

SVEUČILIŠTE U SPLITU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE,
STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

Dr. Ante Maletić

ASINKRONI STROJEVI

SKRIPTA ZA STUDENTE VI STUPNJA
ELEKTROTEHNIKE



Split, 1992.

SVEUČILIŠTE U SPLITU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

Dr. Ante Maletić

ASINKRONI STROJEVI

SKRIPTA ZA STUDENTE VI STUPNJA ELEKTROTEHNIKE



*Dugogodišnjem suradniku
slavim kao znatnog potporanika
Tomić*

Split, 1992.

Recenzenti: Prof. dr. Drago Ban
Prof. dr. Martin Jadrić

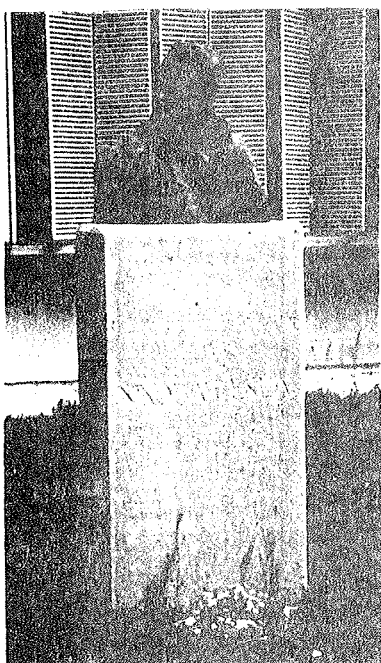
Odobreno rješenjem Odbora za izdavačku djelatnost
Sveučilišta u Splitu broj 02-341/1-92.

Izdavač: Fakultet elektrotehnike, strojarstva i
brodogradnje, Split, R.Boškovića bb

Tisak: Salon za birotehničko i grafičko umnožavanje
FESB, Split

Asinkroni motor, kao segment polifaznog sistema, epohalno je otkriće koje je dalo snažan zamah industriji i ubrzalo kotač napretka čovječanstva. U osnovi tog otkrića leži okretno magnetsko polje, čija se spoznaja kao bljesak javila Nikoli Tesli 1882. godine. Nekoliko godina kasnije, najprije javnim predavanjima, a zatim američkim patentima 1887. i 1889. godine, Nikola Tesla utire put asinkronom stroju prema masovnoj upotrebi. Teslino objelodanjenje otkrića brzo se širi, čitav niz znanstvenika afirmira se na razradi njegova djela. Već nakon desetljeća i pol asinkroni je stroj u načelu jednak onome kakav je danas u upotrebi.

Drugo područje Teslinih epohalnih otkrića kojima je zadužio svijet je Radiotehnika.



Nikola Tesla rad Ivana Meštravića postavljen u paciu Fakulteta elektrotehnike strojarstva i brodogradnje u Splitu

Nastali su pokušaji, dijelom uspješni, da se Teslina otkrića pripišu drugima. Sve to ne može potamniti slavu i izbrisati zasluge Nikole Tesle ("Njima pripada sadašnjost, meni budućnost"). Godine 1903. Nikola Tesla je odbio primiti Nobelovu nagradu. Godine 1916. dodijeljena mu je Edisonova medalja. Prilikom uručenja nagrade, 18. svibnja 1917. godine, o Nikoli Tesli nadahnuto je govorio američki znanstvenik B.A. Behrend. Među ostalim parafrazirao je Bibliju:

Priroda i zakoni njeni bjehu skriveni u tami:
Bog reče: "Nek bude Tesla" i sve bi svjetlost.

Od 1960. godine jedinica za magnetsku indukciju nosi naziv tesla (T).

S A D R Ź A J

1. UVOD	5
1.1. Magnetska polja strojeva za izmjeničnu struju	5
1.1.1. Polje stroja sa uzбудom na rotoru	6
1.1.2. Iznos induciranoг napona.....	10
1.1.3. Zvijezda induciranih napona	11
1.1.4. Inducirani napon zavoja i namota faze	12
1.1.5. Faktor namota.....	14
1.1.6. Okretno magnetsko polje	17
1.1.7. Brzina vrtnje okretnog polja	21
2. FIZIKALNA SLIKA ASINKRONOG STROJA	23
2.1. Sastav asinkronog stroja	23
2.2. Princip rada asinkronog stroja	25
2.3. Odnos induciranih napona statora i rotora u mirovanju	27
2.4. Pojednostavljeni prikaz tokova	28
2.5. Nadomjesna shema	29
2.6. Prikaz toka snaga asinkronog motora	32
2.7. Okretni moment asinkronog stroja	34
2.8. Analiza okretnog momenta . Linija momenta	35
2.9. Stabilnost pogona	39
3. ANALITIČKA TEORIJA ASINKRONOG STROJA	42
3.1. Nadomjesna T shema. Reduciranje rotorskih veličina na stator	42
3.2. Jednadžbe asinkronog stroja	45
3.3. Omjer induciranoг napona i napona statora	47
3.4. Fazorski dijagram asinkronog motora	50
3.5. Okretni moment asinkronog stroja iz potpune nadomjesne sheme	51
3.6. Klossova formula	52
3.7. Jednadžba snage rotora	53
3.8. Uvod u kružni dijagram	54
3.9. Preuređena nadomjesna shema	57
3.10. Konstrukcija kružnog dijagrama	59
3.11. Određivanje pojedinih veličina iz kružnog dijagrama	61
4. ASINKRONI STROJ U POGONU	63
4.1. Pokretanje trofaznih asinkronig motora	63
4.1.1. Uvod	63
4.1.2. Trajanje zaleta neopterećenog motora	65
4.1.3. Jednadžba linije zaleta	66
4.1.5. Potrošak energije pri pokretanju	67
4.1.6. Energija zaleta bez momenta tereta	69

4.1.7.	Gubici u namotu rotora pri kočenju	70
4.1.8.	Pokretanje kolutnog motora	71
4.1.9.	Specifičnosti pokretanja kaveznog motora	73
4.1.10.	Primjena preklopke zvijezda-trokut	77
4.1.11.	Pokretanje autotransformatorom	79
4.2.	Regulacija brzine vrtnje	80
4.2.1.	Regulacija brzine promjenom klizanja.....	80
4.2.2.	Regulacija brzine promjenom narinutog napona	81
4.2.3.	Regulacija klizanja dodavanjem radnog otpora u krug rotora	82
4.2.4.	Regulacija brzine motora promjenom frekvencije napona napajanja	83
4.2.5.	Podsinkrona kaskada	87
4.2.6.	Regulacija brzine promjenom broja pari polova	89
4.2.7.	Regulacija brzine kaskadnim spojem	94
4.3.	Neki specijalni slučajevi izvedbe i rada asinkronog stroja	97
4.3.1.	Zakretni transformator	97
4.3.2.	Asinkroni generator	99
4.3.3.	Asinkroni stroj kao pretvarač frekvencije	102
4.3.4.	Dvostruko napajani asinkroni stroj	103
4.3.5.	Električna osovina	104
4.3.6.	Rad asinkronog motora uz neregularne uvjete	106
4.4.	Jednofazni asinkroni motor	110
4.4.1.	Pokretanje jednofaznog asinkronog motora.	112
4.4.2.	Kondenzatorski motor	113
5.	PARAMETRI ASINKRONOG STROJA	117
5.1.	Glavna reaktancija	117
5.1.1.	Red harmonika.....	118
5.1.2.	Carterov faktor	119
5.2.	Rasipna reaktancija statora	120
5.2.1.	Utorska reaktancija statora	121
5.2.2.	Diferencijalna reaktancija statora	123
5.2.2.1.	Određivanje koeficijenata σ_{1d} iz magnetske energije	125
5.2.3.	Reaktancija glave statorskog namota	128
5.3.	Radni otpori	128
5.3.1.	Radni otpor statorskog namota	128
5.3.2.	Radni otpor rotora	129
5.4.	Rasipna reaktancija rotora	129
5.4.1.	Rasipna reaktancija utora rotora	129
5.4.2.	Rasipna reaktancija prstena kaveza	130

5.4.3. Diferencijalna reaktancija kaveza rotora	130
5.5. Utjecaj skošenja utora na parametre nadomjesne sheme	131
5.6. Utjecaj zasićenja magnetskog kruga na reaktancije	137
6. UTJECAJ VIŠIH HARMONIKA POLJA ZRAČNOG RASPORA NA MOMENT STROJA	139
6.1. Asinkroni momenti	141
6.2. Sinkroni momenti	144
6.3. Buka i vibracije asinkornog stroja	144
7. PRILOG	146
7.1. VIŠEFAZNI STATORSKI NAMOTI	146
7.1.1. Klasifikacija namota	146
7.1.2. Pravilo o izvedbi namota	147
7.1.3. Namoti sa svicima jednakog oblika	149
7.1.4. Jednoslojni namot s jednakim svicima	150
7.1.5. Dvoslojni namoti.....	151
7.1.6. Dvoslojni petljasti namot	151
7.1.7. Dvoslojni valoviti namot	154
UPOTRIJEBLJENE OZNAKE	156
LITERATURA	163

1. U V O D

1.1. MAGNETSKA POLJA STROJEVA ZA IZMJENIČNU STRUJU

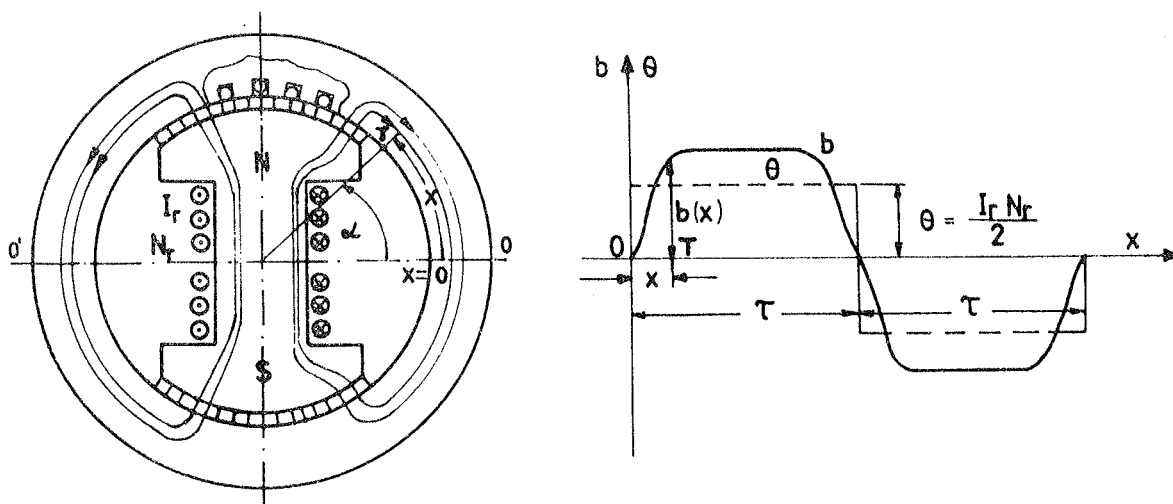
Magnetski krug rotacionog električnog stroja sastoji se od statora, rotora i zračnog raspora. Unutar statora, rotor se sa svojom osovinom može okretati. Zračni raspor je prostor dužine δ između statora i rotora. U provrtu statora i često na površini rotora izrađeni su utori za smještaj namota statora i namota rotora. Jedan od ovih namota stvara magnetski tok i naziva se uzбудni namot. Onaj drugi namot u kome se pod utjecajem uzbudnog polja stvara elektromotorna sila naziva se armaturni namot. Nazire se sličnost s transformatorom gdje primar ima ulogu uzbudnog namota, a sekundar armaturnog.

Prema uzbudu koja može biti koncentrirana ili kontinuirano raspodijeljena, razlikuju se strojevi s istaknutim polovima i oni s konstantnim zračnim rasporom.

U principu, uzbudni namot može biti smješten na statoru ili rotoru. Kod sinkronih strojeva uzbudni namot je najčešće na rotoru jer snaga predana uzbudnom namotu iznosi približno 1% snage armature. Na taj način se snaga generatora predaje mreži izravno preko stezaljki statora. Ako bi se armaturni namot rotirao, klizni prstenovi i četkice limitirali bi snagu sinkronog stroja. Sinkroni i asinkroni strojevi razlikuju se i po tome što se sinkroni stroj u pravilu dvostrano napaja. Armaturnim namotom protječe izmjenična a uzbudnim istosmjerna struja.

1.1.1. Polje stroja s uzbudom na rotoru

Na slici 1.1. prikazan je pojednostavljeni presjek dvopolnog stroja s istaknutim polovima na rotoru, pomoću kojeg će se razmotriti magnetske prilike koje uspostavlja uzbudni namot.



Sl. 1.1. a) Presjek pojednostavljenog magnetskog kruga za dvopolni stroj s istaknutim polovima na rotoru, b) raspodjela magnetske uzbude i gustoće toka uzduž dvostrukog polnog koraka

Provrt statora ima dijametar d_s i opseg $d_s \pi$. Dio opsega koji pripada jednom polu naziva se polni korak i označava s τ . Ako stroj ima općenito p pari polova, tada polni korak iznosi:

$$\tau = \frac{d_s \pi}{2p} \quad (\text{m}) \quad (1.1)$$

Polni korak se može izraziti i brojem utora statora Q_s :

$$\tau = \frac{Q_s}{2p} \quad (1.2)$$

Na slici 1.1. 0-0' je neutralna os, a x je dužina luka provrta od početka polnog koraka do promatrane točke i задаje se dijelom polnog koraka, na pr. $x=\tau/6$.

Ako se na magnetski krug dvopolnog stroja na slici 1.1, primijeni Amperov zakon:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = I_r N_r \quad (1.3)$$

dobije se:

$$H_{Fes} \ell_{Fes} + H_{Fer} \ell_{Fer} + 2 H \delta = I_r N_r$$

gdje su $\vec{H}$ i $d\vec{l}$ istog smjera.

Budući da je $\mu_{Fe} \gg \mu_0$ (pretpostavlja se nezasićeni magnetski krug), a time jakost polja u željezu vrlo mala, može se uzeti da je $H_{Fe} \ell_{Fe} = 0$ iz čega izlazi:

$$2H\delta = I_r N_r$$

a odavde magnetski napon zračnog raspora u promatranoj točki:

$$\Theta(x) = H\delta = \frac{I_r N_r}{2} \quad (1.4)$$

Jakost polja u zračnom rasporu iznosi:

$$H = \frac{I_r N_r}{2\delta} \quad (1.5)$$

Gustoća toka ili indukcija u zračnom rasporu $b(x)$ dobije se množenjem (1.5) s μ_0 :

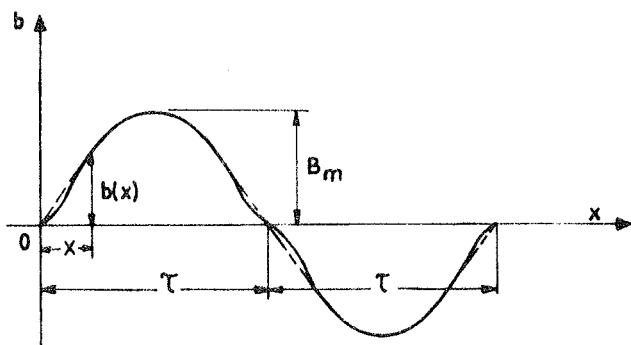
$$b(x) = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{I_r N_r}{2} \quad (1.6)$$

Omjer μ_0/δ predstavlja magnetsku vodljivost i označava se s λ . Na taj se način indukcija može izraziti formulom $b(x) = \lambda \Theta(x)$.

Krivulja raspodjele indukcije uzduž dvostrukog polnog koraka za promatrani magnetski krug prikazana je na slici 1.1.b. Pod polovima, tamo gdje je dužina zračnog raspora δ konstantna, i indukcija je konstantna. Ako se pođe uzduž zračnog raspora od ruba sjevernog pola prema osi O-O', indukcija opada, a u osi O-O' je

jednaka nuli. Pod južnim polom mijenja predznak. Kao pozitivan smjer indukcije uzima se onaj koji ima indukcija sjevernog pola.

Ako pol uzbude prekriva veći dio polnog koraka te ako se dužina zračnog raspora δ pod polom mijenja po zakonu sinusa, prostorna raspodjela indukcije $b(x)$ neće biti kao na slici 1.1b već pretežno sinusnog oblika (slika 1.2).



Sl. 1.2. Raspodjela indukcije u zračnom rasporu, za sinusno oblikovan zračni raspor

Ako se uzme da je prostorna raspodjela indukcije $b(x)$, uzduž dvostrukog polnog koraka, u cijelosti sinusna (crtkana linija na slici 1.2) , za mirni rotor se iskazuje formulom:

$$b(x) = B_m \sin \alpha$$

Budući da za bilo koju točku na obodu provrta statora prema slici 1.1a vrijedi omjer $\alpha: x = \pi: \tau$, indukcija u zračnom rasporu se može prikazati u funkciji položaja:

$$b(x) = B_m \sin \frac{\pi}{\tau} x \quad (1.7)$$

gdje se x mijenja od 0 do 2τ .

Kada se rotor vrti kutnom brzinom ω , os $O-O'$ za vrijeme t otvori kut $\alpha = \omega t$, pri čemu amplituda indukcije promijeni položaj. Budući da se rotor vrti, indukcija u točki T (slika 1.1.a) ovisi i o vremenu. Argument u (1.7.) sada je $(\pi x / \tau - \omega t)$ pa se može pisati:

$$b(x, t) = B_m \sin \left(\frac{\pi}{\tau} x - \omega t \right) \quad (1.8)$$

Kutna brzina rotora ω , ovdje je i kružna frekvencija: $\omega = 2\pi f_s$.

Formulom (1.8) opisano je magnetsko polje ostvareno istosmjernom strujom, dakle konstantno polje koje rotira zbog vanjske sile. Za promatrača na statoru riječ je o okretnom magnetskom polju.

Položaj maksimalne indukcije B_m u funkciji vremena t za određenu kutnu brzinu ω određuje se iz:

$$\frac{\pi}{\tau} x - \omega t = \frac{\pi}{2} \quad \Rightarrow \quad x = \frac{\tau}{\pi} \omega t + \frac{\tau}{2}$$

pri čemu je obodna brzina rotora:

$$v = \frac{dx}{dt} = \frac{\tau}{\pi} \omega$$

Budući da je f_s frekvencija napona induciranog u vodičima statora i da vrijedi relacija $\omega = 2\pi f_s$, izlazi da je:

$$v = 2f_s \tau \quad (1.9)$$

Na osnovi $f = 1/T$, također vrijedi:

$$v = \frac{2\tau}{T} \quad (1.10)$$

Dok rotor prijeđe dvostruki polni korak, inducirani napon ostvari jednu periodu.

Ako se brzina vrtnje rotora iskazuje okretajima u sekundi, za dvopolni stroj vrijedi $n=f$, a kod višepolnih strojeva $pn=f$, odnosno:

$$n = \frac{f}{p} \quad (\text{r/s}) \quad (1.11)$$

U praksi je uobičajeno da se brzina vrtnje izražava okretajima u minuti:

$$n = \frac{60 f}{p} \quad (\text{r/min}) \quad (1.12)$$

Ako se rotor generatora vrti odabranom brzinom n , frekvencija inducirano napona iznosi:

$$f = \frac{pn}{60} \quad (\text{Hz}) \quad (1.13)$$

1.1.2. Iznos inducirano napona

Neka stator sadrži Q_s utora, a svaki utor statora z_Q vodiča. U svakom vodiču inducira se napon trenutne vrijednosti:

$$e_v = b \ell v \quad (\text{V}) \quad (1.14)$$

gdje je: b - vrijednost indukcije u zračnom rasporu na mjestu promatranog vodiča (T)

ℓ - dužina vodiča u paketu (m)

v - obodna brzina magnetskog polja na mjestu vodiča (m/s).

U (1.14) b, ℓ i v su međusobno okomiti.

Za općeniti oblik raspodjele indukcije uzduž dvostrukog polnog koraka kao na slici 1.3, efektivna vrijednost inducirano napona može se izraziti preko "efektivne" vrijednosti indukcije:

$$E_v = B_{ef} \ell v \quad (\text{V}) \quad (1.15)$$

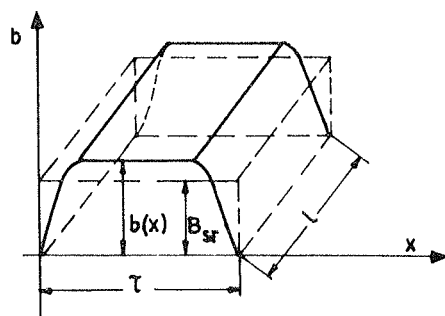
Nadalje, "efektivna" vrijednost indukcije može se zamijeniti srednjom vrijednošću, pri čemu vrijedi:

$$B_{ef} = \xi B_{sr} \quad (\text{T}) \quad (1.16)$$

gdje je ξ faktor oblika indukcije u zračnom rasporu.

Pri određivanju inducirano napona obično se radi s ukupnim tokom a ne sa srednjom indukcijom, iz čega prema slici 1.3 izlazi:

$$B_{sr} = \frac{\Phi}{\ell \tau} \quad (\text{T}) \quad (1.17)$$



Sl. 1.3. Određivanje ukupnog magnetskog toka

Nadalje, ako se u (1.15) zameni (1.16), (1.17) i (1.9) dobije se izraz za efektivnu vrijednost napona inducirano u jednom vodiču statora:

$$E = 2\xi\phi f$$

Kada je polje sinusno, tada je $\xi=1,11$ pa efektivna vrijednost inducirano napona jednog vodiča iznosi:

$$E_v = 2,22 \Phi f \quad (V) \quad (1.18)$$

1.1.3 Zvijezda induciranih napona

Dvostrukom polnom koraku dvopolnog stroja, na slici 1.1 pripada kut od 360° geometrijskih. Kada je $p>1$, uvodi se pojam električnih stupnjeva. Tada provrt statora sadrži $p360^\circ$ električnih ($\alpha_{el}=p\alpha_g$), a električni kut između dva fazora induciranih napona u susjednim utorima iznosi:

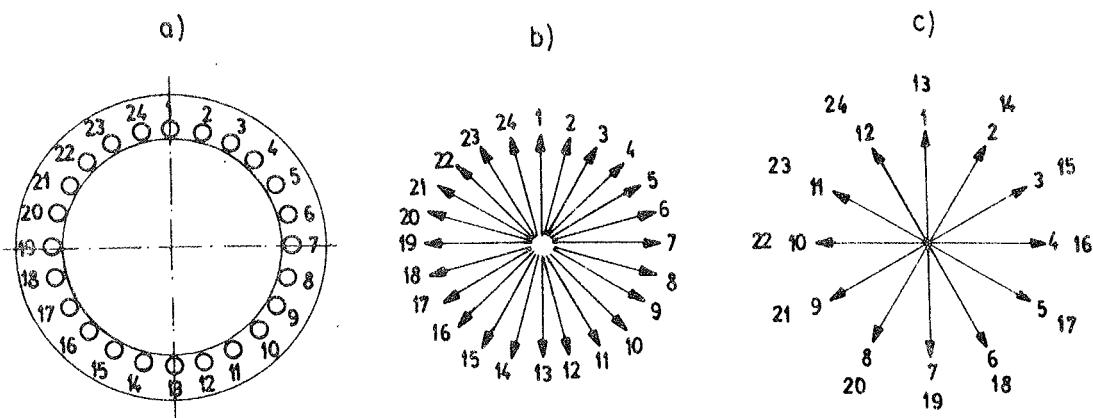
$$\alpha_{el} = p \frac{360}{Q_s} \quad (1.19)$$

Napomena: u daljnjem tekstu električni kut se označava s α .

Na slici 1.4a prikazan je stator sa 24 utora. Na slici 1.4b prikazana je zvijezda induciranih napona za $p=1$ a na slici 1.4c zvijezda induciranih napona za $p=2$. Jedan krak zvijezde je algebarski zbroj napona svih vodiča u jednom utoru koji

pripadaju istom svitku. U promatranom primjeru svi vodiči jednog utora pripadaju istom svitku.

Za slučaj $p=1$, kut iznosi: $\alpha = \frac{360}{24} = 15^\circ$



Sl. 1.4. a) Stator sa $Q_s=24$ utora, b) zvijezda induciranih napona za $p=1$, c) zvijezda induciranih napona za $p=2$

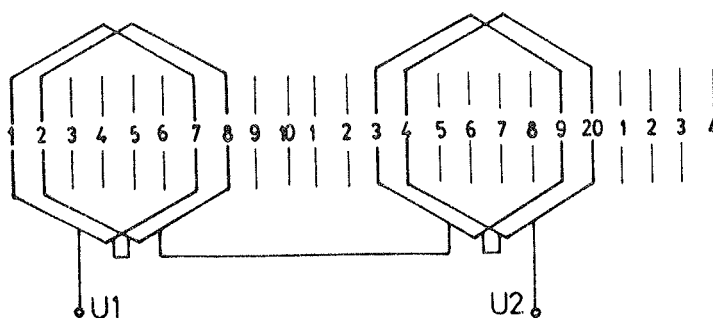
Ako se nacrtaju fazori induciranih napona svih utora, dobije se zvijezda sa 24 kraka.

Za $p=2$, kut iznosi: $\alpha = 2 \frac{360}{24} = 30^\circ$, pri čemu se dobije zvijezda sa 12 krakova. Kako stator ima ukupno 24 utora, izlazi da se dvije zvijezde preklapaju.

1.1.4 Inducirani napon zavoja i namota faze

Statorski, odnosno armaturni namot izmjeničnih električnih strojeva gradi se po utvrđenim pravilima, (vidi prilog I). Pri tome su definirani neki pojmovi. Polni korak τ već smo upoznali. Osim toga definiran je i korak namota Y_Q koji određuje razmak dviju strana istog svitka. Ovaj razmak mjeri se brojem utora. Od vodiča u utorima se tvore zavoji, svici, zone i fazni namot. Stroj općenito može imati m_s faza na statoru. Najčešće je $m_s=3$, što znači da je riječ o trofaznom namotu. Slaganje namota najčešće se prikazuje pomoću tzv. razvijene sheme.

Na slici 1.5 prikazana je razvijena shema jedne faze trofaznog namota čiji su podaci: $m_s=3$, $Q_s=24$, $p=2$, $\tau=Y_Q=Q_s/2p=6$ utora. Početak prvog vodiča u utoru broj 1 spojen je na stezaljku U1.



Sl. 1.5. Razvijena shema faznog namota kada je u utoru samo jedan vodič

Kraj tog vodiča spojen je s krajem vodiča u utoru broj 7. Pri tome je napravljen preskok od 6 utora što je iznos koraka namota: $Y_Q = 6$. Ovdje je polni korak jednak koraku namota. Ovim postupkom ostvaren je jedan zavoja. Kako je zavoja nastao serijskim spajanjem vodiča dvaju utora razmaknutih za jedan polni korak, iz zvijezde induciranih napona izlazi da je napon zavoja $E_z = 2E_v$:

$$E_z = 4,44 \phi f \quad (V) \quad (1.20)$$

Ako jedan utora sadrži z_Q vodiča, tada svi vodiči u utovima 1 i 7 spojeni u seriju čine jedan svitka sa z_Q zavoja. Inducirani napon svitka je:

$$E_s = 4,44 \phi f z_Q \quad (V) \quad (1.21)$$

Početak posljednjeg vodiča u utoru 7 spaja se s početkom prvog vodiča u utoru 2. Kraj ovog vodiča spaja se s krajem prvog vodiča u utoru 8. Početak ovoga vodiča spaja se s početkom drugog u utoru 2. Postupak se nastavlja kao kod utora 1 i 7 čime se dobije novi svitka. Identičan postupak izvodi se i s vodičima u utovima 13-19 i 14-20, čime se dobiju još dva svitka.

U promatranom primjeru jednoj fazi je pripalo $Q_s/m_s = 24/3 = 8$ utora.

Pri slaganju višefaznog namota značajan je broj utora po polu i fazi:

$$q = \frac{Q_s}{2m_s p} \quad (1.22)$$

U promatranom je primjeru $q=2$.

Pogledom na slike 1.4c i 1.5 vidi se da se za svaki par polova stanje ponavlja. Svici 1-7 i 2-8 su spojeni u seriju i zajedno daju napon jedne zone. Jednaka je slika sa svicima u utorima 13-19 i 14-20. Jedna i druga zona daju napone čiji su fazori jednaki. Izlazi da se zone pod različitim parom polova, koje daju jednake napone, mogu međusobno spojiti u seriju ili paralelno. Ako su spojene paralelno, kažemo da namot ima paralelne grane. Broj paralelnih grana označava se s a . Na slici 1.5 zone su spojene serijski pa nema paralelnih grana, $a=1$. Da su spojene paralelno, bilo bi $a=2$.

Da bi se odredio inducirani napon jedne faze, na osnovi onoga što je dosad rečeno, treba u (1.21) umjesto z_0 uvrstiti broj zavoja jedne faze spojenih u seriju:

$$N_s = \frac{z_0 Q_s}{2am_s} \quad (1.23)$$

i dobiveni izraz pomnožiti s namotnim faktorom k_w , zato što se naponi svitaka smještenih u različite utore ne mogu zbrojiti algebarski, već geometrijski.

$E = 4,44 \Phi f N_s k_w$

(V) (1.24)

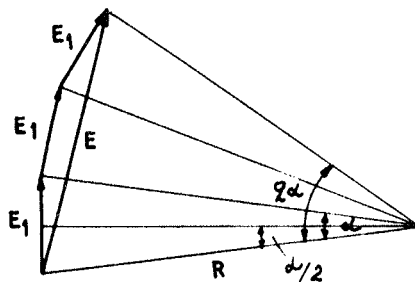
1.1.5 Faktor namota

Faktor namota k_w iskazuje iznos smanjenja inducirano napona zbog razdiobe namota u više utora. Razlikuju se zonski k_d i tetivni faktor k_p . Zonski faktor k_d slijedi iz činjenice da naponi u q utora kasne jedan prema drugome za kut α . Kada je $Y_0 = \tau$ kaže se da je namot dijametralan jer dvije strane jednog svitka zatvaraju kut π . Tada je $k_w = k_d$. Ako se, u svrhu smanjenja djelovanja viših harmonika toka u zračnom rasporu, uvede skraćenje namota $Y_0 < \tau$, kaže se da je namot tetivni ili skraćeni. U tom slučaju dvije

strane jednog svitka zatvaraju kut $\gamma < \pi$, zbog čega se napon svitka određuje geometrijskim zbrajanjem napona dviju strana svitka, što se čini uvođenjem tetivnog faktora k_p . Sada vrijedi da je $k_w = k_d k_p$.

Zonski faktor definira se prema slici 1.6:

$$k_d = \frac{\text{geometrijska suma induciranih napona } q \text{ svitaka}}{\text{algebarska suma istih napona}}$$



Sl. 1.6. Određivanje zonskog faktora za $q=3$

Na osnovi slike 1.6 za proizvoljni q zaključuje se da je:

$$E_1 = 2R \sin \frac{\alpha}{2}$$

$$E = 2R \sin q \frac{\alpha}{2}$$

iz čega izlazi zonski faktor namota:

$$k_d = \frac{2R \sin q \frac{\alpha}{2}}{q 2R \sin \frac{\alpha}{2}}$$

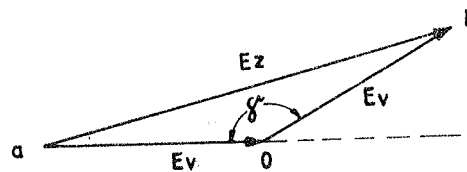
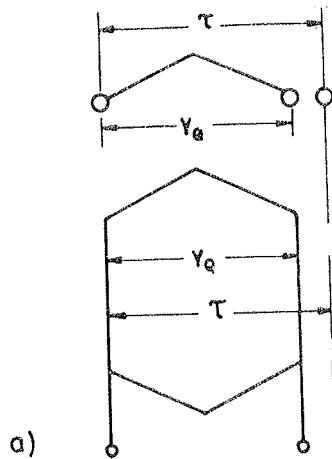
što nakon skraćivanja daje:

$$k_d = \frac{\sin q \frac{\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} \quad (1.25)$$

Na osnovi $\alpha = p2\pi/Q_s$ i (1.22), (1.25) može se i drugačije izraziti:

$$k_d = \frac{\sin \frac{\pi}{2m_s}}{q \sin \frac{\pi}{2qm_s}}$$

(1.26)



Sl. 1.7. Određivanje tetivnog faktora namota

Prema slici 1.7b za tetivni faktor namota vrijedi:

$$k_p = \frac{E_z}{2E_v} = \frac{2 \overline{oa} \sin \frac{\gamma}{2}}{2 \overline{oa}}$$

gdje je γ kut za koji su razmaknuti naponi utora jednog svitka. Uspoređenjem $Y_Q \alpha = \gamma$ i $\tau \alpha = \pi$ izlazi da je:

$$\gamma = \frac{Y_Q}{\tau} \pi$$

Na osnovi toga, tetivni faktor ima vrijednost:

$$k_p = \sin \frac{Y_Q}{\tau} \frac{\pi}{2}$$

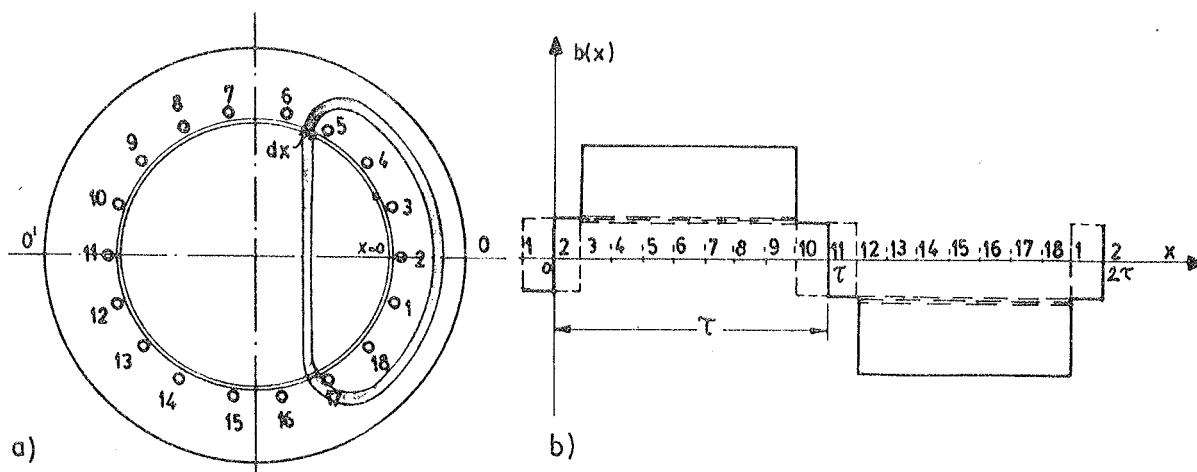
(1.27)

Konačno, namotni faktor se određuje prema formuli:

$$k_w = k_d k_p = \frac{\sin \frac{\pi}{2m} \sin \frac{Y_Q}{\tau} \frac{\pi}{2}}{q \sin \frac{\pi}{2qm}} \quad (1.28)$$

1.1.6. Okretno magnetsko polje

Razmotrit će se primjer stroja s cilindričnim rotorom i s uzбудnim namotom ugrađenim u stator.



Sl. 1.8. Stroj s uzbuđom na statoru: a) raspored uzbuđnog namota, b) raspodjela gustoće toka

Na slici 1.8a prikazan je presjek magnetskog kruga stroja s cilindričnim rotorom, čiji stator ima $Q_s=18$ utora, u koje se može smjestiti trofazni jednoslojni dijametralni namot. Pri tome je $p=1$, $\tau=Y_Q$ i $q=3$. Naziv dijametralni ukazuje na to da su dvije strane istog svitka smještene u utore koji su postavljeni na istom dijametru.

Najprije uzmimo da je u stator ugrađen samo namot jedne faze, čime su ispunjeni utori 1, 2 i 3 te 10, 11 i 12. Ako bi se kroz ovaj namot propustila istosmjerna struja jakosti I_s , magnetskim krugom bi se uspostavio magnetski tok Φ iznosa:

$$\Phi = \ell \int_0^{\tau} b(x) dx \quad (1.29)$$

gdje je ℓ dužina paketa limova.

Indukcija $b(x)$ uzduž zračnog raspora od $x=0$ do $x=2\tau$ bila bi promjenljiva (slika 1.8b).

Ako se na elementarnu 'cijev' magnetskog toka (kroz površinu $dS=\ell dx$ u zračnom rasporu), na mjestu maksimalne indukcije, primijeni Ohmov zakon za magnetski krug, te ako pretpostavimo da je sav magnetski otpor sadržan u zračnom rasporu, može se pisati:

$$B_m dS = \mu_0 \frac{I_s N_s}{2\delta} dS$$

Ako stroj ima $p>1$, tada jednom dvostrukom polnom koraku pripada N_s/p . Tada maksimalna indukcija iznosi:

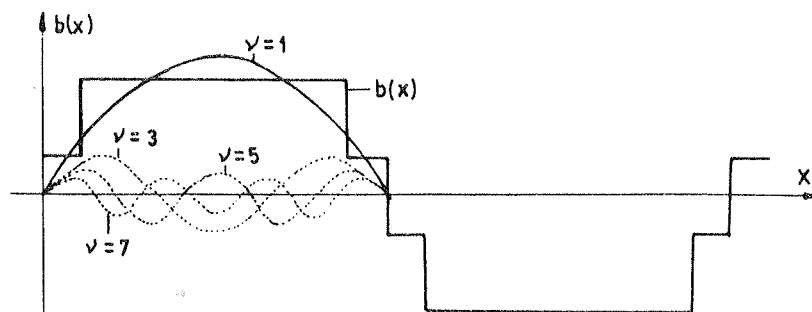
$$B_m = \frac{\mu_0}{2\delta} \frac{I_s N_s}{p} \quad (1.30)$$

N_s je broj zavoja uzbuđenog namota.

Prema slici 1.8b raspodjela indukcije uzduž zračnog raspora, radi prostorne razdiobe namota, stepenasta je i periodična s periodom 2τ . Ako se raspodjela indukcije $b(x)$ sa slike 1.8b podvrgne Fourierovoj harmoničnoj analizi, na osnovi stupnja simetrije, dobije se Fourierov red koji sadrži samo sinusne neparne članove: osnovni s $\nu=1$ i više s $\nu=3,5,7,\dots$ ili općenito reda $\nu=2k+1$ gdje je $k=0,1,2,3,\dots$

$$b(x) = B_{m1} \sin \frac{\pi}{\tau} x + B_{m3} \sin 3 \frac{\pi}{\tau} x + B_{m5} \sin 5 \frac{\pi}{\tau} x + \dots + B_{m\nu} \sin \nu \frac{\pi}{\tau} x \quad (1.31)$$

Grafički prikaz jednačbe (1.31) za prva četiri člana na desnoj strani dat je na slici 1.9.



Sl. 1.9. Razlaganje raspodjele $b(x)$ na harmonike

Amplituda harmonika indukcije prema Fourieru je:

$$B_{m\nu} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{2\delta} \frac{I_s N_s}{\nu p} k_{w\nu} \quad (1.32)$$

gdje je $k_{w\nu}$ faktor namota za određeni harmonik, koji je uveden iz istog razloga kao kod induciranog napona (1.24). Za $\nu=1$ vrijedi izraz (1.28). Za $\nu>1$ vidi (5.2).

U teoriji električnih strojeva pretpostavlja se da samo osnovni harmonik toka ulančuje namot statora i namot rotora, a da tok viših harmonika spada u rasipni i naziva se diferencijalni rasipni tok (vidi poglavlja 5 i 6). Amplituda indukcije osnovnog harmonika je:

$$B_{m1} = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{2\delta} \frac{I_s N_s}{p} k_{w1} \quad (1.33)$$

pri čemu je:

$$b_1(x) = B_{m1} \sin \frac{\pi}{\tau} x \quad (1.34)$$

prvi član desne strane jednadžbe (1.31) ili osnovni harmonik indukcije što je identično izrazu (1.7) za slučaj uzbude istosmjernom strujom na rotoru.

Ako se sada umjesto istosmjerne struje kroz statorski namot propusti izmjenična iznosa $i = \sqrt{2} I_s \sin \omega_s t$ pored prostorne promjene indukcije, javlja se i vremenska promjena. Sada magnetski krug sadrži pulsirajuće polje:

$$b(t) = b_1(x) \sin \omega_s t \quad (1.35)$$

Budući da se promatra samo osnovni harmonik polja, ako se u (1.35) umjesto $b_1(x)$ unese (1.34), dobije se analitički izraz indukcije zračnog rasporeda u funkciji prostora i vremena:

$$b(x, t) = B_{m1} \sin \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega_s t \quad (1.36)$$

u (1.36) B_{m1} iznosi:

$$B_{m1} = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_o}{\delta} \frac{\sqrt{2} I_s N_s}{p} k_{w1} \quad (1.37)$$

Ako je dakle uzбудni namot smješten u Q_s/m_s utora, B_{m1} znači maksimalnu indukciju osnovnog harmonika jedne faze višefaznog namota. U slijedećem koraku, na statoru stroja sa slike 1.8 ugrađena su još dva namota, ispunjeni su svi utori statora, čime se dobio trofazni namot. Prostorni pomak pojedinih namota treba biti $2\pi/3$ (općenito $2\pi/m_s$), što znači da će drugi namot ispuniti utore br. 13, 14, i 15, te 4, 5 i 6. a treći namot utore 7, 8 i 9 te 16, 17 i 18.

Ako se, dakle, na tri prostorno simetrično raspoređena namota priključe tri izmjenična napona u_1, u_2 i u_3 , iste amplitude ali koji kasne jedan za drugim za vrijeme koje odgovara kutu $2\pi/3$, tri namota imaju tri struje jednake amplitude, koje kasne kao i naponi:

$$\begin{aligned} i_1 &= \sqrt{2} I_s \sin \omega_s t \\ i_2 &= \sqrt{2} I_s \sin \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_3 &= \sqrt{2} I_s \sin \left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1.38)$$

Struja svakog pojedinog namota stvara svoj pulsirajući tok. Indukcije sva tri namota mogu se prema (1.37) izraziti kao:

$$\begin{aligned} b_1(x, t) &= B_{m1} \sin \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega_s t \\ b_2(x, t) &= B_{m1} \sin \left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ b_3(x, t) &= B_{m1} \sin \left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{4\pi}{3} \right) \sin \left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1.39)$$

U magnetskom krugu trofaznog stroja postoji jedinstveni magnetski tok, koji se dobije kao zbroj tokova sva tri fazna namota. Zbog toga produkt trigonometrijskih funkcija (1.39) treba rastaviti u njihov zbroj:

$$\begin{aligned}
b_1(x, t) &= \frac{1}{2} B_{m1} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x - \omega_s t \right) - \frac{1}{2} B_{m1} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x + \omega_s t \right) \\
b_2(x, t) &= \frac{1}{2} B_{m1} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x - \omega_s t \right) - \frac{1}{2} B_{m1} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x + \omega_s t - \frac{4\pi}{3} \right) \\
b_3(t, x) &= \frac{1}{2} B_{m1} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x - \omega_s t \right) - \frac{1}{2} B_{m1} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x + \omega_s t - \frac{8\pi}{3} \right)
\end{aligned}
\tag{1.40}$$

Međusobni pomak $4\pi/3$ drugih članova u sve tri funkcije čini da je njihova suma jednaka nuli. Prvi članovi su međusobno jednaki pa je suma polja:

$$b(x, t) = \frac{3}{2} B_{m1} \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x - \omega_s t \right)
\tag{1.41}$$

iz čega proizlazi da je ukupni tok zbog djelovanja trofaznih struja konstantan, sa sinusno raspoređenom indukcijom uzduž 2τ , čija je amplituda $3/2$ amplitude jedne faze, te da u novom trenutku zauzima novi položaj u prostoru, odnosno okreće se. Ovo polje ima karakter rotirajućeg vektora. Polje koje je nastalo na ovaj način identično je mehaničkom okretnom polju (1.8) koje postoji u stroju s istaknutim polovima na rotoru koji rotira vanjskom silom, a uzbuđen je istosmjernom strujom.

1.1.7. Brzina vrtnje okretnog polja

Obodna brzina vektora indukcije dobije se derivacijom konstantnog argumenta:

$$\frac{\pi}{\tau} x - \omega_s t = \text{konst}
\tag{1.42}$$

$$v = \frac{dx}{dt} = \frac{\tau}{\pi} \omega_s = \frac{2\tau}{T}
\tag{1.43}$$

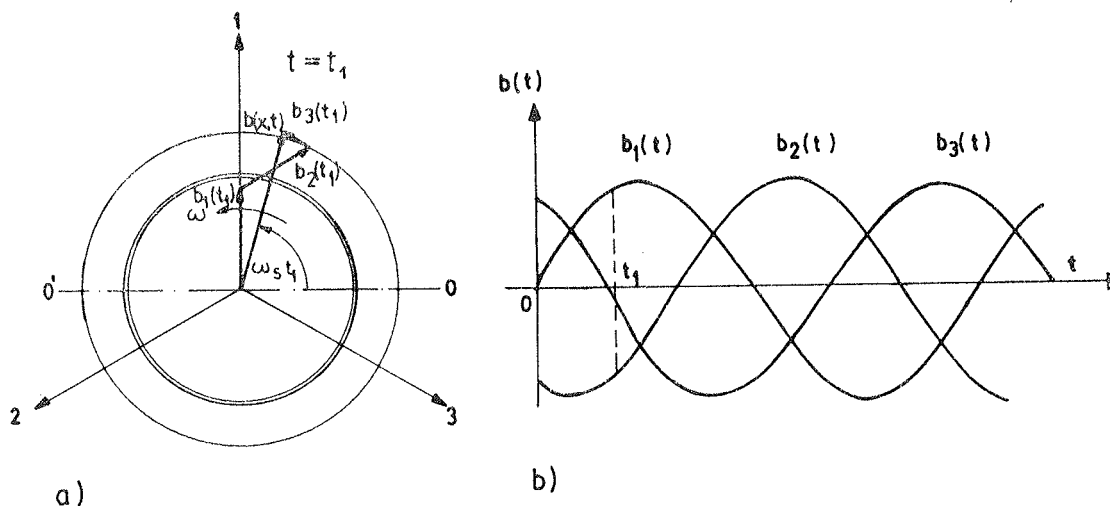
što je identično s (1.10). Izlazi da će polje prevaliti dvostruki polni korak, za vrijeme koje je potrebno da struja napravi jednu periodu. Iz toga se lako zaključuje da je brzina polja izražena okretajima u sekundi za stroj s p pari polova:

$$n_s = \frac{f}{p} \quad (\text{r/s}) \quad (1.44)$$

U tehnici se često brzina vrtnje (frekvencija vrtnje) daje u okretajima u minuti pa umjesto (1.44) vrijedi:

$$\boxed{n_s = \frac{60f}{p}} \quad (\text{r/min}) \quad (1.45)$$

Vektor indukcije okretnog polja $\vec{B}(x,t)$ može se zorno predložiti prema slici 1.10. Svaki fazni namot, zbog djelovanja pripadajuće struje stvara pulsirajuće polje indukcije $b(t)$. U svakom trenutku te indukcije su razmjerne svojim strujama. Na slici 1.10a nanesene su tri indukcije čije su prostorne orijentacije pomaknute međusobno za kut $2\pi/3$ i koje odgovaraju faznim strujama u trenutku t_1 prema slici 1.10b. Vektorski zbroj faznih indukcija daje resultantnu indukciju $\vec{B}(x,t)$. Amplituda resultantne indukcije za neki drugi trenutak t_2 , bila bi jednakog iznosa kao ona za trenutak t_1 , ali bi zauzimala drugi položaj, što znači da je resultantno polje konstantnog iznosa i okretno.



Sl. 1.10. Objašnjenje okretnog polja zbrojem pulsirajućih indukcija pojedinih faza

Smjer vrtnje polja na slici 10.a) dobio se analognim spajanjem stezaljki namota i dovoda (U-L1, V-L2, W-L3). Ako se želi promijeniti smjer vrtnje polja potrebno je zamijeniti dvije faze mreže na priključku s motorom, tj. priključiti U-L2, V-L1 a ostaviti nepromijenjen priključak treće faze W-L3.

2. FIZIKALNA SLIKA ASINKRONOG STROJA

2.1. Sastav asinkronog stroja

Prema konstrukciji i sastavu asinkroni stroj spada u red najjednostavnijih strojeva koje je čovjek dosad pronašao, a po tehničkim svojstvima je takav da se suvremena industrija bez njega ne da zamisliti.

Naziv potječe od toga što su različite brzine vrtnje okretnog polja i rotora ($n_s \neq n$). U literaturi se ponekad susreće pod nazivom *indukcioni stroj*.

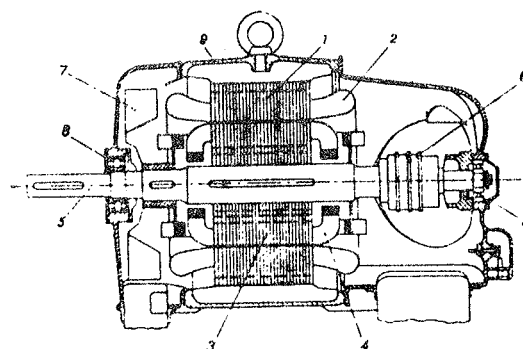
Sastav asinkronog stroja može se grupirati na aktivne dijelove, gdje se odvijaju elektromagnetski procesi, i konstruktivne djelove koji služe za učvršćenje i povezivanje različitih aktivnih dijelova, za hlađenje itd. Aktivni su dijelovi namoti i magnetski krug (paketi limova statora i rotora), a konstruktivni dijelovi su kućište statora, ležajni štيتovi, ležajevi, osovina, ventilator itd. U stator je ugrađen m_s fazni namot (najčešće $m_s=3$) čije višefazne struje na poznat način ostvaruju okretno magnetsko polje. Na rotoru je ugrađen namot u kojemu se induciraju struje I_r . U toku rada stroja, ovaj namot je u kratkom spoju. Zbog međusobnog djelovanja toka okretnog polja Φ i rotorske struje I_r na osovini motora se javlja moment koji se može prikazati izrazom:

$$M = k_m \Phi I_r \cos \psi_r \quad (2.1)$$

gdje je:

- ψ_r kut između struje I_r i napona induciranog tokom Φ ,
- k_m konstanta momenta

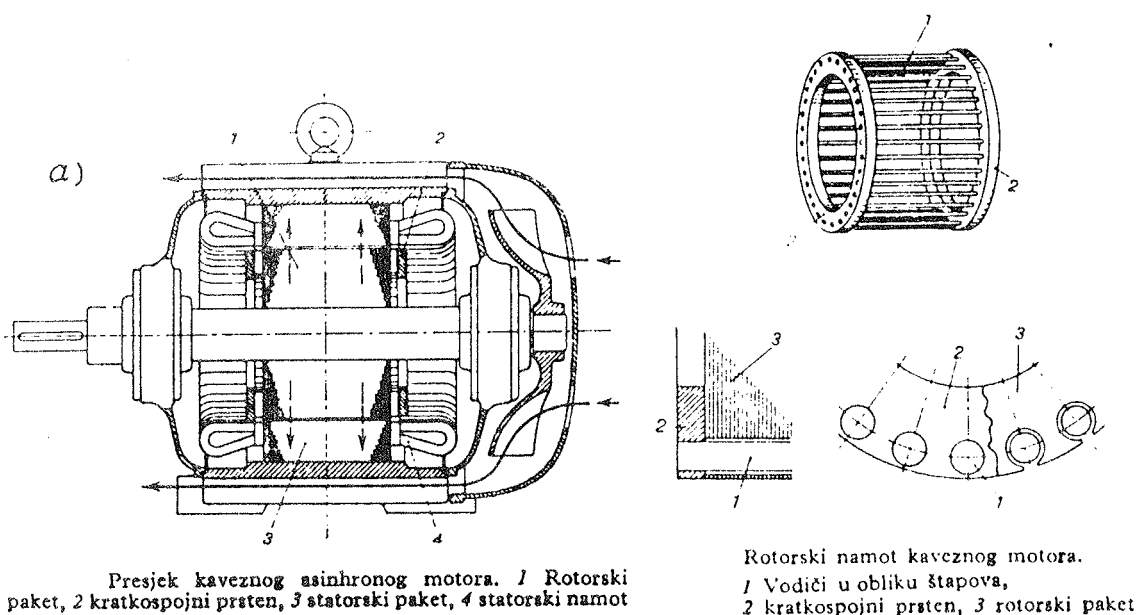
Rotor se gradi kao kolutni ili kao kavezni. *Kolutni* rotor se namata poput statora s istim brojem faza. Tri slobodna kraja izvode se na klizne kolutove, od kojih potječe naziv stroja. Preko kliznih koluta i četkica, radi lakšeg pokretanja, dodaje se rotorskom namotu radni otpor R_d . Nakon pokretanja dodatni otpornik se isključuje a da pri tome ostane rotorski namot u kratkom spoju.



Kolutni asinhroni motor. 1 Statorski paket, 2 statorski namot, 3 rotorski paket, 4 rotorski namot, 5 osovina, 6 klizni koluti, 7 ventilator, 8 ležaji, 9 kućište

Sl. 2.1: Presjek kolutnog asinkronog stroja

Namot kaveznog rotora izrađen je u obliku kaveza (slika 2.2b). Za razliku od kolutnog stroja u utorima rotora su smješteni štapovi najčešće neizolirani prema paketu limova. S obje strane paketa štapovi su povezani prstenima i zajedno sačinjavaju kavez, od čega



Presjek kaveznog asinhronog motora. 1 Rotorski paket, 2 kratkospojni prsten, 3 statorski paket, 4 statorski namot

Rotorski namot kaveznog motora. 1 Vodiči u obliku štapova, 2 kratkospojni prsten, 3 rotorski paket

Sl. 2.2: Kavezni asinkroni stroj. a) presjek; b) kavez rotora i detalji kaveza.

potječe naziv stroja. Pri pokretanju kaveznog motora, za razliku od kolutnog, rotorski strujni krug je u kratkom spoju. U tom

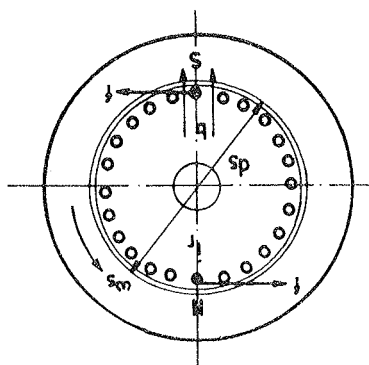
trenutku, bez obzira na iznos tereta na osovini, kavezni motor iz mreže uvijek uzima jednaku struju, struju kratkog spoja. Ukoliko je teret na osovini manji, utoliko je brži zalet i manje traje struja kratkog spoja. Kolutni motor na statoru i rotoru ima isti broj faza, dok se u slučaju kaveznog rotora može uzeti da ima onoliko faza koliko ima štapova odnosno utora: $m_r = Q_r$.

2.2. Princip rada asinkronog motora

Princip rada se zasniva na djelovanju okretnog magnetskog polja. Osnovni harmonik okretnog polja ulančuje vodiče namota statora i rotora, zbog čega se u vodičima rotora inducira struja i_r . Budući da se vodiči kojima protječe struja nalaze u magnetskom polju indukcije b , na svaki vodič djeluje sila trenutne vrijednosti:

$$f = b \ell i_r \quad (N) \quad (2.2)$$

gdje silnice polja, vodič i sila stoje međusobno okomito. Sila, indukcija i struja označeni su malim slovima jer su im vrijednosti promjenljive. Budući da se sila javlja na vodičima u svim utorima rotora, sile na dijametralnim utorima tvore spreg sila. Tako nastaje okretni moment, a kao posljedica toga dolazi do zaleta rotora u smjeru okretnog polja (slika 2.3). Izlazi da je za



Sl. 2.3. Prikaz sila i momenta na vodiče u utorima rotora

promjenu smjera vrtnje rotora dovoljno promijeniti smjer vrtnje okretnog polja, tako što će dvije faze iz dovoda zamijeniti mjesta na stezaljkama motora. Porastom brzine vrtnje rotora n smanjuje se

razlika brzine okretnog polja n_s i brzine rotora. Time se smanjuje inducirani napon odnosno struja rotora i_r . Kod motora ta razlika nikada ne iščezava jer bi time nestao okretni moment. Pa i onda kada na osovini motora nema tereta, razlika u brzini treba biti tolika da se razvije okretni moment koji će pokriti moment zbog gubitaka trenja i ventilacije.

Ako se razlika brzine okretnog polja i rotora:

$$n_r = n_s - n \quad (r/s)$$

podijeli s brzinom okretnog polja, dobije se klizanje koje se označava slovom s:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.3)$$

Iz (2.3) izlazi brzina vrtnje rotora u funkciji klizanja:

$$n = n_s (1-s) \quad (2.4)$$

Kada se namot statora priključi na trofaznu mrežu napona U, nastaje okretno polje (pretpostavlja se samo osnovni harmonik) koje u istom namotu inducira napon E_s . Prema (1.24) inducirani napon se računa iz:

$$E_s = 4,44 \phi f_s N_s k_{ws} \quad (V) \quad (2.5)$$

To isto okretno polje inducira u rotorskom namotu napon iznosa:

$$E_r = 4,44 \phi f_r N_r k_{wr} \quad (V) \quad (2.6)$$

čija je frekvencija f_r srazmjerna razlici brzina $n_s - n = n_r$:

$$f_r = \frac{pn_r}{60} \quad (Hz)$$

iz čega izlazi:

$$n_r = \frac{60 f_r}{p} \quad (\text{r/s}) \quad (2.7)$$

Dijeljenjem (2.7) s n_s dobije se:

$$\frac{n_s - n}{n_s} = \frac{60 f_r}{n_s p}$$

ili na osnovi (1.45) i (2.4)

$$f_r = f_s s \quad (\text{Hz}) \quad (2.8)$$

2.3. Odnos induciranih napona statora i rotora u mirovanju

Okretno polje, čiji prvi harmonik toka ulančuje namote statora i rotora, inducira dakle u njima napone E_s i E_r . Ako se pri otvorenom namotu rotora zakoči rotor, javlja se stanje kao kod transformatora. Razlika je u tome što trofazni transformator funkcionira s tri pulsirajuća polja, a asinkroni stroj s jednim okretnim poljem.

U statorskom namotu okretno polje inducira napon (2.5), a u namotu mirnog rotora to isto okretno polje inducira napon:

$$E_{r0} = 4,44 \Phi f_s N_r k_{wr} \quad (\text{V}) \quad (2.9)$$

pa je prijenosni omjer

$$\frac{E_s}{E_{r0}} = \frac{N_s k_{ws}}{N_r k_{wr}} \quad (2.10)$$

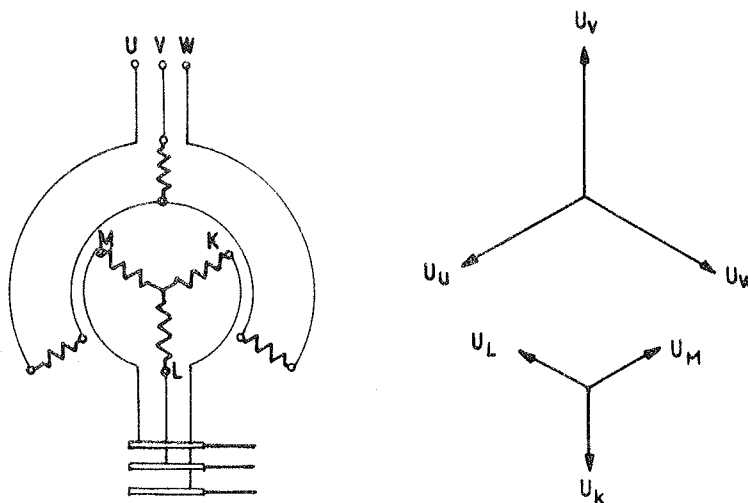
iz čega se inducirani napon rotora može izraziti kao:

$$E_{r0} = E_s \frac{N_r k_{wr}}{N_s k_{ws}} \quad (\text{V}) \quad (2.11)$$

Međusobni položaj fazora induciranih napona statora i rotora zavisi od međusobnog položaja rotora i statora. Ako su osi

njihovih namota kolinearne, inducirani naponi stoje kao kod trofaznog transformatora grupe spoja Yy0. Ako se napravi pomak rotora za kut $\alpha_{el} = \pi$, javlja se stanje koje je prikazano slikom 2.4 (kao Yy6).

Pomakom rotora za određeni električni kut, zvijezda napona rotora zarotira u smjeru pomaka rotora za isti kut.



Sl. 2.4. Namoti statora i rotora i pripadajući dijagrami napona

2.4. Pojednostavljeni prikaz tokova

Namoti statora i rotora nisu električno spojeni, već među njima postoji međuinaktivna veza. Električna energija statora prenosi se na rotor kroz zračni raspor okretnim magnetskim poljem.

Ukupni magnetski tok uzbuđen strujama statora ϕ_s , dijelom ϕ_{sm} ulančuje namote statora i rotora a dijelom predstavlja rasipni tok $\phi_{s\sigma}$. Za ove tokove vrijedi jednačba:

$$\phi_s = \phi_{sm} + \phi_{s\sigma} \quad (Vs) \quad (2.12)$$

Ako je strujni krug rotora zatvoren, struja rotora će uzbuditi tokove:

$$\phi_r = \phi_{rm} + \phi_{r\sigma} \quad (Vs) \quad (2.13)$$

Budući da se tokovi ϕ_{sm} i ϕ_{rm} zatvaraju istim magnetskim krugom koji je nezasićen, njihovim zbrajanjem dobiva se glavni magnetski tok u stroju:

$$\phi_m = \phi_{sm} + \phi_{rm} \quad (Vs) \quad (2.14)$$

Na osnovi toga se može reći da statorski namot ulančuje tok:

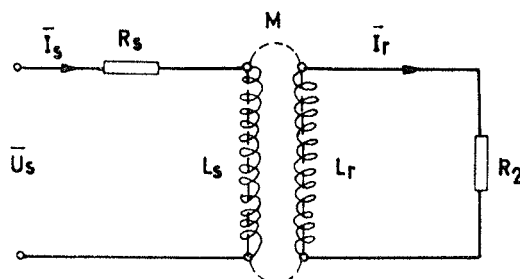
$$\phi_s = \phi_m + \phi_{s\sigma} \quad (Vs) \quad (2.15)$$

a rotorski

$$\phi_r = \phi_m + \phi_{r\sigma} \quad (Vs) \quad (2.16)$$

2.5. Nadomjesna shema

Magnetska sprega namota statora i rotora može se ilustrirati kao na slici 2.5. gdje su L_s i L_r ukupni induktiviteti



Sl. 2.5. Ilustracija međuinduktivne veze namota statora i namota rotora

namota statora i namota rotora, pri čemu vrijedi:

$$L_s = M + L_{s\sigma} \quad (H) \quad (2.17)$$

$$L_r = M + L_{r\sigma} \quad (H) \quad (2.18)$$

Ako se induktiviteti zamijene reaktancijama:

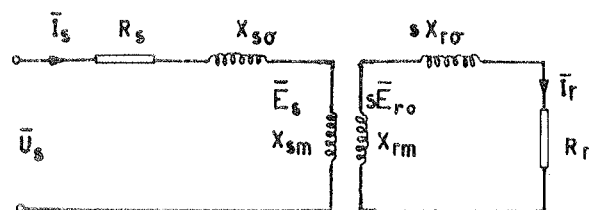
$$X_{sm} = \omega M_s \quad (\Omega) \quad (2.19)$$

$$X_{rm} = \omega M_r \quad (\Omega) \quad (2.20)$$

$$X_{s\sigma} = \omega L_{s\sigma} \quad (\Omega) \quad (2.21)$$

$$X_{r\sigma} = \omega L_{r\sigma} \quad (\Omega) \quad (2.22)$$

nastaje nadomjesna shema kakva je prikazana na slici 2.6.



Sl. 2.6. Nadomjesna shema asinkronog stroja

E_{r0} je inducirani napon rotora dok on miruje, a E_r inducirani napon rotora pri klizanju s .

Ako se u formuli (2.6) izvrši supstitucija (2.8) na osnovi (2.9), izlazi:

$$E_r = s E_{r0} \quad (V) \quad (2.23)$$

Slično se mijenja i rasipna reaktancija rotora.

Ako se sa $X_{r\sigma}$ označi rasipna reaktancija rotora koji miruje:

$$X_{r\sigma} = 2\pi f_s L_{r\sigma} \quad (2.24)$$

rasipna reaktancija rotora koji rotira dobije se kada se u (2.24) umjesto f_s unese f_r :

$$X_{r\sigma s} = 2\pi f_r L_{r\sigma} = 2\pi s f_s L_{r\sigma} \quad (2.25)$$

ili

$$X_{r\sigma s} = s X_{r\sigma} \quad (2.26)$$

Na osnovi slike 2.6 i (2.23) struja rotora iznosi:

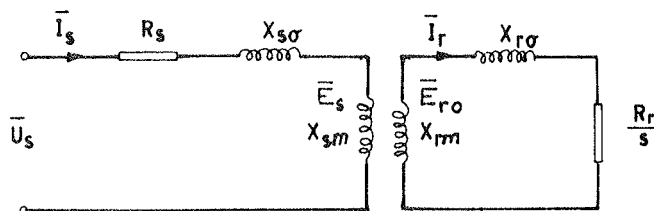
$$I_r = \frac{s E_{r0}}{\sqrt{R_r^2 + (sX_{r\sigma})^2}}$$

ili ako se brojnik i nazivnik desne strane podijele s klizanjem:

$$I_r = \frac{E_{r0}}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_{r\sigma}^2}} \quad (2.27)$$

Izraz (2.27) pokazuje kako se rotorska struja mijenja s promjenom klizanja. Izlazi da se promjenom klizanja s , fiktivno mijenja radni otpor rotora, što nameće potrebu da se slika 2.6 transformira u sliku 2.7, čime nadomjesna shema asinkronog stroja postaje slična onoj transformatora.

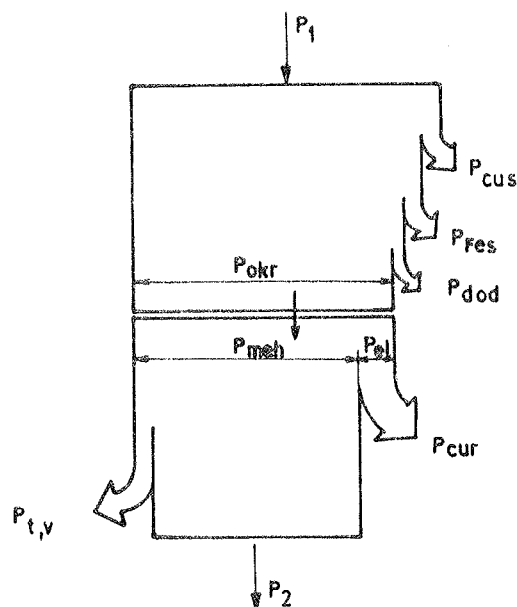
O prirodni otpora R_r/s bit će riječi poslije.



Sl. 2.7. Nadomjesna shema asinkronog motora svedenog na transformator

2.6. Prikaz toka snaga asinkronog motora

Da bi se došlo do izraza za moment motora, potrebno je obratiti pažnju na tok snage od ulaza u stroj (P_1) do izlaza na osovini (P_2). Poslužit ćemo se ilustracijom prema slici 2.8.



Slika 2.8. Prikaz toka snaga asinhronog motora

Na slici 2.8 oznake znače:

P_1 - snaga koju motor uzima iz mreže

P_{cus} - gubici u namotu statora

P_{fes} - gubici u željezu statora,
ovi gubici se dijele na gubitke zbog vrtložnih struja

P_v i histereze P_h :

$$P_{fe} = P_v + P_h = \left(k_v f_s^2 + k_h f_s \right) m B_m^2 \quad (W) \quad (2.28)$$

gdje su: k_v - specifični gubici vrtložnih struja,
 k_h - specifični gubici histereze,
 m - masa željeza.

Pri normalnom radu motora, zbog male frekvencije f_r , gubici u željezu rotora su zanemarivi,

P_{dod} - dodatni gubici, oni nisu obuhvaćeni standardnim mjerenjem. Prema preporuci IEC-a određuju se formulom:

$$P_{\text{dod}} = 0,005 P_{1n} \quad (\text{W}) \quad (2.29)$$

gdje je P_{1n} snaga stroja uzeta iz mreže pri nazivnom opterećenju

$P_{\text{el}} = P_{\text{Cur}}$ - gubici u namotu rotora

P_{meh} - snaga razvijena na osovini motora

$P_{t,v}$ - snaga koja se oduzima s osovine motora i koja pokriva gubitke vlastitog trenja i ventilacije

P_2 - snaga s kojom se svladava moment tereta.

Kada se oduzmu gubici statora od primljene snage P_1 ostaje snaga okretnog polja P_{okr} koja se preko zračnog raspora prenosi na rotor. Pri zanemarenim gubicima u željezu rotora, snaga P_{okr} se dijeli na gubitke u namotu rotora P_{Cur} (ili električnu snagu P_{el}) i mehaničku snagu P_{meh} koja se razvija na osovini.

$$P_{\text{okr}} = P_{\text{meh}} + P_{\text{el}} \quad (\text{W}) \quad (2.30)$$

Vratimo se slici 2.7. Cjelokupna snaga rotora P_{okr} ostvaruje se na otporu R_r/s koji se daje rastaviti na dva dijela:

$$\frac{R_r}{s} = R_r + R_r \frac{1-s}{s} \quad (2.31)$$

Gubici u namotu rotora ili električna snaga P_{el} ostvaruje se na otporu R_r a računa se iz formule:

$$P_{\text{el}} = m_r I_r^2 R_r \quad (2.32)$$

Mehanička snaga motora ekvivalentna je električnoj snazi na drugom dijelu otpora iz (2.31) a računa se iz formule:

$$P_{\text{meh}} = m_r I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} \quad (\text{W}) \quad (2.33)$$

Omjer izraza (2.32) i (2.33) daje omjer električne i mehaničke snage rotora:

$$\frac{P_{\text{el}}}{P_{\text{meh}}} = \frac{s}{1-s} \quad (2.34)$$

Supstitucijom P_{el} iz (2.34) u (2.30) dobije se:

$$P_{\text{meh}} = (1-s) P_{\text{okr}} \quad (\text{W}) \quad (2.35)$$

Sličnom supstitucijom P_{meh} iz (2.34) dobije se:

$$P_{\text{el}} = s P_{\text{okr}} \quad (\text{W}) \quad (2.36)$$

2.7. Okretni moment asinhronog stroja

Budući da su moment motora i snaga na osovini motora povezani kutnom brzinom, najprije treba definirati sve kutne brzine koje se ovdje javljaju:

$$\omega_1 = 2\pi f_s - \text{kružna frekvencija}$$

$$\omega_s = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi n_s}{60} - \text{kutna brzina okretnog polja statora, } n_s \text{ je zadano u o/min}$$

$$\omega = \omega_s (1-s) - \text{kutna brzina rotora. Dobiće se množenjem (2.4) s } 2\pi/60$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega - \text{kutna brzina polja rotora prema rotoru.}$$

Okretni je moment mehanička veličina definirana izrazom:

$$M = \frac{P_{meh}}{\omega} \quad (Nm) \quad (2.37)$$

Supstitucijom (2.35) i $\omega = \omega_s (1-s)$ dobije se:

$$M = \frac{(1-s) P_{okr}}{(1-s) \omega_s} = \frac{P_{okr}}{\omega_s} \quad (Nm) \quad (2.38)$$

Nadalje, na osnovi (2.36) izlazi:

$$M = \frac{P_{e1}}{\omega_s s} \quad (Nm) \quad (2.39)$$

Sada se može u (2.39) umjesto P_{e1} pisati (2.32) a umjesto I_r (2.27). Uz

$$\omega_s = \frac{2\pi n_s}{60} \quad (rad/s) \quad (2.40)$$

(kada je n_s zadano u r/min) izlazi konačno:

$$M = \frac{60 m_r E_{r0}^2 R_r}{2\pi n_s \left[\left(\frac{R_r}{s} \right)^2 + X_{r\sigma}^2 \right] s} \quad (Nm) \quad (2.41)$$

2.8. Analiza okretnog momenta. Linija momenta

Za vrlo mala klizanja, smije se u (2.41) zanemariti $x_{r\sigma}$ jer je $(R_r/s)^2 \gg x_{r\sigma}^2$. Time se dobije jednadžba momenta za mala klizanja:

$$M = \frac{60 m_r E_{r0}^2}{2\pi n_s R_r} s = k \cdot s \quad (\text{Nm}) \quad (2.42)$$

što je jednadžba pravca (slika 2.9). Maksimalni ili prekretni moment M_{pr} dobije se derivacijom (2.41) po klizanju i izjednačenjem derivacije s nulom:.

$$-R_r^2 s_{pr}^{-2} + X_{r\sigma}^2 = 0$$

iz čega izlazi prekretno klizanje:

$$s_{pr} = \pm \frac{R_r}{X_{r\sigma}} \quad (2.43)$$

ili klizanje koje pripada prekretnom momentu. Ako se u (2.41) umjesto s uvrsti (2.43), dobit će se prekretni moment:

$$M_{pr} \approx \pm \frac{60 m_r E_{r0}^2}{4\pi n_s X_{r\sigma}} \quad (\text{Nm}) \quad (2.44)$$

Izlazi da prekretni moment ne ovisi o veličini rotorskog otpora R_r , ali ovisi o iznosu rasipne reaktancije $x_{r\sigma}$. Što je manja rasipna reaktancija rotora, veći je prekretni moment. Omjer (2.41) i (2.44) daje pojednostavljenu Klossovu formulu, vanjsku karakteristiku odnosno liniju momentna asinkronog stroja, $M=f(s)$:

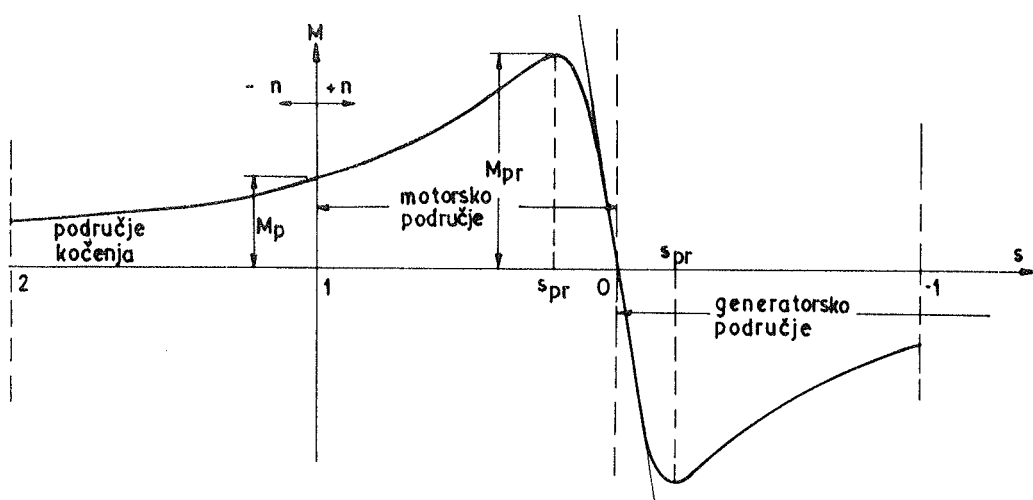
$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{2}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s}} \quad (2.45)$$

koja je prikazana na slici 2.9.

Važna radna točka motora je potezni moment. To je iznos okretnog momenta s kojim motor raspolaže u trenutku kada se priključi na mrežu, kada je $s=1$. To je za motor stanje kratkog spoja. Potezni moment se dobije kada se u (2.45) s_{pr} zamijeni s (2.43) a klizanje s se zamijeni jedinicom:

$$M_p = M_{pr} \frac{2R_r x_{r\sigma}}{R_r^2 + x_{r\sigma}^2} \quad (2.46)$$

Kod asinkronog motora redovno je $R_r < X_{r\sigma}$. Za zadani prekretni moment, potezni moment se može uvećati povećanjem radnog otpora R_r



Slika 2.9. Karakteristika okretnog momenta asinhronog stroja

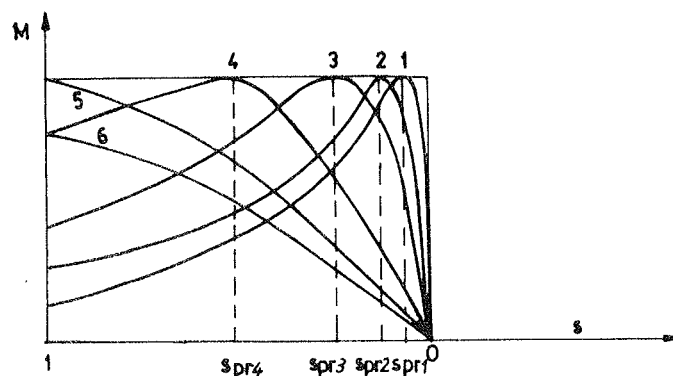
do iznosa $R_r = X_{r\sigma}$. Kod kolutnog motora, u tu svrhu se dodaje radni otpor u rotorski strujni krug. Kod kaveznog motora, ako potezni moment ne zadovoljava, paraktično nema korekcije.

Sada je jasnija uloga dodatnog otpora u rotorskom strujnom krugu kolutnog motora: povećava potezni moment i smanjuje rotorsku struju a time i poteznu struju iz mreže. U stanju bez dodatnog otpora, za kolutne motore $X_{r\sigma}$ je dosta veće od R_r . Povećanjem radnog otpora rotorskog strujnog kruga do iznosa $X_{r\sigma}$, povećava se potezni moment na $M_p = M_{pr}$. Ako bi se i dalje povećavao radni otpor rotora, potezni moment bi se smanjivao. Radi predodžbe o promjeni karakteristike momenta s promjenom otpora rotora poslužiti ćemo se

primjerom u kojemu je bez dodatnog otpora $R_r = 0,05X_{r\sigma}$ što odgovara poteznom momentu $M_p \approx 0,1M_{pr}$. Ako s dodatnim otporom rotorski radni otpor postigne iznos $0,1X_{r\sigma}$, tada je $M_p = 0,198 M_{pr}$ itd. U slijedećoj tablici je prikazana promjena poteznog momenta a na slici 2.10 promjena linije momenta s porastom dodatnog otpora R_d :

$R_r = 0,05 X_{r\sigma}$	$M_p = 0,1M_{pr}$
$R_{rd} = 0,1 X_{r\sigma}$	$M_p = 0,198M_{pr}$
$R_{rd} = 0,2 X_{r\sigma}$	$M_p = 0,385M_{pr}$
$R_{rd} = 0,5 X_{r\sigma}$	$M_p = 0,8 M_{pr}$
$R_{rd} = X_{r\sigma}$	$M_p = M_{pr}$
$R_{rd} = 2X_{r\sigma}$	$M_p = 0.8 M_{pr}$

R_{rd} je ukupni radni otpor rotorskog strujnog kruga.



Sl. 2.10. Utjecaj promjene radnog otpora rotora na oblik momentne linije

Najveći potezni moment nastaje kada je

$$R_{rd} = X_{r\sigma} = R_r / s_{pr}. \text{ Iz } R_{rd} = R_r + R_d = R_r / s_{pr} \text{ izlazi}$$

$$R_d = R_r \frac{1-s_{pr}}{s_{pr}} \quad (2.47)$$

Asinkroni stroj najčešće radi kao motor. Na slici 2.9 motoru pripada interval klizanja od 0 do 1. Ako se asinkroni stroj pogoni

drugim motorom čija je brzina veća od njegove sinkrone brzine, on daje energiju mreži, radi kao generator. Treće stanje, kočnica, nastaje kada se motoru koji je u radu promijeni smjer okretnog polja. Tada je $s > 1$. Sva područja rada asinkronog stroja nalaze praktičnu primjenu.

2.9. Stabilnost pogona

Kada asinkroni motor pogoni neki drugi stroj, kaže se da ima teret na osovini. Tada okretni moment motora M svladava moment tereta M_t . Pri tome vrijedi jednačba gibanja:

$$M - M_t = M_u \quad (\text{Nm}) \quad (2.48)$$

odnosno:

$$M - M_t = J \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{Nm}) \quad (2.49)$$

gdje je:

$$M_u = J \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{Nm}) \quad (2.50)$$

moment ubrzanja, a J moment tromosti definiran izrazom:

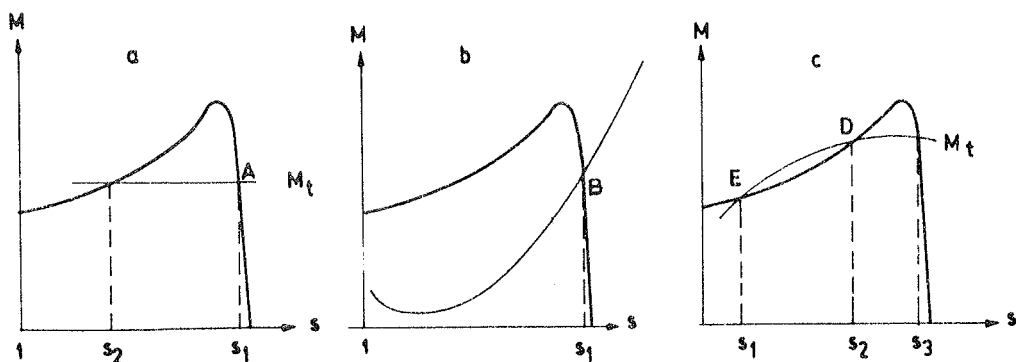
$$J = \frac{mD^2}{4} \quad (\text{kgm}^2) \quad (2.51)$$

gdje je mD^2 ukupna zamašna masa osovine.

Dokle god je $M > M_t$, kretanje rotora je ubrzano. Kada postane $M = M_t$ nestane prirasta brzine, pa motor radi s konstantnom brzinom.

Moment tereta može, prilikom promjene brzine, biti konstantan ili u određenoj ovisnosti o brzini vrtnje.

Na slici 2.11a, gdje je moment tereta konstantan, da bi se motor pokrenuo, potrebno je osigurati povećani potezni moment motora. Kada se to ostvari, u točki A, pri klizanju s_1 dolazi do stacionarnog pogona. U toj točki rad motora je stabilan.



Sl. 2.11. Primjeri odnosa momenta motora i momenta tereta
a) kontantan moment tereta, b) kvadratična ovisnost momenta tereta, c) "proizvoljna" ovisnost momenta tereta

Na slici 2.11b, moment tereta je od trenutka pokretanja manji od momenta motora. Prirast brzine prestaje u točki B, (klizanje s_1), kada nastaje stacionarno stanje i motor radi stabilno. Stabilnost pogona objasniti ćemo na slijedećem primjeru. Uzmimo da je iz bilo kojeg razloga došlo do povećanja klizanja na iznos $s=s_1 + ds$ odnosno da je brzina opala. Prema slici 2.11b, povećanom klizanju odgovara povećani okretni moment motora i smanjeni moment tereta. Time je povećan moment ubrzanja što će imati za posljedicu povratak na rad u točki B. Ako bi se pak brzina povećala, tada bi bilo $s=s_1-ds$, pri čemu okretni moment motora opada, a moment tereta raste. Nastaje negativni moment ubrzanja $M-M_t < 0$. To bi bio razlog da se brzina smanji i da se motor ponovno vrati u stacionarno stanje u točki B. U oba promatrana slučaja, promjena okretnog momenta dM i promjena klizanja ds imali su isti predznak čime je njihov omjer pozitivan ($dM/ds > 0$). Naprotiv, promjena momenta tereta dM_t i promjena klizanja ds bile su suprotnog predznaka: povećanju momenta tereta odgovara smanjenje klizanja i obrnuto, pa je njihov odnos pri stabilnom radu uvijek negativan: $dM_t/ds < 0$. Izlazi da se ocjena stabilnosti rada asinkronog motora izražava nejednadžbom:

$$\frac{dM}{ds} > \frac{dM_t}{ds} \quad (2.52)$$

Primijenimo ovaj uvjet na slučaj prikazan slikom 2.11c gdje se $M(s)$ i $M_t(s)$ sijeku u tri točke. U trenutku kada se motor stavi u pogon, vrijedi $M > M_t$, pri čemu se klizanje smanjuje do točke E,

gdje je klizanje s_1 . Tu je $M=M_t$. Rad motora u toj točki je stabilan jer je zadovoljen uvjet (2.52).

Na dijelu karakteristike između točaka E i D motor ne može raditi jer je $M_t > M$. Ako bi se pak motor dovelo u stanje koje odgovara točki D, rad motora bio bi nestabilan jer je tada $dM/ds < dM_t/ds$. Razmotrimo ovo stanje. Ako bi klizanje postalo veće od s_2 , moment tereta postao bi veći od okretnog momenta motora, zbog čega bi se brzina još više smanjila i motor se ne bi mogao vratiti u prvobitno stanje. Ako bi klizanje postalo manje od s_2 iz slike 2.11c se vidi da bi moment motora bio veći od momenta tereta, te bi brzina i dalje rasla. Dakle, ne postoji težnja da se motor vrati u točku D. Naprotiv, sam će od sebe doći u točku C, gdje će raditi stabilno.

3. ANALITIČKA TEORIJA ASINHRONOG STROJA

3.1. Nadomjesna T shema. Reduciranje rotorskih veličina na stator

Na slici 2.7 je prikazana shema asinkronog stroja gdje su strujni krugovi statora i rotora električno odvojeni. Radi lakšeg proučavanja i analize rada stroja, koristi se shema koja predstavlja asinkroni stroj na način da su strujni krugovi statora i rotora električni povezani. Prema logici prikaza asinkronog stroja kao transformatora, takva se shema može ostvariti samo onda kada su inducirani naponi statora i rotora jednaki.

Reduciranjem svih rotorskih veličina na stator, ostvarena je mogućnost prikazivanja asinkronog motora kao jedinstvenog strujnog kruga.

Reduciranjem glavnog induktiviteta rotora L_r na stator dobije se $L'_r = L_s = M$. Budući da je već ranije asinkroni stroj sveden na transformator ($f_s = f_r$, vidi poglavlje 2.5) za reduciranu glavnu reaktanciju rotora vrijedi:

$$X'_{rm} = X_{sm} = X_m$$

Nadalje, radi međuinduktivne veze namota rotora i statora vrijedi jednačina:

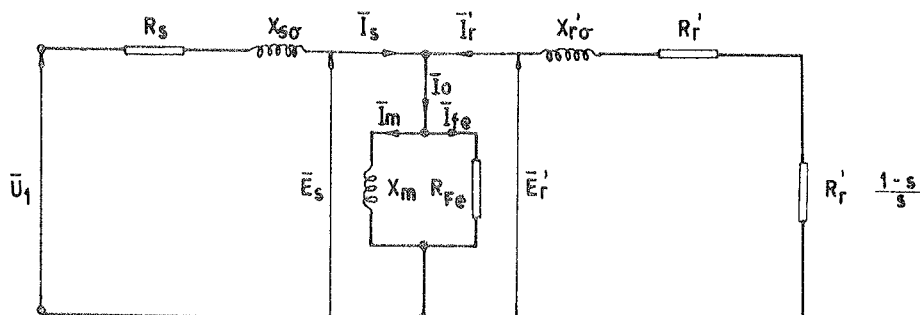
$$\bar{I}_s X_m + \bar{I}'_r X_m = \bar{E}_s = \bar{E}'_{ro}$$

ili:

$$X_m (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) = \bar{E}_s = \bar{E}'_{ro}$$

iz čega izlazi mogućnost da se stvarna međuinduktivna veza dvaju namota u nadomjesnoj shemi zamijeni jednim fiktivnim namotom čija je reaktancija magnetiziranja X_m , i kojim protječe struja $\bar{I}_o = \bar{I}_s + \bar{I}'_r$, kako je prikazano na slici 3.1. Na ovoj slici unesen je još jedan parametar, R_{Fe} . Na ovom fiktivnom otporu (paralelno spojenim s glavnom reaktancijom X_m), ostvaruju se gubici u željezu statora. X_m i R_{Fe} sačinjavaju poprečnu granu nadomjesne sheme.

Da bi vrijedila nadomjesna shema, treba reducirati na stator sve veličine koje se pojavljuju na rotoru.



Sl. 3.1. Nadomjesna shema asinkronog stroja

Prije utvrđivanja faktora redukcije rotorskih veličina na statorske, uvedimo kratice:

$$\frac{m_r}{m_s} = m \quad \text{ i } \quad \frac{N_s k_{ws}}{N_r k_{wr}} = k$$

Reducirane veličine označavaju se apostrofom, npr. E'_r . Reducirani inducirani napon rotora izlazi iz njegove jednakosti s induciranim naponom statora: $E_s = E'_r$.

Na osnovi (2.10) izlazi:

$$E_s = E'_r = \frac{N_s k_{ws}}{N_r k_{wr}} E_{r0} \quad (3.1)$$

ili

$$E'_r = k E_{r0} \quad (3.2)$$

Struja rotora I_r reducira se na stator na osnovi jednakosti magnetskog napona po paru polova. Struja I_r u rotoru prema (1.35) stvara magnetski napon:

$$\theta_r = 0,9 m_r \frac{N_r k_{wr}}{p} I_r \quad (3.3)$$

a reducirana sekundarna struja I'_r treba u primarnom namotu ostvariti:

$$\theta'_r = 0,9 m_s \frac{N_s k_{ws}}{p} I'_r \quad (3.4)$$

Oba magnetska napona trebaju biti jednaka, kako bi magnetske prilike u stroju ostale nepromijenjene:

$$0,9 m_r \frac{N_r k_{wr}}{p} I_r = 0,9 m_s \frac{N_s k_{ws}}{p} I'_r$$

iz čega izlazi:

$$I'_r = \frac{m_r}{m_s} \frac{N_r k_{wr}}{N_s k_{ws}} I_r \quad (3.5)$$

ili:

$$\boxed{I'_r = \frac{m}{k} I_r} \quad (3.6)$$

Omski otpor R_r reducira se iz jednakosti gubitaka s nereduciranim i reduciranim veličinama:

$$m_r I_r^2 R_r = m_s (I'_r)^2 R'_r$$

odakle je:

$$R'_r = \frac{m_r}{m_s} \left(\frac{I_r}{I'_r} \right)^2 R_r$$

Supstitucijom (3.6) i sređenjem jednadžbe dobije se:

$$\boxed{R'_r = \frac{k^2}{m} R_r} \quad (3.7)$$

Rasipna reaktancija rotora reducira se na stator iz jednakosti faznog kuta za reducirane i nereducirane parametre. Iz toga izlazi da se reducirane i nereducirane reaktancije odnose jednako kao odgovarajući radni otpori.

To znači da imaju isti faktor redukcije:

$$\boxed{X'_{r\sigma} = \frac{k^2}{m} X_{r\sigma}} \quad (3.8)$$

U nadomjesnoj shemi na slici 3.1 u odnosu na sliku 2.7, pojavio se nadomjesni otpor gubitaka u željezu R_{Fe} . Budući da je iznos ovog otpora otprilike za red veličine veći od reaktancije magnetiziranja, R_{Fe} ne utječe znatno na iznos ukupne reaktancije motora. Zbog toga se često izostavlja iz nadomjesne sheme. Na taj način nadomejsna shema postaje jednostavnija.

3.2. Jednadžbe asinkronog stroja

Ako se na nadomjesnu shemu slika 3.1 primjene Kirchhoffovi zakoni, slijede jednadžbe:

$$\bar{U}_s = \bar{E}_s + \left(R_s + jX_{s\sigma} \right) \bar{I}_s \quad (3.9)$$

$$\bar{E}_s = \bar{E}'_r = \left(\frac{R'_r}{s} + jX'_{r\sigma} \right) \bar{I}'_r \quad (3.10)$$

$$\bar{I}_s = \bar{I}_o + \bar{I}'_r \quad (3.11)$$

Umjesto parcijalnih radnih i induktivnih otpora uvedimo impedancije:

$$\begin{aligned}
\text{Statorska grana: } Z_s &= R_s + jX_{s\sigma} \\
\text{Rotorska grana: } Z'_{rs} &= R'_r/s + jX'_{r\sigma} \\
\text{Poprečna grana: } Z_o &= R_o + jX_o
\end{aligned} \tag{3.12}$$

gdje je:

$$R_o = \frac{R_{Fe} X_m^2}{R_{Fe}^2 + X_m^2}, \quad X_o = \frac{R_{Fe}^2 X_m}{R_{Fe}^2 + X_m^2}$$

Iz sheme je vidljivo da je:

$$\bar{E}_s = \bar{E}'_r = \bar{I}_o Z_o \tag{3.13}$$

pa se uvrštenjem (3.13) u (3.9) i (3.10) uz supstituciju (3.12) dobije:

$$\bar{U}_s = \bar{I}_o Z_o + \bar{I}_s Z_s \tag{3.14}$$

$$\bar{I}_o Z_o = \bar{I}'_r Z'_{rs} \tag{3.15}$$

Ako se jednačbe (3.11), (3.14) i (3.15) riješe po struji statora i rotora, dobit će se:

$$\bar{I}_s = \bar{U}_s \frac{Z_o + Z'_{rs}}{Z_s Z_o + Z_s Z'_{rs} + Z_o Z'_{rs}} \tag{3.16}$$

$$\bar{I}'_r = \bar{U}_s \frac{Z_o}{Z_s Z_o + Z_s Z'_{rs} + Z_o Z'_{rs}} \tag{3.17}$$

U ovim su jednačbama, struje statora i rotora prikazane u ovisnosti o naponu mreže $\bar{U}_s$.

Radi lakše daljnje analize ponašanja stroja uvodi se koeficijent

$$\Sigma_s = \frac{Z_o + Z_s}{Z_o} = 1 + Z_s Y_o \tag{3.18}$$

gdje je $Y_o = 1/Z_o$ kompleksna vodljivost poprečne grane.

Nadalje, radi pojednostavljenja jednadžbi (3.16) i (3.17) podijelit ćemo im brojnik i nazivnik s impedancijom poprečne grane Z_o :

$$\bar{I}_s = \bar{U}_s \frac{1 + Y_o Z'_{rs}}{Z_s + \sum_s Z'_{rs}} \quad (3.19)$$

$$\bar{I}'_r = \bar{U}_s \frac{1}{Z_s + \sum_s Z'_{rs}} \quad (3.20)$$

3.3. Omjer inducirano napona i napona statora

U nastavku će se razmotriti odnos inducirano napona $\bar{E}_s$ (napona poprečne grane) i napona mreže $\bar{U}_s$ u funkciji klizanja. U tu svrhu treba jednadžbu (3.11) pomnožiti s reaktancijom poprečne grane:

$$\bar{I}_o Z_o = (\bar{I}_s - \bar{I}'_{rs}) Z_o$$

a ovdje pak struje $\bar{I}_s$ i $\bar{I}'_r$ zamijeniti s (3.19) i (3.20) te izvršiti zamjenu (3.13). Nakon sređivanja dobije se:

$$\bar{E}_s = \bar{U}_s \frac{Z'_{rs}}{Z_s + \sum_s Z'_{rs}} \quad (3.21)$$

ili

$$\frac{\bar{U}_s}{\bar{E}_s} = \frac{Z_s}{Z'_{rs}} + \sum_s \quad (3.22)$$

Podimo od sinkronizma odnosno od praznog hoda gdje se smije pretpostaviti da je $Z'_{rs} = \infty$ iz čega slijedi:

$$\frac{\bar{U}_s}{\bar{E}_s} = \sum_s = \frac{Z_o + Z_s}{Z_o} \quad (3.23)$$

U pravilu, u sinkronizmu je statorska struja $\bar{I}_s$ mala (kod malih strojeva, može iznositi više od 50% I_{sn}) pa je i pad napona na

statorskoj impedanciji malen, zbog čega se u sinkronizmu malo razlikuju inducirani naponi $\bar{E}_s$ i narinuti napon $\bar{U}_s$. Kut između ova dva napona je malen.

Nadalje, potrebno je odrediti omjer struja statora i rotora za kratki spoj ($s=1$). Tada je prema (3.19) i (3.20):

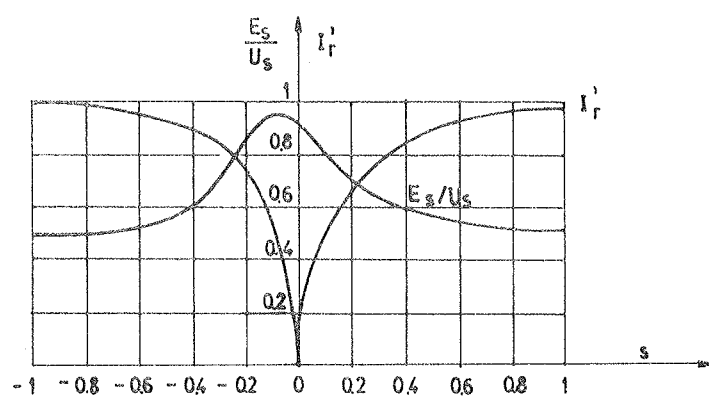
$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{I}_r} = 1 + Y_o Z'_r = \frac{Z_o + Z'_r}{Z_o} = \Sigma_r \quad (3.24)$$

gdje je Z'_r reducirana impedancija rotora za $s=1$.

Bez straha od veće pogreške, može se uzeti da se Z'_r i Z_s malo razlikuju, a time i da je $\Sigma_s \approx \Sigma_r$.

Radi lakšeg promatranja promjene inducirano napona $\bar{E}_s$ u funkciji klizanja zanemaruje se kut između $\bar{E}_s$ i $\bar{U}_s$. Tada njihov omjer poprima apsolutnu vrijednost njihovih omjera $|\bar{E}_s/\bar{U}_s|$

$$\left| \frac{Z'_r}{Z_s + \Sigma_s Z'_r} \right| = \frac{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{s}\right)^2 + \left(X'_{r\sigma}\right)^2}}{\sqrt{\left(R_s + \Sigma_s \frac{R'_r}{s}\right)^2 + \left(X_{s\sigma} + \Sigma_s X'_{r\sigma}\right)^2}} \quad (3.25)$$



Sl. 3.2. Inducirani napon statora i struja rotora u ovisnosti o klizanju

Na slici 3.2 prikazan je načelni oblik krivulje $E_s/U_s = f(s)$. U praznom hodu taj omjer je nešto manji od jedan. Porastom klizanja u motorskom području, najprije naglo pada, a potom asimptotski ide

na iznos ≈ 0.5 . To slijedi iz pretpostavke $Z_s \approx Z_r'$. U generatorskom području ($s < 0$) omjer u početku raste, a potom se ponaša slično kao u motorskom području.

Budući da su tok Φ i inducirani napon E_s proporcionalni, tok Φ će se mijenjati isto kao omjer E_s / U_s .

Struja rotora I_r' će se mijenjati prema (3.20). Njena apsolutna vrijednost iznosi:

$$I_r' = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \sum_s \frac{R_r'}{s}\right)^2 + \left(X_{s\sigma} + \sum_s X_{r\sigma}'\right)^2}} \quad (3.26)$$

Na slici 3.2 pokazana je i načelna promjena struje rotora u funkciji klizanja. U sinkronizmu, pri $s=0$, $I_r'=0$. Najveća struja I_r' javit će se pri

$$R_s + \sum_s \frac{R_r'}{s} = 0 \quad \text{odnosno} \quad s = - \sum_s \frac{R_r'}{R_s}$$

a to se praktično dešava pri $s \approx -1$.

Treba reći da su koeficijenti $\sum_s$ i $\sum_r$ praktično jednaki Hopkinsonovim koeficijentima rasipanja:

$$\sum_s = \sigma_s = \frac{X_0 + X_{s\sigma}}{X_0} \approx 1 + \frac{\Psi_{s\sigma}}{\Psi_{sm}} = 1 + \tau_s \quad (3.27)$$

$$\sum_r = \sigma_r = \frac{X_0' + X_{r\sigma}'}{X_0} \approx 1 + \frac{\Psi_{r\sigma}}{\Psi_{rm}} = 1 + \tau_r \quad (3.28)$$

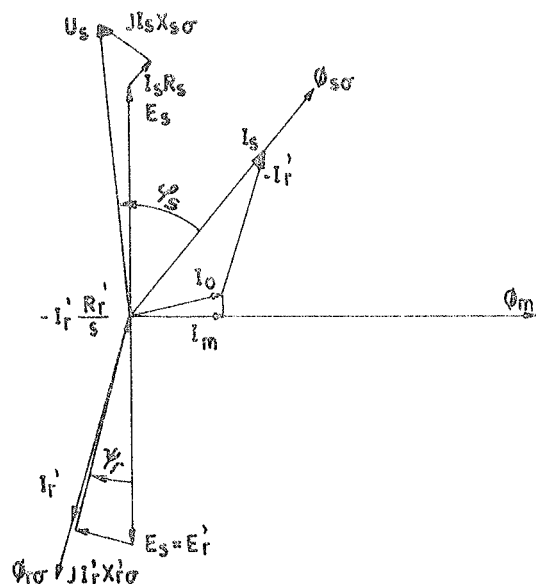
gdje su τ_s i τ_r Heylandovi koeficijenti rasipanja.

Na osnovi (3.27) izraz za struju (3.26) se može pojednostavniti:

$$I_r' = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \sigma_s \frac{R_r'}{s}\right)^2 + \left(X_s + \sigma_s X_{r\sigma}'\right)^2}} \quad (3.29)$$

3.4. Fazorski dijagram asinkronog motora

Na osnovu nadomjesne sheme, slika 3.1, te jednađzbi (3.9), (3.10) i (3.11) može se fazorski dijagram asinkronog stroja prikazati prema slici 3.3.



Sl. 3.3 Fazorski dijagram asinkronog stroja

Ako se zanemari radna komponenta struje praznog hoda, u stroju djeluju tri struje i tri toka. Glavni magnetski tok je posljedica struje magnetiziranja $\vec{I}_m$, koja je jednaka fazorskom zbroju struja statora i rotora: $\vec{I}_s + \vec{I}_r$. Struje statora i rotora stvaraju svaka svoje okretno polje. Statorsko se okreće brzinom n_s (r/min), a rotorsko, za promatrača na rotoru u ritmu frekvencije rotora, brzinom $n_r = n_s - n$. Za promatrača na statoru ta je brzina $n_s - n + n = n_s$. To znači da se za promatrača na statoru oba okretna polja vrte istom brzinom n_s . Oni se u stvari superponiraju pa se u stroju ima jedno jedinstveno okretno polje.

Rasipni tokovi $\Phi_{s\sigma}$ i $\Phi'_{r\sigma}$ posljedica su struja $\bar{I}_s$ odnosno $\bar{I}'_r$ i s njima su u fazi.

3.5. Okretni moment asinkronog stroja iz potpune nadomjesne sheme

Okretni moment asinkronog stroja, prema izrazu (2.41), određen je u funkciji induciranog napona $\vec{E}_{r0}$, koji je promjenljiv pa ga je teško odrediti. Kad je poznat izraz za struju rotora u funkciji $\bar{U}_s$ (3.29), dobije se izraz za okretni moment iz parametara potpune nadomjesne sheme:

$$M = \frac{P_{okr}}{\omega_s} = \frac{m_s U_s^2 R'_r}{s \omega_s \left[\left(R_s + \sigma_s \frac{R'_r}{s} \right)^2 + \left(X_{s\sigma} + \sigma_s X'_{r\sigma} \right)^2 \right]} \quad (3.30)$$

Linija momenta $M=f(s)$ prema (3.30) ima istu prirodu kao (2.41), pa će se ponoviti analiza ovisnosti okretnog momenta o klizanju.

Prekretno klizanje će se odrediti derivacijom (3.30) po s , a iznos prekretnog momenta unošenjem tog klizanja u (3.30). Iz $dM/ds=0$ dobije se:

$$s_{pr} = \pm \frac{\sigma_s R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \left(X_{s\sigma} + \sigma_s X'_{r\sigma} \right)^2}} \quad (3.31)$$

Uvrštenjem (3.31) u (3.30) dobije se prekretni moment:

$$M_{pr} = \pm \frac{m_s U_s^2}{2 \omega_s \sigma_s \left[\pm R_s + \sqrt{R_s^2 + \left(X_{s\sigma} + \sigma_s X'_{r\sigma} \right)^2} \right]} \quad (3.32)$$

Kao i u (2.44) predznak (+) vrijedi za $s>0$ (motor i kočnica) a predznak (-) za $s<0$ (generator). Iz (3.32) se vidi da je prekretni moment generatora veći od prekretnog momenta motora.

Radi pojednostavljenja proračuna prekretnog klizanja često se u (3.31) zanemaruje R_s^1 jer je $R_s^2 \ll \left(X_{s\sigma} + \sigma_s X'_{r\sigma} \right)^2$. Tada je

1)

Na primjer, ako je $X_{s\sigma} > 2R_s$ a $X_{s\sigma} \approx X'_{r\sigma}$ tada je pogreška kod

$\sigma_{pr} < 2,8 \%$

prekretno klizanje:

$$s_{pr} = \frac{\sigma_s R'_r}{X_{s\sigma} + \sigma_s X'_{r\sigma}} \quad (3.33)$$

Potezni moment će se dobiti ako se u (3.30) unese $s=1$.

Nadalje, korisno je odrediti omjer poteznog i nazivnog momenta:

$$\frac{M_p}{M_n} = s_n \left(\frac{I_{rp}}{I_{rn}} \right)^2 \quad (3.34)$$

3.6. Klossova formula

Potpunu Klossovu formulu dobije se diobom (3.30) s tim istim izrazom ali koji umjesto klizanja s ima upisano prekretno klizanje

s_{pr} :

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{s_{pr}}{s} \frac{\left(R_s + \sigma_s \frac{R'_r}{s_{pr}} \right)^2 + \left(X_s + \sigma_s X'_{r\sigma} \right)^2}{\left(R_s + \sigma_s \frac{R'_r}{s} \right)^2 + \left(X_s + \sigma_s X'_{r\sigma} \right)^2} \quad (3.35)$$

Iz (3.31) izlazi:

$$\left(X_s + \sigma_s X'_{r\sigma} \right)^2 = \left(\frac{\sigma_s R'_r}{s_{pr}} \right)^2 - R_s^2 \quad (3.36)$$

Rješenjem (3.35) i (3.36) dobije se

$$\frac{M}{M_{pr}} = \frac{2 + \beta s_{pr}}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} + \beta s_{pr}} \quad (3.37)$$

gdje je:

$$\beta = \frac{2 R_s}{\sigma_s R'_r}$$

3.7. Jednadžba snage rotora

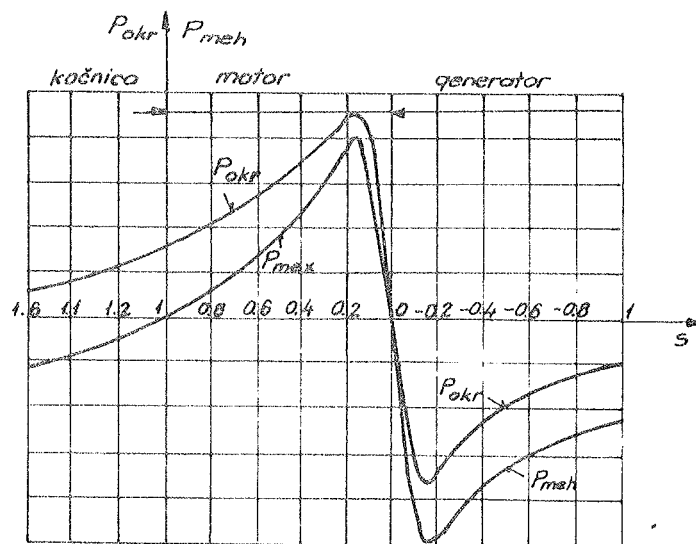
Preko zračnog rasporeda rotor prima snagu P_{okr} , koja se raspodijeli na P_{meh} i P_{el} . Snaga okretnog polja može se odrediti formulom:

$$P_{okr} = \frac{P_{el}}{s} = \frac{m_s U_s^2 R'_r}{s \left[\left(R_s + \sigma_s \frac{R'_r}{s} \right)^2 + \left(X_s + \sigma_s X'_r \right)^2 \right]} \quad (3.38)$$

a mehanička snaga formulom:

$$P_{meh} = \frac{m_s U_s^2 R'_r (1-s)}{s \left[\left(R_s + \sigma_s \frac{R'_r}{s} \right)^2 + \left(X_s + \sigma_s X'_r \right)^2 \right]} \quad (3.39)$$

Slično kao kod analize momenta, može se odrediti maksimalna snaga. Iz (3.39) izlazi da na osovinu motora nema mehaničke snage ni u idealnom praznom hodu ni u kratkom spoju. Promjena snage u funkciji klizanja prikazana je na slici 3.4, gdje se vidi da je u motornom radu $P_{okr} > P_{meh}$, a kod generatora je $P_{meh} > P_{okr}$.



Sl. 3.4. Karakteristika $P_{okr}(s)$ i $P_{meh}(s)$

3.8. Uvod u kružni dijagram

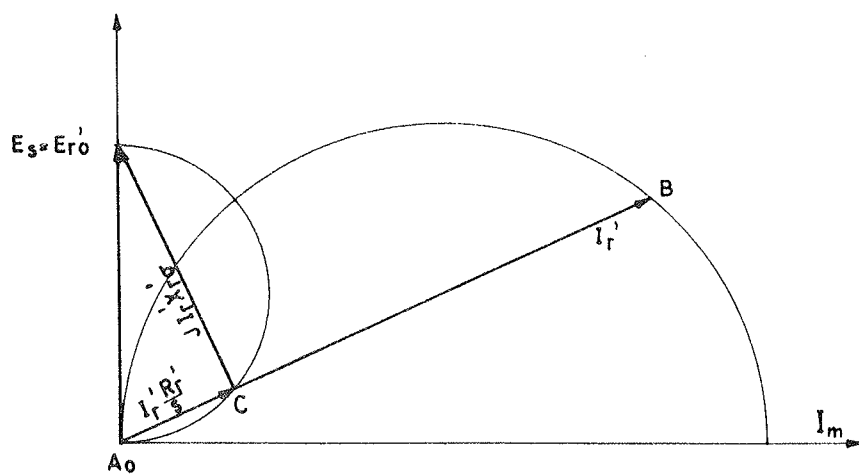
Pod kružnim dijagramom se podrazumijeva geometrijsko mjesto točaka koje opisuje vrh fazora statorsche struje pri promjeni klizanja u intervalu $(-\infty, +\infty)$. Pomoću kružnog dijagrama asinhronog stroja može se odrediti njegovo ponašanje u pogonu odnosno niz veličina u funkciji opterećenja: I_s , P_1 , $\cos \varphi$, P_2 , M , η , n i s .

Prije crtanja kružnog dijagrama potrebno je odrediti mjerilo za struju m_i (A/mm).

Najprije će se pokazati uz neka pojednostavljenja da vrh fazora rotorske struje I_r' opisuje kružnicu. Poći ćemo od jednadžbe napona poprečne grane (3.10):

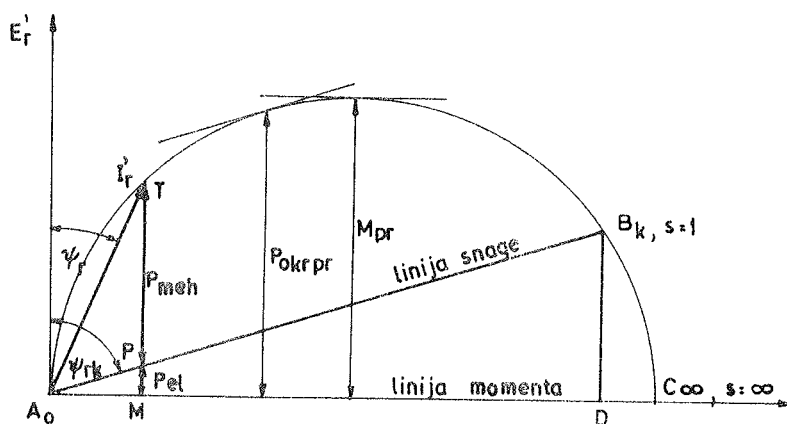
$$\bar{E}'_{r0} = \left(\frac{R'}{s} + jX'_{r\sigma} \right) \bar{I}'_r,$$

i prikazati je grafički (slika 3.5). Pri tome je inducirani napon E'_r postavljen u ordinatnu os. Nadalje, pretpostavlja se da je ovaj napon konstantan. Budući da je za proizvoljno odabranu struju rotora I_r' pad napona na radnom otporu u fazi sa strujom a pad napona na rasipnoj reaktanciji okomit na struju, izlazi da je (3.10) jednadžba kružnice u kompleksnom obliku. Očito je da pri promjeni struje $\bar{I}'_r$ vrh C opisuje kružnicu. Obratimo sada pažnju na induktivnu komponentu pada napona. Ako je $X'_{r\sigma}$ konstanta, onda je struja I_r' razmjerna iznosu $X'_{r\sigma} I_r'$, a to znači da i njen vrh (B) opisuje svoju kružnicu koja je kružni dijagram rotorske struje.



Sl. 3.5. Objašnjenje kružnog dijagrama rotorske struje

Kružnica se može konstruirati ako su poznate tri njene točke ili dvije točke i centar. Dvije karakteristične točke su prazni hod i kratki spoj. Treća točka je teoretska i pripada klizanju $s=\infty$. Prvu određuje sinkronizam, $s=0$. Tada je $R'_r/s=\infty$, pri čemu je $I'_r=0$, što odgovara točki A_0 na slici 3.5. Drugu točku daje motor u mirovanju, to je kratki spoj, pri čemu je $s=1$. Tada je $R'_r/s=R'_r$ što odgovara struji kratkog spoja I'_{rk} . Kut φ_{rk} dobije se iz $\tan \varphi_{rk} = X'_{r0}/R'_r$. Ovo stanje odgovara točki B_k na slici 3.6. Treća točka na kružnom dijagramu je određena stanjem kada je $s=\infty$. Tada je $R'_r/s=0$ što znači da je struja određena samo reaktancijom: $I'_r = E'_s/X'_{r0}$. Fazor struje zbog toga stoji okomito na napon $\bar{E}'_{r0}$, a to znači u apscisi. Na slici 3.6 vrh fazora ove struje označen je točkom C_∞ . Budući da je ovo najveća struja rotora, ona je dijametar kružnice.



Sl. 3.6. Kružni dijagram rotorske struje

Središte se kružnice dakle, nalazi na apscisi, a njen radijus je:

$$R = \frac{E'_s}{2 X'_{r0}}$$

Za svaku proizvoljno odabranu točku T na kružnici, odnosno za struju $\bar{A}_0 T = I'_r$ okomica iz T na apscisu, $\overline{TM}$ je snaga okretnog polja P_{okr} koju stator predaje rotoru:

$$P_{okr} = m_s E'_s I'_r \cos \varphi_r \quad (3.40)$$

Isto tako, prema (2.38)

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

dužina $\overline{TM}$ u drugom mjerilu je moment motora na osovini, zbog čega je linija $\overline{A_o C_\omega}$ linija momenta.

Utvrdimo u kojem omjeru linija $\overline{A_o B_k}$ dijeli duž $\overline{TM}$ odnosno snagu okretnog polja. U tu svrhu na osnovi slike 3.6 odredimo jednadžbe za tangens kutova φ_r i φ_{rk} :

$$\operatorname{tg} \varphi_r = \frac{X_{r\sigma}}{R_r/s} = \frac{\overline{A_o M}}{\overline{TM}} \quad (3.41)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{rk} = \frac{X_{r\sigma}}{R_r} = \frac{\overline{A_o D}}{\overline{B_k D}} = \frac{\overline{A_o M}}{\overline{PM}} \quad (3.42)$$

Dijeljenjem (3.42) sa (3.41) dobije se:

$$\frac{\frac{X_{r\sigma}}{R_r}}{\frac{X_{r\sigma}}{R_r/s}} = \frac{1}{s} = \frac{\overline{TM}}{\overline{PM}} \quad (3.43)$$

Ako se proširi omjer (3.43) za jedinicu odnosno za $\overline{PM}/\overline{PM}$, dobije se:

$$\frac{1}{s} - 1 = \frac{\overline{TM}}{\overline{PM}} - \frac{\overline{PM}}{\overline{TM}}$$

odnosno

$$\frac{1-s}{s} = \frac{\overline{TM} - \overline{PM}}{\overline{PM}} \quad (3.44)$$

Na osnovi (2.34) i (2.30) može se pisati:

$$\frac{1-s}{s} = \frac{P_{meh}}{P_{el}} = \frac{P_{okr} - P_{el}}{P_{el}} \quad (3.45)$$

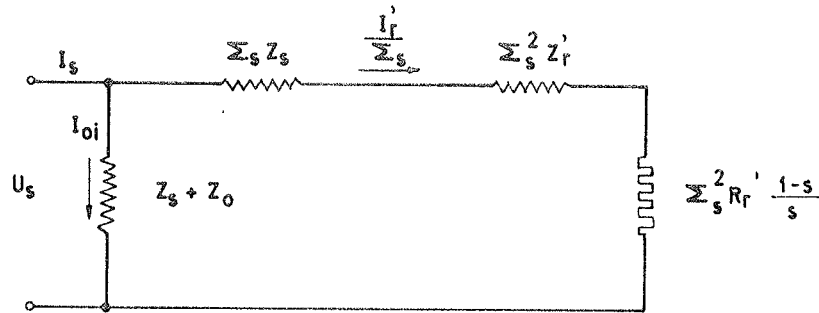
Uspoređenjem (3.44) i (3.45) nameće se zaključak da linija $\overline{A_o B_k}$ dijeli P_{okr} na P_{meh} i P_{el} . Time linija $\overline{A_o B_k}$ postaje linija

mehaničke snage ili kraće: linija snage.

Na slici 3.6 dužina $\overline{B_k D}$ je potezni moment. Točka prekretnog momenta (E) određuje se tako da se na kružnicu postavi tangenta paralelna s linijom momenta. Prekretna snaga određuje se tangentom koja je paralelna s linijom snage.

3.9. Preuređena nadomjesna shema

U svrhu konstrukcije potpunog kružnog dijagrama potrebno je preurediti nadomjesnu shemu iz slike 3.1. Preuređena nadomjesna shema prikazana je na slici 3.7.



Sl. 3.7. Preuređena nadomjesna shema

Iz nadomjesne sheme na slici 3.1 slijedi:

$$\bar{I}_o = (\bar{U}_s - \bar{I}_s Z_s) Y_o$$

kao i

$$\bar{I}_s = \bar{I}_o + \bar{I}_r' = \bar{U}_s Y_o - \bar{I}_s Z_s Y_o + \bar{I}_r'$$

na osnovi čega se dobije

$$\bar{I}_s \left(1 + Z_s Y_o \right) = \bar{U}_s Y_o + \bar{I}_r'$$

a uvodeći (3.18), dobije se izraz za statorku struju iz dva dijela:

$$\bar{I}_s = \bar{U}_s \frac{Y_o}{\Sigma_s} + \frac{1}{\Sigma_s} \bar{I}'_r \quad (3.46)$$

Prvi izraz na desnoj strani:

$$\bar{U}_s \frac{Y_o}{\Sigma_s} = \frac{U_s}{\Sigma_s Z_o} = \frac{\bar{U}_s}{\left(1 + Z_s Y_o\right) Z_o} = \frac{\bar{U}_s}{Z_o + Z_s} = \bar{I}_{ol}$$

je struja idealnog praznog hoda pa se za statorku struju može pisati:

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{ol} + \frac{1}{\Sigma_s} \bar{I}'_r \quad (3.47)$$

Zamjena $\bar{I}'_r$ sa (3.20) u jednadžbi (3.47) vodi na struje nadomjesne sheme na slici 3.7:

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{U}_s}{Z_o + Z_s} + \frac{\bar{U}_s}{\Sigma_s \left(Z_s + \Sigma_s Z'_{rs} \right)} \quad (3.48)$$

U shemi na slici 3.7 impedancija Z'_{2s} rastavljena je na stvarnu impedanciju Z'_r i na fiktivni otpor $R'_r \frac{1-s}{s}$ na kojemu se ostvaruje mehanička snaga P_{meh} . Da bi nova nadomjesna shema vrijedila, moraju vrijediti energetske odnosi kao za shemu na slici 3.1:

$$\begin{aligned} P_{meh} &= m_s \left(\frac{1}{\Sigma_s} I'_r \right)^2 \Sigma_s^2 R'_r \frac{1-s}{s} = \\ &= m_s I'^2_r R'_r \frac{1-s}{s} = m_r I'^2_r R_r \frac{1-s}{s} \end{aligned}$$

čime je valjanost nove sheme dokazana.

U formuli za struju statora (3.48) prvi član je konstantan a drugi:

$$\frac{\bar{U}_s}{\Sigma_s \left(Z_s + \Sigma_s Z'_{rs} \right)} = \frac{\bar{U}_s}{\Sigma_s \left(Z_s + \Sigma_s Z'_r \right) + \Sigma_s^2 R'_r \frac{1-s}{s}}$$

je nova struja sekundarne grane I'_r / Σ_s .

3.10. Konstrukcija kružnog dijagrama

Budući da je struja statora (3.48) iskazana u dva dijela, onaj konstantni:

$$\bar{I}_{o1} = \frac{\bar{U}_s}{Z_s + Z_o} \quad (3.49)$$

i onaj promjenljivi koji je zavisen i o klizanju:

$$\frac{\bar{I}_r}{\Sigma_s} = \bar{I}_r'' = \frac{\bar{U}_s}{\Sigma_s (Z_s + \Sigma_{rs} Z_{rs})} \quad (3.50)$$

gdje je:

$$Z_{rs} = R_r' + jX_{r\sigma}' + R_r' \frac{1-s}{s} \quad (3.51)$$

može se konstruirati krivulja koju opisuje vrh fazora struje $\bar{I}_s$ u funkciji klizanja.

Na shemi slike 3.7, struja I_r'' na radnom i induktivnom otporu stvara padove napona, koji su međusobno okomiti, a njihov fazorski zbroj jednak je narinutom naponu $\bar{U}_s$. Nadalje vrijedi slično razmišljanje kao na slici 3.5 odnosno 3.6. Iz toga izlazi da će vrh fazora struje I_r'' prilikom promjene opterećenja, odnosno klizanja, opisivati kružnicu. Ta kružnica je istovremeno kružnica koju opisuje vrh fazora struje $\bar{I}_s$.

Dvije karakteristične točke kružnog dijagrama su točka praznog hoda i točka kratkog spoja. Na slikama 3.5. i 3.6. središte kružnice je bilo na +j osi. Kod potpunog kružnog dijagrama centar će biti na pravcu koji sa +j osi zatvara kut $2\gamma_1$, što treba objasniti.

Nazivnik iz (3.50) može se prikazati kako slijedi:

$$\Sigma_s^2 \frac{R_s}{\Sigma_s} + \Sigma_s^2 j \frac{X_{s\sigma}}{\Sigma_s} + \Sigma_s^2 R_r' + \Sigma_s^2 j X_{r\sigma}' + \Sigma_s^2 R_r' \frac{1-s}{s}$$

Sređenjem se dobije:

gdje je $\frac{R_s}{\sum_s} + R'_r = R_k$ - radni otpor kratkog spoja

Vidimo da su radni i induktivni otpor pomnoženi s $\Sigma_s^2 = |\Sigma_s|^2 e^{j2\gamma_1}$ čime je određeno da se središte kružnice nalazi na pravcu koji s apscisom zatvara krug $2\gamma_1$. To znači da je središte određeno sjecištem simetrale točaka praznog hoda i kratkog spoja i pravca

60

koji prolazi kroz točku idealnog praznog hoda i zatvara prema apscisi kut $2\gamma_1$.

Dužina $\overline{A_0 B_k}$ je linija korisne snage. Liniju momenta najjednostavnije određuje omjer otpora rotora i statora u kratkom spoju. Ako se uzme da se sva snaga u kratkom spoju troši u namotu te da je potezni moment motora razmjernan radnom otporu rotora, dužinu $\overline{B_k D}$ treba podijeliti u omjeru $R'_r : R_s$. Ako se kroz točku F povuče pravac, dobije se linija momenta. Produženjem pravca do kružnice dobije se točka C_ω , kod koje je $s=\infty$.

3.11. Određivanje pojedinih veličina iz kružnog dijagrama

1. Primarna snaga P_1 koju motor uzima iz mreže izračunava se iz:

$$P_1 = m_s U_s I_s \cos \varphi_s$$

Budući da je napon U_s konstantan, snaga P_1 je proporcionalna radnoj komponenti struje ($I_s \cos \varphi_s$), a to znači da je proporcionalna okomici $\overline{TM}$. Prema tome, ako se dužina $\overline{TM}$ pomnoži s mjerilom za struju, primarna snaga se dobije iz:

$$P_1 = m_s U_s \overline{TM} m_1 \quad (3.52)$$

Zbog toga se apscisna os naziva linija primarne snage.

Najveća primarna snaga iz dijagrama se određuje tangentom na kružnici koja je paralelna s apscisom.

2. Snaga i moment na osovini motora P_2 i M . Ako se od snage P_1 oduzmu gubici statora $P_{Cu1} + P_{Fe}$, dobije se snaga okretnog polja - P_{okr} koja se putem zračnog rasporeda predaje rotoru. Rotorsku snagu smo podijelili na mehaničku snagu i gubitke u namotu.

Udaljenost $\overline{TP}$ predstavlja korisnu snagu P_2

Udaljenost $\overline{TP_1}$ predstavlja mehaničku snagu P_{meh} .

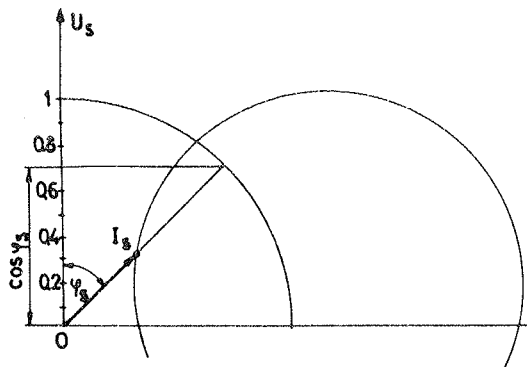
Linija koja spaja točka A_0 i B_k je linija korisne snage.

Linija koja spaja I_{o1} i B_k je linija mehaničke snage.

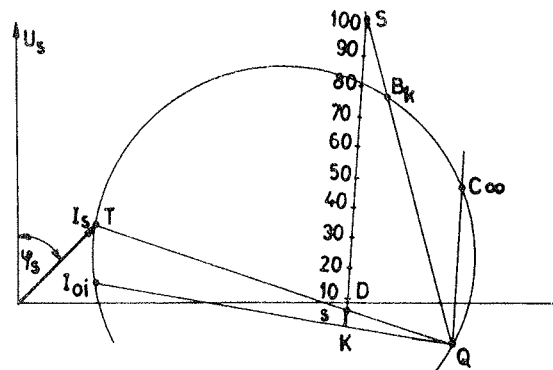
Ostatak snage do P_1 su gubici u namotu rotora i gubici u namotu statora uvećani za gubitke u željezu P_{Fe} . Gubitke rotora i

statora razdvaja linija momenta. Dužina $\overline{P_1 P_m}$ predstavlja gubitke u namotu rotora P_{cur} a dužina $\overline{P_m M}$ predstavlja gubitke statora. Dužina $\overline{TP_m}$ predstavlja snagu okretnog polja P_{okr} . Okretni moment se dobije dijeljenjem P_{okr} s ω_s .

3. Faktor snage $\cos \varphi_s$ određuje se neposrednim mjerenjem kuta φ_s ili konstrukcijom kao na slici 3.9.



Sl. 3.9. Određivanje faktora snage $\cos \varphi_s$



Sl. 3.10. Određivanje klizanja za određeni teret

4. Klizanje s određuje se prema konstrukciji na slici 3.10. Proizvoljno se odabere točka Q . Zatim se kroz točku Q s jedne strane i točke I_{oi} , T (radna točka), B_k i C_∞ povuku pravci. Na kraju se, lijevo od točke Q paralelno s pravcem $\overline{C_\infty Q}$ povuče još jedan pravac koji izravno određuje klizanje. Odsječak između točke S i K treba podijeliti na sto jednakih dijelova. Tada $\overline{DK}$ određuje klizanje u postocima za radnu točku T .

4. ASINKRONI STROJ U POGONU

4.1. Pokretanje trofaznih asinkronih motora

4.1.1. Uvod

Pokretanje asinkronog motora je proces prijelaza mehanizma, kojeg pokreće motor, od stanja mirovanja do određene brzine vrtnje. Proces pokretanja je značajan jer treba osigurati dovoljan moment ubrzanja, treba smanjiti struju pokretanja do iznosa koji ne pravi smetnje mreži i treba voditi računa o karakteristikama mehanizma kojeg se pokreće. Nadalje, zbog velike struje pokretanja, nisu zanemarivi ni gubici energije koji zagrijevaju stroj.

Radi analize procesa pokretanja i ocjene svojstava asinkronog motora prilikom pokretanja korisno je uvesti neke karakteristične veličine:

1. Kratkospojni omjer I_k/I_n (k_1)
2. Promjena struje pokretanja $I_p=f(t)$
3. Omjer momenata M_p/M_n (k_m)
4. Linija zaleta: $n=f(t)$ ili $s=f(t)$
5. Trajanje zaleta motora T_p
6. Gubici energije kod zaleta A_p
7. Specifični moment pokretanja $m_p = \frac{M_p/M_n}{I_p/I_n} = \frac{k_m}{k_1}$

Nadalje treba voditi računa o:

- jednostavnosti pokretanja i
- cijeni uređaja za pokretanje

Treba poći od osnovnog zahtjeva prema motoru prilikom zaleta:

- potreba da se smanji potezna struja i
- potreba da se poveća potezni moment.

Potezna struja motora iznosi:

$$I_p = \frac{U}{Z_p} \quad (4.1)$$

Impedancija Z_p za kolutni motor jednaka je zbroju impedancija kratkog spoja Z_k i radnog otpora R_d dodanog u strujni krug rotora, reduciranog na primar. Slijedi da je kratkospojni omjer

$$k_1 = \frac{U_s}{I_n Z_p} \quad (4.2)$$

i može se smanjivati snižavanjem narinutog napona U_s ili povećanjem impedancije pokretanja Z_p . U praksi se primjenjuju oba načina.

Na osnovi (3.30), ako se uzme da je $s=1$, dobije se potezni moment:

$$M_p = \frac{m_s U_s^2 R'_r}{\omega_s \left[(R_s + \sigma_s R'_r)^2 + (X_s + \sigma_s X'_r)^2 \right]} = \frac{m_s U_s^2 R'_r}{\omega_s \sigma_s^2 Z_k^2} \quad (4.3)$$

Iz (4.3) izlazi da se potezni moment može povećati na više načina:

1. Povećanjem napona napajanja za vrijeme pokretanja;
2. Smanjivanjem reaktancije motora spajanjem kondenzatora u strujni krug rotora ili statora za vrijeme pokretanja
3. Dodavanjem radnog otpora u krug rotora ($R'_r + R_d$). Iznos ukupnog radnog otpora rotora koji daje najveći potezni moment dobije se iz $dM_p/dR'_r=0$. To je u stvari onaj otpor koji se dobije iz (3.31) ako se uzme da je $s_{pr}=1$:

$$R'_r + R_d = \frac{1}{\sigma_s} \sqrt{R_s^2 + (X_{s\sigma} + \sigma_s X'_{r\sigma})^2} \quad (4.4)$$

Ovim načinom se postižu oba efekta: smanjuje se potezna struja i povećava potezni moment.

Mogućnosti povećanja poteznog momenta koje su navedene pod 1. i 2. samo su teoretske i nemaju praktičnu primjenu.

U toku zaleta motora vrijedi jednadžba gibanja

$$M - M_t = J \frac{d\omega}{dt} \quad (4.5)$$

gdje je: M - okretni moment što ga razvija motor

M_t - moment tereta na osovini

J - moment tromosti rotirajućih masa.

Proučavanjem zaleta treba odrediti trajanje zaleta T_p kao i promjenu brzine vrtnje pri zaletu $\omega=f(t)$. Osim toga treba odrediti i gubitke u namotima statora i rotora, naročito za motore koji se često stavljaju u pogon a pokreću veliku zamašnu masu.

Najprije će se razmatrati pokretanje neopterećenog, a potom opterećenog motora.

4.1.2. Trajanje zaleta neopterećenog motora

Kod neopterećenog motora je $M_t=0$ pa (4.5) prima oblik:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} \quad (4.6)$$

Ako se u (4.6) ω zamijeni s $\omega=\omega_s(1-s)$, dobije se:

$$M = - J \omega_s \frac{ds}{dt} \quad (4.7)$$

Nadalje moment motora M treba zamijeniti s (2.45). Tada izlazi:

$$M_{pr} \frac{2}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s}} = - J \omega_s \frac{ds}{dt}$$

Sređivanjem ove jednadžbe dobije se trajanje zaleta:

$$T_p = \int_1^{s_1} dt = - \frac{J\omega_s}{M_{pr}} \frac{1}{2} \int_1^{s_1} \left[\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s} \right] ds$$

gdje je s_1 - klizanje do kojeg traje zalet motora.

Rješenje integrala daje:

$$T_p = \frac{J \omega_s}{M_{pr}} \frac{1}{2} \left(\frac{1 - s_1^2}{2s_{pr}} + s_{pr} \ln \frac{1}{s_1} \right) \quad (4.8)$$

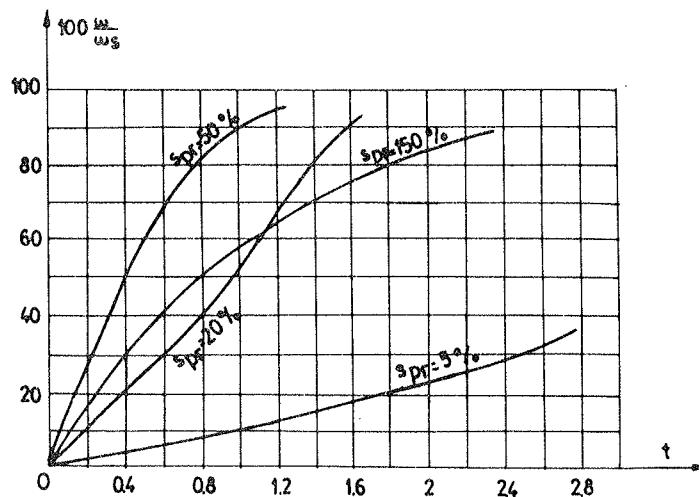
Veličina $\frac{J \omega_s}{M_{pr}} = T$ je mehanička vremenska konstanta. To je vrijeme koje je potrebno da se pod djelovanjem prekretnog momenta M_{pr} neopterećeni motor zaleti do brzine praznog hoda.

4.1.3. Jednadžba linije zaleta

Ako se u (4.8) T_p i s_1 zamijene proizvoljnim iznosima t i s , dobit će se jednadžba promjene brzine pri zaletu:

$$t = \frac{T}{2} \left(\frac{1 - s^2}{2s_{pr}} + s_{pr} \ln \frac{1}{s} \right) \quad (4.9)$$

Na slici 4.1 prikazane su linije zaleta $\omega(t)$ neopterećenog motora za različite iznose prekretnog klizanja. Iz slike se vidi da se porastom prekretnog klizanja do nekog iznosa vrijeme zaleta smanjuje. Prekretno klizanje za najkraći zalet do određene brzine,



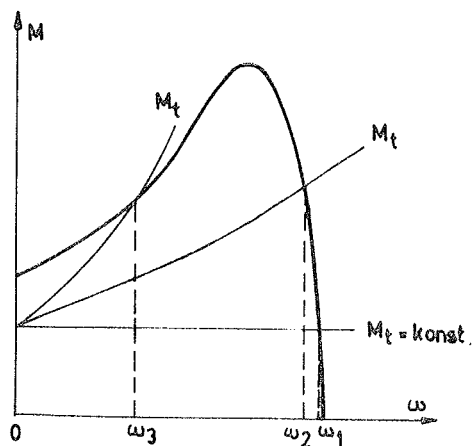
Sl. 4.1. Prikaz linija zaleta za različita prekretna klizanja

dobije se iz $\frac{dT_p}{ds_{pr}} = 0$. Porastom prekretnog klizanja preko tog iznosa trajanje zaleta se povećava.

Pri pokretanju motora s momentom tereta M_t na osovini vrijedi jednačba (4.5). Ako nije poznat analitički izraz za M_t , jednačba (4.5) može se integrirati grafički. Zbog toga $M=f(\omega)$ i $M_t=f(\omega)$ trebaju biti zadane grafički. Na osnovi (4.5) trajanje zaleta se određuje iz:

$$t = \int_0^{\omega_1} \frac{J d\omega}{M - M_t} \quad (4.10)$$

Prirast brzine kod zaleta nestaje u trenutku kada se izjednače momenti $M=M_t$, nakon čega motor nastavlja rad s dostignutom brzinom. Ova brzina se može odrediti grafički iz presjeka krivulja momenata (slika 4.2).



Sl. 4.2. Određivanje brzine vrtnje koju motor ima nakon zaleta

4.1.5. Proračun energije prilikom pokretanja

Prilikom pokretanja, kroz namote motora teku znatno veće struje nego u stacionarnom stanju. Zbog toga, ako se motor sporo zalijeće, ako pokreće veću zamašnu masu, gubici u toku zaleta mogu biti toliki da je nužno ograničiti broj zaleta kroz određeno vrijeme.

Proračun energije uzete iz mreže prilikom zaleta može se izvršiti na osnovi preuređene nadomjesne sheme (slika 3.8):

$$\begin{aligned}
 A_p &= m \int_0^{T_p} I_o^2 \left(R_s + R_o \right) dt + m \int_0^{T_p} \left(\frac{I_r'}{\sigma_s} \right)^2 \left(\frac{R_s}{\sigma_s} + R_r' \right) \sigma_s^2 dt \\
 &+ m \int_0^{T_p} \left(\frac{I_r'}{\sigma_s} \right)^2 R_r' \sigma_s^2 \frac{1-s}{s} dt = m \int_0^{T_p} \left(R_s + R_o \right) I_o^2 dt + \\
 &+ m \int_0^{T_p} \left(\frac{R_s}{\sigma_s} + R_r' \right) I_r'^2 dt + m \int_0^{T_p} R_r' I_r'^2 \frac{1-s}{s} dt = \\
 &= A_{p0} + A_{p1} + A_{p2} \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

Prva dva člana jednadžbe (4.11) predstavljaju gubitke u namotima motora prilikom zaleta, a treći član predstavlja iznos energije koja je potrebna za ubrzavanje rotirajućih masa.

Prvi integral ima vrijednost:

$$A_{p0} = \left(R_s + R_o \right) I_o^2 T_p \quad (4.12)$$

a drugi i treći će se odrediti kako slijedi:

Na osnovi (2.39):

$$M = \frac{P_{el}}{\omega_s s} = \frac{m_s R_r' I_r'^2}{\omega_s s}$$

izlazi

$$m_s I_r'^2 = \frac{M \omega_s s}{R_r'}$$

pa se drugi član u (4.11) može izraziti ovako:

$$A_{p1} = \int_0^{t_1} M \omega_s \frac{\frac{R_s}{\sigma_s} + R'_r}{R'_r} dt \quad (4.12)$$

Ako se umjesto dt , na osnovi (4.5) napiše:

$$dt = \frac{J}{M - M_t} d\omega$$

a umjesto klizanja s

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$$

A_{p1} se transformira u oblik:

$$A_{p1} = J \frac{R_k}{R'_r} \int_0^{\omega} \frac{M (\omega_s - \omega)}{M - M_t} d\omega \quad (4.13)$$

gdje je $R_k = \frac{R_s}{\sigma_s} + R'_r$.

U trećem članu može se izvršiti slijedeća zamjena:

$$\frac{m_s R'_r I_r^2}{s} = M \omega_s$$

Uz iste zamjene za s i dt kao u prethodnom postupku, dobije se:

$$A_{p2} = J \int_0^{\omega} \frac{M \omega}{M - M_t} d\omega \quad (4.14)$$

Uz poznate linije momenta motora i momenta tereta, energije A_{p1} i A_{p2} mogu se odrediti grafičkom integracijom.

4.1.6. Energija zaleta bez momenta tereta

Za slučaj zaleta bez momenta tereta dobije se

$$A_{p1} = J \frac{R_k}{R'_r} \int_0^{\omega} (\omega_s - \omega) d\omega$$

odnosno

$$A_{p1} = J \frac{R_k}{R_r} \left(\omega_s \omega - \frac{\omega^2}{2} \right) \quad (4.15)$$

U praznom hodu se može uzeti da je $\omega = \omega_s$, pa slijedi:

$$A_{p1} = J \frac{R_k}{R_r} \frac{\omega_s^2}{2} \quad (4.16)$$

što predstavlja gubitke u namotima motora.

Dio gubitaka A_{p1} koji se razvija u namotu rotora razmjernan je otporu rotora R_r pa iznosi:

$$A'_{p1} = J \frac{\omega_s^2}{2} \quad (4.17)$$

Ako se u A_{p2} uvrsti $M_t = 0$, dobije se:

$$A_{p2} = J \int_0^{\omega_s} \omega \, d\omega = J \frac{\omega_s^2}{2} \quad (4.18)$$

Usporedbom (4.17) i (4.18) izlazi da se od energije koja se u toku zaleta preda rotoru, polovica potroši u namotu rotora, a polovica pretvara u kinetičku energiju rotirajućih masa.

4.1.7. Gubici u namotu rotora pri kočenju

Gubici u namotu rotora prilikom kočenja određuju se na isti način kao gubici u namotu rotora prilikom pokretanja, ali su granice integriranja: $\omega = -\omega_s$ (ovo je brzina rotora prema brzini okretnog polja na početku kočenja) i $\omega = 0$:

$$A''_{p1} = J \int_{-\omega_s}^0 \left(\omega_s - \omega \right) d\omega \quad (4.19)$$

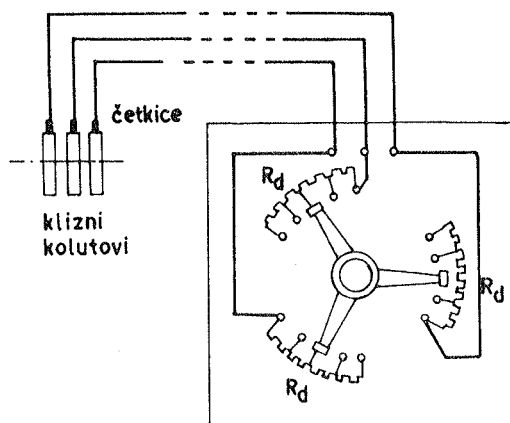
$$A''_{p1} = \frac{3}{2} J \omega_s^2 \quad (4.20)$$

$$A''_{p1} = 3A'_{p1} \quad (4.21)$$

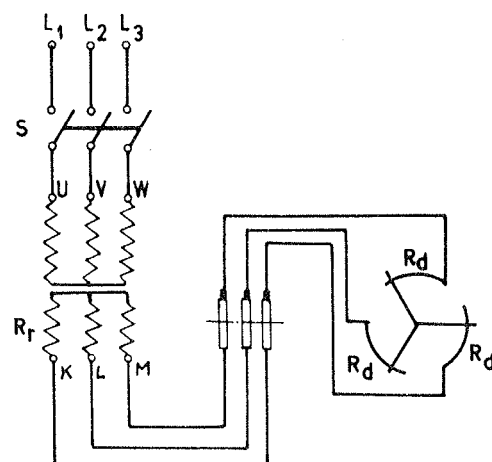
Prema izrazu (4.21) je vidljivo da su gubici u namotu rotora pri protustrujnom koćenju tri puta veći od onih pri zaletu.

4.1.8. Pokretanje kolutnog motora

O pokretanju kolutnog asinkronog motora već je bilo riječi. Za to je potreban trodijelni otpornik pojedinačnih otpora R_d , (slika 4.3), koji su preko četkica i kliznih kolutova serijski spojeni s faznim namotima rotora. Klizač međusobno spaja slobodne krajeve otpornika i na taj način tvori zvijezdu otpora. Time je u svakoj fazi rotora radni otpor iznosa $R_r + R_d$. Dodatni otpor se odabire



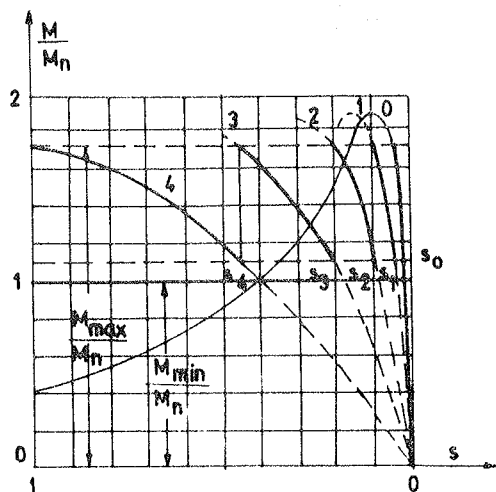
Sl. 4.3. Shema spoja rotorskog otpornika s kliznim prstenovima rotora



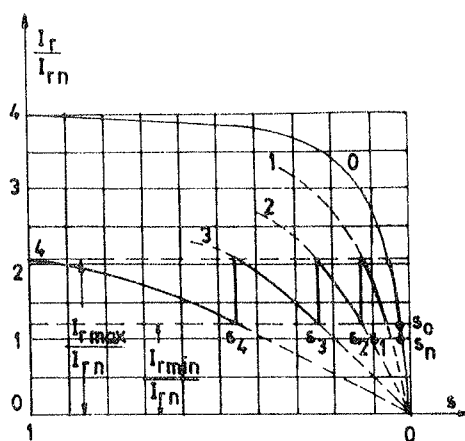
Sl. 4.4. Shema motora s rotorskim otpornikom

tako da se postigne potrebni moment za pokretanje te da se ograniči struja pokretanja. Iznos otpora između dva odcjeka na dodatnom otporniku se određuje tako da za vrijeme zaleta moment motora ostaje u zadanim granicama $M_{\max} - M_{\min}$ (slika 4.5).

Kada se stator priključi na mrežu, klizač rotorskog otpornika je na najvećem otporu. S tim dodatnim otporom zalet se odvija po liniji 4. Kada moment dostigne $M_{\min}$, smanji se dodatni otpor rotora na onoliki iznos pri kojem se moment odvija po liniji 3.



Sl.4.5. Karakteristike momenta pri pokretanju kolutnog motora



Sl.4.6. Promjena rotorske struje pri pokretanju kolutnog motora

Brzina motora nastavlja rasti dok moment ponovno ne primi minimalnu vrijednost. Tada se opet smanji dodatni otpor za iznos koji osigurava rad po liniji 2. Postupak se ponavlja do isključenja dodatnog otpora, odnosno dok se rotorski namot ne stavi u kratki spoj.

Da bi se izbjegli gubici zbog trenja između četkica i prstena, te da se smanji trošenje četkica, nakon pokretanja, pomoću posebnog mehanizma u motoru izvede se kratki spoj na kolutima i četkice se s njih podignu.

U toku pokretanja motora i struja se mijenja slično momentu, a njene granične vrijednosti su unaprijed određene. Na slici 4.6. prikazana je promjena struje u toku zaleta motora čija je promjena momenta prikazana na slici 4.5.

Redoslijed pokretanja kolutnog motora je slijedeći:

1. Provjeriti da li je uključen cijeli otpor R_d .
2. Provjeriti da li četkice čvrsto priliježu uz prstene.
3. Nakon ovih provjera smije se pomoću sklopke S priključiti motor na mrežu.
4. Pri pokretanju motora, preko ampermetra treba kontrolirati iznos struje i postepeno isključivati dodatni otpor rotora, tako da struja ostane u zadanim granicama.
5. Kada se pokretanje završi rotorski namot preko mehanizma treba

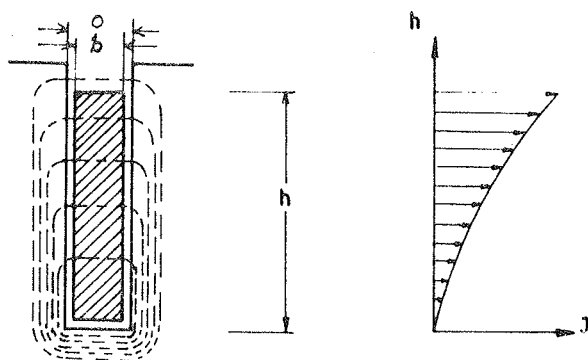
kratko spojiti i podići četkice.

6. Na kraju treba rotorski otpornik postaviti u početni položaj (položaj najvećeg otpora) kako bi bio spreman za ponovno pokretanje.

4.1.9. Specifičnosti pokretanje kaveznog motora

Kaveznom motoru nije moguće dodavati otpor u rotorski strujni krug, ali pri zaletu kod ovog motora dolazi do povećanja radnog otpora rotora uslijed pojave skin efekta (potiskivanja struje). Potiskivanja struje se postiže tako da se štap rotora izvede na poseban način. Što je utor (štap) dublji, to je potiskivanje izraženije.

Razmotrimo pojednostavljeno ovu pojavu na primjeru dubokog pravokutnog utora, u koji je smješten vodič prema sl. 4.7..



Sl. 4.7. Prikaz rasipanja dubokog utora i raspodjele struje po visini vodiča

Na slici 4.7 je prikazano kako su silnice rasipnog toka utora raspodijeljene po visini. Kada ne bi bilo promjene rasipnog toka, između krajeva štapa u utoru vladao bi napon induciran okretnim poljem. Međutim, rasipni tok periodično se mijenja u ritmu frekvencije struje rotora i na taj način inducira napon u štapu koji smanjuje ukupni napon štapa. Ako zamislimo da je štap po visini podijeljen u mnogo slojeva, najviši napon uslijed rasipnog polja inducira se u najnižem sloju štapa, na dnu utora. Tu je najmanja gustoća struje. Što je sloj bliže vrhu utora, ovaj napon je manji a gustoća struje se povećava. Za takvu pojavu kažemo da struja "bježi" prema vrhu vodiča u utoru, ona je potisnuta u

području obuhvaćeno najmanjim rasipnim tokom odnosno rasipnim induktivitetom.

Promjena gustoće struje po visini štapa, se manifestira kao da je porastao radni otpor štapa a smanjio njegov rasipni induktivitet L_{rsu} . Povećani radni otpor štapa, odnosno otpor izmjeničnoj struji, kao i smanjeni rasipni induktivitet, struje izračunavaju se iz:

$$R_{\sim} = k_r R_{=} \quad (4.22)$$

$$L_{\sim} = k_{\ell} L_{=} \quad (4.23)$$

gdje je:

k_r - koeficijent povećanja radnog otpora zbog potiskivanja

k_{ℓ} - koeficijent smanjenja induktiviteta zbog potiskivanja

$R_{=}, L_{=}$ - radni otpor i rasipni induktivitet utora za istosmjernu struju.

Potiskivanje je to veće što je veća visina štapa h (cm) i što je veća frekvencija f (Hz) odnosno klizanje s . Prema A.B.Fieldu koeficijenti k_r i k_{ℓ} određuju se u funkciji veličine ξ :

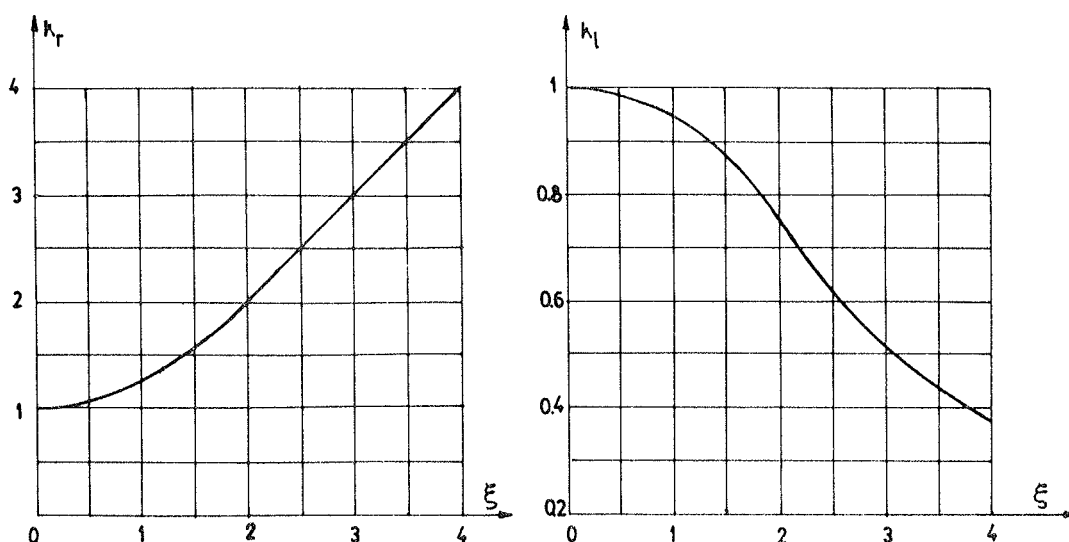
$$k_r = f_1(\xi) \quad , \quad k_{\ell} = f_2(\xi)$$

Za određivanje veličina ξ za bakreni štap može se koristiti pojednostavljena formula:

$$\xi = h \sqrt{s} \quad (4.24)$$

gdje je h visina štapa u cm.

$k_r(\xi)$ i $k_{\ell}(\xi)$ za pravokutni štap i $f=50$ Hz dati su na dijagramu slika 4.8.



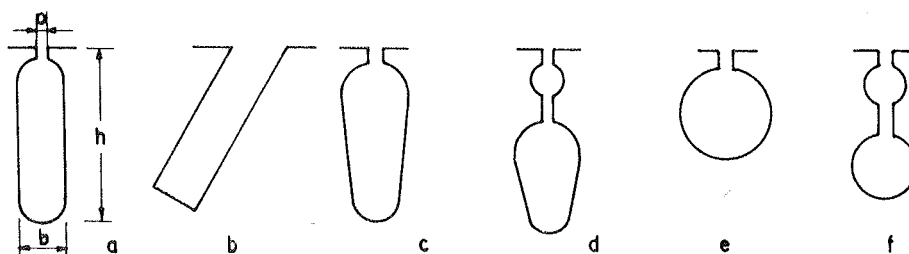
Sl. 4.8. Fieldov dijagram za $k_r = f(\xi)$ i $k_l = f(\xi)$ za pravokutni štap [2]

Iz dijagrama izlazi da za $h > 2$ cm i $s = 1$

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

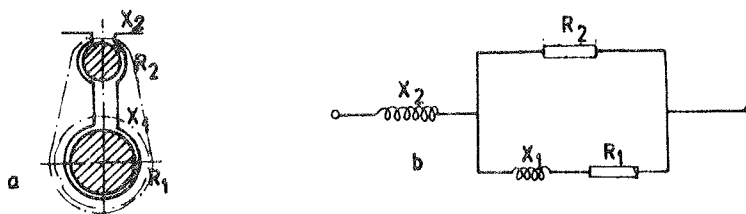
Na primjer, ako je $h = 3$ cm, radni otpor je 3 puta veći a induktivitet padne na pola.

Za utore koji nisu pravokutni, potiskivanje se računa posebno. Na slici 4.9. prikazani su različiti oblici utora rotora koji se koriste kod kaveznih motora. Izdvojit ćemo dvostruki kavez, tzv. Boucherot kavez (slika 4.9f) i razmotriti posljedice potiskivanja u toku zaleta.



Sl. 4.9. Neki oblici utora rotora koji nalaze primjenu

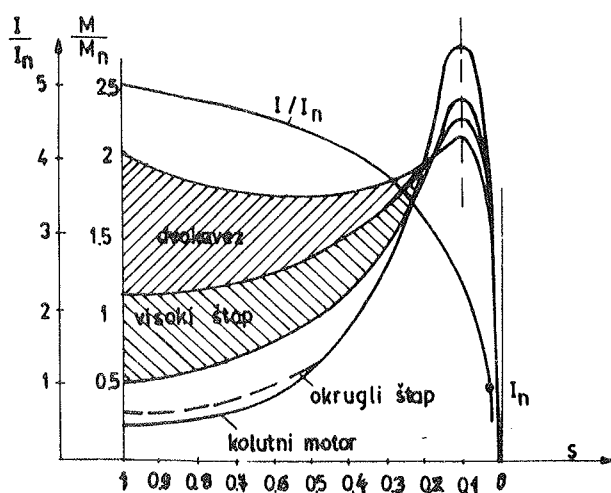
Dvostruki kavez sa dva okrugla štapa slika 4.10.a) od kojih je gornji, znatno manjeg dijametra, izrađen je od materijala s većim električnim otporom od donjeg štapa.



Sl. 4.10. a) Primjer dvostrukog kaveza,
b) nadomjesna shema dvostrukog kaveza

U trenutku pokretanja zbog $f_r = f_s$, induktivitet unutarnjeg štapa X_1 znatno je veći nego vanjskog X_2 , zbog toga što je ovaj štap smješten duboko u utoru. To je razlog da u toku zaleta struja teče uglavnom kroz vanjski kavez. Na ovaj način se postiže veći okretni moment i manji kratkospojeni omjer struja (3-5 puta). U toku zaleta zbog povećanja brzine, smanjuje se frekvencija f_r i struja se počinje raspoređivati na oba kaveza. Kod malih klizanja, kada je induktivni otpor mali, struje u štapovima su obrnuto proporcionalne njihovim radnim otporima. Obično je gornji vanjski kavez od mjedi ili bronce, a donji od bakra. Mjed i bronca imaju mnogo veći termički kapacitet od bakra pa je to razlog njihove primjene.

Na dijagramu slike 4.11. uspoređeni su momenti za različite oblike utora (štapa) kaveznog rotora pri jednako velikoj struji za trajanja zaleta.



Sl. 4.11. Momentne linije kaveznog motora za različite oblike utora rotora uspoređene s momentnom kolutnog motora

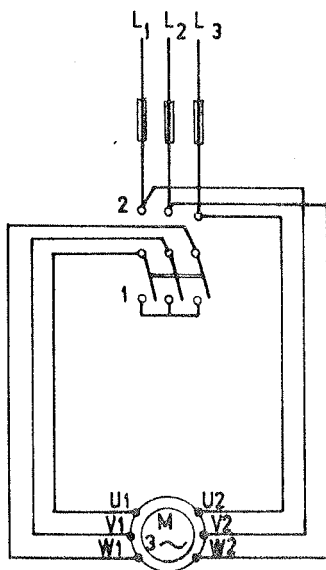
4.1.10. Primjena preklopke zvijezda - trokut

U slučaju kada nije dozvoljeno pokretati kavezni motor direktnim priključkom na mrežu, a ne traži se veći potezni moment, pokretanje se može izvršiti preklapanjem namota najprije u zvijezdu a potom u trokut (slika 4.12). Preklopka zvijezda-trokut (Y/Δ) se može primijeniti samo onda kada je spoj namota za trajni rad u trokut. Ovim se postupkom u stvari snižava napon statora $\sqrt{3}$ puta.

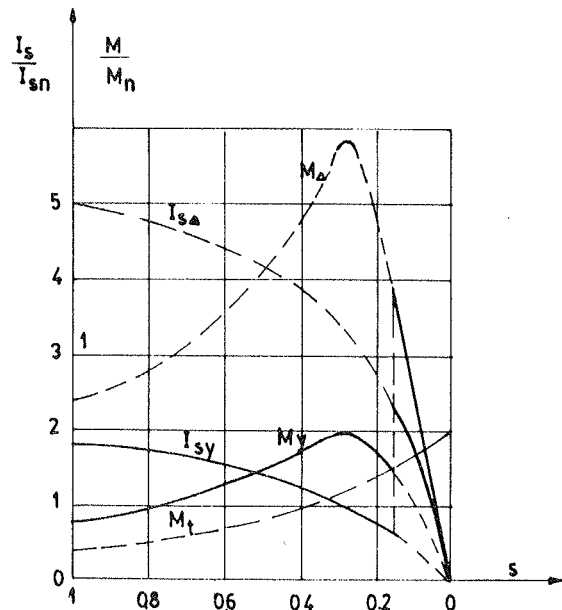
Struja i moment pokretanja smanje se za tri puta.

Ako je Z_k impedancija kratkog spoja po fazi, a statorski namot je spojen u zvijezdu (preklopka u položaju 1) tada potezna struja iznosi:

$$I_{pY} = \frac{U_1}{\sqrt{3} Z_k} \quad (4.25)$$



Sl. 4.12. Prespajanje namota:
(1) spoj u zvijezdi,
(2) spoj u trokut



Sl. 4.13. Struje i momenti pri
pokretanju preklopkom Y/Δ

Kada motor postigne dovoljnu brzinu prebaci se preklopka u položaj (2) (slika 4.12) čime se statorski namot prespoji u trokut. Nakon pokretanja motora smanjuje se klizanje, zbog čega raste impedancija. Zbog povećanja impedancije, u trenutku preklapanja namota u trokut struja je znatno manja od one koja bi se imala da je motor s namotom spojenim u trokut prikjučen na mrežu u stanju mirovanja. Tada bi struja iznosila:

$$I_{p\Delta} = \frac{\sqrt{3} U_1}{Z_k} \quad (4.26)$$

Omjer linijskih poteznih struja za trokut i zvijezdu dobije se dijeljenjem (4.26) sa (4.25), što daje:

$$\frac{I_{p\Delta}}{I_{pY}} = 3$$

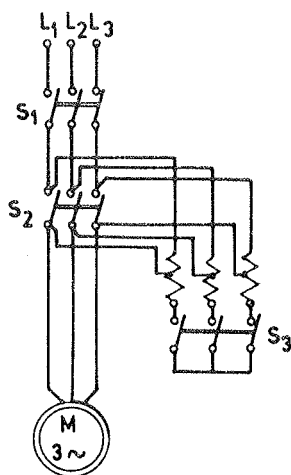
Promjena iznosa struja i momenata prilikom pokretanju Y/Δ preklopke su prikazani na slici 4.13.

Za okretni moment znamo od ranije da se mijenja s kvadratom napona. Ovdje treba skrenuti pažnju na pojavu tzv. problema ponovnog uklopa. U trenutku isključenja motora spojenog u Y s mreže, nestaje statorske struje, ali ostaje rotorsko polje, koje se postepeno razgrađuje. Tom prilikom ono inducira napon u namotu statora. Ovaj napon ima promjenljivu frekvenciju određenu brzinom vrtnje, a ta se smanjuje od trenutka isključenja motora s mreže. Zbog toga, kod ponovnog uklopa motora fazor napona statora koji se inducira poljem rotora i fazor napona mreže ne moraju biti kolinearni. U najnepovoljnijem slučaju, njihova bi razlika mogla biti po iznosu gotovo dvostruki napon mreže. Tako veliki napon može izazvati veliki strujni udar prilikom preklapanja u trokut.

Sklopka Y/Δ je ipak često u upotrebi, jer smanjuje poteznu struju za trajanja cijelog zaleta, a strujni udari pri ponovnom uklopu su kratkotrajni.

4.1.11. Pokretanje autotransformatorom

Preko autotransformatora motor se obično pušta u pogon sa 55-75% nazivnog napona čime se postiže efekt sličan onom koji se ima sklopkom Y/ Δ . Prema slici 4.14. prilikom pokretanja motora najprije se uključi sklopka S_3 , potom S_1 . Kada se motor zalet, isključi se sklopka S_3 a potom uključi sklopka S_2 .



Sl. 4.14. Pokretanje kaveznog motora autotransformatorom

Autotransformatori za puštanje motora u rad razlikuju se od običnog autotransformatora time što su predviđeni za kratkotrajno opterećenje odnosno rade s povećanom indukcijom i velikom gustoćom struje.

Osim opisanih metoda pokretanja asinhronih motora sve širu primjenu imaju elektronički pokretači koji osiguravaju "mekani" zalet (soft start) s ograničenom strujom. Princip njihovog djelovanja se zasniva na postepenom povećavanju napona statora odnosno na pokretanju sa sniženim naponom.

4.2. Regulacija brzine vrtnje

Pod pojmom "regulacija brzine vrtnje" ovdje podrazumijevamo prisilnu promjenu mehaničke karakteristike asinkronog motora $[M=f(n)]$ u svrhu promjene brzine vrtnje. Navedenom promjenom karakteristike $M=f(n)$, bez obzira na koji način postiže te promjene, uspostavlja se nova radna točka tj. sjecište karakteristika motora i karakteristika opterećenja $M_t=f(n)$.

Brzina vrtnje asinkronog motora na osnovi (2.4) može prikazati u funkciji klizanja:

$$n = n_s (1-s) \text{ (r/min)} \quad (4.27)$$

ili dalje, na osnovi (1.45) potpunije:

$$n = \frac{60f}{p} (1-s) \text{ (r/min)} \quad (4.28)$$

Prema izrazu (4.28) brzina se može prisilno mijenjati:

- promjenom klizanja s ,
- promjenom frekvencije f i
promjenom broja pari polova p .

4.2.1. Regulacija brzine promjenom klizanja

Rješenje jednadžbe momenta asinkronog stroja (3.39) po klizanju s , daje:

$$s = f(U_s, M, \omega, R_s, R'_r, X_{s\sigma}, X'_{r\sigma})$$

iz čega se, uz pretpostavku konstantnog momenta tereta i konstantne sinhronne brzine ω_s , zaključuje kako se klizanje može mijenjati:

promjenom narinutog napona i

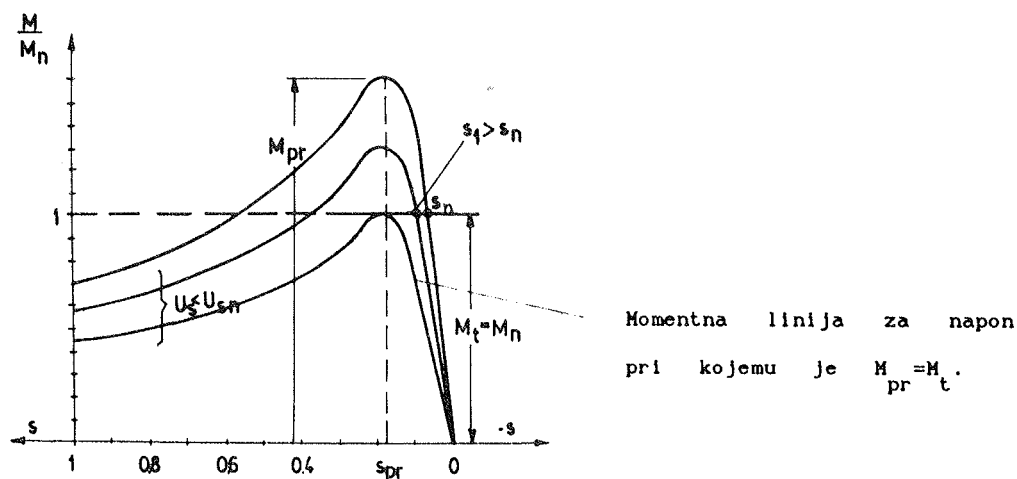
promjenom otpora u rotorskom i statorskom strujnom krugu.

4.2.2. Regulacija brzine promjenom narinutog napona

Zavisnost klizanja od narinutog napona može se ocijeniti iz Kłossove formule (2.45) ako se ova napiše u obliku $s=f(M_{pr})$:

$$s = s_{pr} \frac{M_{pr}}{M} \left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{M}{M_{pr}} \right)^2} \right] \quad (4.29)$$

Naime, prema (3.32), prekretni moment se mijenja razmjerno kvadratu narinutog napona, pri čemu s_{pr} ostaje konstantno. Nadalje, na osnovi jednadžbe (4.29) i slike 4.15. izlazi da smanjenjem narinutog napona, uz konstantni moment tereta, raste klizanje motora.



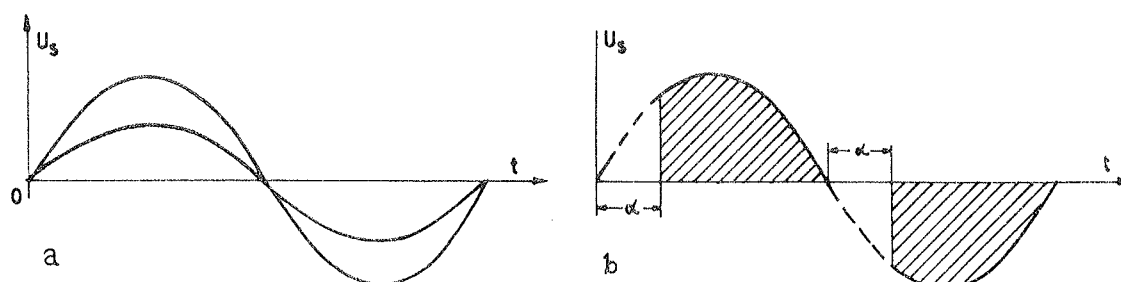
Sl.4.15. Zavisnost momenta i klizanja pri konstantnom momentu tereta M_t

Prema slici 4.15 najniži iznos narinutog napona je onaj koji daje momentnu liniju na kojoj je $M_t = M_{pr}$ i $s = s_{pr}$.

U načelu se amplituda napona može mijenjati na više načina, npr. regulacijskim transformatorom i zakretnim transformatorom. Za motore male snage za sniženje napona mogu se koristiti i predtopori. Svi navedeni načini ne mijenjaju oblik napona. U cijelom području rada, motor se napaja sinusnim naponom (slika 4.16a).

Zahvaljujući razvoju energetske elektronike u primjeni je regulacija napona na stezaljkama motora pomoću tiristorskih pretvarača. Oni se odlikuju malim dimenzijama, velikom pouzdanošću u radu i velikim mogućnostima upravljanja. Veličina napona mijenja

se promjenom kuta okidanja α . Pri tome su "odrezane" veće ili



Sl.4.16. Promjena sinusnog napona a) uz nepromijenjeni oblik b) oblika uz promjenu

manje površine poluvala napona. Na ovaj se način, promjenom efektivnog iznosa napona, mijenja i njegov oblik (slika 4.16b). Zbog toga nastaju viši harmonici u narinutom naponu što povećava gubitke motora. Povećani gubici nameću potrebu, prema [4] da se motor napajan iz tiristorskog pretvarača odabere nešto veće nazivne snage od onoga koji se napaja sinusnim naponom.

4.2.3 Promjena klizanja dodavanjem radnog otpora u krugu rotora

Širina područja promjene klizanja dodavanjem radnog otpora R_{2d} u strujni krug rotora vidi se iz (4.29). Podsjetimo se da iznos, a time i promjena radnog otpora rotorskog strujnog kruga ne utječe na promjenu prekretnog momenta [vidi (3.32)]. Prema tome, za konstantni moment tereta, omjer M/M_{pr} ostaje konstantan. S druge strane, promjena tog istog otpora mijenja prekretno klizanje i to upravo proporcionalno. Iz toga, na osnovi (4.29) izlazi da se klizanje mijenja srazmjerno promjeni radnog otpora rotora. Ako sa s_1 označimo neko novo klizanje, pri dodanom otporu R_{rd} vrijedi:

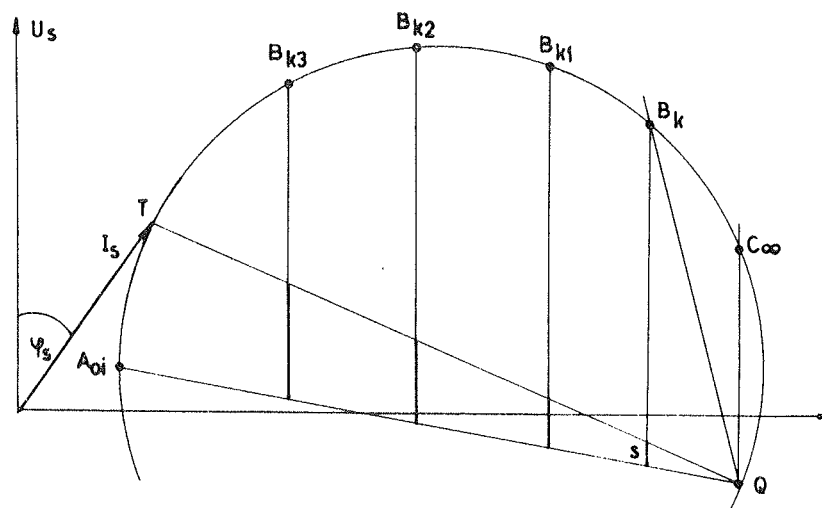
$$\frac{R_r + R_{rd}}{R_r} = \frac{s_1}{s} \quad (4.30)$$

iz čega se može odrediti dodatni otpor rotora za traženo klizanje s_1 :

$$R_{rd} = R_r \left(\frac{s}{1-s} - 1 \right) \quad (4.31)$$

Ovakva regulacija klizanja je jednostavna ali neekonomična zbog velikih gubitaka na dodatnom otporu. U praksi, u nedostatku boljih rješenja, nalazi primjenu.

O utjecaju dodatnog otpora na iznos klizanja može se zaključiti i na osnovi kružnog dijagrama slika 4.17. Budući da porast rotorskog otpora ne mijenja prekretni moment, dijametar kružnice ostaje nepromijenjen. Za konstantni moment, ako je to uvjet, struja rotora, a time i statora ostaje jednaka za sve iznose dodatnog otpora R_{2d} . Povećanjem rotorskog otpora smanjuje se struja rotora u kratkom spoju, što točku B_k na kružnom dijagramu pomiče lijevo. Iz konstrukcije za određivanje klizanja zaključuje se da porast otpora rotora povećava klizanje.



Sl. 4.17. Utjecaj iznosa radnog otpora rotora na klizanje

4.2.4. Regulacija brzine motora promjenom frekvencije napona napajanja

Ovaj način reguliranja brzine može se ostvariti preko vlastitog agregata sa sinkronim generatorom, što sistem čini izuzetno skupim, ili napajanjem asinhronog motora iz statičkog (poluvodičkog) pretvarača napona i frekvencije. Pri reguliranju brzine promjenom frekvencije treba paziti da se ne pogoršaju radne

karakteristike motora. To se postiže tako da se prilikom promjene frekvencije podešava i napon napajanja U_s kako bi se magnetski tok održao konstantnim. Zbog U_s razmjerno $f_s \cdot \phi$, potrebno je održavati:

$$\frac{U_s}{f_s} = \phi = \text{konst.}$$

Ako se istovremeno i proporcionalno mijenjaju napon U_s i frekvencija f_s , radna svojstva motora mijenjaju se neznatno. S obzirom na to, ova metoda čini rad motora ekonomičnim.

Razvoj uređaja energetske elektronike kao i mnoge pogodnosti izmjeničnih elektromotornih pogona (posebno u dinamici zbog manjih zamašnih masa asinkronog stroja) omogućili su u posljednje vrijeme sve češću primjenu asinkronih motora napajanih preko statičkog pretvarača frekvencije.

Na osnovi (2.45) i (3.32) moment motora, ako se zanemari radni otpor statora može se izraziti kao funkcija omjera U_s/f_s :

$$M = \frac{m_s p}{4\pi^2 \sigma_s} \left(\frac{U_s}{f_s} \right)^2 \frac{1}{L_{s\sigma} + \sigma_s L'_{r\sigma}} \frac{s \cdot s_{pr}}{s^2 + s_{pr}^2} \quad (4.32)$$

I radna komponenta struje statora može se izraziti u funkciji omjera U_s/f_s , kada se zanemari radni otpor statora:

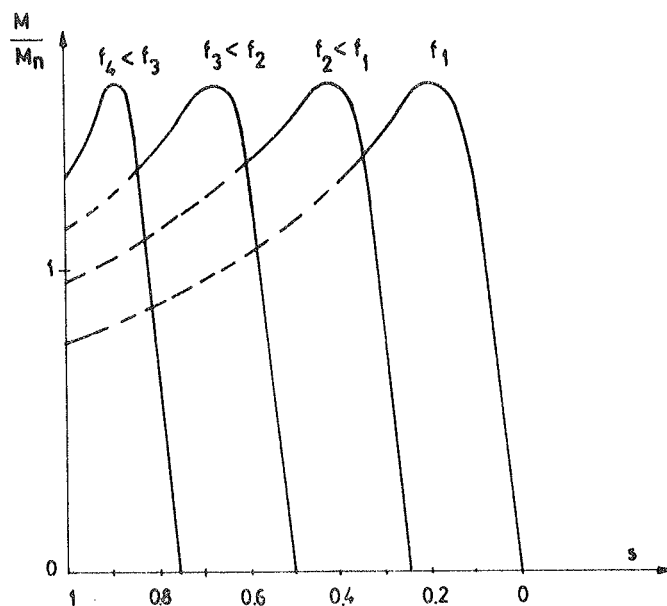
$$I_{sR} = \frac{U_s}{2\pi f_s} \frac{1}{L_{s\sigma} + \sigma_s L'_{r\sigma}} \frac{s \cdot s_{pr}}{s^2 + s_{pr}^2} \quad (4.33)$$

Na slici 4.18. prikazane su momentne karakteristike asinhronog motora određene prema relaciji (4.32) za različite vrijednosti $U_s/f_s = \text{konst.}$ Zbog pada napona na radnom otporu statora, u praksi treba, pri nižim brzinama vrtnje, korigirati $U_s/f_s = \text{konst.}$ tako da se povisi ulazni napon.

Na osnovi jednadžbi (4.32) i (4.33) može se zaključiti da, uz održavanje omjera U_s/f_s konstantnim i uz kompenzaciju pada napona na radnom otporu statora motora, vrijedi:

- momentna karakteristika motora u ovisnosti o frekvenciji napona napajanja "seli" se proporcionalno promjeni frekvencije dok njen oblik ostaje nepromijenjen (sl. 4.18)
- moment motora i radna struja statora praktički su proporcionalni klizanju u području pogonskih brzina vrtnje motora.

Dakle, promjenom napona i frekvencije napajanja, a uz održavanje omjera U_s / f_s konstantnim, može se brzina vrtnje asinhronog motora podešavati u širokom području. Ako brzinu vrtnje asinhronog motora želimo održavati konstantnom, neovisno o promjeni momenta opterećenja, potrebno je kompenzirati i klizanje i pad napona, na radnom otporu statora.



Sl. 4.18. Karakteristike asinkronog motora napajanog promjenljivim naponom i frekvencijom statora pri U/f -konst.

Pretvarači koji se koriste za reguliranje brzine vrtnje asinhronih strojeva mogu se podijeliti u dvije grupe:

- direktni pretvarači,
- indirektni pretvarači (pretvarači s istosmjernim međukrugom).

Direktni pretvarači pretvaraju napon mreže u izmjenični napon promjenljive frekvencije. Mogu biti komutirani mrežom

(ciklopretvarači) i komutirani vlastitim komutacijskim krugom [4]. Ciklopretvarači (ciklokonvertori) sastoje se od tri mrežom komutirana reverzibilna usmjerivača, a posebno su pogodni za primjene kod većih snaga. Budući da je pretvarač mrežom upravljani, ne zahtijeva nikakve komutacijske komponente. Frekvencija mu je međutim ograničena na najviše $2/3$ mrežne frekvencije. Stoga se prvenstveno koriste za sporohodne pogone velikih snaga [4].

Direktni pretvarači s vlastitim komutacijskim krugovima nemaju ograničenja na maksimalnu izlaznu frekvenciju (osim frekvencijskih karakteristika tiristora), tako da se postižu izlazne frekvencije i do 200 Hz. Mana im je što sadrže velik broj poluvodičkih ventila, pa su prilično komplicirani i skupi i nisu našli neku široku primjenu.

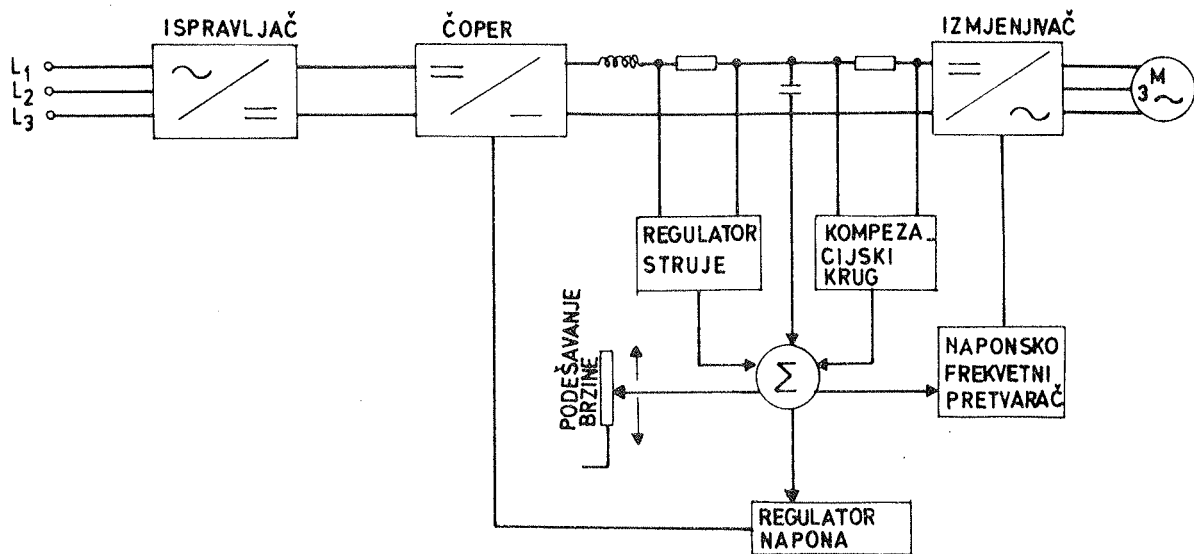
Direktni pretvarači za razliku od većine indirektnih pretvarača imaju dosta loš faktor snage $\cos \varphi$.

Indirektni pretvarači mogu se također podijeliti u dvije grupe: naponske i strujne. Naponski pretvarači mogu biti:

- s konstantnim naponom u istosmjernom međukrugu
- s promjenljivim naponom u istosmjernom međukrugu.

U prvu grupu spadaju pretvarači s impulsnom modulacijom izlaznog napona, čime se mogu eliminirati neki harmonici iz napona napajanja motora, te se može osigurati praktično sinusan oblik struje motora. Prednosti ovakvih pretvarača su višestruke i koriste se u pogonima s ostrim regulacijskim zahtjevima u statički i dinamički.

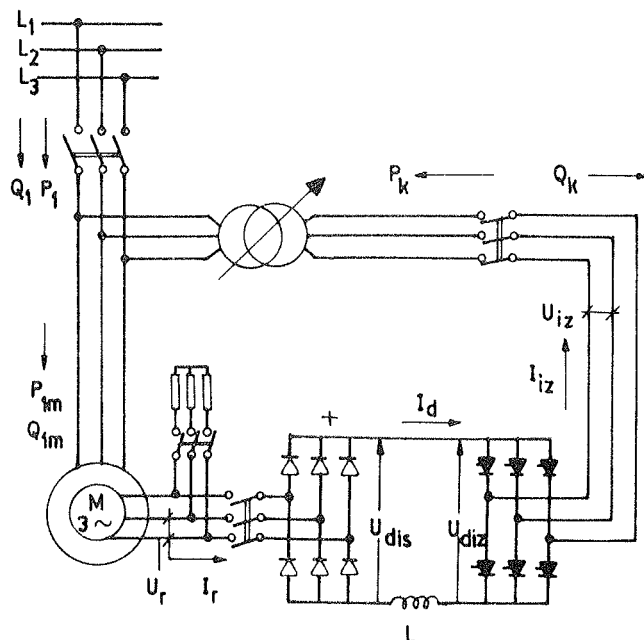
Od druge vrste indirektnih naponskih pretvarača najčešće su susretani oni sa čoperskim ulazom u izmjenjivač. Takav pretvarač na ulazu ima diodni most čime se manje izobličuje napon mreže, a postižu se i relativno dobri faktori snaga. Čoper u istosmjernom međukrugu ima zadatak da mijenja iznos napona na ulazu u izmjenjivač. Između čopera i izmjenjivača postavlja se odgovajući filter. Ovakvi pretvarači u proizvodnom programu "Končara" susreću se pod nazivom FRAM. Na slici 4.19. prikazana je funkcionalna shema pretvarača FRAM-10.



Sl. 4.19. Funkcionalna shema pretvarača FRAM-10 iz proizvodnog programa "Končar"

Ovakvi uređaji omogućavaju i miran zalet, bez udarca na mrežu. Struju u toku zaleta moguće je ograničiti na po volji odabranu vrijednost pomoću limitera struje, koji je ugrađen u uređaj.

4.2.5. Podsinkrona kaskada



Sl. 4.20. Principijelna shema energetskog kruga podsinkrone kaskade

Naziv potječe od činjenice da je brzina vrtnje uvijek ispod sinkrone. Zasniva se na promjeni klizanja asinkronog motora. Osnovni kvalitet ovog načina regulacije brzine kolutnog motora jeste da se snaga, koja se u klasičnom dodatnom rotorskog otporniku, pretvara u gubitke, ovdje preko tiristorskog izmjenjivača vraća u mrežu. Podsinkrone kaskade nalaze primjenu u postrojenjima koja traže motore većih snaga. Odlikuju se visokim stupnjem djelovanja i visokom pouzdanošću.

Stator kolutnog motora priključen je na trofaznu mrežu konstantnog napona i frekvencije. Struja rotora ispravlja se diodnim ispravljačem u trofaznom mosnom spoju i gladi prigušnicom. Tiristorski izmjenjivač u trofaznom mosnom spoju priključen je preko transformatora na mrežu, odnosno stator motora.

Pri određenoj brzini vrtnje, iznos ispravljenog napona rotora U_{dis} proporcionalan je klizanju. Istosmjerni napon tiristorskog izmjenjivača U_{diz} jednak je ispravljenom naponu rotora, budući da tiristorski usmjerivač radi u izmjenjivačkom području rada. U stacionarnom stanju održava se ravnoteža napona, pri čemu istosmjerna struja i energija teče od diodnog ispravljača prema tiristorskom izmjenjivaču. Ovaj istosmjernu struju pretvara u izmjeničnu i preko transformatora vraća mreži.

Promjenom kuta upravljanja izmjenjivača mijenja se napon istosmjernog međukruga, a da bi se održala ravnoteža, mora se mijenjati izmjenični napon rotora, a time i brzina vrtnje motora. Budući da napon rotora pada s porastom brzine vrtnje, pada i napon izmjenjivača s porastom brzine vrtnje. Za najviši napon izmjenjivača, kojem odgovara kut upravljanja od približno $150^{\circ}el$, postiže se najniža brzina vrtnje motora. Pri nazivnoj brzini vrtnje motora napon rotora i napon izmjenjivača su blizu nuli, što odgovara kutu upravljanja od $90^{\circ}el$.

Transformator, preko kojega je izmjenjivač priključen na mrežu, potreban je da bi izmjenjivaču doveo toliki napon napajanja da može održavati ravnotežu napona rotora pri najnižoj brzini vrtnje motora.

Podsinkrona kaskada može se naknadno dodati postojećem kolutnom motoru, ako se za to pojavi potreba.

4.2.6. Regulacija brzine promjenom broja pari polova

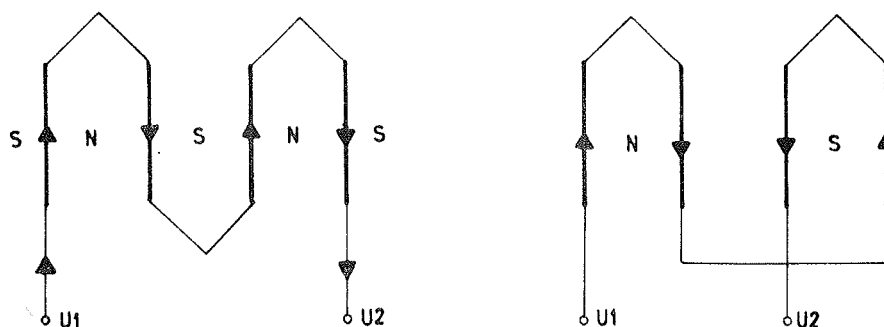
Opisane metode osiguravaju kontinuiranu regulaciju brzine vrtnje, dok promjena broja pari polova mijenja brzinu vrtnje u skokovima.

Ovaj princip je primjenljiv na kolutni i kavezni motor ali se primjenjuje samo na kavezni. Naime, prilikom promjene broja pari polova kolutnog motora, uz prespajanje namota statora treba prespojiti i namot rotora. Za ovo bi trebao veći broj prstenova na rotoru, što bi dodatno kompliciralo izvedbu motora. Kod kaveznog motora dovoljno je prespojiti namot statora. Njegov rotor se prilagođava bilo kojem broju pari polova.

Promjena broja pari polova izvodi se na tri načina:

1. U utore statora ugrađena su dva ili više nezavisna namota, koji imaju različiti broj polova.
2. Namot statora izveden je tako da je omogućeno njegovo prespajanje, a time i promjenu broja pari polova.
3. Kombinacijom dva prethodna načina.

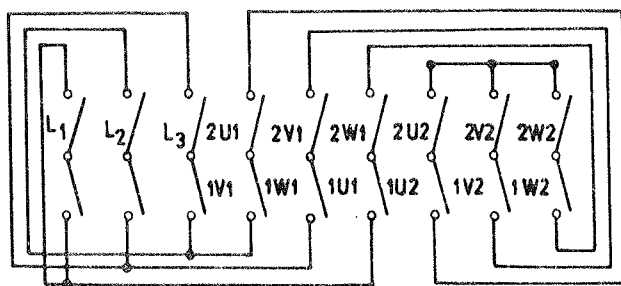
Posebno ćemo se osvrnuti na prespajanje namota. Tu zamisao prvi je predložio Dahlander 1897. godine. Smisao prespajanja prikazan je razvijenom shemom jedne faze namota sa $q=1$ (slika 4.21) Na shemi a) redoslijed spajanja svih vodiča jedne faze je takav da smjerovi struja u pojedinim utorima ostvaruju četveropolni magnetski krug.



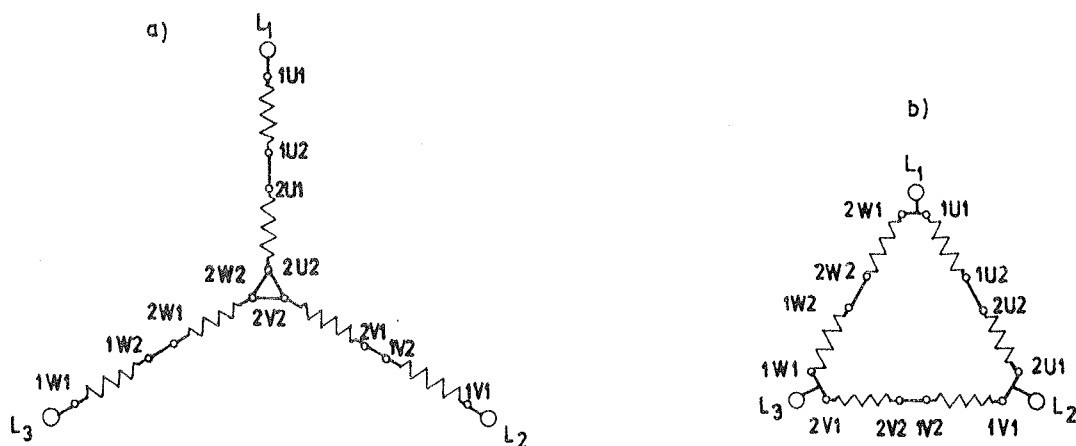
Sl. 4.21. Shematski prikaz Dahlanderovog principa

Na shemi b) je prikazan isti, ali prespojeni namot. Sada smjerovi struja ostvaruju dvopolni magnetski krug.

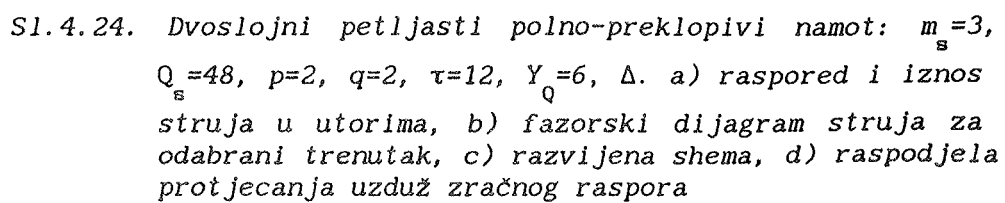
Dahlanderov spoj mijenja broj pari polova u omjeru 1:2. Da bi se mogao mijenjati broj pari polova preklapanjem namota, svi fazni namoti trebaju biti podijeljeni na dva dijela. Time svaka faza izlazi na priključnu pločicu sa četiri kraja. Ukupno 12 krajeva (tri fazna namota) i tri fazna priključka s mrežom dovode se na preklopku. Ako se od preklapljenog namota traži da pri obje brzine ostvaruje na osovini približno jednaki okretni moment, namot s manjim brojem pari polova se spaja u trokut. Preklopka koja istovremeno preklapa broj pari polova i spoj Y/ Δ prikazana je na slici 4.22. Na slici 4.23. prikazane su sheme spoja: a) spoj u zvijezdu (manja brzina vrtnje) i b) spoj u trokut (veća brzina vrtnje) kako ih istvaruje preklopka sa slike 4.22.



S1. 4.22. Preklopka za preklapanje polova i spoja Y/ Δ



S1. 4.23. a) spoj Y, već broj pari polova, b) spoj u Δ , manji broj pari polova



Kao primjer razrađeno je preklapanje trofaznog dvoslojnog petljastog namota. Stator sadrži $Q_s=48$ utora. Na slici 4.24. prikazana je razvijena shema četveropolnog namota, $p=2$. Polni korak $\tau=12$ utora, broj utora po polu i fazi $q=4$ i korak namota $Y_Q=\tau/2=6$ utora.

Namot svake faze izrađen je od četiri zone od kojih su dvije i dvije međusobno trajno serijski spojene. Na priključnu pločicu iz prve faze izlaze krajevi 1U1-1U2 i 2U1-2U2, iz druge 1V1-1V2 i 2V1-2V, a iz točke 1W1-1W1-1W2 i 2W1-2W2. Da bi se u utorima koje zauzima jedna faza dobio takav smjer struje koji će ostvariti četveropolni namot međusobno su spojene stezaljke 1U2 - 2U2, 1V2 i 2V2, 1W2 i 2W2. Kao i stezaljke 1U1 i 2W1, 1V1 i 2U1, 1W1 i 2V.

Trofazni priključak s mrežom izveden je preko vezanih stezaljki 1U1 i 2W1 itd. što je prikazano na shemi 4.23b) i razvijenoj shemi 4.24.

Slika 4.24 sadrži:

- a) smještaj vodiča pojedinih faza u utore, iznose struja u pojedinim vodičima svakog utora i ukupnu struju svih utora u trenutku kada je struja prve faze maksimalna.
- b) fazorski dijagram struja za promatrani trenutak
- c) razvijena shema i međusobni spoj stezaljki za četveropolni namot sa spojem u trokut
- d) promjenu trofaznog protjecanja uzduž cijelog zračnog raspora.

Na slici 4.25 sve je ponovljeno za isti stator čiji je namot preklopljen na osam polova sa spojem u zvijezdu. Pri tome su međusobno spojene stezaljke: 1U2 i 2U1, 1V2 i 2V1, 1W2 i 2W1. Zvjezdište sačinjava međusobni spoj stezaljki 2U2, 2V2 i 2W2. Priključak na mrežu izvodi se preko stezaljki 1U1, 1V1 i 1W1.

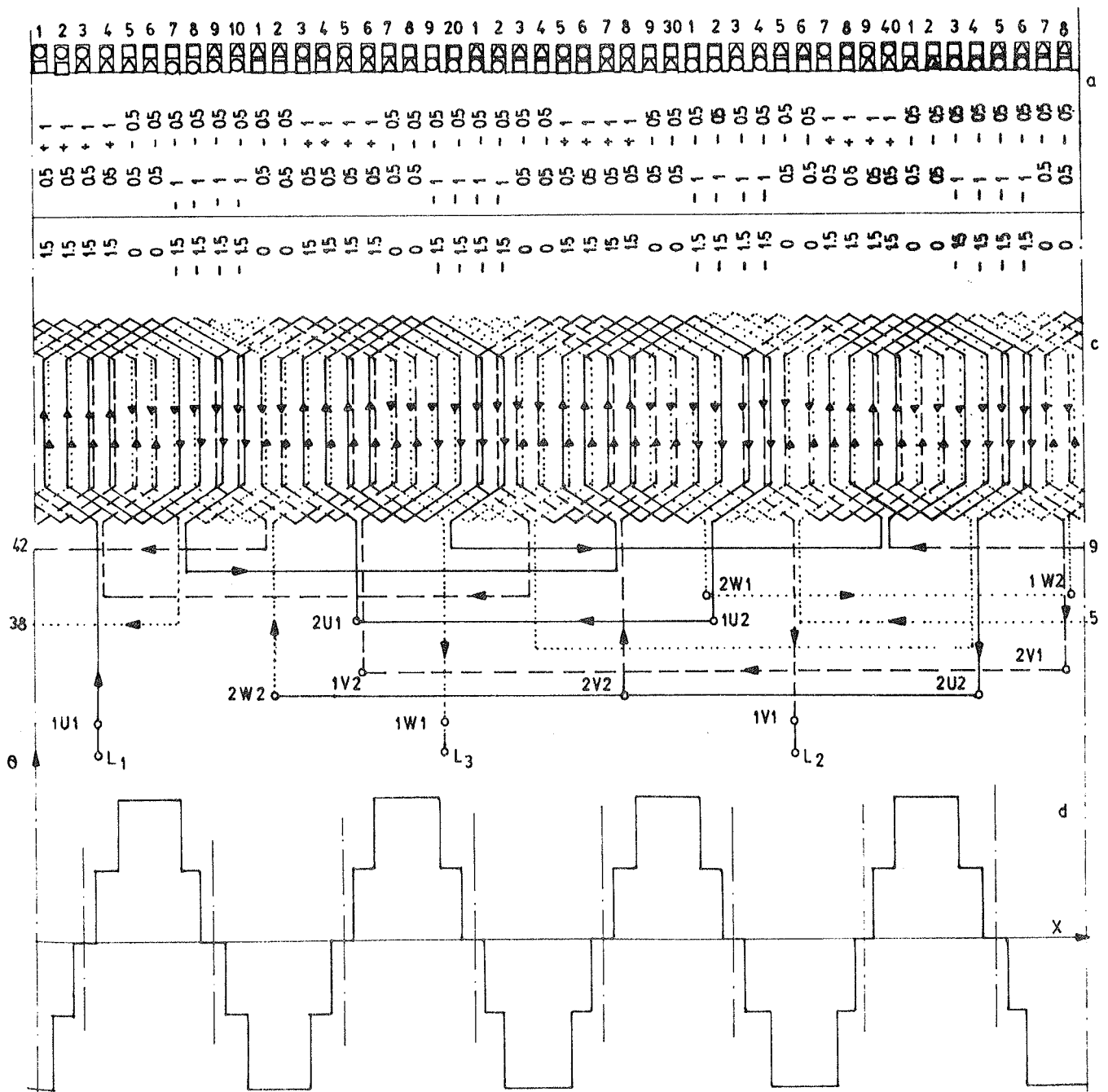
Okretni moment će biti jednak za četveropolni i osmopolni spoj ako im je omjer amplituda indukcije $B_{m14}/B_{m18}=1$. Za odabrani primjer ovaj omjer se može odrediti iz omjera induciranih napona. Općenito vrijedi:

$$E_s = 4,44 N_s k_{ws} f_s \Phi$$

gdje je: $\Phi = B_{sr} \cdot \tau \cdot \ell$

$$B_{sr} = \frac{2}{\pi} B_{m1}$$

$$\tau = \frac{d_s \pi}{2p}$$



Sl. 4.25. Namot iz slike 4.22 preklopljen na $p=4$ i zvijezdu

pa se za inducirani napon može pisati:

$$E = 4,44 N_s k_{ws} f_s \frac{B_{m1} d \ell}{p}$$

Inducirani napon za četveropolni (E) i osmopolni preklopljeni namot (E') imaju različite iznose za k_{ws} , B_{m1} i p.

Omjer induciranih napona za osmopolni i četveropolni stroj daje:

$$\frac{E'}{E} = \frac{k'_{ws} B'_{m1} p}{k_{ws} B_{m1} p'}$$

a odatle se za omjer indukcija dobije:

$$\frac{B_{m1}}{B'_{m1}} = \frac{E}{E'} \frac{k'_{ws} p}{k_{ws} p'}$$

Ako je linijski napon za spoj namota u trokut i zvijezdu jednak, omjer faznih napona za trokut i zvijezdu je $\sqrt{3}$, a faktori namota:

$$k_{ws} = 0,677$$

$$k'_{ws} = 0,836$$

Faktor namota za preklopljeni namot k'_n ne može se odrediti formulom (1.28) nego iz poligona induciranih napona.

Na osnovu gornjeg izlazi omjer indukcija:

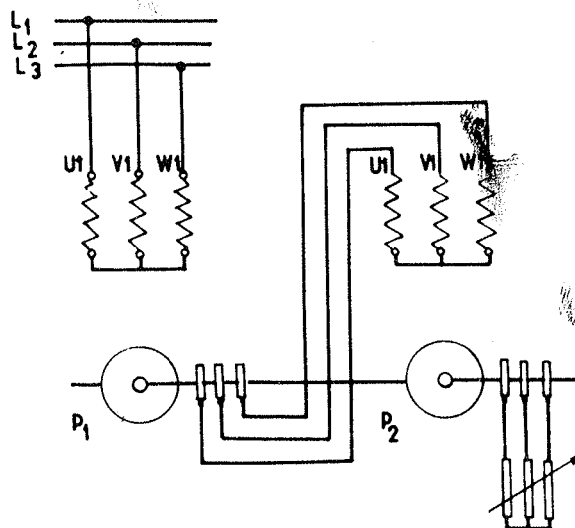
$$\frac{B_{m1}}{B'_{m1}} \sqrt{3} \frac{0,836}{0,677} \frac{2}{4} = 1,07 \approx 1$$

Ako bi se tražilo da motor nakon preklapanja zadrži istu snagu, trebalo bi biti:

$$\frac{B_{m1}}{B'_{m1}} \approx \frac{p}{p'}$$

4.2.7. Regulacija brzine kaskadnim spojem

Ovdje ćemo razmotriti kaskadni spoj dvaju kolutnih asinhronih strojeva (slika 4.26) koji potječe još iz 1893. godine.



Sl. 4.26. Kaskadni spoj dva ju kolutnih asinkronih strojeva

Osovine oba motora izravno su povezane tako da se oba motora vrte istom brzinom.

Stator motora 1 priključen je na mrežu, a statot motora 2 napaja se iz rotora motora 1 naponom frekvencije $s_1 f_1$. Rotorski otpornik motora 2 služi za pokretanje kaskade. Za brzinu vrtnje oba motora može se pisati:

$$n = \frac{60 f_1}{p_1} (1-s_1) = \frac{60 s_1 f_1}{p_2} (1-s_2) \quad (4.34)$$

Nakon pokretanja rotorski otpornik drugog motora se isključi a rotorski namot se kratko spoji. Pri tome je klizanje s_2 vrlo malo pa se smije zanemariti. Ako se dakle uzme da je $s_2=0$, iz (4.34), izlazi:

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

odnosno:

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

Ako se ovo klizanje zamijeni u (4.34) izlazi:

$$n = \frac{60 f_1}{p_1 + p_2} \quad (4.35)$$

Nalazimo da se pomoću kaskade mogu ostvariti tri različite brzine.

Osim brzine (4.35), ako se s mreže isključe prvi ili drugi motor, dobiju se nove:

$$n = \frac{60 f_1}{p_1} \quad \text{ili} \quad n = \frac{60 f_1}{p_2}$$

Snaga okretnog polja prvog motora P_{okr} predaje se u dva dijela osovini. Prvi dio se, u obliku mehaničke energije predaje neposredno na osovinu stroja i iznosi:

$$P'_2 = P_{okr} \frac{n}{n_1}$$

Drugi dio proporcionalan je klizanju:

$$P''_2 = P_{okr} \frac{n_1 - n}{n_1}$$

i predaje se osovini preko drugog motora u obliku električne snage. Omjer snaga koje se predaju osovini na oba načina je:

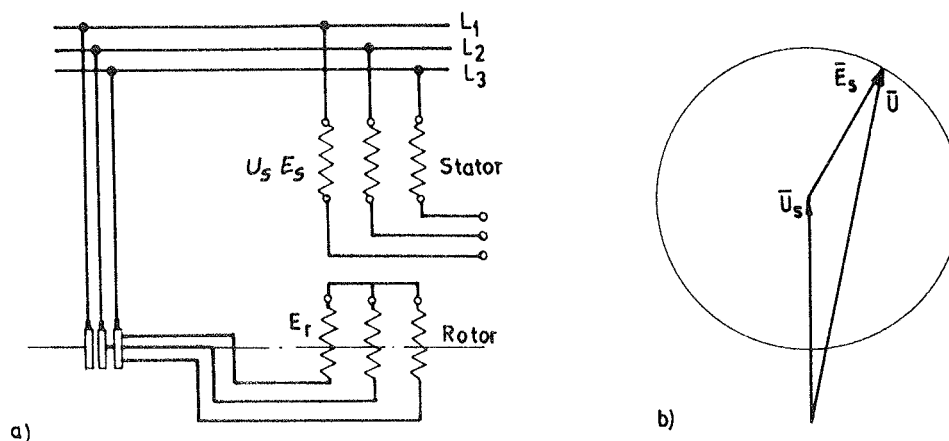
$$\frac{P'_2}{P''_2} = \frac{n}{n_1 - n} = \frac{p_1}{p_2} \quad (4.36)$$

Kaskada uzima iz mreže veću jalovu snagu da bi se magnetizirala oba stroja pa je zbog toga povećana struja praznog hoda. Nadalje, zbog serijskog spoja dvaju strojeva veća je impedancija kratkog spoja, a struja je kratkog spoja manja. To dovodi do smanjenja faktora snage i prekretnog momenta kaskade prema istim podacima za jedan motor. Opisano tehničko rješenje nema nekog posebnog značaja za primjenu u novijim elektromotornim pogonima.

4.3. Neki specijalni slučajevi izvedbe i rada asinkronog stroja

4.3.1. Zakretni transformator

Prema poglavlju 2.3. zakočeni kolutni motor s otvorenim namotom rotora, ponaša se kao transformator. Promjena položaja rotora za kut α izaziva među induciranim naponima statora i rotora pomak za isti električni kut, za koji se zakrenuo rotor. Ova svojstva asinkronog stroja koriste se za izradu tzv. zakretnog transformatora, koji nalazi široku primjenu tamo gdje treba lako i u širokom opsegu podešavati iznos izmjeničnog napona. Spoj namota s mrežom je tako izveden, da se na izlaznim stezaljkama dobije fazorska suma napona statora $\bar{U}_s$ i inducirano napona statora $\bar{E}_s$ (u praznom hodu). Kod opterećenog zakretnog transformatora, pad napona je veći nego kod standardnog transformatora, jer je veći rasipni tok.



Sl. 4.27. Zakretni transformator: a) principna shema spoja, b) fazorski dijagram napona jedne faze

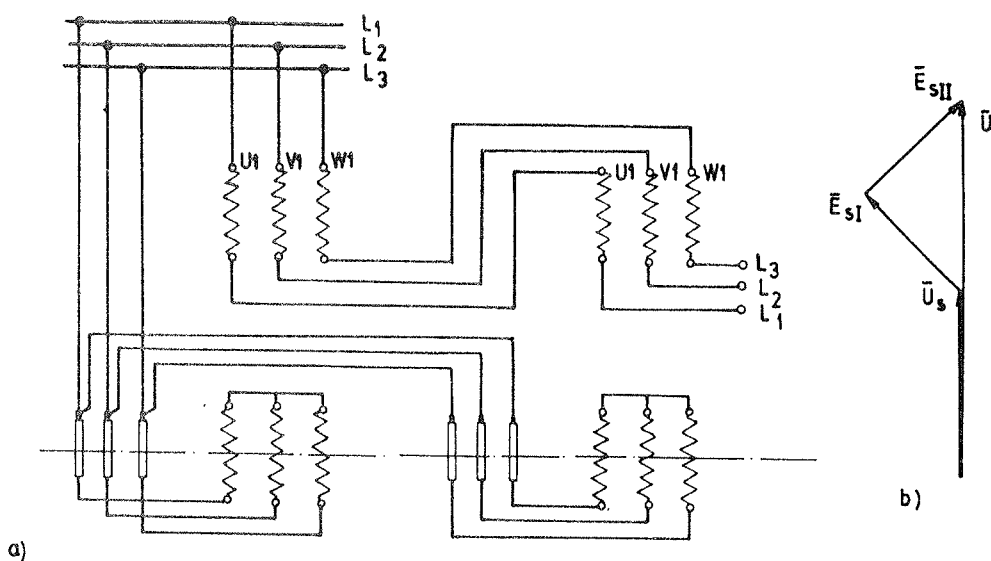
Kao zakretni transformator koristi se kolutni stroj, koji se spaja prema slici 4.27a, pri čemu se ostvaruje podešavanje napona u rasponu od

$$U_{\max} = U_s + E_s \quad \text{do} \quad U_{\min} = U_s - E_s$$

Donja granica područja podešavanja napona je pad napona na rotorskoj impedanciji, a gornja približno $2U_s$.

Ovdje se javlja jedno praktično pitanje; kako zakočiti rotor, a da se istovremeno može lako zakretati za potrebe podešavanja napona. U tu svrhu se koristi pužni vijak, kojega motor svojim momentom ne može zakrenuti, a s vanjske strane se može zakretati manjom silom. Za kontrolirani pomak položaja rotora koristi se servo motor.

Pogledom na sliku 4.27b vidi se da se promjenom napona na izlazu zakretnog transformatora mijenja i kut reguliranog napona prema naponu mreže. Ako se želi to izbjeći, treba uzeti dva identična stroja i mehanički spojiti pogonske strane njihovih osovina. Identični električni spoj s mrežom (slika 4.28) ostvaruje kod oba stroja okretno polje istog smjera (1). Kada se izvana zakrenu rotor, jedan ide udesno, a drugi ulijevo. Analogni je pomak i fazora induciranih napona. To ima za posljedicu da suma napona $\bar{U}_s$, $\bar{E}_{sI}$ i $\bar{E}_{sII}$ stoji kolinearano s naponom $\bar{U}$ što znači da će se strojevi međusobno kočiti.



Sl.4.28. a) Shematski spoj dva zakretnih transformatora na istoj osovini, b) dijagram jednofaznih napona

Prema slici 4.28b regulacija u praznom hodu se vrši u granicama:

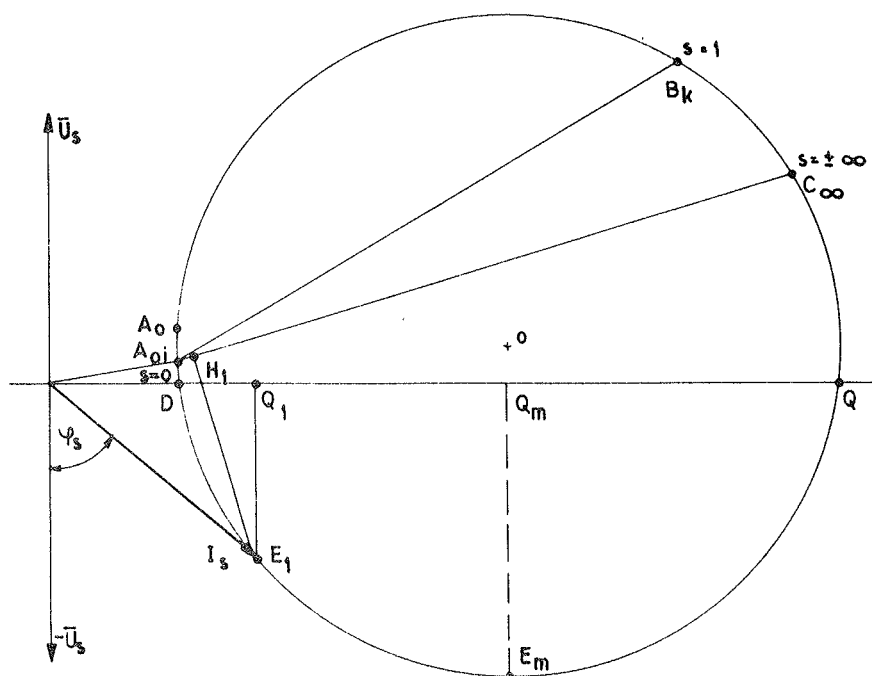
$$U_{\max} = U_s + E_{sI} + E_{sII}$$

$$U_{\min} = U_s - E_{sI} - E_{sII}$$

4.3.2. Asinkroni generator

Već ranije je pokazano da asinkroni stroj, ako se pogoni drugim strojem, brzinom većom od sinkrone ($s < 0$) radi kao generator. To područje rada asinkronog stroja prikazano je na kružnom dijagramu kao donji dio krivulje (slika 4.29) između točaka $A_{o1}(s=0)$ i $C_{\infty}(s=-\infty)$. Kroz cijelo područje rada ($-\infty < s < +\infty$) asinkroni stroj je priključen na mrežu i od nje uzima uzbudu. Međutim, kada radi kao generator, tada svoju radnu snagu predaje mreži. Dakle, da bi stroj radio kao generator, treba imati na raspolaganju mrežu koju napaja drugi izvor, npr. sinkroni generator. Ovo se može uzeti kao nedostatak asinkronog generatora, ali i kao kvalitet što može raditi paralelno s drugom mrežom. Nedostatak mu je to što mrežu opterećuje induktivnom (jalovom) strujom, kao i to što ne smije naglo ostati bez opterećenja u mreži jer pri tome dolazi do pobjega.

Radi uvida u rad asinkronog generatora, vratimo se kružnom dijagramu.



Sl. 4.29. Određivanje veličina asinkronog generatora iz kružnog dijagrama

Na slici 4.29, točka A_0 odgovara praznom hodu motora. Pri tome stroj uzima iz mreže radnu snagu koja je potrebna da se pokriju gubici praznoga hoda. Točka A_{o1} predstavlja sinkronizam, $s=0$. Tada iz mreže stroj uzima radnu snagu potrebnu da se pokriju gubici u bakru statora $3R_s I_o^2$ i gubici u željezu. Mehanički gubici su pokriveni pogonskim strojem. Kada vektor struje dođe u točku D sve gubitke pokriva pogonski stroj, a struja iz mreže služi samo za magnetiziranje. Ako se preko osovine preda još veća snaga, razvijeni okretni moment prevodi stroj u generatorsko područje. Struja prema naponu mreže zatvara kut veći od $\pi/2$. Može se uzeti da je kut φ manji od $\pi/2$, ali prema negativnom naponu mreže. Tako snaga primi negativni predznak, što znači da radna snaga ide od stroja k mreži.

Ova snaga određuje se iz

$$P_2 = m_s U_s \overline{E_1 Q_1}$$

Dužina $\overline{E_1 Q_1}$ data je u mjerilu za struju.

Pravac DQ je linija korisne snage generatora.

Priroda promjene snage u funkciji promjene klizanja za generator prikazana je na slici 2.9. Iz slike 4.29 vidi se da snaga raste do točke E_m gdje ima vrijednost $P_{2m} = m_s U_s \overline{E_m Q_m}$. Daljnjim porastom brzine korisna snaga pada da bi u točki Q primila vrijednost nula.

Pravac $\overline{A_{o1} C_\infty}$ je linija momenta, određuje moment potreban za pogon generatora. Taj moment je:

$$M = \frac{m_s U_s}{\omega_s} \overline{E_1 H_1}$$

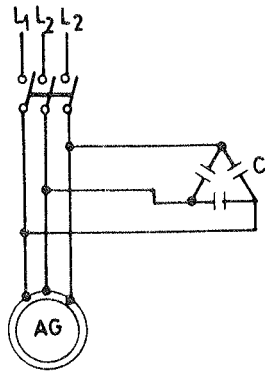
a elektromagnetska snaga pri tom momentu je:

$$P_1 = \omega_s M = m_s U_s \overline{E_1 H_1}$$

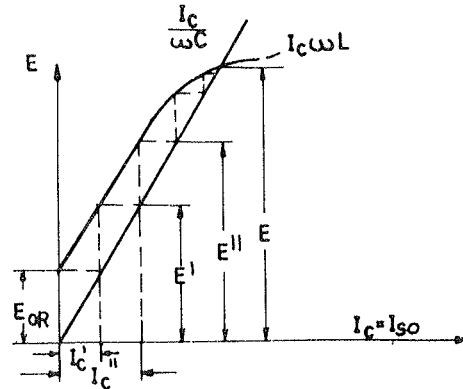
mjerilo za $\overline{E_1 H_1}$ je mjerilo struje.

Samostalan rad generatora moguć je ako se osigura uzbuda generatora. To se postiže:

1. samouzbudom generatora uz pomoć kondenzatora (slika 4.30).
2. uzбудom stroja sa strane rotora strujama niske frekvencije. Kao izvor uzbudne struje služi specijalni kolektorski stroj izmjenične struje,



Slika 4.30. Shema spoja samouzbuđivanja asinkronog generatora pomoću kondenzatora



Slika 4.31. Grafičko određivanje uvjeta samouzbuđivanja asinkronog generatora

Princip samouzbuđivanja pomoću kondenzatora vidi se iz kružnog dijagrama (slika 4.29). Struja magnetiziranja prethodi naponu generatora $-U_s$, za $\pi/2$. Isto tako struja kondenzatora prednjači tom naponu $\pi/2$ čime ima isto svojstvo kao struja magnetiziranja.

Na slici 4.31. prikazana je karakteristika praznog hoda generatora $I_{s0} = f(U_{s1})$, pri $f = \text{konst.}$ i zavisnost struje kondenzatora od napona na stezaljkama stroja $I_c = f(U_s)$. U praznom hodu $I_{s0} = I_c$.

Najprije generator treba dovesti na sinkronu brzinu $n_s = 60f_s/p$, a zatim ga priključiti na kondenzatore. Pri tome će se pojaviti elektromotorna sila E_{0R} koja je inducirana remanentnim poljem rotora i koja će kroz kondenzatore izazvati struju I_c' . Kako ova struja prolazi i namotom statora, povećat će njegov inducirani napon na iznos E' . Ovaj napon povećat će struju kondenzatora na vrijednost I_c'' koja će još više magnetizirati generator i povećati inducirani napon na E'' . Proces samouzbuđivanja se nastavlja do presjeka zadanih karakteristika na slici 4.31. Tada se ima ravnoteža napona generatora i kondenzatora:

$$I_c \omega L_s = \frac{I_c}{\omega C} \quad (4.37)$$

gdje je L_s induktivitet statora asinkronog generatora,

C kapacitet kondenzatora reduciran na jednu fazu.

Zavisnost induktiviteta generatora i kapaciteta potrebnog za uzбудu generatora za zadanu frekvenciju f dobije se iz

$$LC = \frac{1}{\omega^2} \quad (4.38)$$

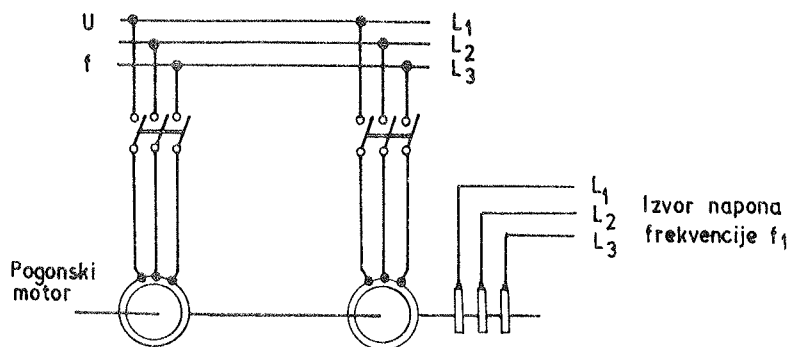
Uz konstantnu brzinu vrtnje, prilikom opterećenja generatora nešto se promijeni napon.

4.3.3. Asinkroni stroj kao pretvarač frekvencije

Kada se kolutni asinkroni stroj (sl.4.32), koji je priključen na mrežu frekvencije f vrti pomoću dugog motora brzinom n u suprotnom smjeru okretnog polja statora ($s > 1$), njegov rotorski namot se ponaša kao izvor napona frekvencije f_1 koja je veća od frekvencije mreže:

$$f_1 = \frac{(n_1 + n)p}{60} = s \cdot f \quad (4.39)$$

Ako bi se rotor vrtio brzinom $n=n_s$, dobio bi se napon čija bi frekvencija bila jednaka dvostrukoj frekvenciji mreže.



Sl. 4.32. Shema asinkronog pretvarača frekvencije

Snaga P_2 koju namot rotora daje preko kliznih prstenova mreži, dolazi dijelom iz vlastitog statora elektromagnetskim putem, a dijelom putem pretvorbe mehaničke snaga koju predaje pogonski stroj. Za snagu P vrijedi:

$$P_2 = m_r E_{rs} I_2 \cos \psi_r$$

a budući da je $E_{rs} = sE_{ro}$, može se napisati:

$$P_2 = m_r E_{ro} I_r \cos \psi_r + m_r E_{ro} (s-1) I_r \cos \psi_r = P_{okr} + P_{meh} \quad (4.40)$$

Na osnovi (4.40) može se odrediti omjer snage dobivene putem oketnog polja i one koja se dobije mehaničkom pretvorbom:

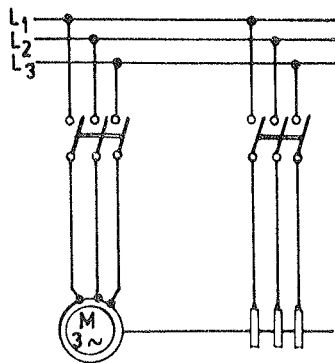
$$\frac{P_{okr}}{P_{meh}} = \frac{1}{s-1} \quad (4.41)$$

Kada je $s=2$, tada je $f_1 = 2f$ a $P_{okr} = P_{meh}$.

Kada se kao pogonski stroj koristi asinhroni motor, frekvencija napona na kliznim kolutima je 100 Hz. Ako je pogonski stroj istosmjerni motor, brzina se može kontinuirano mijenjati pa je moguće regulirati frekvenciju u području 50 do 100 Hz.

4.3.4. Dvostruko napajani asinkroni stroj

Pod dvostrukim napajanjem podrazumijeva se napajanje statorskog i rotorskog namota iz istog izvora. Pri tome namoti međusobno mogu biti spojeni serijski i paralelno (slika 4.33).



Sl.4.33. Paralelno spojeni namoti dvostruko napajanog motora

Sistem djeluje uz uvjet da relativna brzina vrtnje osnovnih harmonika statorskog i rotorskog polja bude jednaka nuli. Ako statorsko protjecanje rotira brzinom n_s , protjecanje rotora brzinom n_r , a sam rotor brzinom n , uvjet se postiže kada je $n + n_r = n_s$.

Kod mirujućeg rotora vrijedi $\pm n_s = n_r$. Znak (+) vrijedi kada statorsko i rotorsko protjecanje idu u istom smjeru a znak (-) u obratnom smjeru. Prema tome se dobije:

$$n = n_s - (\pm n_s) \quad (4.42)$$

To znači da će protjecanja statora i rotora ići zajedno samo kod nepokretnog rotora ili dvostruke sinhronne brzine rotora.

Pri $n=0$ asinhroni stroj je promjenljivi induktivni svitak.

Pri $n=2n_s$ dvostruko napajani asinhroni stroj radi kao sinhroni. Nezavisno o teretu brzina rotora je konstantna i iznosi $2n_s$.

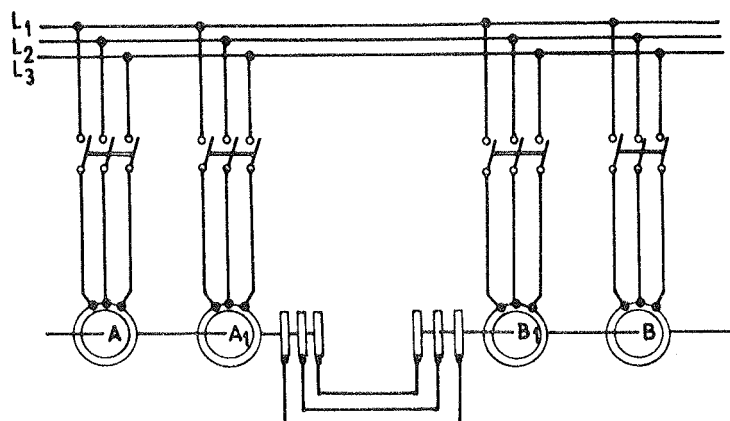
Dvostruko napajani stroj može se pokrenuti samo pomoću drugog stroja i to tako da se dovede na dvostruku sinkronu brzinu $n=2n_s$, što mu je nedostatak.

4.3.5. Električna osovina

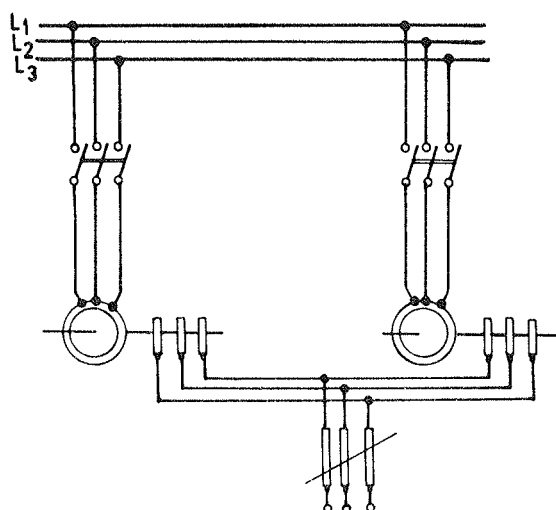
Pod pojmom "električna osovina" podrazumijeva se električna povezanost dvaju udaljenih mehanizama koji se moraju vrtiti istovremeno, sinhrono. Električna osovina može se ostvariti pomoću sinkronih strojeva ili asinkronih dvostruko napajanih strojeva koji rade u sinkronizmu.

Na slici 4.34 prikazan je primjer električne osovine.

A i B su pogonski motori koje treba spojiti električnom osovinom. A_1 i B_1 su pomoćni motori, pri čemu su A i A_1 odnosno B i B_1 na istim osovinama. Rotorski namoti strojeva A_1 i B_1 međusobno su spojeni u protuspoju. Prilikom strogo suglasne vrtnje motora A i B, suma je induciranih napona u krugu rotora jednaka nuli, pa kroz ove namote ne teče struja.



Sl. 4.34. *Primjer električne osovine s dvostruko napajanim motorima*



Sl. 4.35. *Shema električne osovine bez pomoćnih strojeva na osovini motora. Uz ovu shemu vezani su veliki gubici u rotorskom otporniku*

Ako se naruši ravnoteža tako da se poveća teret motora A, pada brzina njegova rotora. Zbog toga se poremeti ravnoteža induciranih napona rotora i počinje teći struja njihovim namotima. Ova struja stvara okretne momente u strojevima A_1 i B_1 . Moment stroja A_1 povećat će moment na svojoj osovini, a moment stroja B_1 slabit će moment na svojoj osovini. Na taj način brzine strojeva A i B ostaju jednake.

Električna osovina se može ostvariti i bez pomoćnih strojeva, (slika 4.35), ali se sinhronizam ostvaruje samo pri većim teretima.

4.3.6. Rad asinkronog motora uz neregularne uvjete

Čest je slučaj da asinkroni motori rade u uvjetima koji su različiti od onih za koje su projektirani. Ta stanja su najčešće promjena napona mreža, promjena frekvencije, nesimetrija napona i drugo.

Prilikom rada motora s naponom koji je različit od nazivnog napona, mijenja se zasićenje, pri čemu struja magnetiziranja raste brže od napona. Nadalje, zasićenje djeluje i na rasipni induktivitet. Njegovim porastom rasipni induktivitet pada.

Prije smo utvrdili da se okretni moment motora mijenja proporcionalno s kvadratom napona. Ali ova konstatacija nije sasvim točna, jer moment zavisi i o rasipanju, koje se mijenja s naponom. Kako nema jednostavnih analitičkih zavisnosti između statorskog napona i radnih karakteristika motora, radi razmatranja utjecaja promjena napona na njegova radne svojstva, poslužiti ćemo se rezultatima mjerenja za dva motora:

- kavezni motor "KONČAR" 6AZ 112M-2; 4kW, 380V, Δ , 50Hz, $p=1$
- kavezni motor 3,7kW, 215V, Δ , 50Hz, $p=3$ (preuzeto iz [3])

Na slici 4.36 za motor "KONČAR" prikazane su vrijednosti M , I_g , P_g , $\cos\varphi$, s i η u funkciji napona U_g , pri čemu je $M \approx M_n$.

Na slici 4.37. prikazane su vrijednosti P_1 , I_g , $\cos\varphi$, η i s u funkciji napona U_g za $M=0,5 M_n$ (preuzeto iz [3]).

Iz rezultata se može zaključiti o utjecaju promjena napona mreže na radne karakteristike asinhronog motora.

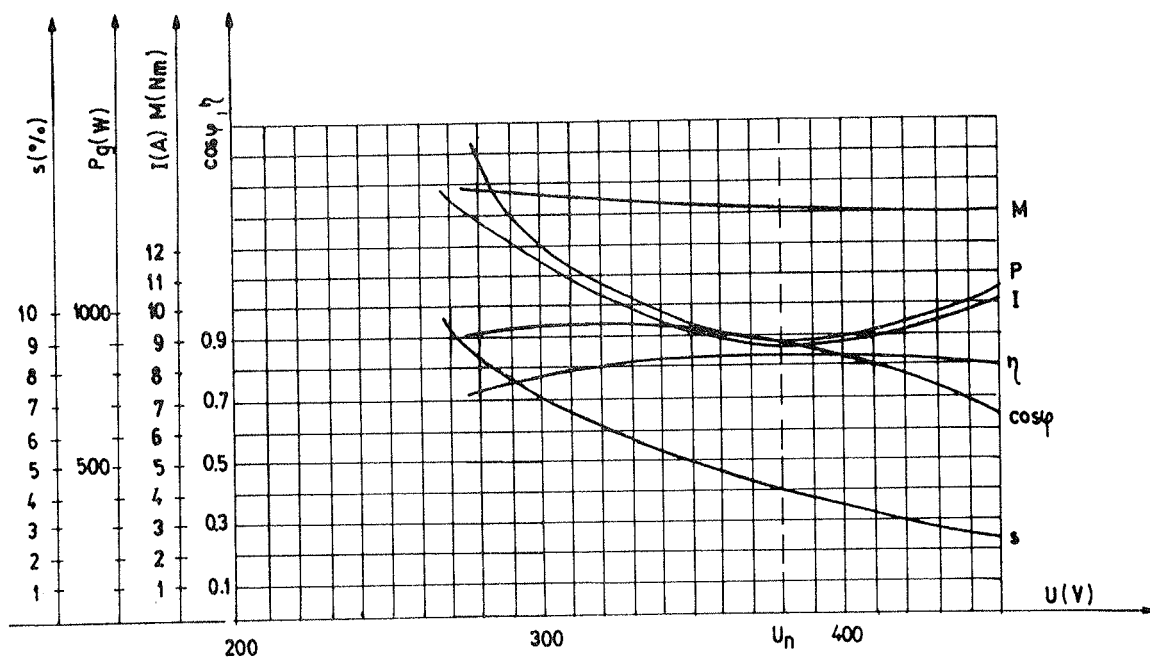
Sníženje napona se manifestira kao:

- poboljšanje faktora snage $\cos \varphi_g$
- povećanje klizanja
- promjena korisnosti
- povećanje gubitaka u namotima

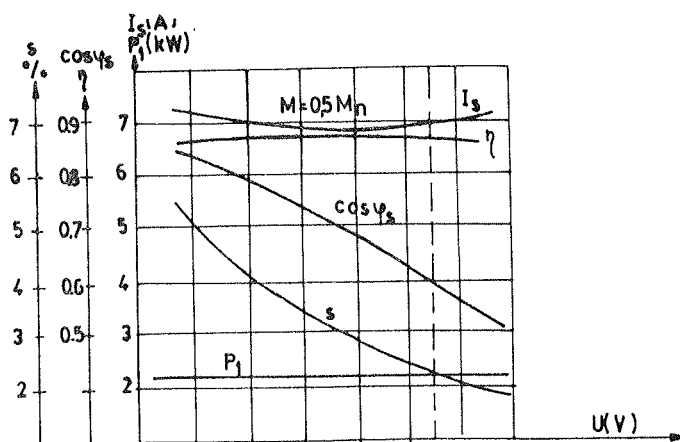
- smanjenje struje magnetiziranja i gubitaka u željezu
- povećanje struje statora i rotora.

Povećanje napona se manifestira kao:

- povećanje struje magnetiziranja i gubitaka u željezu.
- smanjenje klizanja
- pogoršanje faktora snage $\cos \varphi_s$
- korisnost se praktično ne mijenja.



Sl. 4.36. Karakteristike asinkronog motora u funkciji napona pri $M \approx M_n$



Sl. 4.37. Karakteristike asinkronog motora u funkciji napona za $M = 0,5 M$

Iz karakteristika na slici 4.36. nameće se jedan značajan zaključak vezan za eksploataciju motora: Ako su kolebanja napona do $\pm 5\%$, praktično nema ozbiljnih posljedica za motor.

Posebno treba istaknuti svojstvo slabo opterećenog motora, da mu sniženjem napona U_s izrazito raste faktor snage $\cos \varphi_s$. Iz toga izlazi korisna preporuka: prespajanje iz Δ u Y kada je opterećenje ispod 50% nazivnog, smanjuje fazni napon čime se poboljšavaju radne karakteristike. U tablici II dat je primjer promjene veličina prilikom prespajanja motora snage 15 kW.

Pri znatnom snižavanju napona, makar kratkotrajno, znatno poraste struja jer motor nastoji svladati moment tereta. U tim prilikama treba očekivati da će proraditi zaštita i isključiti motor s mreže.

Tablica II

$\frac{M}{M_n}$	spoj namota statora	P_1 (kW)	I_s (A) linijska struja	$\cos \varphi_s$	η
1/4	Δ	5,22	24,5	0,51	0,72
	Y	4,41	12,0	0,85	0,85
1/2	Δ	8,73	30	0,7	0,86
	Y	8,52	23	0,91	0,88

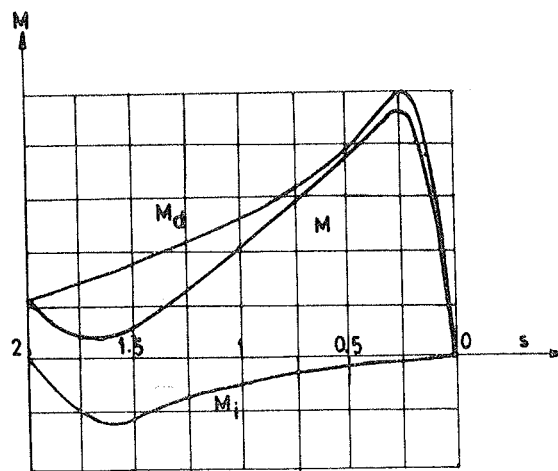
U slučaju nesimetrije primarnog napona rad motora se analizira metodom simetričnih komponenata. U općenitom slučaju, trofazni sistem statorskih nesimetričnih napona može se rastaviti na dva simetrična sistema, jedan direktni i jedan inverzni. Pri tome se radne karakteristike motora dobiju superpozicijom, kao da na stezaljkama motora djeluju dva nezavisna sistema napona - direktni i inverzni. Rezultirajući moment M što ga razvija motor jednak je sumi direktnog M_d i inverznog M_i momenta, prema (4.43).

$$M = M_d + M_i \quad (4.43)$$

Na slici 4.38. prikazana je zavisnost momenata M , M_d i M_i od klizanja za slučaj da je $U_{s1}/U_{sd}=0,5$

Pokusom se pokazuje da su, uz jednaku korisnu snagu, gubici u namotu veći kod nesimetričnog primarnog napona nego kod simetričnog. Nadalje, povećavaju se gubici u željezu za iznos gubitaka u rotoru zbog djelovanja inverznog sistema klizanje inverznog sistema je: $[s_1 = 2-s]$ iz čega izlazi $f_1 \approx 2f$. Nesimetrični sistem primarnog napona smanjuje korisnost motora, te okretni moment na osovini motora.

Naročito smanjuje potezni moment, a kočnog stanja gotovo da i nema. Povećanje gubitaka, kada je opterećenje motora u blizini nazivnog, može izazvati nedozvoljeno zagrijavanje motora.



Sl. 4.38. Okretni momenti M , M_d i M_i pri nesimetričnom naponu

Ako se motor napaja nesinusnim naponom, treba napon rastaviti po Fourieru u red s harmonika. Može se pretpostaviti kao da motor na svojoj osovini ima ν motora s naponima $U_1, U_3, \dots, U_\nu$ i frekvencijama $f_1, f_3 = 3f_1, \dots, f_\nu = \nu f_1$. Navedenim harmonicima napona odgovaraju struje $I_1, I_3, \dots, I_\nu$ od kojih svaka stvara harmonike polja zračnog rasporeda. Što se tiče djelovanja harmonika struje kažimo to da nema efekta zbog djelovanja trećeg i svih harmonika čiji je red djeljiv s tri. To je jedan od razloga da je utjecaj nesinusnog napona mali čak i u slučaju kada krivulja napona dosta odstupa od sinusoide.

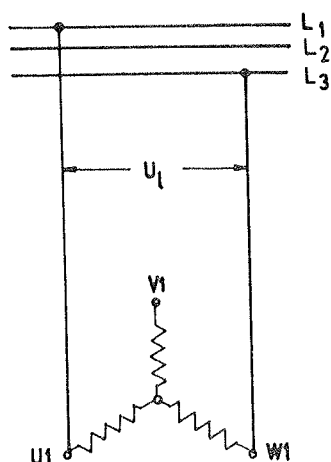
4.4. Jednofazni asinkroni motor

Na mjestima gdje se ne raspolaže s trofaznom mrežom ili ju je teško dovesti, može se upotrijebiti jednofazni motor. Obično je to motor male snage. Po konstrukciji se jednofazni i trofazni motor malo razlikuju. Stator im je isti, ali se za smještaj jednofaznog namota koristi samo 2/3 utora statora. Rotor trofaznog i jednofaznog motora u principu je isti, ali se kod jednofaznog ne preporučuju duboki utori da se smanji kočni moment. Jednofazni motor nastaje i prilikom specijalnog slučaja nesimetrije napona mreže. To je slučaj kada u toku rada trofaznog motora jedna faza ostane bez napona, kao na slici 4.39. gdje je prikazan spoj motora u zvijezdu. Tada dva fazna namota spojena u seriju ostaju priključena na jedan linijski napon, pri čemu ista struja protječe kroz oba namota. Motor će nastaviti s radom pod uvjetom da je njegov okretni moment veći od momenta tereta.

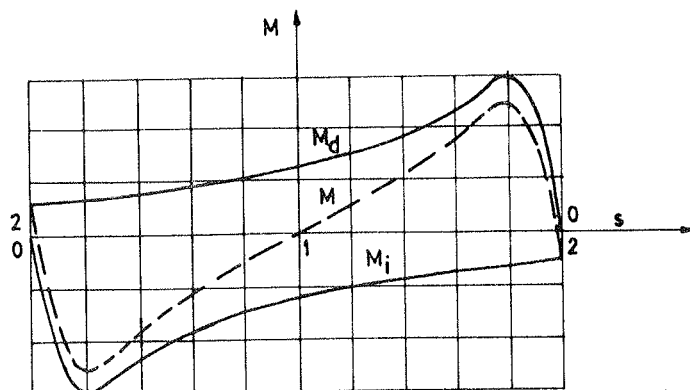
Što pokreće motor, ako znamo da je jednofazno polje pulsirajuće? Objašnjenje se nalazi u tome da se svako pulzirajuće polje može rastaviti na dva jednaka okretna polja suprotnog smjera vrtnje, čije amplitude protjecanja iznose pola amplitude pulsirajućeg protjecanja.

Svako od ovih polja razvija svoj okretni moment. Ovi okretni momenti su međusobno simetrični. Jednakim brzinama ali suprotnog smjera pripada jednaki, li suprotni moment (slika 4.40). Moment kojim radi jednofazni asinkroni motor je rezultirajući: $M = M_d + M_1$.

Iz slike 4.40 vidi se i to da je rezultantni moment kod mirovanja motora ($s=1$) jednak nuli. To znači da jednofazni motor nema poteznog momenta, ne može krenuti sam. Da bi se motor stavio u pogon dovoljno je po svojoj volji u odabranom smjeru pokrenuti motor. Ako se pri tome postigne $M > M_t$, motor se sam od sebe ubrzava do neke brzine.

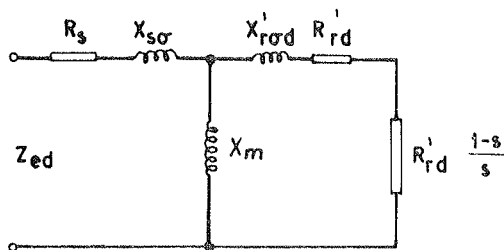


Sl. 4.39. Prikaz spoja motora s mrežom pri nestanku napona jedna faza

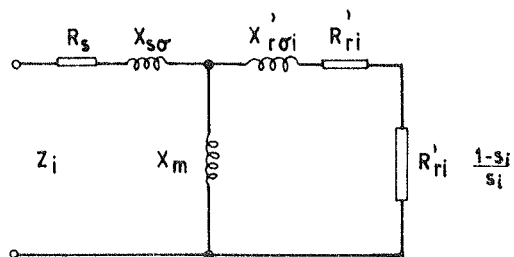


Sl. 4.40. Komponente momenta jednofaznog motora

Djelovanje jednofaznog motora daje se zamisliti i tako da su dva trofazna motora postavljena na istu osovinu, s tim da jedan prema drugom rade sa suprotnom orijentiranim okretnim poljima. Svaki motor ima svoju nadomjesnu shemu i svoje parametre (slike 4.41 i slika 4.42). Nadomjesna shema realnog motora je serijski spoj ovih nadomjesnih shema (slika 4.43).



Sl.4.41. Nadomjesna shema motora s direktnim poljem



Sl.4.42. Nadomjesna shema motora s inverznim poljem

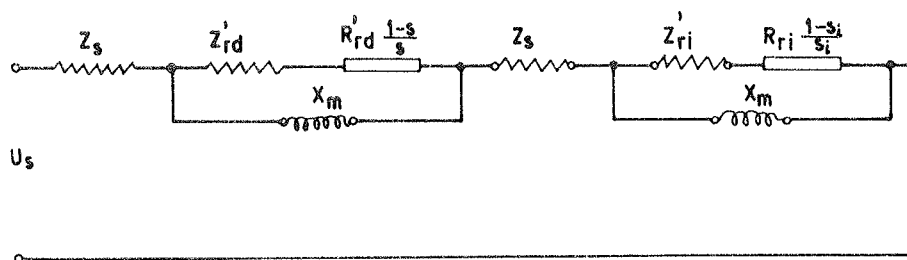
Parametri sekundarne strane fiktivnih namota razlikuju se za vrijeme vrtnje jednofaznog motora, budući da rade s različitim klizanjima (za inverzni smjer, klizanje je nešto manje od 2) pa inverzni sistem ima znatno veće potiskivanje. To znači da ima veći radni otpor rotora i manju rasipnu reaktanciju rotora:

$$R'_{rd} < R'_{ri}$$

i

$$X'_{r\sigma d} < X'_{r\sigma l}$$

Nadomjesna shema jednofaznog motora dobije se kao serijski spoj shema na slici 4.41 i slici 4.42.



Sl. 4.43. Nadomjesna shema jednofaznog motora

4.4.1. Pokretanje jednofaznog asinkronog motora

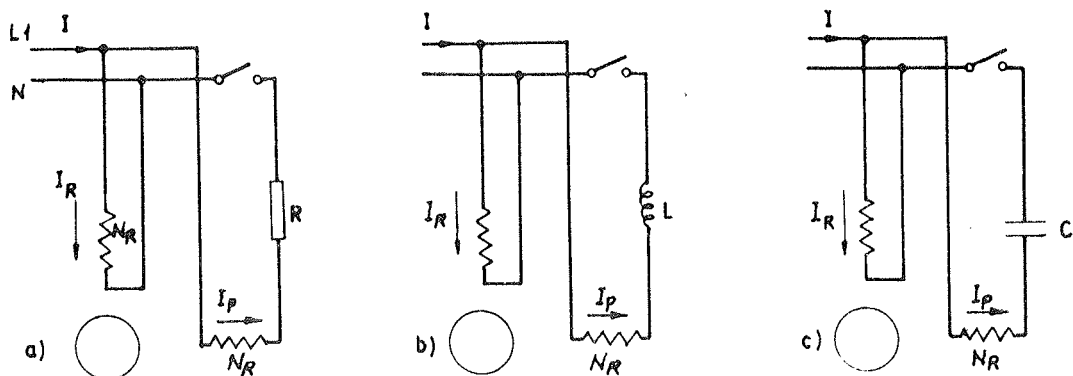
U slučaju potrebe jednofazni motor se može pokrenuti nekom vanjskom silom u željenom smjeru vrtnje, ali s tim se ne smije računati jer je nespretno i opasno za rukovaoca. Zbog toga se motori grade s glavnom i pomoćnom fazom. Namoti ovih dviju faza su prostorno pomaknuti za 90° električnih.

Kako postići vremenski pomak struje glavne i pomoćne faze? Za slučaj paralelnog spajanja namota glavne i pomoćne faze, nema pomaka ako su im radne i induktivne komponente impedancija razmjerne. Do pomaka će doći ako se promijeni iznos radnog otpora ili reaktancije pomoćne faze. To se može postići dodavanjem:

- a) omskog otpora R ,
- b) induktiviteta L ,
- c) kapaciteta C

što je prikazano na slici 4.44.

Kada za pokretanje nije potreban veći potezni moment može se koristiti radni otpor, što je najjeftinije rješenje. Može se već kod namatanja upotrijebiti za pomoćnu fazu žica s većim otporom (na primjer mjedena žica) što zadovoljava pokretanje u praznom hodu.



Sl. 4.44. Dodavanje u strujni krug pomoćne faze

a) radnog otpora R , b) induktiviteta L , c) kapaciteta C

U praksi je raširena upotreba kondenzatora u strujnom krugu pomoćne faze. Upotreba kondenzatora može biti dvojaka:

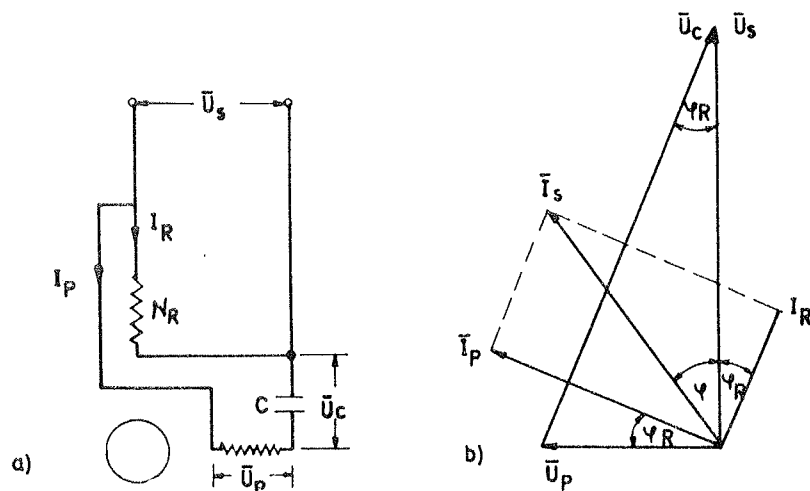
- pomoćna faza i kondenzator u funkciji su samo za vrijeme pokretanja. Nakon pokretanja, strujni krug s kondenzatorom se isključuje s mreže,
- kondenzator i pomoćna faza trajno su priključeni na mrežu. Na taj način motor radi kao dvofazni. Takav motor naziva se kondenzatorski motor.

4.4.2. Kondenzatorski motor

Glavna i pomoćna faza, prostorno su razmaknute na statoru za 90° . Za određenu snagu motora moguće je odabrati toliko kapacitet kondenzatora, da se postigne i najpovoljniji vremenski pomak -90° . Tada motor ima simetrično okretno polje. Time se postiže i najveći potezni moment koji može biti do 3,5 puta veći od nazivnog. Pri tome vrijedi fazorski dijagram na slici 4.44b.

Odredimo vrijednost kapaciteta C koji osigurava simetrično okretno polje. Za to je potrebno da su protjecanja namota glavne i pomoćne faze jednaka:

$$j I_R N_R k_{WR} = I_P N_P k_{WP} \quad (4.44)$$



Sl. 4.45. Kondenzatorski motor, a) shema spoja, b) fazorski dijagram za pomak struje glavne i pomoćne faze od 90°

Budući da je za isto okretno polje broj zavoja proporcionalan naponu, vrijedi:

$$jU_s = U_p \frac{k_{wR} N_R}{k_{wP} N_P} \quad (4.45)$$

gdje su k_{nR} i k_{nP} faktori namota

w_R i w_P broj zavoja glavne i pomoćne faze.

Iz (4.44) i (4.45) izlazi:

$$U_s I_R = - U_p I_P \quad (4.46)$$

Pravac struje $\bar{I}_P$ okomit je na pravac napona U_C .

Veličina fazora $\bar{I}_P$ određuje se iz jednačbe (4.44).

Fazorski zbroj struja radnog i pomoćnog namota daje rezultirajuću struju $\bar{I}_s$.

Vrijednost kapaciteta C kojom se dobije simetrično okretno polje, slijedi iz fazorskog dijagrama.

$$\frac{U_C}{I_P} = \frac{1}{\omega C}$$

gdje je $U_c = \sqrt{U_s^2 + U_p^2}$. Sada se može na osnovi $\varphi_p = \varphi_R$ i $U_c = U_p / \sin \varphi_p$ napisati izraz za kapacitet:

$$C = \frac{I_p}{\omega \sqrt{U_s^2 + U_p^2}} = \frac{I_p \sin \varphi_p}{\omega U_p} \quad (4.47)$$

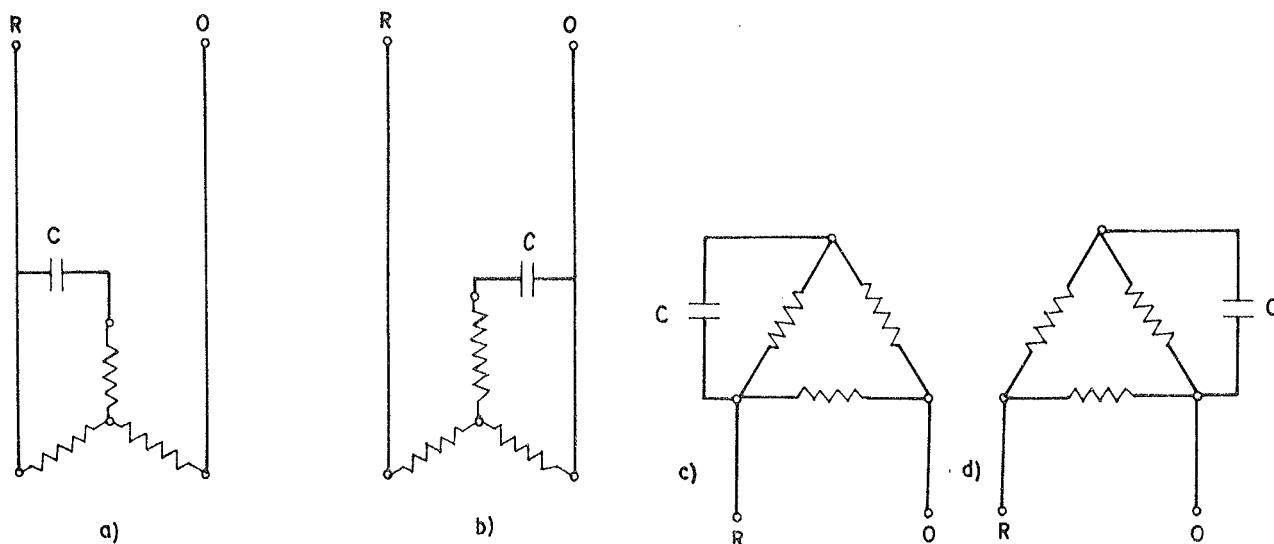
Nadalje, na osnovi fazorskog dijagrama i napisanih jednadžbi, može se pokazati da je jalova snaga kondenzatora:

$$P_c = I_p U_c = I_s U_s$$

jednaka prividnoj snazi motora.

Nedostatak kondenzatorskog motora je u tome, da kapacitet C prema (4.47) osigurava simetrično okretno polje jedino za određeni teret motora. Za svako drugo opterećenje javlja se i inverzno polje, koje pogoršava radna svojstva motora. Prilikom pada opterećenja, raste induktivitet motora pa može doći do rezonancije ili blizu rezonancije s kapacitetom C , zbog čega raste struja pomoćne faze. Izlazi da smanjenje opterećenja motora dovodi u opasnost pomoćnu fazu da pregori.

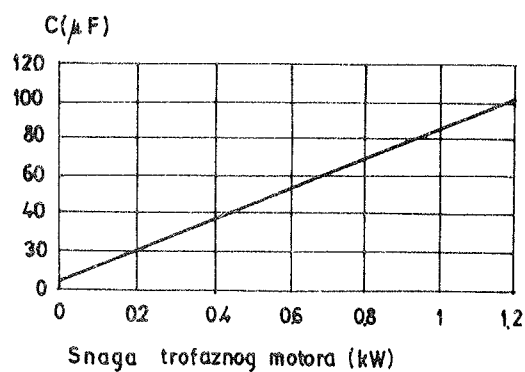
Kao kondenzatorski motor može se koristiti i trofazni motor koji se spaja prema slici 4.46.



Sl. 4.46. Shema spajanja trofaznog motora kada radi kao kondenzatorski motor: a) i c) desni smjer vrtnje, b) i d) lijevi smjer vrtnje

Odabiranje kapaciteta kondenzatora, kada se hoće upotrebiti trofazni motor kao kondenzatorski 220 V, 50 Hz, može se izvršiti iz dijagrama na slici 4.47.

Navedenim kapacitetom postiže se 70-80% snage trofaznog motora i potezni moment 30-35% nazivnog momenta.



Sl. 4.47. Kapacitet kondenzatora trofaznog motora priključenog na jednofaznu mrežu

5. PARAMETRI ASINKRONOG STROJA

Pod nazivom parametri ovdje se podrazumijevaju elementi nadomjesne sheme. To su radni otpori i reaktancije: $R_s, R_r, R_{Fe}, X_m, X_{s\sigma}$ i $X_{r\sigma}$. Prilikom proučavanja rada asinhronog stroja uzima se kao da su parametri poznati pa se na toj pretpostavci utvrđuju zakonitosti njegova ponašanja. Odrediti vrijednosti parametara vrlo je teško, bilo proračunom ili mjerenjem u laboratoriju. Međutim, danas, kada asinkroni motor sve više nalazi primjenu u reguliranim elektromotornim pogonima, nameće se potreba njihova poznavanja.

Osim problema koje pred proračun parametara postavlja konfiguracija magnetskog kruga, neki se parametri više, a neki manje mijenjaju u funkciji tri pojave:

S promjenom *temperature* mijenjaju se svi radni otpori, a dijelom i rasipna reaktancija kaveznog rotora,

sa pojavom *zasićenja* mijenja se glavna reaktancija, a dijelom i rasipne reaktancije statora i rotora,

zbog *potiskivanja struje* u rotorskim štapovima, dijelom se mijenjaju radni otpor i rasipna reaktancija rotora

Zbog različitih lokaliteta rasipnog toka - utor, glava namota i zračni raspor - rasipne reaktancije statora i rotora sastavljene su iz: Reaktancije utora, reaktancije glave namota i diferencijalne reaktancije. Ako je stroj izveden sa skošenim utorima, to se uzima kao još jedan izvor rasipanja pa treba računati i s reaktancijom zbog skošenja.

5.1. Glavna reaktancija

Prema (1.32) i (1.41), amplituda harmonika indukcije okretnog polja m faznog namota je:

$$B_{m\nu} = \frac{m}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{\delta} \frac{\mu_0}{\delta} \frac{N_s}{p\nu} k_{w\nu} I_s \quad (5.1)$$

gdje je $k_{w\nu}$ namotni faktor harmonika:

$$k_{w\nu} = \frac{\sin \nu \frac{1}{2m_s}}{q \sin \nu \frac{\pi}{qm_s}} \sin \nu \frac{y_Q}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (5.2)$$

Magnetski tok ν -tog harmonika pri idealnoj dužini paketa ℓ_1 dobije se kao umnožak srednje vrijednosti indukcije ν -tog harmonika i odgovarajuće površine pola.

Ako je:

$$B_{\nu sr} = \frac{2}{\pi} B_{m\nu}$$

tada je tok harmonika:

$$\phi_\nu = \frac{m_s}{\pi^2} \frac{2\sqrt{2}}{\delta} \frac{\mu_o}{\delta} \frac{N_s}{p\nu^2} k_{w\nu} \ell_1 \tau I_s \quad (5.3)$$

Efektivnu vrijednost napona induciranog ovim tokom dobije se derivacijom toka koji je ulančen s $k_{w\nu} N_s$ zavoja:

$$E_\nu = \omega_s k_{w\nu} N_s \frac{\phi_\nu}{\sqrt{2}} \quad (5.4)$$

ili

$$E_\nu = \frac{4m_s}{\pi} \mu_o f \frac{\ell_1 \tau}{p\delta} \left(\frac{N_s k_{w\nu}}{\nu} \right)^2 I_s \quad (5.5)$$

Reaktancija harmonika jedne faze dobije se kada se inducirani napon (5.5) podijeli s efektivnom vrijednošću struje I_s :

$$X_{m\nu} = \frac{4m_s}{\pi} \mu_o f \frac{\ell_1 \tau}{p\delta} \left(\frac{N_s k_{w\nu}}{\nu} \right)^2 \quad (5.6)$$

5.1.1. Red harmonika

Razvojem raspodjele indukcije u Fourierov red (1.31) pojavili su se harmonici indukcije jedne faze reda $\nu=2k+1$, što daje sve neparne brojeve 1,3,5,... Harmonici trofaznog polja, dobiju se zbrajanjem odgovarajućih harmonika sve tri faze. Pri tome treći

fazni harmonici pulsiraju istovremeno pa je stoga njihova suma jednaka nuli. To znači da nema trećeg harmonika u trofaznom polju. Jednako razmišljanje vrijedi za sve više harmonike čiji je red djeljiv s brojem tri ili u uopćenom slučaju s brojem faza statorskog namota m_s . Zbog toga u trofaznom polju nema viših harmonika čiji je red djeljiv s tri: 3, 9, 15, 21, 27, ... Dakle u polju zračnog rasporeda trofaznog namota egzistiraju harmonici reda: 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, ... što se izražava redom:

$$\nu = 6k \mp 1 \quad (5.7)$$

Za općeniti broj faza na statoru red harmonika je:

$$\nu = 2m_s k \mp 1 \quad (5.8)$$

NAPOMENA: Više o redu harmonika vidi u uvodu poglavlja 6.

Reaktancija magnetiziranja ili glavna reaktancija dobije se kada se u (5.6) uzme $\nu=1$. Nadalje, ako se za τ napiše (1.1):

$$\tau = \frac{d_s \pi}{2p}$$

i to uvrsti u (5.6), dobije se:

$$X_{m1} = 2f m_s \left(\frac{N_s k_{ws}}{p} \right)^2 d_s \ell_i \frac{\mu_o}{\delta} \quad (5.9)$$

5.1.2. Carterov faktor

Kada stroj ima otvorene utore na rotoru i statoru, treba računati s fiktivnim povećanjem zračnog rasporeda prema Carteru:

$$\delta' = \delta k_{cs} k_{cr} \quad (5.10)$$

Carterov faktor za stator i rotor računa se [7] po formuli

$$k_{cs,r} = \frac{1}{1 - \gamma \frac{\delta}{\tau_{s,r}}} \quad (5.11)$$

gdje je:

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[\frac{o}{2\delta} \arctg \frac{o}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{o}{2\delta} \right)^2} \right] \quad (5.12)$$

o - širina otvora utora statora ili rotora

$\tau_{s,r}$ - utorski korak statora ili rotora

Konačno, izraz za glavnu reaktanciju glasi:

$$X_{m1} = 2f m_s \left(\frac{N_s k_{ws}}{p} \right)^2 d_s \ell_1 \lambda_o \quad (5.13)$$

gdje je λ_o vodljivost zračnog raspora:

$$\lambda_o = \frac{\mu_o}{\delta k_{cs} k_{cr}} \quad (5.14)$$

5.2. Rasipna reaktancija statora

Da bi se odredila rasipna reaktancija, treba znati gdje se javlja rasipni tok. To je onaj dio ukupnog toka koji se ne ulančuje s oba namota, već samo s onim koji ga stvara. Postoji rasipanje utora (sl. 5.1), rasipanje zračnog raspora (viši harmonici toka zračnog raspora) i rasipanje glave namota (sl. 5.2). Iz toga izlazi da postoje slijedeći dijelovi rasipne reaktancije:

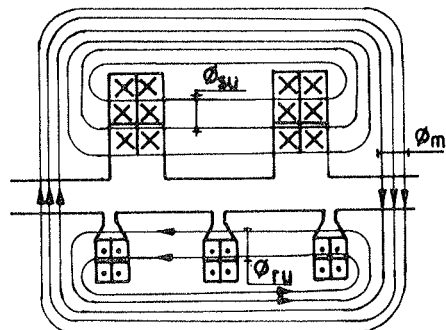
- utorska reaktancija statora X_{su}
- diferencijalna reaktancija statora X_{sd}
- reaktancija glave statora X_{sgl} .

Rasipna reaktancija statora je suma navedenih komponenti:

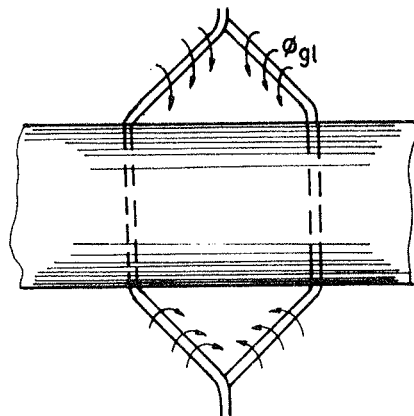
$$X_{s0} = X_{su} + X_{sgl} + X_{sd} \quad (5.15)$$

Isto razmatranje vrijedi i za rotor.

Navedene formule za reaktancije vrijede za nezasićeno stanje.



Sl. 5.1. Glavni tok ϕ_m i rasipani tokovi ϕ_{su} , ϕ_{ru}



Sl. 5.2. Rasipanje glave namota

5.2.1. Utorska reaktancija statora

Prilikom izvodjenja izraza za reaktanciju utorskog rasipanja polazi se od pretpostavki:

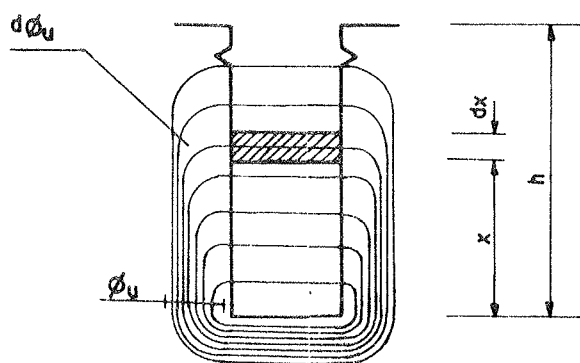
- da je gustoća struje po presjeku vodiča ravnomjerna
- da je magnetska vodljivost željeza $\mu_{Fe} = \infty$
- da su silnice rasipnog toka u utoru pravolinijske i međusobno paralelne te okomite na os utora.

Odabran je utor prema slici 5.3. Na visini x izdvojen je element visine dx , uz pretpostavku da ovim elementom ide cijev toka $d\phi_x$, koji ulančuje z_{Qx} vodiča ispod elementa dx :

$$d\psi_x = z_{Qx} d\phi_{ux} \quad (5.16)$$

gdje je:

$$d\phi_{ux} = \mu_o \frac{z_{Qx} I l}{b_x} dx \quad (5.17)$$



Sl. 5.3. Primjer rasipanja utora

Ukupni ulančeni tok utora iznosi:

$$\psi_u = \mu_o \ell I \int_0^h z_{Qx}^2 \frac{dx}{b_x} \quad (5.19)$$

Budući da induktivitet utora ima vrijednost $L_u = \psi_u / I$, rasipna reaktancija jednog utora $X_u = L_u \omega$, a broj utora koji pripadaju jednoj fazi $Q_s / m_s = 2pq$, reaktancija zbog utorskog rasipanja po fazi (za namot s a paralelnih grana) dobije se kako slijedi:

$$X_u = 4\pi f \mu_o \ell \frac{p q}{a^2} z_{Qs}^2 \int_0^h \left(\frac{z_{Qx}}{z_{Qs}} \right)^2 \frac{dx}{b_x} \quad (5.19)$$

Integral predstavlja vodljivost λ_u . Zgodnije je u jednadžbu (5.19) umjesto broja vodiča u utoru uvesti broj zavoja jedne faze spojenih u seriju:

$$N_s = \frac{z_{Qs} Q_s}{2am_s} = z_{Qs} \frac{pq}{a}$$

Ako su uzduž paketa statora izvedeni ventilacioni kanali, rasipna reaktancija statora računa se prema:

$$X_{su} = 4\pi f \mu_o \frac{\ell - \frac{1}{2} n_k b_k}{pq} N_s^2 \lambda_u \quad (5.20)$$

Pretpostavke napravljene prilikom izvoda jednadžbe (5.20) u stvari su pojednostavljenja koja proračun čine mogućim. Kada bi se uvelo u račun stvarnu gustoću struje po presjeku vodiča, realnu magnetsku vodljivost željeza μ_{Fe} i stvarni oblik silnice u utoru,

analitički proračun ne bi bio moguć. Premda ove pretpostavke proračun čine mogućim, one su ponekad djelomično korektne, te je neophodna korekcija dobivenih rezultata.

Što se tiče ravnomjernosti gustoće struje po presjeku, pretpostavka stoji samo kada se ima okrugli vodič malog promjera. Kada pretpostavka ne stoji, problem se rješava uvođenjem faktora smanjenja induktiviteta zbog potiskivanja struje k_ℓ .

Kada magnetska vodljivost željeza više nije znatno veća od magnetske vodljivosti zraka, kaže se da je željezo zasićeno i problem se rješava kroz odnos prema zasićenju.

Treća pretpostavka stoji samo kod ravnih utora.

Prema (5.19) vodljivost je definirana kao:

$$\lambda_u = \int_0^h \left(\frac{z_{0x}}{z_{0s}} \right)^2 \frac{dx}{b_x}$$

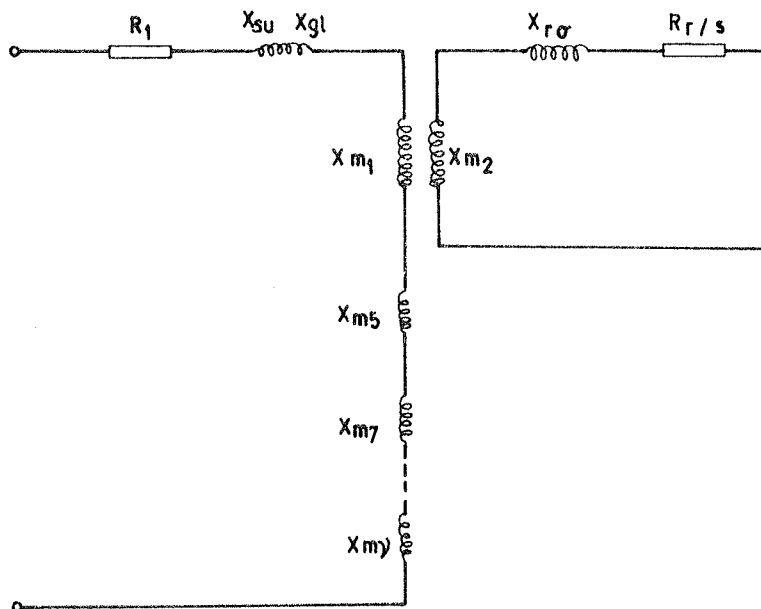
ali je praktičnije umjesto broja vodiča uzeti omjer površine - one ispod elementa dx (S_x) i cjelokupne površine utora (S):

$$\lambda_u = \int_0^h \left(\frac{S_x}{S} \right)^2 \frac{dx}{b_x} \quad (5.21)$$

5.2.2. Diferencijalna reaktancija statora

Iz krivulje raspodjele indukcije uzduž zračnog raspora na dužini 2τ (za konstantni zračni raspor δ) Fourierovom analizom dobiveni su harmonici toka (5.3) i pripadajuće reaktancije (5.6). Budući da je pretpostavljeno da samo prvi harmonik toka prenosi elektromagnetsku snagu na rotor, svi ostali harmonici nužno predstavljaju rasipni tok, čime se uvodi pojam rasipanja zračnog raspora. Ovaj rasipni tok, suma tokova svih viših harmonika statora, dobije se kao razlika toka stvarne krivulje indukcije i toka njenog prvog harmonika. Odatle naziv diferencijalni rasipni tok.

Prema (5.6), toku svakog harmonika pripada jedna reaktancija X_{mv} i sve ove reaktancije do $v=\infty$ spojene su serijski u strujni krug statora, prema slici 5.4.



Sl. 5.4. Prikaz diferencijalne reaktancije statora u shemi asinkronog stroja

Suma reaktancija viših harmonika toka čini diferencijalnu rasipnu reaktanciju. Diferencijalna reaktancija dobije se ako se od sume svih reaktancija X_{Σ} oduzme reaktancija osnovnog harmonika toka,

$$X_d = X_{\Sigma} - X_{m1} \quad (5.22)$$

Kada se izraz (5.22) proširi sa X_{m1}/X_{m1} , dobije se:

$$X_{ds} = X_{m1} \frac{X_{\Sigma} - X_{m1}}{X_{m1}} \quad (5.23)$$

Razlomak u (5.23) je faktor diferencijalnog rasipanja:

$$\sigma_{ds} = \frac{X_{\Sigma} - X_{m1}}{X_{m1}} \quad (5.24)$$

pa se može kraće pisati:

$$\boxed{X_{ds} = \sigma_{ds} X_{m1}} \quad (5.25)$$

Diferencijalna reaktancija se, dakle, izračunava na osnovi glavne reaktancije X_{m1} , s tim da je potrebno poznavati faktor diferencijalnog rasipanja. Kada se izraz (5.24) drugačije napiše:

$$\sigma_{sd} = \frac{X_{\Sigma}}{X_{m1}} - 1 \quad (5.26)$$

i u njega uvrsti (5.6) i (5.9), faktor σ_{sd} biva određen sumom kvadrata omjera namotnih faktora svakog pojedinog i glavnog harmonika pomnoženog s redom harmonika:

$$\sigma_{sd} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(\frac{k_{w\nu}}{\nu k_{w1}} \right)^2 - 1 \quad (5.27)$$

ili

$$\sigma_{sd} = \sum_{\substack{\nu=6k+1 \\ k=1,2,3,\dots}}^{\infty} \left(\frac{k_{w\nu}}{\nu k_{w1}} \right)^2 \quad (5.28)$$

Kako je izraz (5.28) beskonačni red, trebalo bi uzeti u račun vrlo veliko ν da se dobije što točniji iznos koeficijenata diferencijalnog rasipanja.

5.2.2.1. Određivanje koeficijenata σ_{sd} iz magnetske energije

Faktor diferencijalnog rasipanja za ravni zračni raspor može se odrediti i pomoću magnetske energije u zračnom rasporu. Magnetska energija je proporcionalna induktivitetu, a time i reaktanciji pa vrijedi:

$$\sigma_{sd} = \frac{W - W_1}{W_1} = \frac{W}{W_1} - 1 \quad (5.29)$$

gdje je: W - magnetska energija realnog polja zračnog raspora

W_1 - magnetska energija osnovnog harmonika polja zračnog raspora

Magnetska energija realnog polja zračnog raspora s indukcijom $b(x)$ i jakošću polja h iznosi:

$$W = \frac{1}{2} \int_V h(x)b(x) dV = \frac{1}{2\mu_0} \int_V b^2(x) dV \quad (5.30)$$

gdje je V volumen zračnog raspora motora koji iznosi:

$$V = \delta \ell D \Pi = 2p\delta\ell\tau \quad (5.31)$$

odnosno:

$$dV = 2p\delta\ell \, dx$$

pa slijedi:

$$W = \frac{p\delta\ell}{\mu_0} \int_0^\tau b^2(x) \, dx \quad (5.32)$$

Magnetska energija osnovnog harmonika polja zračnog rasporeda iznosi:

$$W_1 = \frac{p\delta\ell}{\mu_0} \int_0^\tau b_1^2(x) \, dx \quad (5.33)$$

Uvrštenje (5.32) i (5.33) u (5.29) daje:

$$\sigma_{sd} = \frac{\int_0^\tau b^2(x) \, dx}{\int_0^\tau b_1^2(x) \, dx} - 1 \quad (5.34)$$

Radi simetrije oblika raspodjele indukcije uzduž polnog koraka, također vrijedi:

$$\sigma_{sd} = \frac{\int_0^{\tau/2} b^2(x) \, dx}{\int_0^{\tau/2} b_1^2(x) \, dx} - 1 \quad (5.35)$$

Kao primjer, odredit će se koeficijent diferencijalnog rasipanja asinkronog motora s dvoslojnim namotom i podacima:

$$\tau = 9 \quad , \quad y_Q = 7 \quad ,$$

Oblik polja dat je na slici 5.5.

$$\int_0^{\tau/2} b^2(x) dx = \frac{4}{9} B_0^2 \tau + \frac{25}{9} B_0^2 \tau + \frac{64}{9} B_0^2 \tau + \frac{100}{9} 1,5 B_0^2 \tau = 27 B_0^2 \tau$$

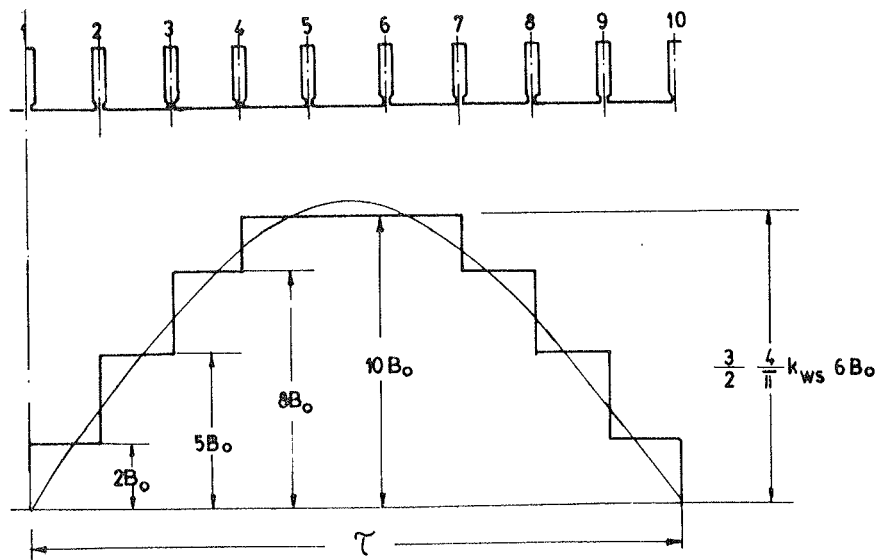
$$\int_0^{\tau/2} b_1^2(x) dx = \left(\frac{36}{\pi} k_{w1} \right)^2 B_s^2 \int_0^{\tau/2} \sin^2 \frac{x}{\tau} \pi = \left(\frac{36}{\pi} 0,9019122 \right)^2 \frac{\tau}{4} B_0^2$$

Uvrštavanje u (5.36) daje:

$$\sigma_{1d} = \frac{4 \cdot 27 B_0^2 \tau}{\left(\frac{36}{\pi} 0,9019122 \right)^2 \tau B_0^2} - 1 = 0,0110905$$

Na ovaj način može se odrediti koeficijent diferencijalnog rasipanja za bilo koji asinkroni stroj s ravnim zračnim rasporedom.

Pokazano je kako se izračunava diferencijalna reaktancija statora kada se zanemari otvor utora statora. Treba reći da otvor utora znatno mijenja amplitude pojedinih harmonika. Amplitude nekih



Sl. 5.5. Osnovni harmonik indukcije za kombinaciju $y/\tau=9/12$ ako se zanemare otvori utora

harmonika rastu a nekih se smanjuju. Međutim, ukupni iznos diferencijalne reaktancije se smanjuje povećanjem otvora utora, i da bi se dobio točan iznos diferencijalne reaktancije, treba izvršiti korekciju koeficijenta σ_{ds} .

5.2.3. Reaktancija glave statorskog namota

Određivanje induktiviteta glave namota kompliciran je zadatak, koji se teško može u potpunosti riješiti. Naime, pored zamršene geometrije glave namota treba uzeti u obzir i utjecaj feromagnetskih dijelova (paket i konstrukcijski elementi). Zakrivljenost vodiča u dijelovima glave i to različito za različite strojeve, raznovrsne konfiguracije površine feromagnetskih dijelova koji okružuju glavu namota te komplicirani karakter induktivnih veza, čine analitički proračun vodljivosti glave namota vrlo teškim. Zato se u praksi koriste empirijske formule dobivene na osnovi mnogobrojnih eksperimenata. Prema [13] reaktancija glave namota glasi:

$$X_{g1} = 4\pi \mu_0 \frac{f}{pq_s} N_s^2 \lambda_{g1} \ell \quad (5.36)$$

gdje je:

$$\lambda_{g1} = \frac{0,34 q_s}{\ell} \left(\ell_{g1} - 0,64 \frac{d_s \pi}{Q_s} Y_0 \right) \quad (5.37)$$

Utorski korak Y_0 zadan je brojem utora statora!

5.3. Radni otpori

5.3.1. Radni otpor statorskog namota

Radni otpor statorskog namota računa se kao otpor vodiča određene dužine:

$$R_1 = \frac{\ell_z N_s}{a^2 \kappa q_{cus}} (1 + \alpha_{ss} \theta_s) \quad (5.38)$$

gdje je ℓ_z prosječna dužina jednog zavoja:

$$\ell_z = 2(\ell + \ell_{g1}) \quad (5.39)$$

a - broj paralelnih grana

κ - vodljivost namota statora

ℓ_{g1} - prosječna dužina vodiča u glavi namota

5.3.2. Radni otpor rotora

Radni otpor kolutnog rotora R_2 računa se kao za stator. Radni otpor kaveza dobije se kao suma otpora prstena reduciranog na štap i otpora štapa, kod kojega treba uvesti faktor povećanja radnog otpora zbog potiskivanja k_r .

$$R_2 = 2r_{pr} \frac{1}{\left(2 \sin \frac{p\pi}{Q_r}\right)^2} + r_{st} k_r \quad (5.40)$$

gdje je:

$\left(2 \sin \frac{p\pi}{Q_r}\right)^2$ - faktor redukcije otpora prstena na štap

$$r_{pr} = \frac{\ell_{pr}}{q_{pr} \kappa_{pr}} \left(1 + \alpha_{pr} \Delta\theta_{pr}\right) \quad (5.41)$$

$$\ell_{pr} = \frac{(d_{pr} - b_{pr}) \Pi}{Q_{pr}} \quad (5.42)$$

$$r_{st} = \frac{\ell}{q_{st} \kappa_r} \left(1 + \alpha_r \Delta\theta_r\right) \quad (5.43)$$

b_{pr} - visina prstena

5.4. Rasipna reaktancija rotora

5.4.1 Rasipna reaktancija utora rotora

Za kolutni stroj, postupak određivanja reaktancije utora rotora jednak je onome za stator. Kod kaveznog stroja određuje se

reaktancija štapa. I ovdje se može primijeniti formula (5.20), s tim da se unesu zamjene:

$$\begin{aligned} m_r &= Q_r & q &= 1/2p \\ a_r &= 1 & N_r &= 1/2 \\ z_{Qr} &= 1 \end{aligned}$$

Na taj način, izraz za reaktanciju štapa glasi:

$$X_{st} = 2\pi f \mu_o \ell \lambda_u \quad (5.44)$$

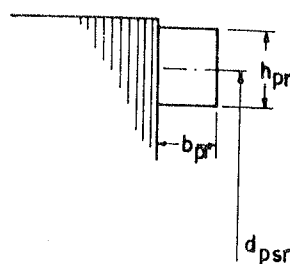
5.4.2 Rasipana reaktancija prstena kaveza

Ova reaktancija ima isti oblik kao (5.36) s tim da reaktanciju prstena treba reducirati na štap:

$$X_{pr} = 2 \pi f \mu_o \ell_{pr} \lambda \frac{1}{(2 \sin \frac{p\pi}{Z_2})^2} \quad (5.45)$$

gdje je:

$$\lambda = 0,46 \log \frac{2,35 d_{psr}}{2b_{pr} + h_{pr}} \quad (5.46)$$



Sl. 5.6. Dimenzija prstena

5.4.3 Diferencijalna reaktancija kaveza rotora

Definicija diferencijalne reaktancije (5.25) vrijedi i za rotorsku diferencijalnu reaktanciju za ravni zračni raspor, pa se može pisati:

$$X_{dr} = \sigma_{dr} X_{m1}$$

(5.47)

Ako se faktor diferencijalnog rasipanja rotora σ_{dr} odredi prema (5.28) s tim da se uvrsti $k_{ws} = k_{wv} = 1$, dobije se:

$$\sigma_{dr} = \sum_{k=1}^{\infty} \left[\left(\frac{1}{6k+1} \right)^2 + \left(\frac{1}{6k-1} \right)^2 \right]$$

(5.48)

U [9] je pokazano da se ovaj koeficijent može računati i drugačije:

$$\sigma_{dr} = \frac{1}{f_{dr}^2} - 1$$

(5.49)

gdje je:

$$f_{dr} = \frac{\sin \frac{p\pi}{Q_r}}{\frac{p\pi}{Q_r}}$$

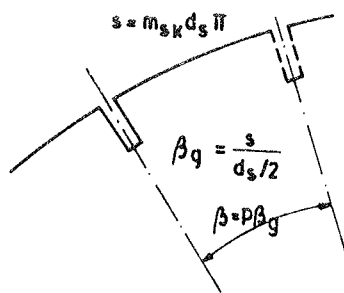
(5.50)

5.5. Utjecaj skošenja utora na parametre nadomjesne sheme

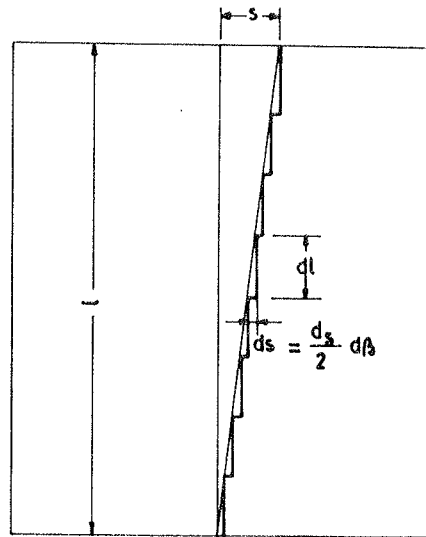
Skošeni su oni utori koji nisu paralelni s osi stroja već s njom zatvaraju kut γ . Skošenje je određeno dužinom luka na obodu rotora od osi utora na prednjoj čeonj strani do osi tog istog utora na drugoj čeonj strani (sl. 5.7).

Skošenje se izvodi na statoru ili rotoru. Najčešće na rotoru, a zadaje se brojem utorskih koraka statora. Zbog skošenja inducirani napon u vodiču skošenih utora nešto je smanjen, pa treba naći odgovarajući faktor smanjenja napona.

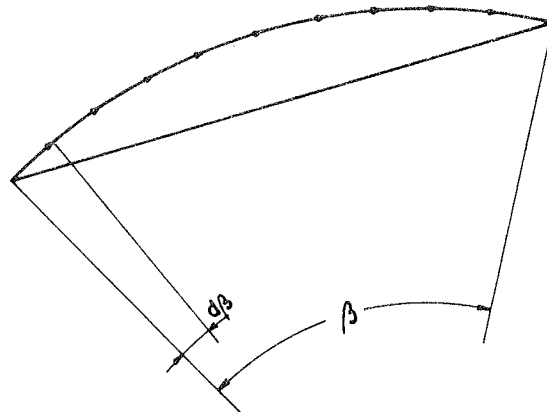
Ako dužinu vodiča ℓ u skošenom utoru podijelimo na elemente dužine $d\ell$, u svakom od tih elemenata inducirat će se napon koji prema naponu u prethodnom elementu zaostaje za kut $d\beta$. Sve ove napone treba vektorski sumirati. Prema sl. 5.9. javlja se novi faktor - faktor skošenja - koji ima oblik zonskog faktora namota.



Sl. 5.7. Duljina luka skošenja



Sl. 5.8. Skošeni utor



Sl. 5.9. Uz određivanje faktora skošenja

$$k_{sk} = \frac{\sin \frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}} = \frac{\sin m_{sk} p \pi}{m_{sk} p \pi} \quad (5.51)$$

gdje je: $\beta = p \beta_g$, a

$$\beta_g = \frac{s}{d_s / 2} \quad (\text{vidi sl. 5.7. i 5.8})$$

odnosno:

$$s = m_{sk} d_s \quad (5.52)$$

gdje je m_{sk} omjer broja utora statora za koliko je izvedeno

skošenje (τ_{sk}) i ukupnog broja utora statora (Q_s). Najčešće se skošenje izvodi sa $\tau_{sk}=1$ pa (5.51) prima oblik:

$$k_{sk} = \frac{\sin \frac{p\pi}{Q_s}}{\frac{p\pi}{Q_s}} \quad (5.53)$$

Prema ovom faktoru smanjuje se napon u skošenom utoru. Ova pojava se promatra kao da je smanjena glavna reaktancija u omjeru faktora skošenja:

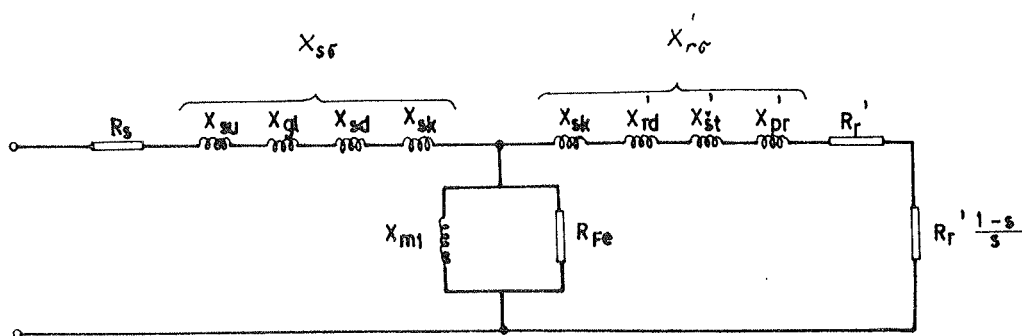
$$X_{msk} = X_{m1} k_{sk} \quad (5.54)$$

aktivni iznos smanjenja glavne reaktancije zbog skošenja utora, uzima se kao rasipna reaktancija zbog skošenja koja iznosi:

$$X_{sk} = X_{m1} - X_{msk}$$

$$X_{sk} = X_{m1} (1 - k_{sk}) \quad (5.55)$$

Skošenjem se dakle, javlja jedna nova rasipna reaktancija (5.55), kojoj treba odrediti mjesto u nadomjesnoj shemi. Redovno se u literaturi dodaje statorskoj i rotorskoj rasipnoj reaktanciji (slika 5.10).



Sl. 5.10. Uobičajeno prikazivanje rasipne reaktancije u nadomjesnoj shemi

Ako se želi točnija fizikalna predodžba skošenja, njegove posljedice treba prikazati na onoj strani gdje je skošenje izvedeno. Uradit ćemo to za skošeni utor.

Inducirani napon u nepomičnom neskošenom rotoru iznosi:

$$E_{ro} = 4,44 f_s N_r k_{wr} \phi_m \quad (5.56)$$

a u skošenom:

$$E_{ros} = 4,44 f_s N_r k_{wr} k_{sk} \phi_m = k_{sk} E_{ro} \quad (5.57)$$

Međuinduktivitet za neskošeni rotor iznosi:

$$M = \frac{1}{R_m} N_s k_{ws} N_r k_{wr} \quad (5.58)$$

a za skošeni:

$$M_{sk} = \frac{1}{R_m} N_s k_{ws} N_r k_{wr} k_{sk} = k_{sk} M \quad (5.59)$$

Nadalje, iz jednakosti protjecanja:

$$I_r m_r N_r k_{wr} k_{sk} = I'_{rsk} m_s N_s k_{ws}$$

izlazi reducirana rotorska struja za skošeni rotor:

$$I'_{rsk} = k_{sk} I'_r \quad (5.60)$$

Da bi vrijedila nadomjesna shema, treba biti:

$$E_s = E'_{rosk} = \frac{N_s k_{ws}}{N_r k_{wr} k_{sk}} E_{ro} = \frac{k}{k_{sk}} E_{ro} \quad (5.61)$$

gdje je k određeno prema (3.2).

Vrijednost reduciranog omskog otpora dobije se iz jednakosti gubitaka:

$$m_r I_r^2 R_r = m_s (I'_{rsk})^2 R'_{rsk}$$

Ako se umjesto I'_{2sk} uvrsti (5.60) i faktor redukcije za struju (3.9), dobije se:

$$R'_{rsk} = \frac{R'_r}{k_{sk}^2} \quad (5.62)$$

Iz uvjeta:

$$\frac{X'_{r\sigma sk}}{R'_{rsk}} = \frac{X'_r}{R'_r}$$

dobije se:

$$X'_{r\sigma sk} = \frac{X'_r}{k_{sk}^2} \quad (5.63)$$

Faktor redukcije kod skošenja je dakle:

$$k_s = \frac{k}{k_{sk}} \quad (5.64)$$

U usporedbi s neskošenim utorima, kod skošenih utora napon je na rotorskoj strani k_{sk} puta manji, a isto tako struja na sekundarnoj strani stvara k_{sk} puta manje protjecanje. Redukcija sekundarne strane jest k_{sk} puta manja, kao da je impedancija $1/k_{sk}^2$ puta povećana.

Na osnovi navedenih podataka, moge se odrediti elementi nadomjesne sheme za skošeni utor.

Ako se glavna reaktancija za neskošeni stroj može napisati kao $X_{m1} = \omega k M$, za skošeni na osnovi (5.59) i (5.60) vrijedi:

$$X_{msk} = \omega k_s M_{sk} = \omega \frac{k}{k_{sk}} k_{sk} M = \omega k M$$

što znači da glavna reaktancija, prilikom skošenja rotora ostaje nepromijenjena:

$$X_{msk} = X_{m1} \quad (5.65)$$

Slično vrijedi za rasipnu reaktanciju statora:

$$\begin{aligned} X_{1\sigma sk} &= \omega (L_s - k_s M_{sk}) = \omega (L_s - \frac{k}{k_{sk}} k_{sk} M) = \\ &= \omega (L_s - k M) \end{aligned}$$

Dakle, skošenje rotora ne mijenja rasipnu reaktanciju statora:

$$X_{s\sigma_{sk}} = X_{s\sigma} \quad (5.66)$$

Primarne reaktancije ostale su nepromijenjene. Ako se rasipna reaktancija neskošenog rotora može izraziti kao:

$$X_{r\sigma} = \omega m \left(L_r - \frac{M}{k} \right) \quad (5.67)$$

tada za rasipnu reaktanciju skošenog rotora vrijedi:

$$X_{r\sigma_{sk}} = \omega m \left(L_r - \frac{M_{sk}}{k_s} \right) = \omega m \left(L_r - \frac{k_{sk} M}{\frac{k}{k_{sk}}} \right) = \omega m \left(L_r - \frac{k_{sk}^2}{k} M \right)$$

odnosno:

$$X_{r\sigma_{sk}} = \omega m \left(L_r - \frac{k_{sk}^2}{k} M \right) \quad (5.68)$$

Reducirana ova reaktancija prema (3.8) i (5.64) glasi:

$$X'_{r\sigma_{sk}} = \omega k_s \left(\frac{k_s L_r - M_{sk}}{k_{sk}} \right) = \omega \frac{k}{k_{sk}} \left(\frac{k}{k_{sk}} L_r - k_{sk} M \right) = \omega k \left(\frac{k}{k_{sk}^2} L_r - M \right)$$

odnosno:

$$X'_{r\sigma_s} = \omega k \left(\frac{k}{k_{sk}^2} L_r - M \right) \quad (5.69)$$

Razliku sekundarnih reaktancija (5.68) i (5.6), kod skošenih prema onoj kod neskošenih rotora, naziva se reaktancijom zbog skošenja:

$$X_{sk} = X_{r\sigma_{sk}} - X_{r\sigma} = \omega m \left(L_r - \frac{k_{sk}^2}{k} M \right) - \omega m \left(L_r - \frac{M}{k} \right)$$

$$X_{sk} = \frac{m}{k^2} X_{m1} \left(1 - k_{sk}^2 \right) \quad (5.70)$$

Na stator reduciranu vrijednost ove reaktancije dobije se prema:

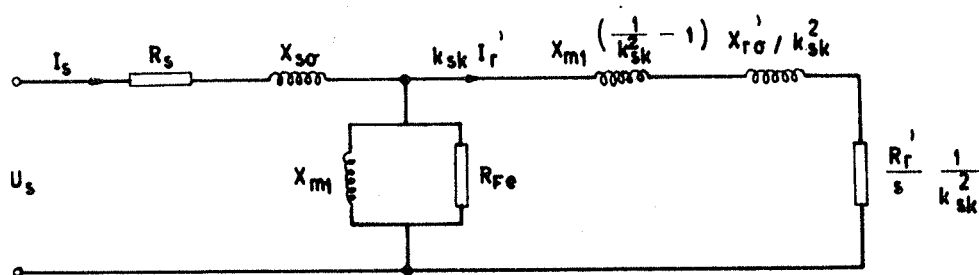
$$X'_{sk} = \frac{k^2}{m k_{sk}^2} X_{sk} = \frac{k^2}{m k_{sk}^2} \frac{m}{k^2} \left(1 - k_{sk}^2 \right) X_m$$

$$X'_{sk} = X_{m1} \left(\frac{1}{k_{sk}^2} - 1 \right) \quad (5.71)$$

Na osnovi ove analize može se zaključiti o utjecaju skošenja na parametre nadomjesne sheme:

- 1) rasipna reaktancija statora ostaje nepromijenjena
- 2) glavna reaktancija ostaje nepromijenjena
- 3) rasipna reaktancija rotora se povećava za član X'_{sk}
- 4) rasipna reaktancija i radni otpor neksošenog rotora $X'_{2\sigma}$ i R'_2/s dijele se s iznosom k_{sk}^2
- 5) struja rotora I'_2 se množi iznosom k_{sk} .

Skošeni rotor mijenja nadomjesnu shemu 3.1 u oblik koji je prikazan na shemi slika 5.11.



Sl. 5.11. Nadomjesna shema kaveznog motora za skošeni rotor

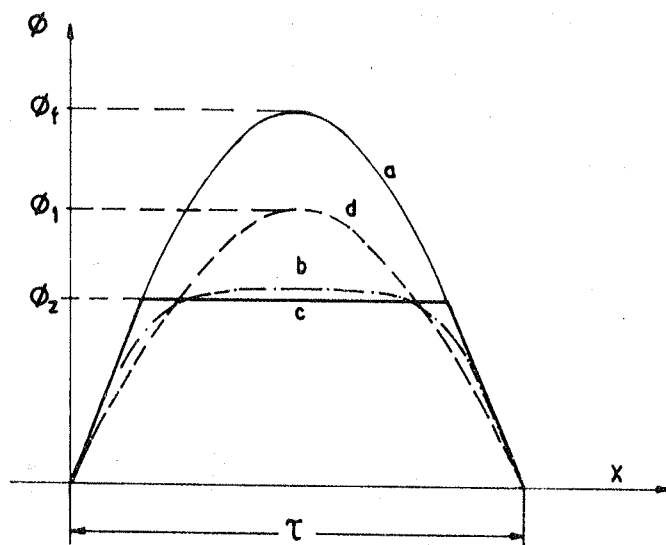
5.6. Utjecaj zasićenja magnetskog kruga na reaktancije

U poglavlju 5 razmatrane su reaktancije asinkronog stroja za nezasićeni magnetski krug, pri čemu su iznosi za reaktancije veće od stvarnih. Premda se zasićuje magnetski krug, a ne tok ili reaktancija, u daljnjem tekstu ćemo se služiti izrazima "zasićeni tok" i "zasićena reaktancija". Ovi nazivi su uobičajeni iako ne opisuju stvarno fizikalno stanje.

Sve reaktancije su zasitljive osim reaktancije glave namota i reaktancije prstena, budući da se njihov rasipni tok zatvara uglavnom kroz zrak. Glavna reaktancija je zasićena od praznog hoda do nešto iznad nazivnog opterećenja (karakteristika magnetiziranja!). Kada opterećenje motora dalje raste, smanjuje se zasićenje glavne reaktancije. U kratkom spoju gotovo da ga nema jer napon poprečne grane padne približno na $0,5 U_s$.

Utorska reaktancija se zasićuje djelomično. Zasićuje se put silnica kroz željezo pri vrhu (vratiću) utora.

Diferencijalna reaktancija se zasićuje. Glavni razlog tome je što diferencijalni tok dijelom prolazi istim putovima kao tok rasipanja utora (vratić utora).



Sl. 5.12. Definicija faktora zasićenja

- a) nezasićeni (fiktivni) tok
- b) stvarni tok
- c) idealizirani tok
- d) osnovni harmonik idealiziranog toka

Reaktancija skošenja je također zasitljiva.

Smanjenje reaktancija zbog zasićenja određuje se faktorom zasićenja koji se mogu naći u priručnicima za projektiranje asinkronih strojeva.

Faktor zasićenja definira se prema slici 5.12. kao:

$$\kappa = \frac{\phi_1}{\phi_f}$$

gdje je: ϕ_1 - amplituda osnovnog harmonika idealiziranog toka

ϕ_f - fiktivni tok. To je onaj tok koji bi se imao kad ne bi bilo zasićenja.

6. UTJECAJ VIŠIH HARMONIKA POLJA ZRAČNOG RASPORA NA MOMENT STROJA

Fourierovom analizom, polje zračnog raspora rasloženo je na beskonačan broj okretnih harmoničkih valova i to sinusnih, neparnog reda. Budući da viši prostorni harmonik ima

$$p_\nu = \nu p$$

pari polova, svaki harmonik se vrti vlastitom brzinom

$$n_\nu = \frac{60 f}{\nu p} \quad \text{r/min}$$

Na osnovi (1.41) može se napisati izraz amplitude indukcije općeg harmoničkog člana ν -tog reda:

$$b_\nu(x, t) = \frac{3}{2} B_{m\nu} \sin \left(\nu \frac{x}{\tau} \pi - \omega_o t \right) \quad (6.1)$$

gdje je, $B_{m\nu}$ određeno izrazom (5.1).

U prethodnom poglavlju je utvrđeno da se red harmonika trofaznog polja određuju izrazom $\nu = 6k \pm 1$. Međutim, kako se neki harmonici vrte u smjeru vrtnje osnovnog harmonika (direktni smjer) a neki u suprotnom smjeru (inverzni smjer), ovaj izraz se koristi u obliku

$$\nu = 1 \pm 6k \quad (6.2)$$

gdje je $k=0, 1, 2, 3, \dots$

Na taj način se predznakom reda harmonika utvrđuje da li je harmonik direktni ili inverzni.

Izlazi da su direktni oni viši harmonici čiji je red:

$$\nu_d = 7, \quad 13, \quad 19, \quad 25, \quad 31, \quad \dots \quad \text{a inverzni}$$

$$\nu_i = -5, \quad -11, \quad -17, \quad -23, \quad -29, \dots$$

Od svih viših harmonika treba izdvojiti tzv. utorske harmonike, reda:

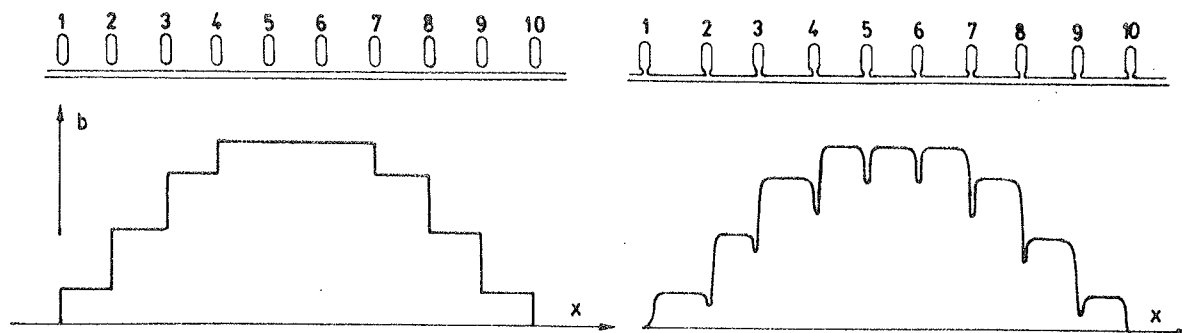
$$\boxed{\nu = 1 \pm k \frac{Q_s}{p}}, \quad (6.3)$$

koji se ističu po tome što je amplituda njihove indukcije po apsolutnom iznosu često veća od amplitude viših harmonika najnižih redova.

Radi ilustracije odnosa amplitude indukcije ν -tog harmonika prema amplitudi indukcije osnovnog harmonika, uzet je namot s podacima

$$\tau = 9, \quad Y_Q = 7, \quad q = 3$$

Izrađena je analiza polja za nezasićeno stanje u praznom hodu uz pretpostavku ravnog rotora. Uzeto je da je amplituda osnovnog harmonika $B_{m1} = 100$. Rezultati su prikazani u tablici I. U koloni 2 su date amplitude indukcije za slučaj kada nema otvora utora statora ($\alpha_s = 0$), a u koloni 3 su rezultati za slučaj realnog otvora utora statora ($\alpha_s = 3$ mm). Na slici 6.1 je prikazana raspodjela indukcije uzduž polnog koraka za $\alpha_s = 0$ a na slici 6.2 to isto ali za slučaj $\alpha_s = 3$ mm.



Sl.6.1.Raspodjela indukcije za ravni zračni raspor

Sl.6.2.Raspodjela indukcije kada su otvoreni utori statora

Uspoređenjem rezultata iz druge i treće kolone uočava se veliki utjecaj otvora utora na iznos amplitude indukcije. Treba reći da ni treća kolona ne sadrži dovoljno točne rezultate. Za dovoljnu točnost bi trebalo imati krivulju indukcije koja bi bila rezultanta statorskog i rotorskog okretnog polja i koja bi uvažavala zasićenje magnetskog kruga.

Tablica I

$$B_{m1} = 100$$

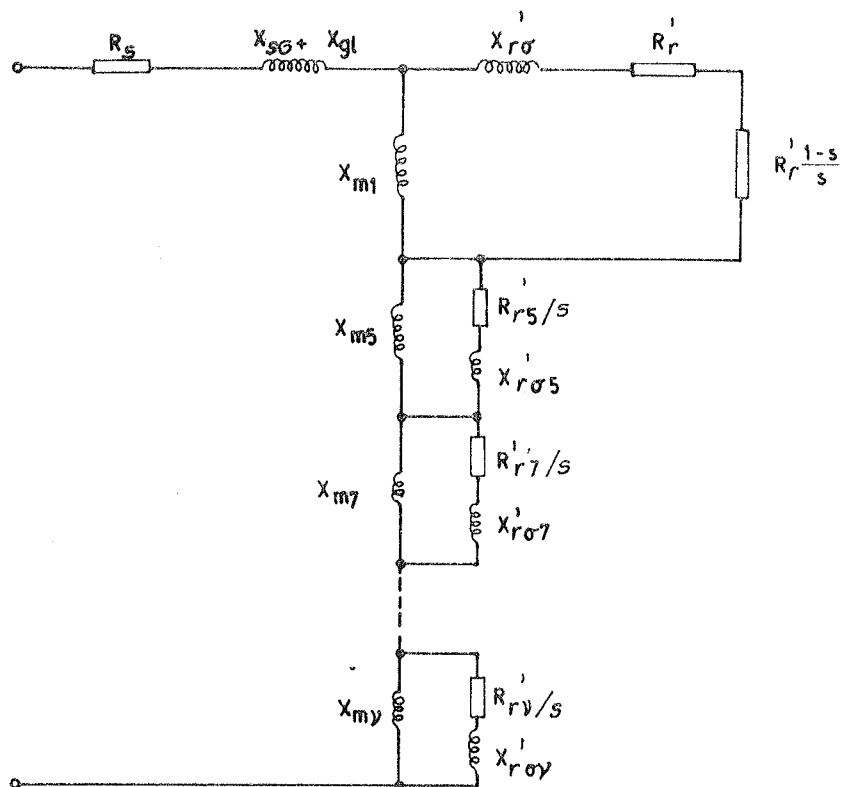
ν	$B_{m\nu} (O_1=0)$	$B_{m\nu} (O_1=3 \text{ mm})$
-5	-0,836	-0,858
7	-2,171	-2,262
-11	-1,351	-1,606
13	-0,324	-0,417
-17	5,883	18,502
19	-5,262	7,429
.....		
-35	-2,858	-11,862
37	2,702	- 8.396

Cjelokupni tok viših harmonika, tzv. diferencijalni tok uzima se kao rasipni tok i na osnovi toga je rasipnoj reaktanciji statora dodana diferencijalna reaktancija X_{sd} . Izlazi da okretno polje viših hamronika ne sudjeluje u pretvorbi električne energije u mehanički rad. Ipak nije sasvim tako.

6.1. Asinkroni momenti

Polje viših harmonika statora je polje zračnog raspora. Njihov magnetski krug dijelom obuhvaća i rotor (neki ga zovu "dvostruko ulančeno rasipanje"). Zbog toga je nadomjesna shema, 5.4. dopunjena tako da se iz nje vidi djelovanje viših harmonika na moment asinkronog motora (slika 6.3).

Iz slike 6.3 izlazi da svaki harmonik polja ima svoje prigušenje iste prirode kao i osnovni harmonik. Svaki harmonik ima svoj okretni moment koji se prenosi na osovinu motora. Ukupno djelovanje harmonika doima se kao da je na osovini ugrađeno ν "motora". Zbog različitih brzina vrtnje harmonika, svaki harmonik ima svoju sinkronu brzinu. Sinkrona brzina pojedinih harmonika pri kojoj je $s_\nu=0$ nastaje kod različitih brzina motora .



Sl.6.3 Nadomjesna shema s prikazanim djelovanjem viših harmonika polja zračnog raspora

Klizanje viših harmonika definira se kao klizanje motora:

$$s_\nu = \frac{\frac{n_s}{\nu} - n_s(1-s)}{\frac{n_s}{\nu}}$$

iz čega izlazi:

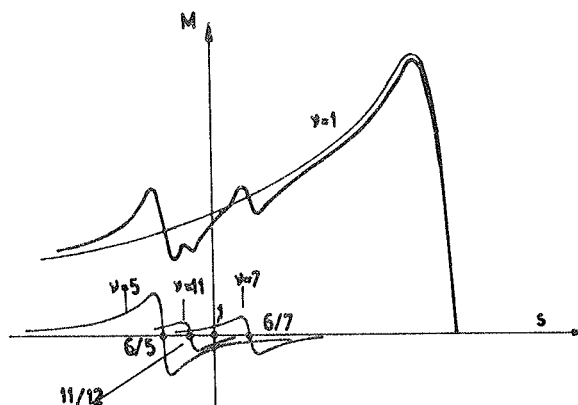
$$s_\nu = 1 - \nu(1 - s) \quad (6.4)$$

Na primjer, peti harmonik ima sinkronu brzinu (tada je njegov moment jednak nuli) kada je $0 = 1 + 5(1-s)$, odnosno kada je $s = 6/5$. Za $\nu = 7$ sinkrona brzina nastaje pri $s = 6/7$, za $\nu = 17$ pri $s = 18/17$ itd.

Moment ν -tog harmonika se računa iz

$$M = \frac{\nu}{\omega_{S_\nu}} P_{2\nu} \quad (6.5)$$

Nećemo se detaljnije baviti okretnim momentom viših harmonika, samo ćemo podsjetiti da je razmjeran kvadratu amplitude harmonika indukcije: $M \propto B_{sv}^2$.



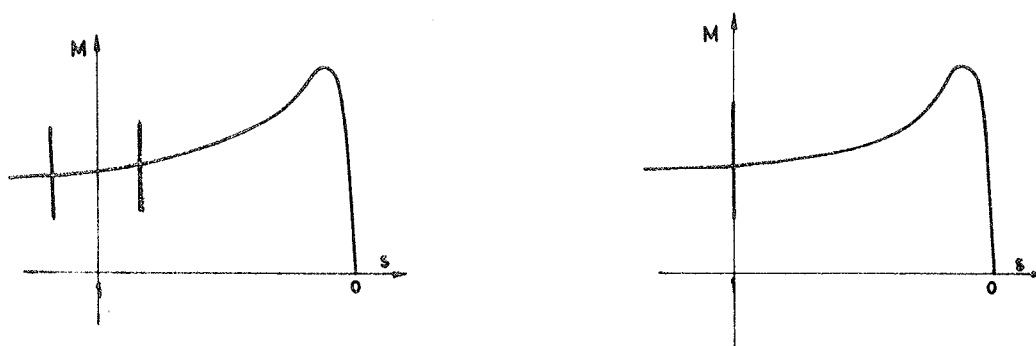
Sl. 6.4. Viši harmonici u karakteristici momenta stroja

Okretni moment asinkronog stroja (3.30) odnosno (3.37) računa se uz pretpostavku da u zračnom rasporu djeluje samo tok osnovnog harmonika. Međutim, stvarni je moment suma osnovnog momenta i momenata viših harmonika (slika 6.4). Asinkroni momenti uzrokuju sedla u momentnoj liniji i mogu praviti teškoće u toku zaleta. Momenti svih viših harmonika, za interval klizanja $0 < s < 6/7$, smanjuju ukupni moment motora, a za klizanje $s > 6/5$ svi ga povećavaju. Pri $s=1$ ne treba očekivati veću razliku ukupnog i osnovnog momenta. To se zaključuje iz činjenice da momenti direktnih i inverznih harmonika pri $s=1$ imaju različite predznake.

Asinkroni momenti viših harmonika naročito su izraženi kod kaveznih motora. Njihovo djelovanje može se smanjiti skraćivanjem koraka namota, skošenjem utora rotora ili statora i pravilnim odabiranjem odnosa broja utora na statoru i rotoru. Pri tome se preporuča relacija $0.5 Q_s < Q_r < 1.25 Q_s$ [7], pri čemu su Q_s i Q_r parni i različiti.

6.2. Sinkroni momenti

Ako se desi slučaj da neki utorski harmonici statora i rotora imaju isti red, imaju isti broj polova. Ako se ova polja kod zadane brzine okretanja rotora okreću u prostoru strogo sinhrono, zbog njihovog zajedničkog djelovanja, nastat će moment, analogan momentu sinkronog stroja. Ovi momenti se javljaju kao oštra špica povišenja i sniženja momenta i vezani su uz strogo određenu brzinu vrtnje, kao na slici 6.5. Ako bi se sinkroni moment javio prilikom mirovanja motora (slika 6.5b), to bi mogao biti uzrok da motor ne može krenuti.



Sl. 6.5. Sinkroni momenti a) prilikom vrtnje stroja, b) u mirovanju

Sinkroni i asinkroni momenti mogu se izbjeći pravilnim izborom omjera broja utora na statoru i rotoru (mora se izbjegavati $Q_s = Q_r$ i $Q_s = Q_r \pm 2p$) i skošenjem utora statora ili rotora.

6.3. Buka i vibracije asinkronog stroja

Velika buka koja se ponekad javlja prilikom rada asinkronog stroja može biti mehaničkog i magnetskog porijekla. Buka se može rasprostirati neposredno kroz zrak i kroz temelje. Izvor mehaničke buke mogu biti neizbalansirane rotirajuće mase, ležajevi i rashladni zrak. Buka ovog porijekla kod malih asinkronih strojeva je mala.

Prisutnost viših harmnika magnetskog polja može izazvati mnogo neugodniju buku. Ako je frekvencija polja u području tonskih frekvencija, željezni dijelovi, koji se nalaze u tom polju, počinju titrati i time se stvara buka. Buka se može znatno pojačati pojavom rezonancije. Ako je odabran nepovoljan omjer Q_s/Q_r , utorski harmonici mogu izazvati radijalnu privlačnu silu rotora, čiji se smjer mijenja s okretanjem rotora. Stvaranjem ovih neuravnotežnih radijalnih sila, rotor i stator su izvrgnuti vibraciji, koja se smatra jednim od glavnih uzroka buke.

Buka se može smanjiti montažom stroja na elastično postolje, ali pravi efekt se postiže eliminiranjem viših harmonika iz magnetskog polja.

7. P R I L O G

7.1. VIŠEFAZNI STATORSKI NAMOTI

Armaturni namot sinkronog stroja, osim kod malih strojeva, postavlja se na stator. Uzbudni namot asinkronog stroja, koji je identičan s armaturnim namotom sinkronog stroja, postavlja se najčešće na stator. Zbog toga u daljnjem tekstu je riječ o statorskom namotu strojeva za izmjeničnu struju.

Da se prisjetimo, osnovni pojmovi vezani uz namot su:

- m_s - broj faza statorskog namota
- Q_s - broj utora na statoru
- p - broj pari polova
- τ - polni korak
- Y_Q - korak namota
- q - broj utora po polu i fazi
- a - broj paralelnih grana
- α - električni kut koji zatvaraju vektori napona dva susjedna utora
- d_s - dijametar provrta
- $\tau_{s,rk}$ - utorski korak, udaljenost od osi do osi dva susjedna utora.

7.1.1 Klasifikacija namota

Izmjenični namoti se mogu podijeliti u tri osnovne grupe:

- namoti sa svicima
- stepni namoti i
- specijalni namoti.

Prema načinu izvedbe dijele se na:

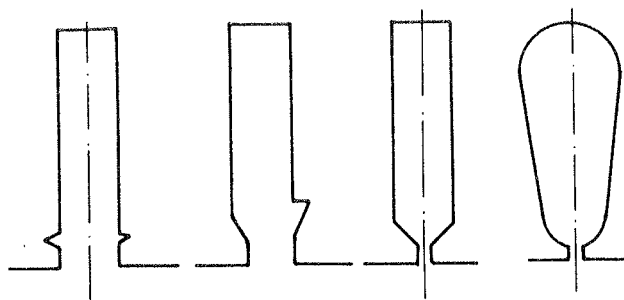
- ručne
- šablonske i
- polušablonske.

Prema smještaju u utore, namoti mogu biti:

- jednoslojni i
- dvoslojni.

Prema broju utora po polu i fazi namoti mogu imati:

- cijeli i
- razlomljeni broj utora po polu i fazi.



Sl. 7.1. Najčešći oblici utora statora

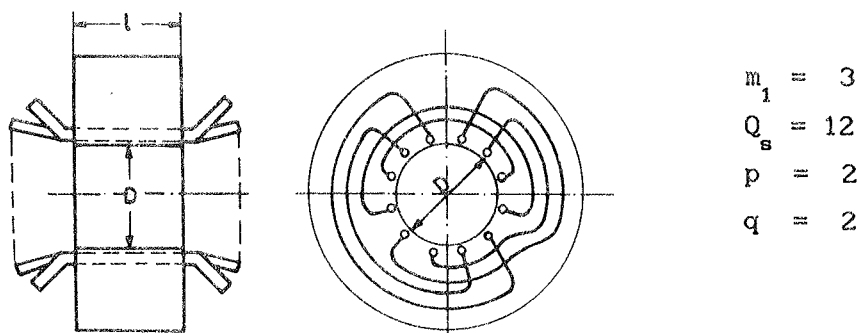
7.1.2. Pravila o izvedbi namota

Statorski višefazni namoti ulažu se u utore koji mogu biti otvoreni ili poluzatvoreni (sl. 7. 1). Način unošenja vodiča u utore zavisi o širini otvora utora. U otvorene utore ulažu se već gotovi šablonski izrađeni i izolirani svici namota. Nadalje, u poluzatvorene utore namot se može unositi u obliku mekih, polušablonskih svitaka. Zavoji se jedan po jedan ulažu kroz otvor utora.

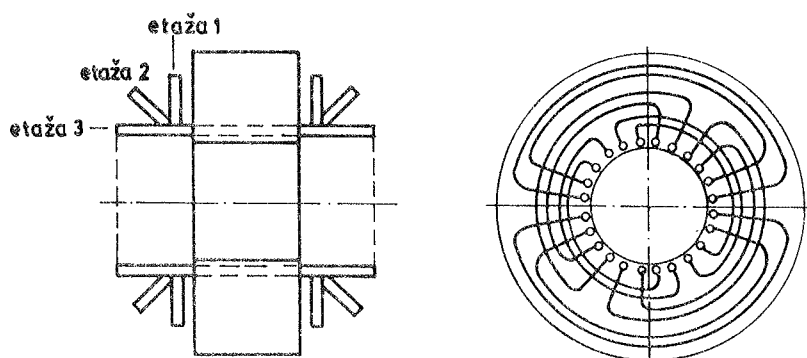
Materijal za izradu namota je najčešće elektrolitski bakar.

Svitak namota izvodi se iz okrugle ili profilne žice i sastoji se od dva dijela: onog koji je smješten u utorima i onog koji spaja vodiče dvaju utora na razmaku koraka namota. Čela svih svitaka trofaznog namota s obje strane paketa limova čine glavu namota.

Prema slaganju čeonih dijelova, namot može biti dvoetažni (sl. 7.2) i troetažni (sl. 7.3).



Sl. 7.2. Primjer dvoetažnog dijametralnog jednoslojnog trofaznog namota

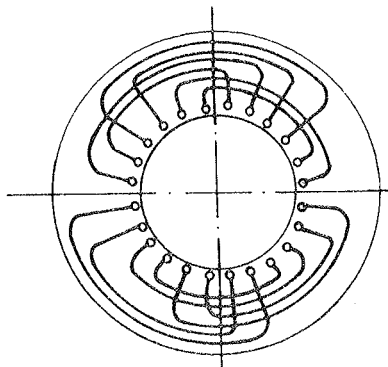


Sl. 7.3. Primjer troetažnog dijametralnog jednoslojnog namota $Q_s=24$, $p=1$, $q=4$

Radi slaganja glave namota često se izvode *svici nejednakog oblika*. Nejednakost se očituje u različitim koracima namota pojedinih svitaka jedne zone i različitim veličinama i oblicima čela. Nejednakost koraka nema posljedice po inducirani napon zone, jer zona zauzima iste vodiče i utore kao da je jednak korak namota. To se vidi na sl. 7.2. U jednoj zoni ($q=2$) jedan svitak ima $Y_Q=7$, a drugi $Y_Q=5$. Prosječni korak je 6. Slično je prikazano na sl. 7.3. Koraci 4 svitka su 9, 11, 13 i 15, a prosječni korak je 12.

Što se tiče čela namota, rade se različite visine, na osnovi čega se glava namota izvodi u dvije ili tri etaže.

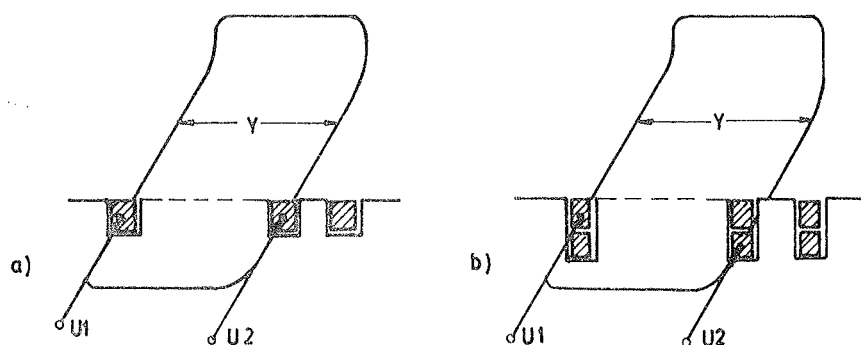
Kod većih sinkronih strojeva kod kojih se stator gradi kao razdijeljeni, čeonu spojke se tako izvode da se stator dijeli na p dijelova zajedno s namotom. Primjer namota na razdijeljenom statoru prikazan je na sl. 7.4.



Sl. 7.4. Spoj glave razdijeljenog troetažnog namota

7.1.3. Namotu sa svicima jednakog oblika

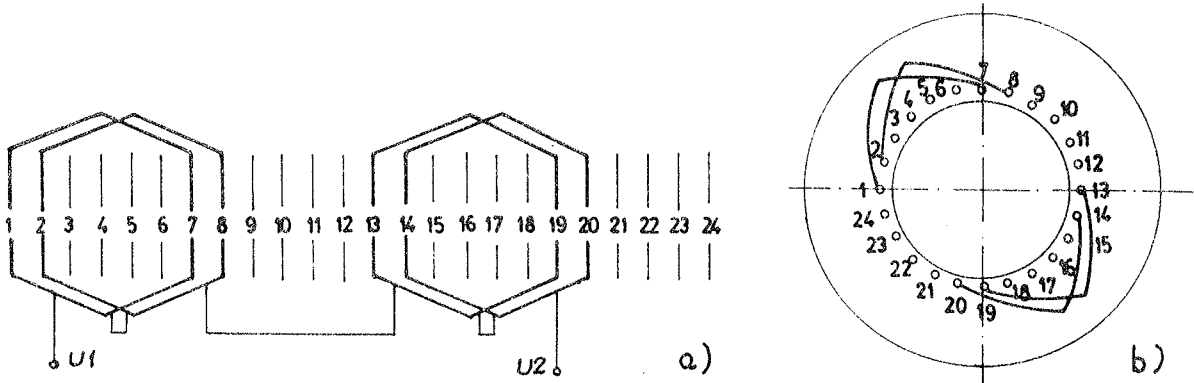
Razlikuju se jednoslojni i dvoslojni namoti s jednakim svicima. Jednoslojni namoti najčešće se izvode kao dijametralni a dvoslojni kao skraćeni. U oba slučaja ima izuzetaka. Po načinu izvedbe, namoti sa svicima jednakog oblika, mogu biti šablonski ili polušablonski. Jednake dimenzije svitaka osiguravaju jednake otpore pojedinih zona, što omogućava izvođenje namota s paralelnim granama. Kod ovog namota manje su dužine čeonih spojki od onih s nejednakim svicima. Ovi namoti se primjenjuju kod sinkronih i asinkronih strojeva. Na sl. 7.5. shematski je prikazano kako se svitak ulaže u utore statora. Kod dvoslojnih jedna strana svitka je u gornjem, a druga u donjem sloju.



Sl. 7.5. Prikaz smještaja svitka a) jednoslojnog namota
b) dvoslojnog namota

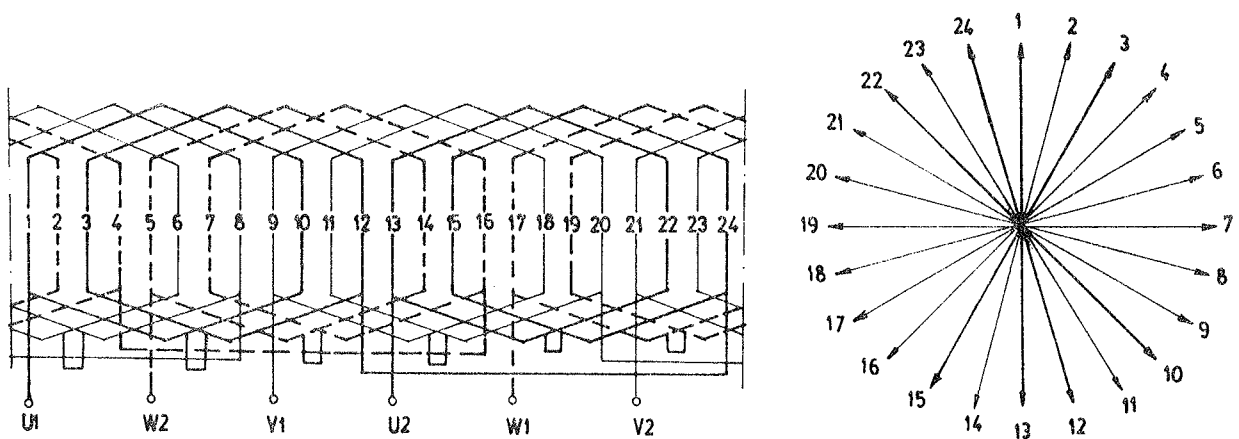
7.1.4. Jednoslojni namot s jednakim svicima

Primjer slaganja jedne faze ovog namota prikazan je na slici 7.6 pomoću razvijene i čeone sheme. Radi se o dijametralnom namotu sa odijeljenom zonom.



Sl. 7.6. a) Razvijena shema, b) čeona shema jednoslojnog dijametralnog namota: $m_s=3$, $p=2$, $\tau=Y_Q=6$, $q=2$

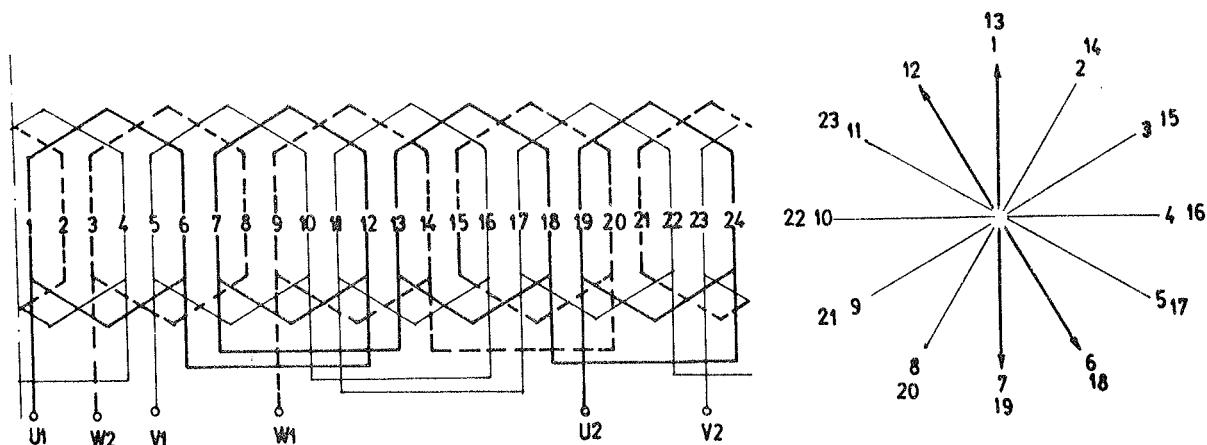
Kaže se da je zona odijeljena kada su strane svitka jedne zone uložene u susjedne utore. Tada q susjednih utora pripada jednoj fazi. Ako bi se jednoslojni namot izveo kao tetivni, skraćeni, tada može nastati namot s mješovitom zonom. Takav slučaj je namot na sl. 7.7: $m_s=3$, $Q_s=24$, $p=1$, $\tau=12$, $Y_Q=9$, $q=4$.



Sl. 7.7. Jednoslojni tetivni namot sa mješovitom zonom: $m_s=3$, $Q_s=24$, $p=1$, $\tau=12$, $Y_Q=9$, $q=4$, a) razvijena shema, b) zvijezda EMS

Iz zvijezde EMS se jasno vide posljedice mješovite zone. Napon jedne zone ne sačinjavaju susjedni utori pa ovdje ne vrijedi izraz za faktor namota (1.28).

Na sl. 7.8. dat je primjer jednoslojnog namota sa skraćenim korakom kojemu su zone ostale odijeljene.



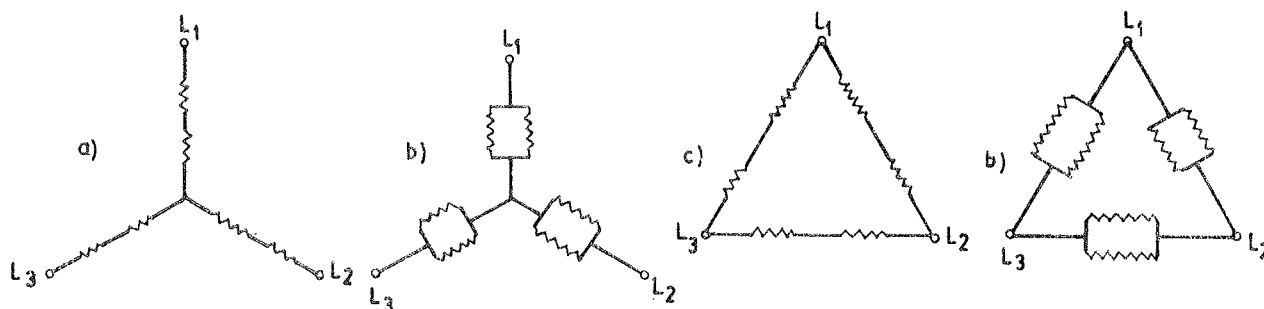
Sl. 7.8. Jednoslojni tetivni namot s odjeljenom zonom: $m_s=3$,
 $Q_s=24$, $p=2$, $\tau=6$, $Y_Q=5$, $q=2$

7.1.5. Dvoslojni namoti

U jednom utoru dvoslojnog namota nalaze se strane različitih svitaka (sl. 7.5). Prva strana jednog svitka zauzima dno utora i čini donji sloj, a druga strana, nakon Y_Q utora, smještena je pri vrhu utora i čini gornji sloj. Primjena dvoslojnog namota je vrlo raširena. Izvodi se kao dijametralni i tetivni. Prema izradi čeonih spojki mogu biti petljasti i valoviti.

7.1.6. Dvoslojni petljasti namot

Svi namoti koji su do sada prikazani su petljasti. Svaki dvoslojni namot na jednom polnom koraku ima dva polunamota svake faze, što daje mogućnost da se spoje u zvijezdu i trokut. Pri tome oba polunamotu mogu biti međusobno spojena serijski i paralelno. To znači da se isti motor po potrebi može priključiti na 4 različita napona (sl. 7.9).



Sl. 7.9. Polunamoti dvoslojnog namota: a) i b) spoj u zvijezdi, c) i d) spoj u trokut

Prednosti petljastog namota

- jednostavna izrada namota pomoću šablona jer su svi svici jednakog oblika,
- namot se može izvesti s većim brojem paralelnih grana,
- mogućnost izvođenja namota sa skraćenim korakom radi eliminiranja viših harmonika iz okretnog polja i napona,
- ušteda u bakru glava namota.

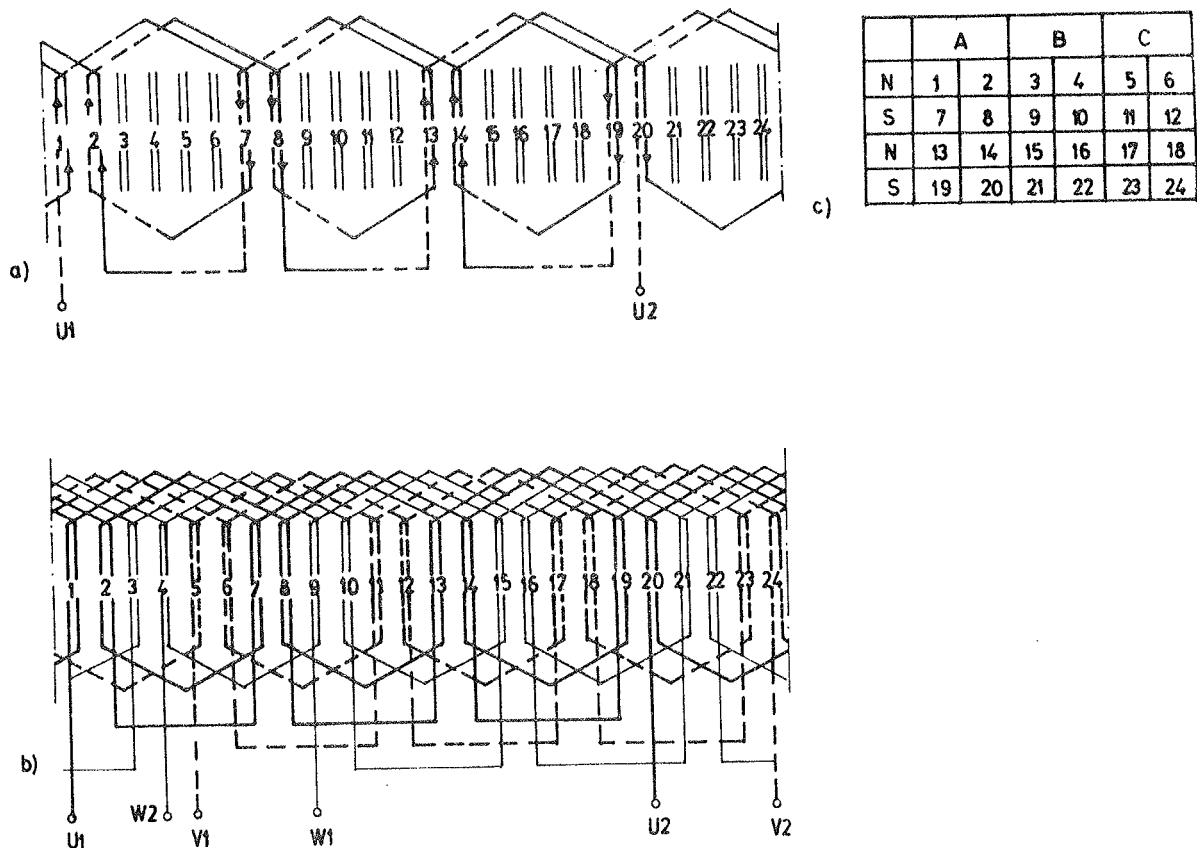
Nedostaci petljastog namota su:

- prilikom oštećenja svitka donjeg sloja, iz utora treba izvlačiti i neoštećeni svitak u gornjem sloju,
- ne postoji mogućnost izvedbe namota za razdjeljeni stator (stator iz segmenta).

Na sl. 7.10 izrađen je primjer dijametralnog dvoslojnog namota pri čemu je prikazano kako se spaja jedna faza. Jedna faza ukupno ima 8 svitaka.

Prva strana prvog svitka čiji početak ćemo označiti s U_1 , ide u donji sloj utora broj. 1. Druga strana prvog svitka zauzima gornji sloj utora broj 7. Prva strana drugog svitka zauzima donji sloj utora broj 2. Druga strana drugog svitka zauzima gornji sloj u utoru broj 8. Prvi i drugi svitak spoje se u seriju. Slika se ponavlja za svitke broj 3 i 4 s tim da se popunjavaju utori 13, 14. 19 i 20. Sada se dvije grupe po dva svitka spoje u seriju tako

što se slobodni vodič gornjeg sloja utora broj 8 spoji sa slobodnim vodičem donjeg sloja utora broj 13. Time su sva četiri svitka spojena u seriju. Opisanim postupkom izrađeno je tek pola faze. Druga polovina se gradi tako da se četiri svitka ugrade u utore kako slijedi: 7d-13g, 8d-14g, 19d-1d i 20d-2g. Nakon što se ovi namoti spoje u seriju, dobiju se krajevi U1-U2 (slika 7.10a). Ove dvije grupe mogu se spojiti u seriju ili paralelno (sl. 7.9), čime se dobije namot jedne faze.

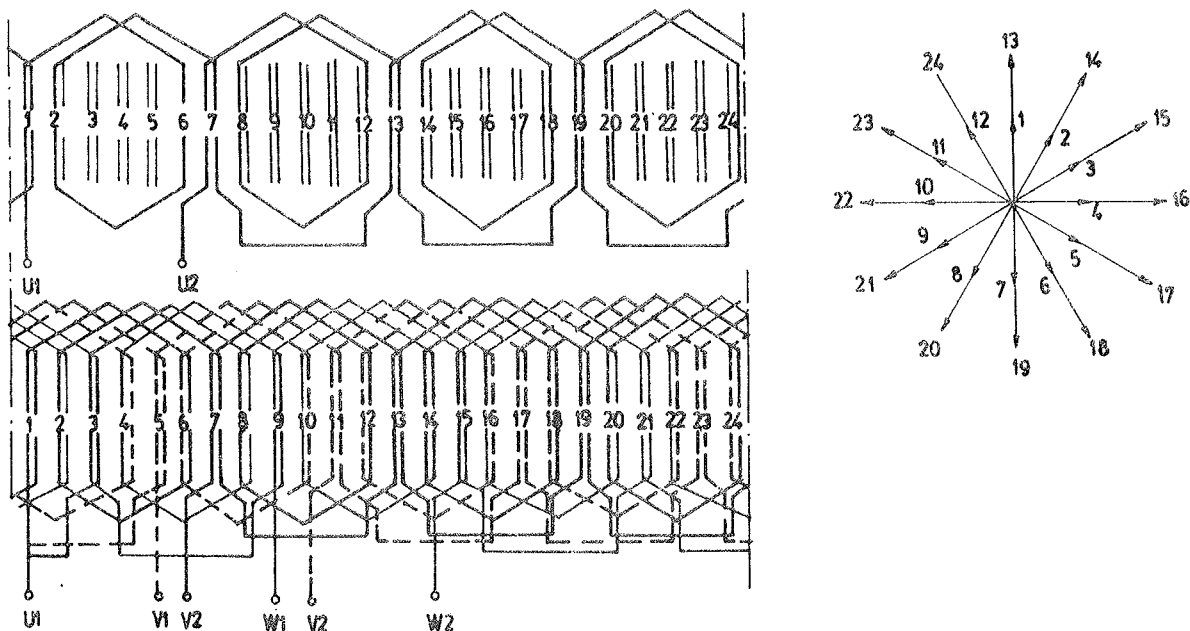


Sl. 7.10. Dvoslojni dijametralni petljasti namoti sa $m_s=3$, $Q_s=24$, $p=2$, $q=2$, $Y_Q=\tau=6$, a) raspodjela prva faze b) raspodjela trofaznog namota, c) tablica raspodjele utora po fazama

Druga i treća faza dobiju se analognim postupkom.

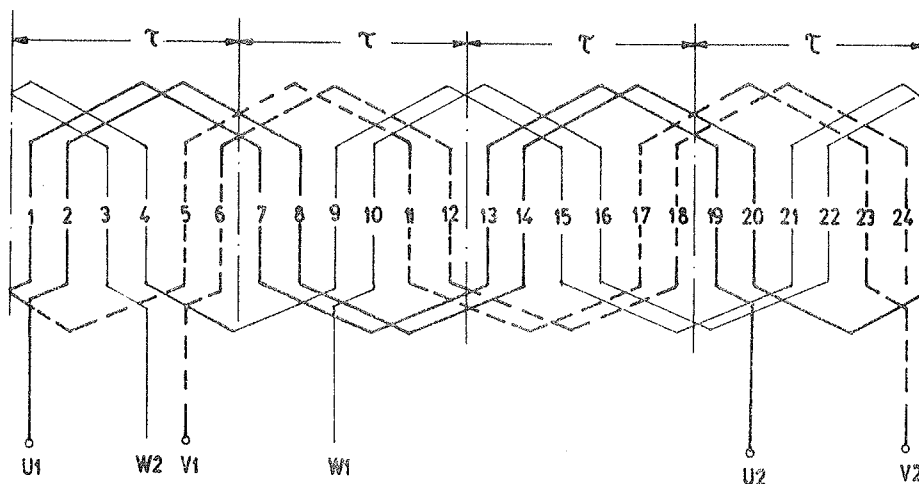
Prilikom slaganja namota praktično je izraditi tablicu (sl. 7.10) radi boljeg pregleda prilikom izrade glava namota.

Na sl. 7.11. prikazan je dvoslojni namot sa skraćenim korakom.



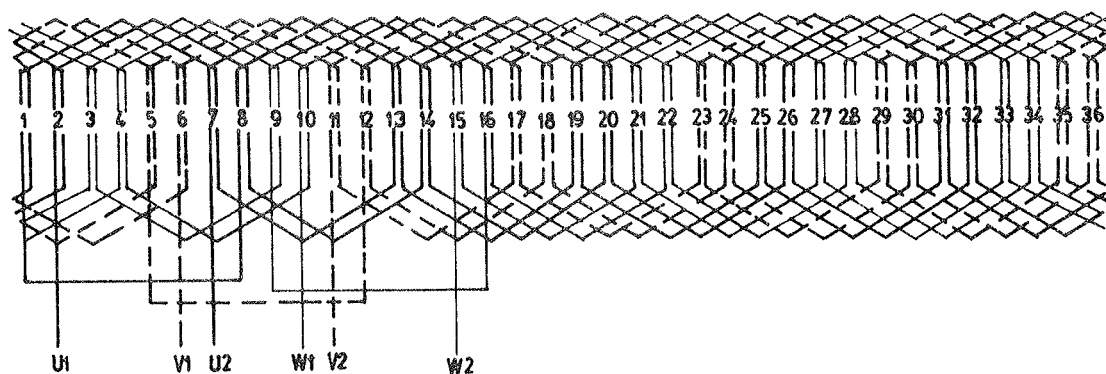
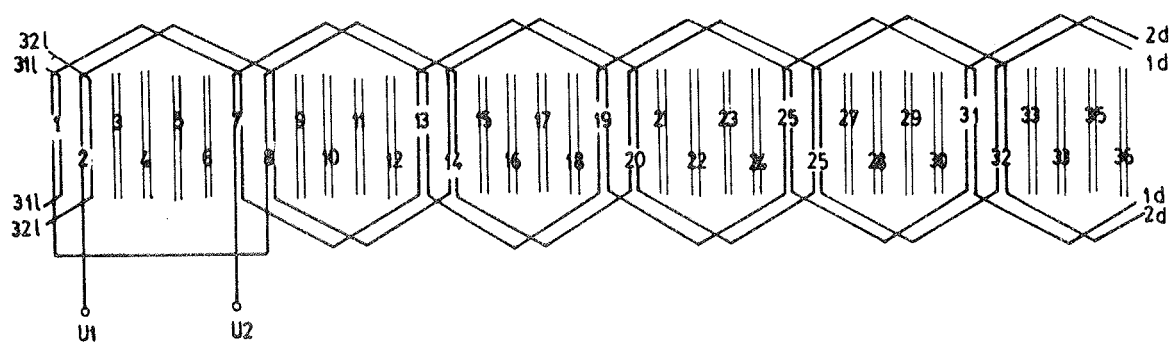
Sl. 7.11. Dvoslojni skraćeni petljasti namot sa $m_s=3$, $Q_s=24$, $p=2$, $q=2$, $\tau=6$, $Y_Q=5$, a) raspodjela faze A b) raspodjela trofaznog namota c) zvijezda EMS

7.1.7. Dvoslojni valoviti namot



Sl. 7.12. Jednoslojni valoviti namot $Q_s=24$, $m_s=3$, $p=2$, $q=2$

Valoviti namot se dobije serijskim spajanjem strana svitka ili vodiča ispod svih polova uz obilaženje oboda stroja. Primjenjuje se ν kao rotorski dijametralni namot kolutnog motora. Na slici 7.12. prikazan je primjer jednoslojnog namota $m_s=3$, $p=2$, $q=2$, a na slici 7.13 primjer dvoslojnog valovitog namota: $m_s=3$, $Q_s=36$, $p=3$, $q=2$, $\tau=6$, $y_{Q1}=y_{Q2}=6$ (polunamoti su spojeni u seriju).



Sl. 13. Dvoslojni dijametralni valoviti namot $m_s=3$, $Q_s=36$, $p=3$, $q=2$, $\tau=6$, $y_{q1}=y_{q2}=6$ (polunamoti su spojeni u seriju).

UPOTREBLJENE OZNAKE

A_p	- gubici energije pri zaletu
a	- broj paralelnih grana - dimenzija utora
a_e	- dimenzija utora
B_{ef}	- efektivna vrijednost indukcije zračnog raspora
B_{m1}	- amplituda indukcije osnovnog harmonika
B_m	- maksimalna indukcija
B_{mv}	- maksimalna indukcija harmonika
B_{sr}	- srednja vrijednost indukcije zračnog raspora
B_o	- relativna indukcija zračnog raspora
b	- indukcija magnetskog polja - dimenzija utora
b	- dimenzija utora
$b(x,t)$	- indukcija okretnog polja
$b_{1,2,3}(x,t)$	- prostorno i vremenski promjenljive indukcije pojedinih faza
b_{pr}	- dimenzija prstena
b_k	- širina rashladnog kanala
$b(t)$	- trenutna vrijednost indukcije
b_u	- dimenzija utora
$b(x)$	- prostorna raspodjela indukcije
C	- oznaka za kapacitet
d_s	- provrt statora
d_{pr}	- dijametar prstena
$E_{s,r}$	- inducirani napon, elektromotorna sila statora ili rotora
E_{ro}	- inducirani napon rotora u mirovanju
E'_r	- inducirani napona rotora reduciran na stator
E_v	- efektivna vrijednost induciranog napona jednog vodiča
e_v	- trenutna vrijednost induciranog napona vodiča
f	- frekvencija mreže - trenutna vrijednost sile na rotor
$f_{s,r}$	- frekvencija statora ili rotora
H	- jakost magnetskog polja
h	- visina utora

$I_{s,r}$	- efektivna vrijednost struje statora ili rotora
I_o	- struja praznog hoda ili struja poprečne grane
I_{Fe}	- struja nadomjesnih gubitaka u željezu
I_k	- struja kratkog spoja
I_m	- struja magnetiziranja
I'_r	- struja rotora reducirana na stator
I_p	- potezna struja statora - struja pomoćne faze
I_{rp}	- potezna struja rotora
I_{rn}	- nazivna struja rotora
I_{sY}	- potezna struja pri spoju u zvijezdu
$I_{s\Delta}$	- potezna struja pri spoju u trokut
I_d	- struja istosmjernog kruga podsinhronne kaskade
I_{iz}	- izmjenična struja izmjenjivača
$i_{1,2,3}$	- trenutna vrijednost struje pojedinih faza
J	- moment tromosti - gustoća struje
k	- omjer umnožaka faktora namota i broja zavoja za stator i rotor - niz prirodnih brojeva
k_c	- Carterov faktor
$k_{cs,r}$	- Carterov faktor za stator ili rotor
k_h	- koeficijent histereze (specifični gubici histereze)
k_l	- kratkospojni omjer
k_ℓ	- faktor smanjenja induktiviteta uslijed potiskivanja
k_m	- omjer nazivnog i poteznog momenta - konstanta momenta
k_w	- faktor namota
$k_{ws,r}$	- faktor namota statora ili rotora
k_{wp}	- faktor namota pomoćne faze jednofaznog motora
k_{wR}	- faktor namota glavne faze jednofaznog motora
k_{wV}	- faktor namota viših harmonika
k_r	- faktor povećanja radnog otpora uslijed potiskivanja
k_d	- zonski faktor namota
k_p	- tetivni faktor namota
k_{sk}	- koeficijent skošenja
k_v	- koeficijent vrtložnih struja (specifični gubici vrtložnih struja)
$L_{s,r}$	- ukupni induktivitet statora ili rotora

$L_{\sigma s, r}$	- rasipni induktivitet statora ili rotora
l	- dužina paketa
l_{Fes}	- dužina silnica kroz željezo statora
l_{Fer}	- dužina silnica kroz željezo rotora
l_i	- idealna dužina paketa
l_{gl}	- prosječna dužina vodiča glave namota
l_{pr}	- dužina prstena
l_s	- prosječna dužina vodiča zavoja statora
M	- međuinduktivitet - okretni moment motora
M_d	- okretni moment direktnog okretnog polja
M_i	- okretni moment inverznog okretnog polja
M_n	- nazivni moment motora
M_p	- potezni moment motora
M_{pr}	- Prekretni ili maksimalni moment motora
M_t	- moment tereta
M_u	- moment ubrzanja
m	- masa - omjer broja faza rotora i statora
mD^2	- zamašna masa
$m_{s, r}$	- broj faza rotora ili statora
m_p	- specifični moment pokretanja
N	- sjeverni pol
$N_{s, r}$	- broj zavoja jedne faze statora ili rotora spojenih u seriju
N_p	- broj zavoja pomoćne faze
N_R	- broj zavoja glavne faze
n	- brzina vrtnje rotora (r/min)
n_s	- brzina vrtnje okretnog polja statora, (r/min)
n_r	- brzina okretnog polja rotora
n_k	- broj rashladnih kanala
$o_{r, s}$	- otvor utora statora ili rotora
P_1	- radna snaga koju motor uzima iz mreže
P_2	- snaga koju motor predaje na osovini
P_c	- snaga kondenzatora
P_{okr}	- snaga okretnog polja
P_h	- gubici uslijed histereze
P_{1m}	- radna snaga na stezaljkama motora sa podsinhronom kaskadom

P_{Fe}	- gubici u željezu
$P_{Fes,r}$	- gubici u željezu statora ili rotora
P_{dod}	- dodatni gubici
$P_{Cus,r}$	- gubici u namotu statora ili rotora
P_{el}	- električni gubici u rotoru, $P_{Cur} = P_{el}$
P_v	- gubici vrtložnih struja
P_k	- radna snaga koju daje kaskada
P_{2v}	- snaga polja viših harmonika
p	- broj pari polova
p_v	- broj pari polova prostornih viših harmonika polja
P_{meh}	- snaga koja se predaje osovini motora
$P_{t,v}$	- gubici trenja i ventilacije
$R_{s,r}$	- radni otpor statora ili rotora
R'_r	- radni otpor rotora reduciran na stator
R'_{ri}	- radni otpor inverznog "rotora" reduciranog na stator
R'_{rd}	- radni otpor direktnog "rotora" reduciranog na stator
R_d	- dodatni otpor rotora
r_{pr}	- radni otpor prstena
R_k	- radni otpor motora u kratkom spoju
R_o	- radni otpor poprečne grane
Q_1	- jalova snaga koju motor uzima iz mreže
Q_{1m}	- jalova snaga statora motora sa podsinhronom kaskadom
Q_k	- jalova snaga podsinhronne kaskade
Q_s	- broj utora statora
Q_r	- broj utora rotora
q	- broj utora po polu i fazi
$q_{Cu s,r}$	- presjek vodiča statora ili rotora
q_{st}	- presjek štapa
S	- južni pol - površina
s	- klizanje - luk skošenja rotora
s_1	- klizanje za točku
s_v	- klizanje viših harmonika
s_{pr}	- prekretno klizanje
T	- trajanje periode - oznaka za jedinicu tesla - mehanička vremenska konstanta

T_p	- trajanje zaleta
t	- vrijeme
U_s	- napon statora
U_r	- napon rotora
U_{max}	- gornji napon zakretnog transformatora
U_{sd}	- direktni napon statora
U_{si}	- inverzni napon statora
U_{min}	- donji napon zakretnog transformatora
U_c	- napon kondenzatora
U_p	- napon pomoćne faze
U_{dis}	- istosmjerni napon ispravljača
U_{diz}	- istosmjerni napon izmjenjivača
U_{iz}	- izmjenični napon izmjenjivača
V	- oznaka za jedinicu volt - volumen zračnog raspora
v	- obodna brzina rotora
W	- magnetska energija stvarnog polja zračnog raspora
W	- magnetska energija osnovnog harmonika polja zračnog raspora
$Z_{s,r}$	- impedancija rotora i statora
Z'_r	- reaktancija rotora reducirana na stator
Z_o	- impedancija poprečne grane
Z_k	- impedancija kratkog spoja
Z_p	- ukupna impedancija motora pri pokretanju
Z'_{rs}	- ukupna impedancija strujnog kruga rotora pri klizanju, reducirana na stator
Z'_{rd}	- reducirana impedancija direktnog "rotora" jednofaznog motora
Z'_{ri}	- reducirana impedancija inverznog rotora jednofaznog motora
Z_0	- broj vodiča u utoru
α	- električni kut između induciranih napona dvaju susjednih utora - kut paljenja kod tiristora - kut kojeg otvori os rotora za vrijeme t
α_s	- temperaturni koeficijent otpora statorskog namota
α_g	- geometrijski kut između induciranih napona susjednih utora

α_{pr}	- temperaturni koeficijent otpora za prsten
α_{st}	- temperaturni koeficijent otpora za štap
γ	- kut kojega zatvaraju strane svitka skraćenog namota
γ_1	- kut kojega zatvaraju napon i inducirani napon statora u praznom hodu
Δ	- oznaka za spoj namota u trokut
$\Delta\theta_{pr}$	- nadtemperatura prstena
δ	- radijalna dužina zračnog raspora, mehanička
δ'	- radijalna dužina zračnog raspora prema Karтеру
η	- stupanj korisnosti
κ	- električna specifična vodljivost
λ_u	- vodljivost utora
λ_o	- vodljivost zračnog raspora
λ_{gl}	- vodljivost glave namota
μ_o	- permeabilitet zraka ili vakuuma
μ_{Fe}	- permeabilitet željeza
ν	- red prostornog harmonika indukcije
ξ	- faktor oblika - faktor u funkciji potiskivanja
$\Sigma_{s,r}$	- kompleksni koeficijent rasipanja statora ili rotora
$\sigma_{s,r}$	- Hipkinsonovi koeficijenti rasipanja
$\sigma_{ds,r}$	- koeficijent diferencijalnog rasipanja statora ili rotora
$\tau_{s,r}$	- polni korak statora ili rotora Heylandovi koeficijenti rasipanja za stator ili rotor
$\tau_{us,r}$	- utorski korak statora ili rotora
Θ	- magnetski napon zračnog raspora
$\Theta_{s,r}$	- nadtemperatura namota statora ili rotora - protjecanje statora ili rotora
$\phi_{s,r}$	- tok uslijed struje statora ili rotora
ϕ_m	- resultantni tok okretnog polja
$\phi_{ms,r}$	- glavni tok proizveden strujom statora ili rotora
$\phi_{s\sigma}$	- ukupni rasipni tok statora
$\phi_{r\sigma}$	- ukupni rasipni tok rotora
$\phi'_{r\sigma}$	- ukupni rasipni tok rotora, reduciran na stator
ϕ_u	- ukupni tok
φ_1	- kut između napona i struje rotora
φ_2	- kut između inducirano napona i struje rotora
φ_{2k}	- kut između inducirano napona i struje rotora kad rotor miruje

- φ_R - kut između napona mreže i kondenzatora
- α - dio luka zračnog raspora
- $X_{s,rm}$ - reaktancija magnetiziranja statorskog ili rotorskog namota
- X_{m1} - reaktancija magnetiziranja osnovnog harmonika toka zračnog raspora
- $X_{m\nu}$ - reaktancija magnetiziranja viših harmonika toka
- X_{s0} - rasipna reaktancija statora
- X_{r0} - rasipna reaktancija mirnog rotora
- X'_{r0} - rasipna reaktancija mirnog rotora, reducirana
- X'_{r0s} - rasipna reaktancija rotora pri klizanju s , reducirana
- X_o - reaktancija poprečne grane
- $X_{s,d}$ - diferencijalna reaktancija statora
- $X'_{r,d}$ - diferencijalna reaktancija rotora, reducirana
- X_{g1} - rasipna reaktancija glave
- X_{sk} - reaktancija uslijed skošenja
- X_{us} - rasipna reaktancija utora statora
- X_{Σ} - suma reaktancija toka zračnog raspora
- X_{st} - rasipna reaktancija štapa rotora
- X_{pr} - rasipna reaktancija prstena, reducirana na štap
- Y_Q - korak namota
- Y - vodljivost
- Y_o - kompleksna vodljivost poprečne grane
- Ψ_u - ukupni ulančeni tok
- Ψ - ulančeni tok
- ψ - kut između induciranog napona rotora i struje rotora
- $\psi_{os,r}$ - ulančeni rasipni tok statora ili rotora
- $\psi_{s,rgl}$ - glavni ulanečni tok statora ili rotora
- ω_1 - kružna frekvencija (rad/s)
- kutna brzina rotora u određenoj radnoj točki
- ω_s - kutna brzina okretnog polja statora (rad/s)
- ω_r - kutna brzina okretnog polja rotora prema rotoru (rad/s)
- ω - kutna brzina rotora (rad/s)

LITERATURA

- [1]“ R.Wolf: Osnove električnih strojeva, Školska knjiga, Zagreb, 1985
- [2] A.Dolenc: Asinhroni strojevi, skripta, Zagreb, 1972.
- [3] N.Srb: Elektromotori - proračun, prematanje, popravak i mjerenje. Priručnik, Tehnička knjiga, Zagreb 1987.
- [4] Automatika, Jugoslavenski časopis za automatizaciju i informatiku, broj 3-4, Zagreb, 1980.
- [5] Tehnička enciklopedija IV: Električni strojevi, Jugoslavenski leksikografski zavod, Zagreb, 1973.
- [6] B.Mitraković - N.Nikolić: Asinhronne mašine, Naučne knjige, Beograd 1986.
- [7] G.N.Petrov: Električni strojevi II. Asinhroni strojevi. Prevod s ruskog. Tehnička knjiga, Zagreb, 1950.
- [8] R.Richter: Elektrische Maschinen, Vierter Band Die Induktionsmaschinen, Basel/Stuttgart, 1954.
- [9] H.Jordan/M.Weis: Asinhronmaschinen, skriptum Vieweg + Sohn GmbH. Braunschweig, 1969.
- [10] P.L.Alger: Induction Machines, second edition Gordon and Breach science publishers, New York. London, Paris 1970.
- [11] W.Nürnberg: Die Asinchronmaschine, Zweite Auflage Springer-Verlog Berlin Heidelberg New York, 1976.
- [12] Drago Ban: Asinhroni strojevi, zbirka zadataka, Zagreb, 1986.