Moment ubrzavanja masa odredjen je jednadžbom:

$$M_u = I \frac{d\omega}{dt} = \frac{m D^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (\text{kpm}) \quad (6.4-2)$$

gdje je:

I - moment tromosti

m - masa u kg

Energija ubrzavanja (E_u), koju daje motor na osovini tokom ubrzavanja masa do sinhronne brzine vrtnje (n_s) mora biti jednaka kinetičkoj energiji rotirajućih masa kod sinhronne brzine vrtnje:

$$E_k = \frac{1}{2} I \omega^2 = \frac{1}{2} \frac{m D^2 \cdot n_s^2}{365} 10^{-3} \quad (\text{kWs}) \quad (6.4-3)$$

Uzmimo da pokrećemo motor bez momenta tereta ($M_t = 0$), i da se prema tome sav moment motora (M) troši za ubrzavanje masa. Energija (E_m), koju daje motor na osovini tokom pokretanja iznosi, ako uzmemo u obzir da je prema jednađbi (3.3-4):

$$P_2 = P_{okr}(1-s) = \frac{n_s}{974} M(1-s)$$

$$E_m = \int_{t_1}^{t_2} P_2 dt = \frac{n_s}{974} \int_{t_1}^{t_2} M(1-s) dt \quad (6.4-4)$$

Ako u jednađbi (6.4-2) izrazimo diferencijal vremena s diferencijalom klizanja dobijemo:

$$n = n_s(1-s)$$

$$dn = -n_s ds$$

$$dt = - \frac{mD^2 \cdot n_s}{375 M_u} \cdot ds$$

Ako to uvrstimo u jednađbu (6.4-4) dobijemo:

$$E_m = \frac{mD^2 \cdot n_s^2 \cdot 10^{-3}}{365} \int_{s_2}^{s_1} \frac{M}{M_u} (1-s) ds$$

Izraz ispred integrala jednak je prema jednađbi (6.4-3) dvostrukoj kinetičkoj energiji rotirajućih masa kod sinhronne brzine, te prema tome dobijemo:

$$E_m = 2E_k \int_{s_2}^{s_1} \frac{M}{M_u} (1-s) ds$$

Kako smo pretpostavili, da pokrećemo bez tereta ($M_t = 0$), moment motora M se koristi samo za ubrzavanje masa, tj. na moment ubrzavanja " M_u ", te je prema tome

$$M = M_u \quad \frac{M}{M_u} = 1$$

$$E_m = 2E_k \int_{s_2}^{s_1} (1-s) ds = 2E_k \left[s - \frac{s^2}{2} \right]_{s_2}^{s_1}$$

$$E_m = 2E_k (s_1 - s_2 - \frac{s_1^2 - s_2^2}{2})$$

Ako ubrzavamo do sinhronne brzine vrtnje, tj. od $s_1 = 1$ do $s_2 = 0$ dobijemo:

$$E_m = \frac{mD^2 \cdot n_s^2}{365} \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{2} = E_k$$

Ovime smo potvrdili, da je energija koju dobijemo iz motora na osovini (E_m) jednaka energiji rotirajućih masa (E_k), ako pokrećemo bez tereta.

Računajmo sada gubitke Joulove topline u rotorskom krugu kod pokretanja. Prema jednačbi (3.3-2) dobijemo:

$$P_{el} = s P_{okr} = \frac{n_s}{974} M \cdot s$$

Adekvatno jednačbama (6.4-4) i (6.4-5) dobijemo električne gubitke u rotorskom krugu " E_{el} ".

$$E_{el} = \int_{t_1}^{t_2} P_{el} \cdot dt = \frac{n_s}{974} \int_{t_1}^{t_2} M \cdot s \cdot dt = 2E_k \int_{s_2}^{s_1} \frac{M}{M_u} s \cdot ds \quad (6.4-6)$$

Ako prekrećemo u praznom hodu bez tereta, postavljamo:

$$\frac{M}{M_u} = 1$$

$$E_{el} = E_k (s_1^2 - s_2^2)$$

Prema tome gubici kod pokretanja iznose:

$$E_{el} = E_k (1^2 - 0^2) = E_k$$

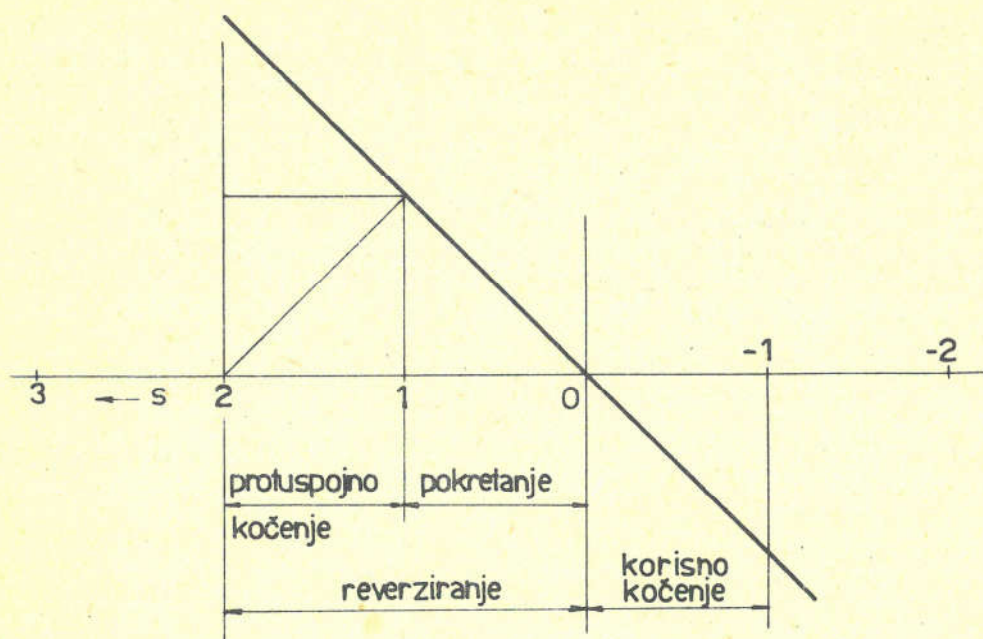
Jednačba (6.4-7) vrijedi naravno ne samo za pokretanja od $s=1$ do $s=0$, već općenito za bilo koje granice klizanja, no pod uvjetom, da nema tereta. Tako npr. kod protuspojnog kočenja od $s_1 = 2$ do $s_2 = 1$ iznašaju gubici:

$$E_{el} = E_k (2^2 - 1^2) = 3E_k$$

Ta ovisnost gubitaka u rotorskom krugu može se vrlo jednostavno grafički prikazati prema sl. 6.4-1 s površinom koja je obuhvaćena između apscise i kosog pravca s time, da površina svakog trokuta u tom dijagramu predstavlja ekvivalent kinetičke energije rotirajućih masa kod sinhronne brzine vrtnje.

Dolazimo do vrlo važnih zaključaka. Kod svakog pokretanja do sinhronne brzine vrtnje bez tereta gubici Joulove topline u rotorskom krugu jednaki su kinetičkoj energiji rotirajućih masa kod sinhronne brzine vrtnje, a kod protuspojnog kočenja bez tereta čak njezinoj trostrukoj vrijednosti. Ako reverziramo bez tereta, tj. ako kod sinhronne brzine vrtnje u jednom pravcu zamijenimo dvije faze međusobno i time najprije protuspojno kočimo do mirujućeg stanja rotora ($s = 1$), a onda pokrećemo do sinhronne brzine u

protivnom pravcu, gubici u rotoru su jednaki četverostrukoj kinetičkoj energiji.



Sl. 6.4-1

Ako pokrećemo, kočimo ili reverziramo pod teretom, onda možemo u jednadžbi (6.4-6) izraziti moment motora s:

$$M = M_t + M_u$$

$$\frac{M}{M_u} = \frac{M}{M - M_t}$$

te dobijemo:

$$E_{el} = 2E_k \int_{s_2}^{s_1} \frac{M}{M - M_t} \cdot s \cdot ds$$

U ovom slučaju moramo poznavati ovisnost momenta tereta o klizanju

$$M_t = f(s)$$

i integrirati gornji izraz, što možemo učiniti i grafički u karakteristici momenta. U svakom slučaju su kod tereta gubici u rotoru još veći.

6.5. Pogon sa stalnim preklapanjem smjera vrtnje

Ako kod intermitiranog pogona asinhronog motora radimo sa sve manjim vremenima jednog ciklusa, tj. sa sve većim brojem uključivanja na sat, zagrijavanje motora je više određeno gubici-

ma pokretanja i kočenja nego s gubicima tereta. Granični slučaj u tom smislu predstavlja pogon asinhronog motora, kod kojeg se motor bez tereta stalno preklapa s jednog pravca vrtnje u drugi. Uvodimo novi pojam: broj preklapanja na sat u praznom hodu (Z_0). On pokazuje koliko puta se može odredjeni tip motora reverzirati u praznom hodu i bez dodatnih masa, a da nadtemperatura zagrijavanja upravo dostigne po propisima dozvoljenu vrijednost. Podatak o broju preklopa (Z_0) upotpunjuje podatak o nominalnoj snazi motora, jer za oba vrijedi isti kriterij, tj. dozvoljeno zagrijavanje. Broj preklopa zavisi svakako uglavnom o zamašnoj masi rotora (mD^2), jer su gubici u rotoru za jedan preklap jednaki četverostrukoj kinetičkoj energiji rotirajućih masa kod pune brzine vrtnje (vidi pogl. 6.3). Gubici u bakru statora odredjeni su jednadžbama:

$$E_{cu1} = 3 \cdot 10^{-3} R_1 \int_{t_1}^{t_2} I_1^2 \cdot dt = 3 \cdot 10^{-3} \frac{mD^2}{365} n_s R_1 \int_{s_2}^{s_1} \frac{I_1^2}{M_u} ds \quad (kWs)$$

za $M_t = 0$, $M = M_u$ izlazi:

$$E_{cu1} = 3 \cdot 10^{-3} \frac{mD^2}{365} n_s R_1 \int_{s_2}^{s_1} \frac{I_1^2}{M} ds \quad (kWs)$$

Vidimo da su oni takodjer ovisni o zamašnoj masi rotora (mD^2), a osim toga o karakteristici momenta odnosno o integralu:

$$\int_{s_2}^{s_1} \frac{I_1^2}{M} ds$$

Vrijednost tog integrala je mnogo manja za asinhroni motor s dvostrukom krletkom nego za klasični asinhroni motor, jer što većim momentom pokrećemo to brže postizemo punu brzinu vrtnje, a time su manji gubici u statoru, dok su gubici u rotoru praktički ovisni samo o zamašnim masama. Prednost specijalnih kaveznih rotora leži dakle u tome, što osim boljeg pokretnog momenta i bržeg upravljanja postizemo i manje gubitke u statoru.

Po zakonima sličnosti raste vlastiti zamašni moment motora uz $p = \text{konst}$ sa:

$$(mD^2)' = x^3 \cdot x^2 (mD^2) = x^5 (mD^2)$$

dok prirodni gubici rastu sa:

$$P_{cu}' = x^3 P_{cu}$$

Zato je razumljivo, da broj preklopa (Z_0) brzo pada s veličinom stroja, kako to vidimo iz tabele 6.5-1 (za jednu odredjenu seriju 4-polnih asinhronih motora snage od 0,6-8 kW).

Stvarno dozvoljeni broj preklopa možemo izračunati na osnovu pogonskih podataka. Broj preklopa smanjuje se proporcionalno povećanju dodatnih rotirajućih masa. Ako npr. dodatne zamašne mase, tj. zamašne mase gonjenog stroja iznose isto toliko, koliko i zamašne mase motora, onda se broj preklopa već smanjuje na pola. Ako je motor k tome u ovakvom pogonu dodatno opterećen sa 70%

T a b e l a 6.5-1

Nom. snaga (kW)	Zamašni moment mD^2 (kg m ²)	Broj preklopa (Z ₀ na sat)
0,1	0,001	9000
0,2	0,002	6000
0,4	0,0042	3500
0,6	0,01	2600
1,0	0,012	2500
1,5	0,0155	2200
2,2	0,033	1800
3,5	0,085	1400
5,0	0,11	1100
8,0	0,26	600

svoje nominalne snage, onda gubici u bakru uz zanemarenje struje magnetiziranja već uslijed tereta iznašaju 49% nominalnih gubitaka. Radi toga dozvoljeni gubici za reverziranje su manji, pa se time broj preklopa još snizi.

7. POSEBNE IZVEDBE ASINHRONIH STROJEVA

7.1. Dvostruko napajani motor

Ako kod kolutnih asinhronih motora narinemo na stator i rotor napon iste ili različite frekvencije, dobijemo dvostruko napajani motor. To je u biti sinhroni motor, pa zato takav motor ima sva svojstva sinhronog motora. Normalni sinhroni motor je takodjer dvostruko napajan, ali frekvencija u rotorskom krugu iznosi $f_2=0$ što odgovara istosmjernoj struji.

Dvostruko napajan motor ne može uvijek sam krenuti, već ga treba vanjskom silom dovesti na njegovu sinhronu brzinu vrtnje. Postoji mogućnost vlastitog pokretanja tako, da se između statora i rotora ugradi medjurotor, koji ima dvije kratkospojne krletke. U tom slučaju zapravo dobijemo dvostruki asinhroni motor. Brzina vrtnje određena je zbrojem odnosno razlikom sinhrone brzine vrtnje okretnih polja statora i rotora, već prema tome da li su oba okretna polja protivnog ili istog smjera.

Praktički možemo takav motor upotrebiti samo tamo gdje trebamo brzinu vrtnje od 6000 o/min. To možemo postići dvostruko napajanim motorom s dvopolnim namotom na statoru i rotoru, ako i na stator i na rotor narinemo napon s frekvencijom 50 Hz i ako izvedemo priključak tako, da su smjerovi okretnih polja u statoru i rotoru međusobno suprotni.

7.2. Asinhroni generator

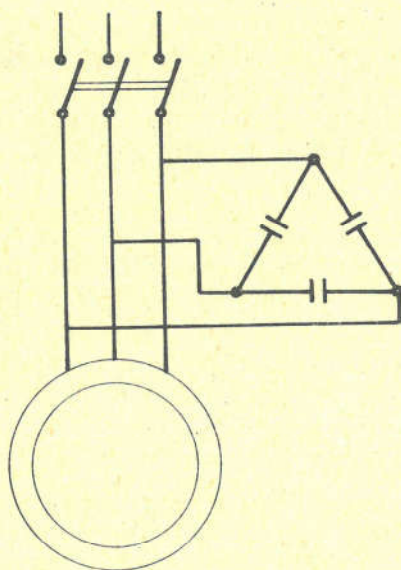
Karakteristična je činjenica za rad asinhronog stroja u generatorskom području, da mu je potrebna uzbuda iz mreže i da prema tome ne može raditi sam na vlastitu mrežu, već samo paralelno bar s jednim sinhronim generatorom. Nadalje se zato ne može kod asinhronog generatora regulirati uzbuda, već je njegovo pogonsko stanje definirano prema kružnom dijagramu jedino klizanjem. Njegovo nominalno klizanje je otprilike isto kao i nominalno klizanje motora, ali s tom razlikom, da ima negativni predznak.

Prednost je asinhronog generatora, da ne treba aparature za sinhronizaciju, da pogonski stroj ne treba skupi regulator brzine vrtnje, već samo uređaj za njeno ograničenje. Ne treba ni automatski regulator napona, pa je zato oprema agregata, osobito kod malih snaga, mnogo jeftinija od opreme agregata sa sinhronim generatorima. Kako je oprema veoma jednostavna, može se lako upravljati iz daljine, pa zato primjena asinhronog generatora dolazi u obzir onda, kad se radi o iskorištenju manje i udaljene otpadne energije.

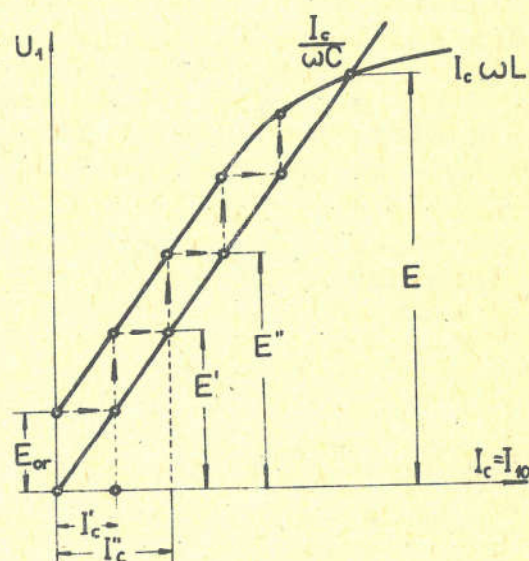
Asinhroni generator, odnosno svaki asinhroni stroj može se ipak i sam uzбудiti pomoću kondenzatora priključenih na stezaljke statora, jer u tom slučaju kondenzatori dobavljaju potrebnu jalovu struju za uzbudu.

Principijelna mogućnost ovakve uzbude izlazi iz sl. 7.2-1.

Kod nekog odredjenog napona asinhronog generatora kondenzatori uzimaju iz generatora kapacitivnu struju. Efekt je potpuno isti kao da mu mreža daje induktivnu struju, jer reakcija armature kapacitivnog tereta generatora jača njegovo magnetsko polje. Prema tome kapacitivna jalova struja, koja prolazi kroz kondenzatore bit će za generator struja magnetiziranja.



Sl. 7.2-1



Sl. 7.2-2

Na sl. 7.2-2 prikazana je karakteristika praznog hoda generatora $I_{10} = \varphi(U_1)$ uz $f = \text{konst.}$ i zavisnost struje kondenzatora od napona na njegovim stezaljkama $I_c = \psi(U_1)$. Kod uzbude generatora u praznom hodu $I_{10} = I_c$. Ako potjeramo generator do zadane brzine okretanja $n_s = \frac{60 f}{p}$ i priključimo ga zatim na kondenzator, to će EMS inducirana remanentnim poljem rotora, potjerati kroz kondenzatore struju I_c , a ova će prolazeći namotom statora povećati njegovu EMS na vrijednost E' . Elektromotorna sila E' povećati će jakost struje kondenzatora za vrijednost I_c' , koja će još više mag-

netizirati generator i povećati njegovu EMS na vrijednost E'' , itd., dok u procesu samouzbuđenja EMS generatora ne dostigne vrijednost E u tački presjecanja obiju karakteristika. U toj tački nastupa ravnoteža medju naponom generatora i kondenzatora.

$$I_c \omega L = \frac{I_c}{\omega C}$$

gdje je: L = induktivitet generatora, a C = kapacitet kondenzatora reduciran na jednu fazu. Iz ove jednadžbe može se naći zavisnost medju induktivitetom L i potrebnim kapacitetom C za uzbuđu generatora kod zadane frekvencije

$$LC = \frac{1}{\omega^2}$$

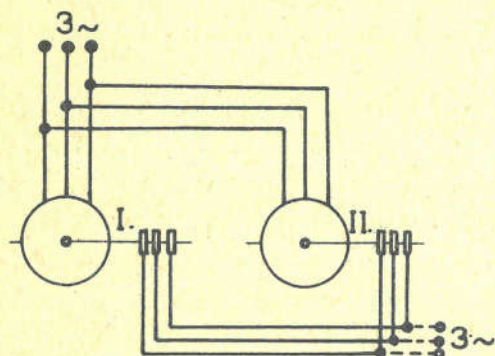
Kod frekvencije $f = 50$ Hz dobijemo $LC \approx 10^{-5}$.

Nakon što se generator uzbudio, možemo ga teretiti. Kod opterećenja će se uz $n = \text{konst.}$ frekvencija i napon na stezaljkama generatora nešto promijeniti.

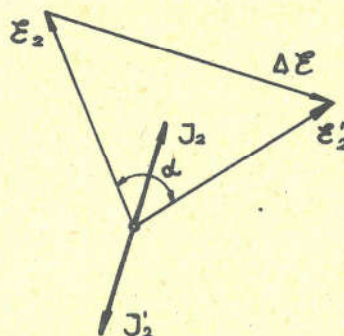
Generatori sa samouzbuđenjem pomoću kondenzatora nisu postigli širu primjenu, jer je cijena potrebnih kondenzatora suviše velika.

7.3. Električna osovina

Dva kolutna asinhrona motora, mehanički razdvojena primarno i sekundarno paralelno spojena, s primarom ili sekundarom priključena istofazno na istu trofaznu mrežu, prema sl. 7.3-1, predstavljaju dvostruko napajanu kaskadu. Ona ima svojstvo, da



Sl. 7.3-1



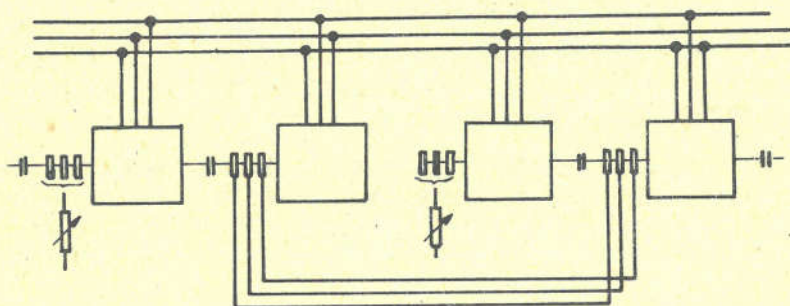
Sl. 7.3-2

medjusobni sinhroni momenti drže oba rotora u sinhronizmu. Međutim, nema nikakvog okretnog momenta slično kao što se i jedan dvostruko hranjeni motor s istofaznim priključkom statora i rotora na istu mrežu ne vrti, već stoji (vidi pogl. 7.1). Ako u tom spoju nisu namoti oba rotora u jednakom položaju prema namotima statora, u rotorima se induciraju naponi s faznim pomakom " α ". Razlika napona " ΔE " prema sl. 7.3-2 protjera kroz induktivne otpore oba rotorska namota i induktivnu struju " I_2 ". Ona je za

napone inducirane u rotorima radna i izaziva u rotorima suprotne okretne momente u smislu izjednačenja položaja rotora. Oba se rotora okreću jedan prema drugome sve dok se njihovi položaji prema statorskim namotima ne izjednače, tj. dok kut " α ", odnosno razlika napona " ΔE " ne postane jednaka nuli.

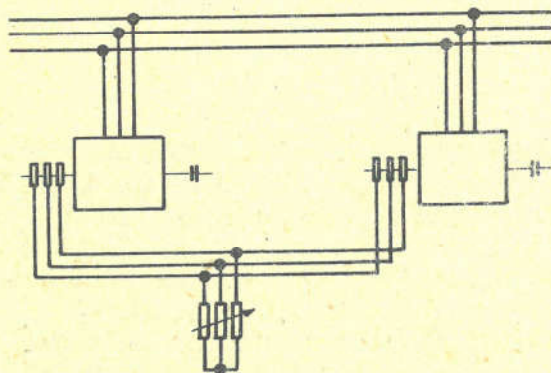
Iz ovog razmatranja nužno slijedi, da ako okrećemo jedan motor vanjskom silom, drugi automatski kreće sinhrono za njim, kao da su oba na istoj osovini. Zato ovu kombinaciju nazivamo "električna osovina".

Želimo li postići da dva pogona sa asinhronim motorima rade sinhrono, tada svakom motoru dodamo još jedan asinhroni motor koji vežemo kao električnu osovinu prema sl.7.3-3. Kod toga ne smi-



Sl. 7.3-3

jemo zaboraviti, da se naponi rotora " E_2 " smanjuju po iznosu, što se više približavamo sinhronoj brzini vrtnje, jer se u sinhronizmu u rotoru ne inducira nikakav napon. S naponom " E_2 " slabi, naravno, i sinhronizirajući moment, pa se u sinhronizmu potpuno gubi svojstvo električne osovine. To izbjegavamo na taj način da motore električne osovine spojimo za protivni pravac okretaja. Kad se u tom slučaju pogonski motori približavaju sinhronizmu, motori električne osovine se s protivnim okretnim poljem približavaju dvostrukom klizanju ($s=2$). Time sinhronizirajući moment ne naraste na dvostruku vrijednost jer s frekvencijom u rotoru raste i induktivni otpor rotora, no u svakom slučaju taj moment ne postaje manji.



Sl. 7.3-4

Osim navedenog spoja za elektromotorni pogon, poznajemo i tzv. pojednostavnjenu električnu osovину, koju dobijemo tako, da prema sl.7.3-4 rotore pogonskih motora vežemo paralelno i pokrećemo zajedničkim pokretačem, no samo do najviše cca $3/4$ sinhrone brzine vrtnje, tako da klizanje ne padne ispod cca 25% ($s = 0,25$). Na taj način smo postigli, da isti motori služe i za pogon i za električnu osovину, jer na kliznim kolutima koji su

vezani paralelno postoji fazni napon:

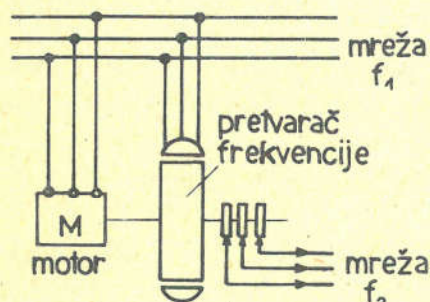
$$E_2 = I_2 R_r \cong 0.25 E_{20}$$

koji drži oba motora u sinhronizmu.

Ovaj spoj prikazuje sl. 7.3-4. Sve što smo utvrdili da vrijedi za dva motora, vrijedi dakako i za više motora.

7.4. Asinhroni generator kao pretvarač frekvencije

Asinhroni stroj s kliznim kolutima može biti iskorišten i kao generator izmjenične struje s proizvoljnom frekvencijom, dakle kao pretvarač frekvencije.



Sl. 7.4-1

Da bi stroj mogao tako raditi, priključuje se stator normalno na mrežu, a rotor se okreće protiv ili u pravcu polja stranim motorom, sl. 7.4-1. Namot rotora preko kliznih kolutova, postaje izvor izmjenične trofazne struje.

Pretpostavimo li da se rotor okreće brzinom n_2 u pravcu suprotnom okretnom polju statora, tada će inducirana EMS u njegovom namotu imati frekvenciju

$$f_2 = \frac{n_1 + n_2}{60} \cdot p = s f_1$$

kod čega je $s > 1$.

Ako se rotor vrti u smjeru okretnog polja s manjom brzinom od sinhronne brzine polja statora, onda je:

$$f_2 = \frac{n_1 - n_2}{60} \cdot p = s' f_1$$

$$s' < 1$$

Snaga, koju namot rotora daje svojoj vanjskoj mreži, dolazi djelomično od statora magnetskim poljem, a djelomično se dobije pretvorbom mehaničke snage, što ju stroj dobije od pogonskog motora.

8. JEDNOFAZNI ASINHRONI MOTOR

8.1. Općenito o jednofaznom asinhronom motoru

Mali potrošači priključuju se iz ekonomskih razloga jednofazno, jer je jednofazni priključak jeftiniji od trofaznog. U takvom slučaju potreban je jednofazni asinhroni motor. Obično se gradi za snage do 0,5 kW. Velika primjena kućanskih aparata uvjetovala je snažan razvoj proizvodnje tih motora tako da danas u svijetu za snage ispod 0,5 kW daleko nadmašuje proizvodnju trofaznih motora.

Ako stator namatamo jednofazno, obično namotamo samo 2/3 postojećih utora. Priključimo li namot na napon dobijemo jednofazno stojno pulzirajuće polje, čiju amplitudnu vrijednost indukcije označujemo " B_m ". Svako pulzirajuće polje može se nadomjestiti sa dva okretna polja suprotnog smjera vrtnje i polovičnih amplituda vrijednosti prema jednadžbi

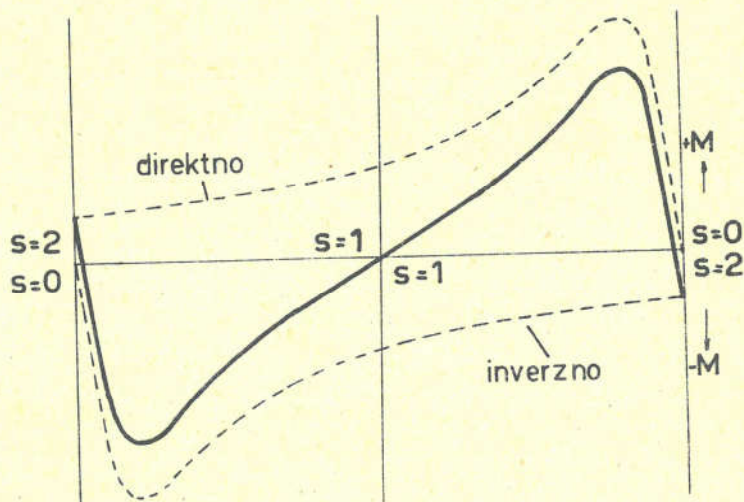
$$B_m \cos \omega t = \frac{1}{2} B_m e^{j\omega t} + \frac{1}{2} B_m e^{-j\omega t}$$

(stojno pulzirajuće polje s amplitudom jednako je sumi inverznog okretnog polja s amplitudom $B_m/2$ i direktnog okretnog polja sa amplitudom $B_m/2$). Direktno okretno polje je ono, koje se okreće u smjeru vrtnje dok je inverzno okretno polje suprotnog smjera.

Jednofazni asinhroni motor možemo prema tome ekvivalentno zamijeniti s dva ista trofazno namotana motora na istoj osovinu, koja imaju priključak na trofaznu mrežu s pola napona i sa suprotnim smjerovima vrtnje (kod jednog motora dvije faze međusobno zamijenjene).

Rotor jednofaznog asinhronog motora je u principu isti kao i rotor trofaznog motora.

I direktno i inverzno okretno polje stvaraju s rotorskim strujama okretne momente svako u svom smjeru, s karakteristikama koje su nam poznate iz prijašnjih poglavlja o trofaznim motorima.

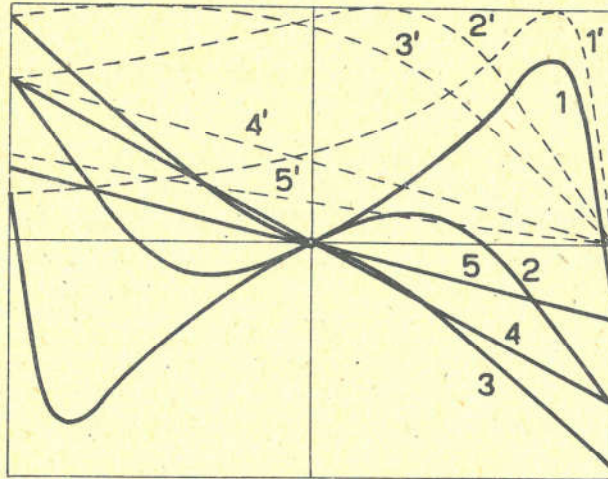


Sl. 8.1-1

Na sl. 8.1-1 ucrtani su ti momenti crtkanim linijama, dok je rezultirajući moment izvučen punom linijom. Iz tog dijagrama vidimo, da jednofazni motor nema poteznog momenta, jer mu je iznos jednak nuli, a ne može ga ni imati, jer s jednofaznim priključkom nije određen smjer vrtnje. Zato jednofazni motor može krenuti samo vanjskom pomoći, ili uz dodatne uredjaje.

Ostali dio karakteristike momenta je po svom karakteru sličan karakteristici trofaznog motora.

Ako povećamo otpor, u rotorskom krugu, mijenja se rezultirajuća karakteristika prema sl. 8.1-2. Karakteristike 3, 4 i 5 koristimo za kočne momente (vidi pogl. 6.3).



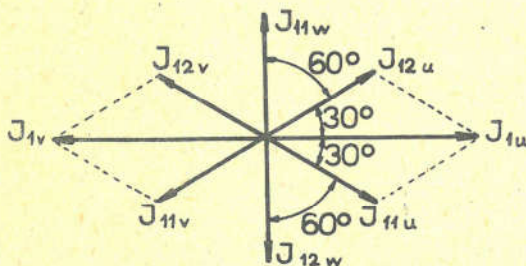
Sl. 8.1-2

Jednofazni asinhroni motor ima namotanih samo 2/3 utora, a faktor namota je mnogo lošiji nego kod trofaznih motora. Zato mu je snaga samo cca 50% do 60% snage trofaznog motora, uz iste dimenzije željeznog paketa.

Jednofazne motore pokrećemo posebnom pomoćnom fazom. Često se traže relativno veliki potezni momenti radi sigurnosti pokretanja i kod smanjenog napona u mreži. To može imati za posljedicu, da se nominalni podaci takvog motora određuju obzirom na potezni moment, a ne obzirom na zagrijavanje namota.

8.2. Ekvivalentna shema jednofaznog asinhronog motora

Rad jednofaznog asinhronog motora lako se može ispitati metodom simetričnih komponentata.



Sl. 8.2-1

Jednofazni motor može se smatrati specijalnim slučajem trofaznog kojemu je struja jedne faze jednaka nuli jer ta faza nije priključena na mrežu. Možemo reći, da je ta faza priključena na mrežu preko beskonačno velikog otpora. Zato možemo napisati (vidi sl. 8.2-1)

$$I_{1u} = I_{11u} + I_{12u}$$

$$y_{1v} = y_{11v} + y_{12v} = a^2 y_{11u} + a y_{12u}$$

$$y_{1w} = y_{11w} + y_{12w} = a y_{11u} + a^2 y_{12u}$$

$$y_{1u} + y_{1v} + y_{1w} = 0$$

gdje druge brojke indeksa 1 i 2 označuju direktni i inverzni redoslijed, a veličina $a = e^{j2\pi/3}$

Rješavanjem ovih jednačbi naći ćemo odnose između struja svih faza i njihovih komponenata istog i obrnutog redoslijeda. To je prikazano na vektorskom dijagramu sl. 8.2-1.

Naponi na fazama "U" i "V" jednaki su:

$$u_{1u} = u_{11u} + u_{12u} = y_{11u} Z_{s1} + y_{12u} Z_{s2}$$

$$u_{1v} = u_{11v} + u_{12v} = y_{11v} Z_{s1} + y_{12v} Z_{s2}$$

gdje su " Z_{s1} " i " Z_{s2} " ukupni otpori direktnog i inverznog redoslijeda motora kod zadanog klizanja "s".

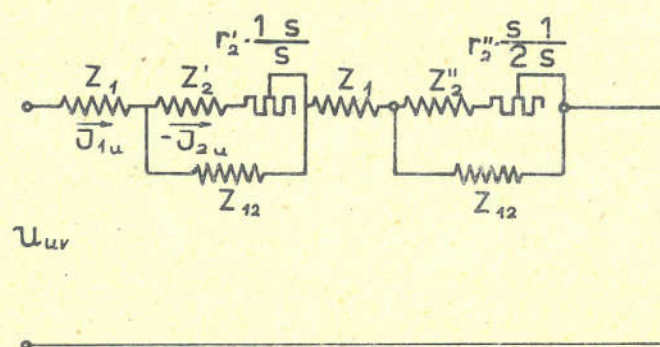
Linijски napon na stezaljkama motora " u_{uv} " jednak je:

$$u_{uv} = u_{1u} - u_{1v} = (y_{11u} - y_{11v}) Z_{s1} + (y_{12u} - y_{12v}) Z_{s2}$$

ili u vezi s dijagramom na sl. 8.2-1

$$u_{uv} = y_{1u} (Z_{s1} + Z_{s2})$$

Ova jednačba pokazuje, da se za jednofazni priključeni motor nadomjesna shema može prikazati kao serijski spoj dviju običnih shema trofaznih motora prema sl. 8.2-2. Dio " " odgovara



Sl. 8.2-2

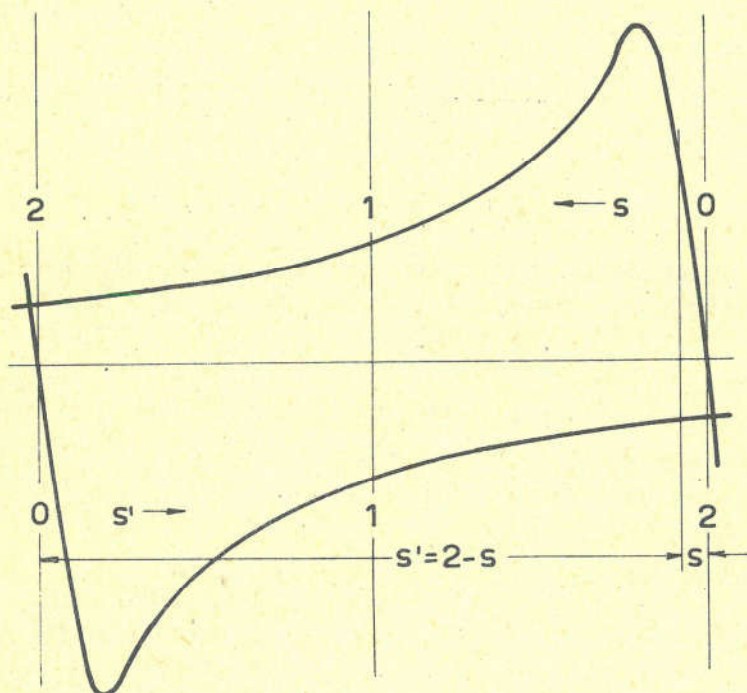
motorskom radu, a " Z_{s2} " djelovanju kočnice, budući da rotor ima obzirom na inverzno polje klizanje $1+(1-s)=2-s$, kako se to vidi iz sl. 8.2-3.

Nadomjesni omski otpor za mehanički rad motora iznosi u ekvivalentnoj shemi kod direktnog sistema:

$$R_2' \frac{1-s}{s}$$

a kod inverznog sistema:

$$R_2'' \cdot \frac{1-s'}{s'} = R_2'' \cdot \frac{1-(2-s)}{2-s} = R_2'' \cdot \frac{s-1}{2-s}$$



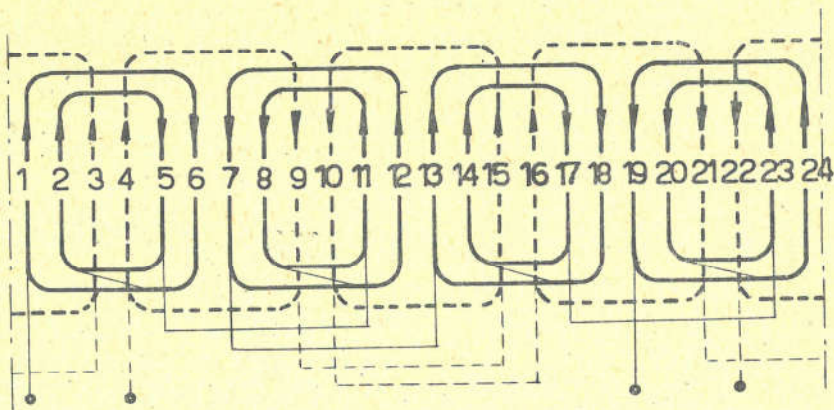
Sl. 8.2-3

Time smo dobili potpunu ekvivalentnu shemu jednofaznog asinhronog motora prema sl. 8.2-2.

8.3. Pokretanje jednofaznog asinhronog motora

Jednofazni asinhroni motor može se pokretati ručno. Ako npr. imamo remenski prenos, povuče se za remen u željenom smjeru vrt-nje. Okretanjem se povećava moment motora (sl. 8.1-1) i kad on prevlada moment tereta, motor dalje povuče sam do pune brzine vrt-nje. Taj se način pokretanja rijetko upotrebljava zbog nespretnosti, već se obično pokreće s tzv. pomoćnom fazom. Kako je već spomenuto glavni ili tzv. radni namot zauzima 2/3 utora statora. Preostala 1/3 utora namota se s pomoćnom fazom tako, da je ona prostorno pomaknuta prema radnoj fazi za električki kut od 90°, kako je za slučaj jednofaznog četveropolnog asinhronog motora s 24 utora prikazano na sl. 8.3-1. Za simetrično okretno polje poznat je uvjet, da je prostorni električni kut pomaka faza jednak vre-

menskom kutnom pomaku faza. Taj se uvjet kod napajanja iz jedno-fazne mreže samo izuzetno može zadovoljiti. Međutim, i ako taj



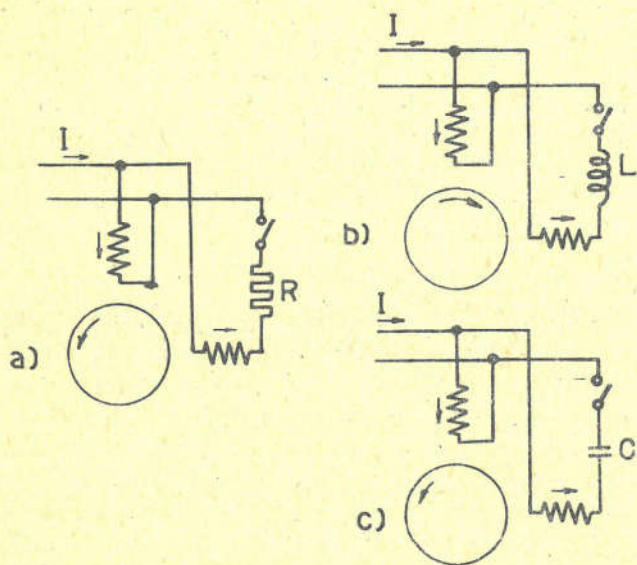
Sl. 8.3-1

uvjet nije tačno ispunjen, tj. ako je vremenski kutni pomak manji od 90° svejedno dobijemo okretno polje, ne simetrično već eliptično, i ono daje neki pokretni moment.

Vremenski pomak pomoćne faze može se postići ukapčanjem dodatnog otpora između mreže i pomoćne faze. Može se ukopčati:

- a) omski otpor
- b) induktivni otpor
- c) kapacitivni otpor

kako je to prikazano na sl. 8.3-2. Pomoćna faza je u pravilu dimenzionirana samo za pokretanje, pa se zato iskapča, čim motor postigne cca $2/3$ pune brzine vrtnje, jer bi u protivnom slučaju izgorjela.



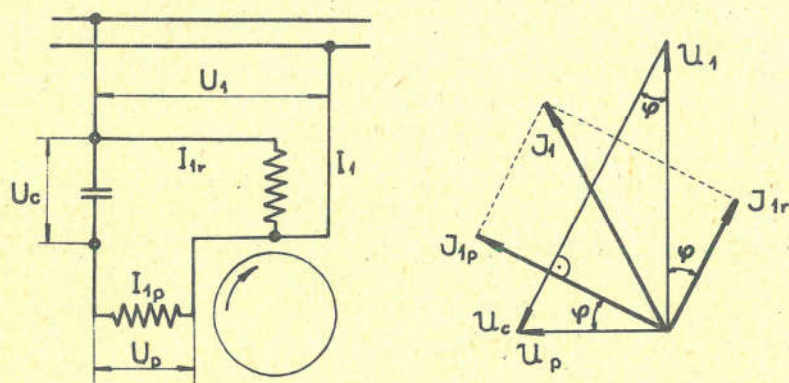
Sl. 8.3-2

Danas se za pokretanje upotrebljava samo omski ili kapacitivni otpor. Omski otpor predstavlja vrlo jeftino rješenje, no daje relativno mali vremenski pomak faze i zato relativno slab potezni moment, iako se može postići potezni moment jednak nominalnom. Zapravo nije potreban nikakav dodatni omski otpor, već se kod namatanja pomoćne faze jednostavno uzme tanja bakrena žica ili žica od mjeđi. Posljednje rješenje

je povoljnije obzirom na zagrijavanje pomoćne faze, jer mjedena žica ima kod istog otpora veći toplinski kapacitet, pa se tokom pokretanja toplina akumulira uz manje zagrijavanje.

Za određeno pogonsko stanje, tj. za određeni teret i određeno klizanje možemo ukapčanjem kondenzatora u pomoćnu fazu, postići i tačan vremenski pomak faze za 90° . Tako dobijemo veoma dobar potezni moment, pa može biti i do 3,5 puta veći od nominalnog. U pravilu se može reći, da se s većim kondenzatorom i odgovarajućim dimenzijama pomoćnog namota može postići veći potezni moment.

Kondenzator dimenzioniramo tako, da kod određenog tereta postignemo fazni pomak od 90° kako je to prikazano na sl. 8.3-3.



Sl. 8.3-3

" U_1 " je napon mreže, koji preko radnog namota tjera struju " I_{1r} " određenu momentom tereta. Ako želimo simetrično okretno polje, mora napon pomoćne faze " U_p " biti pomaknut za 90° . To postizemo pomoću kondenzatora na kojem moramo dobiti pad napona " U_c " određen jednačbom:

$$U_c = \frac{U_1}{\cos \varphi}$$

Obje faze, tj. radna i pomoćna, trebaju imati jednaka protjecanja (amperzavoje). Budući da je broj zavoja kod istog okretnog polja proporcionalan naponu, možemo zanemarenjem faktora namota pisati:

$$I_{1r} \cdot w_{1r} = I_{1p} \cdot w_{1p}$$

$$\frac{I_{1r}}{I_{1p}} = \frac{w_{1p}}{w_{1r}} = \frac{U_{1p}}{U_{1r}}$$

Prema tome je:

$$U_1 I_{1r} = U_p I_{1p}$$

Pravac struje " I_{1p} " okomit je na pravac pada napona " U_c ".
Veličina vektora " I_{1p} " određena je s gornjom jednačbom.

Vektorski zbroj struja radne i pomoćne faze daje rezultirajuću struju " I_1 ", koju motor uzima iz mreže.

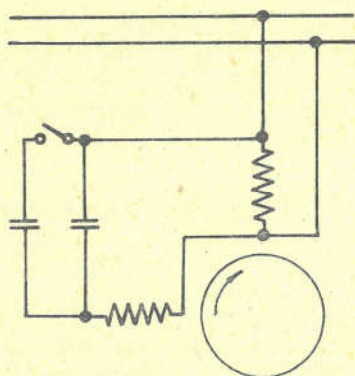
Snaga na kondenzatoru iznosi:

$$P_c = U_c I_{1p} = \frac{U_1}{\cos \varphi} I_{1p} = U_1 I_1$$

tj. mora biti jednaka prividnoj snazi, koju motor uzima iz mreže.

Kondenzator se prema tome može dimenzionirati za nominalnu snagu motora. Međutim, ako se motor rasterećuje, raste induktivitet motora i može doći do rezonancije s kapacitetom kondenzatora ili se bar približimo toj rezonanciji. Tim struja u pomoćnoj fazi raste. Znači, kod smanjenja tereta povećava se struja u pomoćnoj fazi, pa ova mora, kod trajnog pogona, izgorjeti.

Ovakve motore s kondenzatorom za određeni teret zovemo "kondenzatorski motor". Oni se mogu upotrebljavati samo onda, kad se teret ne može mnogo mijenjati, kao kod ventilatorskih pogona. Pošto pomoćna faza ostaje stalno ukopčana dobijemo simetrično okretno polje i s time teoretski istu snagu kao kod trofaznih motora, dakako uz jednake dimenzije. Kako ipak moramo dozvoliti izvjesne tolerancije u pogledu promjene tereta, moramo pomoćni namot dimenzionirati tako, da podnosi trajno manje promjene tereta, pa se radi toga snizuje snaga kondenzatorskog motora na cca 80-85% snage trofaznih motora.



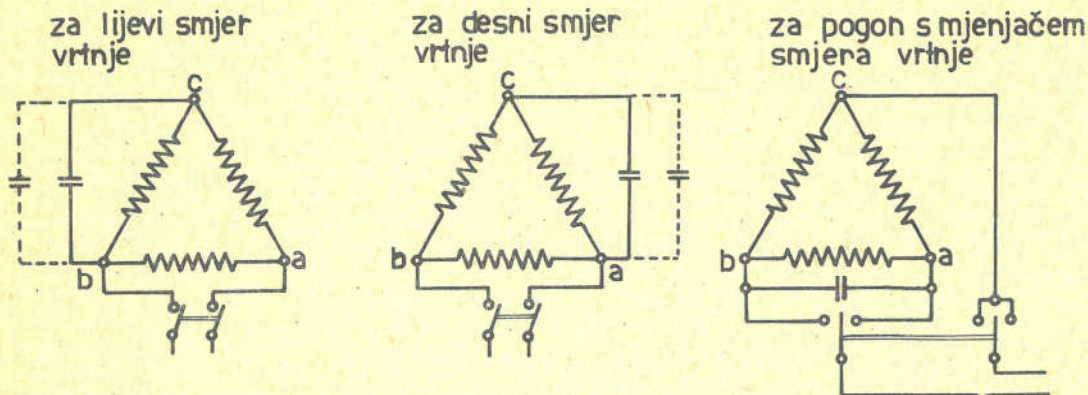
Sl. 8.3-4

Potezni moment ovakvih kondenzatorskih motora čiji kondenzator je dimenzioniran za nominalni teret, a ne za pokretanje je relativno malen, a iznosi cca 25-60% nominalnog momenta. Ako želimo veći potezni moment, možemo kod pokretanja paralelno pogonskom kondenzatoru ukopčati još jedan dodatni kondenzator za pokretanje. Taj je cca 2,5 veći od pogonskog i može ostati ukopčan samo tokom pokretanja, kako se to vidi na sl. 8.3-4.

Tim se povećava potezni moment kondenzatorskog motora do 150% nominalnog.

U svim ostalim slučajevima upotrebljavamo pomoćnu fazu sa kondenzatorom samo za pokretanje. Budući da se sada pomoćna faza može dimenzionirati samo za pokretanje, postićemo potezne momente do 3,5 puta veće od nominalnog.

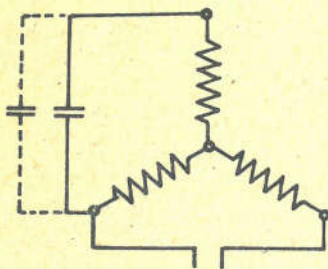
Kod upotrebe kondenzatora može se i normalni serijski trofazni motor bez promjene namota koristiti kao jednofazni motor, ako se spoji na mrežu prema shemama na sl. 8.3-5.



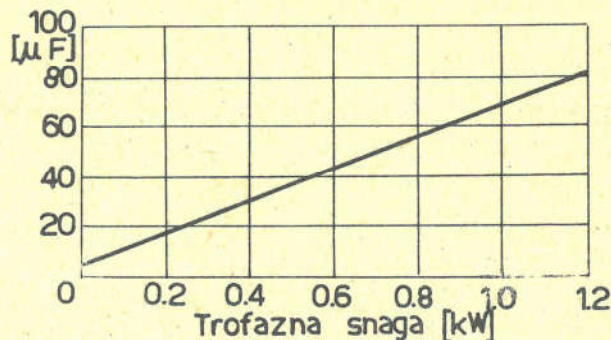
Sl. 8.3-5

Trofazni se motor može upotrebiti sa stalno ukopčanim pogonskim kondenzatorom (puno izvučeno) ili s kondenzatorom za pokretanje (crtkano izvučeno) ili s oba kondenzatora zajedno.

Umjesto spoja u trokut možemo upotrebiti i spoj zvijezda prema sl. 8.3-6.



Sl. 8.3-6



Sl. 8.3-7

Iz dijagrama na sl. 8.3-7 vidi se koliki mora biti pogonski kondenzator u ovisnosti o trofaznoj snazi motora za kondenzatorski motor od 220 V, 50 Hz. Kod ovih kondenzatorskih motora postižemo 70-80% snage trofaznih motora i potezne momente od 30-35% nominalnog momenta.

Za ukapčanje i iskapčanje pomoćne faze upotrebljava se obično posebna sklopka, koja iskapča automatski, da se to eventualno ne zaboravi, jer bi to imalo za posljedicu izgaranje pomoćne faze. Razlikujemo u glavnom dvije izvedbe sklopki.

- Termičke sklopke, koje pomoću bimetala iskapčaju pomoćnu fazu.
- Centrifugalne sklopke, koje se nalaze na osovini rotora, i koje se kod određene brzine vrtnje uslijed centrifugalne sile automatski iskapčaju.

S A D R Ź A J

	Strana
1. UVOD	1
2. ZAKRETNI TRANSFORMATOR	3
3. TEORIJA ASINHRONOG MOTORA	
3.1. Fizikalna slika	7
3.2. Ekvivalentna shema	9
3.3. Bilanca energije	10
3.4. Karakteristika momenta	12
3.5. Stabilnost pogona	16
3.6. Kružni dijagram	17
3.7. Analitički proračun	
3.71. Ekvivalentna shema	25
3.72. Moment i snaga	32
3.73. Analitički dokaz za kružni dijagram . .	35
3.74. Parametri kružnog dijagrama	38
4. REGULACIJA BRZINE VRTNJE	
4.1. Radni otpor u rotorskom krugu	43
4.2. Induktivni otpor u rotorskom krugu	49
4.3. Regulacija brzine vrtnje promjenom narinutog napona	51
4.4. Regulacija brzine vrtnje promjenom frekvencije	55
4.5. Regulacija brzine vrtnje prespajanjem polova	61
4.6. Regulacija brzine vrtnje spojem u kaskadi . .	66
5. UPLIV VIŠIH HARMONICKIH ČLANOVA	
5.1. Viši harmonički članovi polja	70
5.2. Asinhroni momenti	72
5.3. Sinhroni momenti	74
5.4. Tresne sile	74
5.5. Mjere za smanjenje utjecaja viših harmonika .	75
6. POKRETANJE I KOČENJE ASINHRONIH MOTORA	
6.1. Moment i struja pokretanja	76
6.2. Specijalni kavezni rotori	77
6.3. Kočenje	82
6.4. Energetski odnosi kod pokretanja i kočenja .	86
6.5. Pogon sa stalnim preklapanjem smjera vrtnje .	89
7. POSEBNE IZVEDBE ASINHRONIH STROJEVA	
7.1. Dvostruko napajani motor	91
7.2. Asinhroni generator	91
7.3. Električka osovina	93
7.4. Asinhroni generator kao pretvarač frekvencije	95
8. JEDNOFAZNI ASINHRONI MOTOR	
8.1. Općenito o jednofaznom asinhronom motoru . .	95
8.2. Ekvivalentna shema jednofaznog asinhronog motora	97
8.3. Pokretanje jednofaznog asinhronog motora . .	99