

8. ELEKTRIČNE MAŠINE I ELEKTROMOTORNI POGONI

8.1 Transformatori

8.1.1 Primjena, vrste, konstrukcija i zaštita transformatora

Transformator je električna mašina, koja ima zadatak da preobrazi (transformiše) naizmjenični napon jedne vrijednosti u naizmjenični napon druge vrijednosti, a iste učestanosti, pri što većem koeficijentu korisnog dejstva ($\eta=0,96-0,99$).

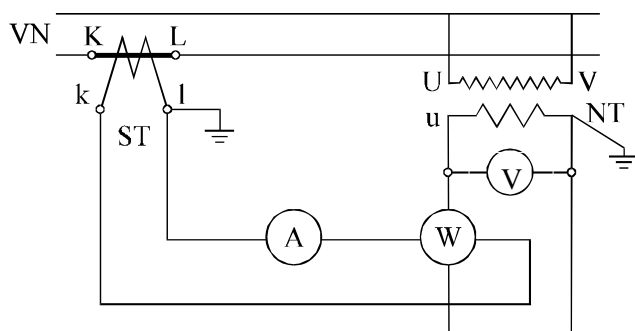
Primjena transformatora je veoma raznovrsna i oni neosporno spadaju među najrasprostranjenije električne uređaje. Koriste se u prenosu i distribuciji električne energije, pri mjerenju visokih napona i jakih struja, u raznim industrijskim postrojenjima, automatici, telemehanici, radio tehnici, elektronici itd.

Transformatori snage

Kao što smo rekli u Glavi 5, neposredno iza generatora u elektrani se ugrađuje "uzlazni transformator", koji podiže napon na vrijednost (110, 220, 380 kV), koja omogućava ekonomičan prenos električne energije na velike udaljenosti. Na kraju dalekovoda postavlja se "silazni transformator", koji visoki napon dalekovoda smanjuje na vrijednost, koja je standardizovana za distribuciju ili potrošače.

Mjerni transformatori

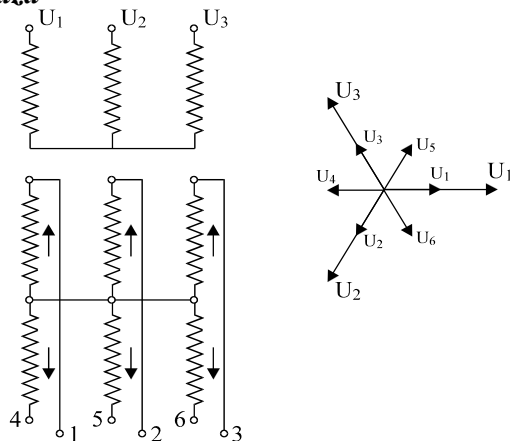
Vrlo visoki naponi i vrlo jake struje, iz tehničkih razloga, ne mogu se direktno mjeriti, već se koriste naponski (NT) i strujni (ST) mjerni transformatori (sl.8.1). Na istoj slici, pored mjerenja struje i napona, prikazano je i mjerenje snage visokonaponskog sistema. Naponski transformatori grade se za različite primarne napone, a nominalni napon sekundara je 100V. Strujni transformatori umjesto primarnog namotaja imaju bakarnu šinu ($N=1$). Nominalna struja sekundara je 1A (5A). Karakteristična veličina mjernih transformatora je **prenosni odnos transformacije**, koji predstavlja odnos nominalnih primarnih i sekundarnih vrijednosti. Po jedan kraj sekundara i naponskog i strujnog transformatora je uzemljen. Strujni transformatori moraju imati mogućnost kratkog spajanja sekundara. Ako bi se sekundar, npr. pri zamjeni instrumenta, ostavio otvoren, na njemu bi se indukovao relativno visok napon, koji može biti opasan po život rukovaoca. Zato se sekundar strujnog transformatora ne smije ostaviti otvoren, već se kratko spaja.



Slika 8.1 Mjerenje struje, napona i snage visokonaponskog sistema

Da bi se dobile stvarne vrijednosti visokonaponskog sistema, mjerene prema (sl.8.1), pokazivanje voltmetra U_V treba pomnožiti sa prenosnim odnosom naponskog transformatora (npr. 110.000/100), pokazivanje ampermetra sa prenosnim odnosom strujnog transformatora (npr. 1.000/1); snaga će se dobiti kada se pokazivanje vatmetra pomnoži sa prenosnim odnosima i strujnog i naponskog transformatora.

Promjena broja faza

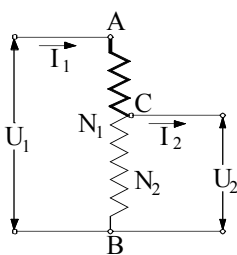


Slika 8.2 Pretvaranje trofaznog u šestofazni sistem

Kod pretvaranja naizmjenične struje u jednosmjernu, za potrebe potrošača koji koriste jednosmjernu struju (kao što je elektroliza aluminijuma), transformatori se koriste za promjenu broja faza. Višefazni sistemi su pogodni za napajanje ispravljača, jer se tada dobije manje talasasta jednosmjerna struja. Pogodnom vezom namotaja sekundara (sl.8.2) trofazni sistem se lako pretvara u šestofazni, sa faznim pomjerajem od po $\pi/3$.

Autotransformatori

Ponekad je potrebno da odnos transformacije bude blizak jedinici, tj. da je sekundarni napon samo malo niži (ili viši) od primarnog. Tada je pogodnije, i ekonomičnije, da se gradi autotransformator (sl.8.3), gdje je jedan dio namotaja istovremeno i primarni i sekundarni.



Slika 8.3 Autotransformator

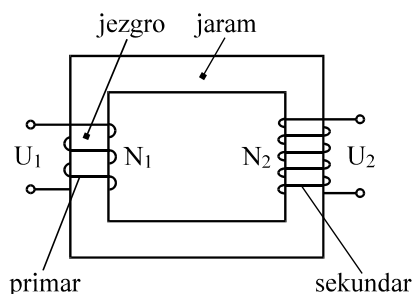
Kako su struje I_1 i I_2 skoro u protivfazi, u zajedničkom dijelu namotaja teče, dakle, njihova razlika, pa se i presjek ovog dijela namotaja izrađuje od provodnika manjeg poprečnog presjeka, čime se postiže ušteda u materijalu za izradu transformatora.

Konstrukcija transformatora

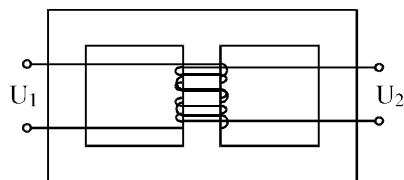
Osnovni dijelovi transformatora su: magnetno kolo i namotaji. Magnetno kolo, koje služi za zatvaranje magnetnog fluksa, izrađuje se od čeličnih limova na bazi silicijuma, i nazivaju se trafo-limovi. Limovi su izolovani specijalnim lakom, kako bi se smanjile vrtložne struje

indukovane u magnetnom kolu, a time se smanjuju gubici snage - gubici u gvožđu. Debljina limova se kreće od 0,3 do 0,5 mm.

Transformatori, čije je magnetno kolo izrađeno kao na sl.8.4, nazivaju se **stubni transformatori**. U nekim slučajevima, posebno kod trofaznih transformatora, radi ravnomjerne raspodjele magnetnog fluksa, magnetno kolo se izrađuje kao na sl. 8.5.

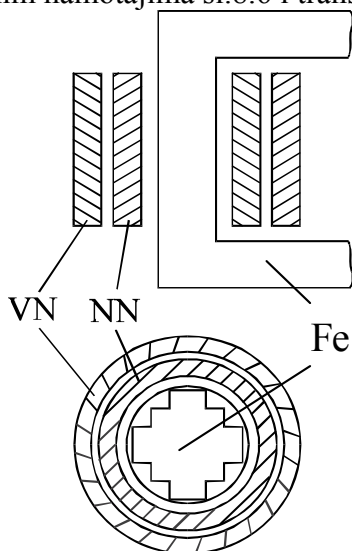


Slika 8.4 Stubni transformator

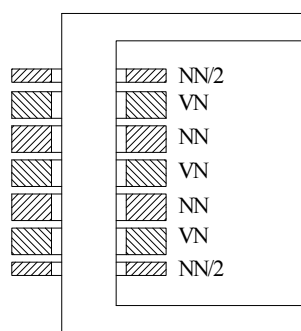


Slika 8.5 Oklopljeni transformator

Na jedan stub postavlja se i primarni i sekundarni namotaj jedne faze. Namotaji se izrađuju od izolovane bakarne žice. Izuzetno, npr. kod pećnih transformatora elektro-lučnih peći za topljenje čelika, sekundar se izrađuje od bakarnih šina. Prema obliku namotaja, razlikujemo transformatore sa cilindričnim namotajima sl.8.6 i transformatore sa prstenastim namotajima sl.8.7.



Slika 8.6a Cilindrični namotaj



Slika 8.6b Prstenasti namotaj

Kod transformatora većih snaga magnetno kolo sa namotajima se postavlja u transformatorski kazan napunjen transformatorskim uljem, koje istovremeno služi za hlađenje i kao izolacija.

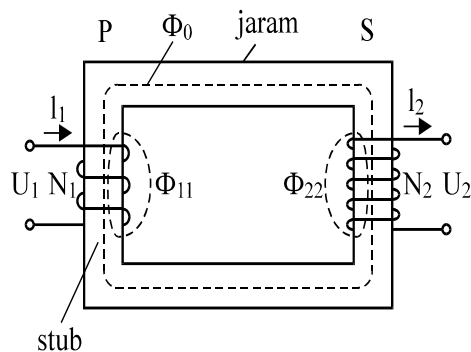
Zaštita transformatora

Zaštiti transformatora poklanja se posebna pažnja. Ne samo zato što je to skup uređaj, već i zato, što "ispad" transformatora iz pogona, znači nemogućnost napajanja električnom energijom svih uređaja priključenih na njega (ne rijetko i cijelog preduzeća). Nekada se već kod instaliranja u trofo-stanici, transformator postavlja u posebnu prostoriju; trafo-komoru. Na visokonaponskom dovodu postavlja se **prenaponska zaštita**. To su odvodnici prenapona koji štite transformator od nedozvoljeno visokih napona, koji mogu da se pojave u visokonaponskoj mreži. **Prekostrujna zaštita** štiti transformator od nedozvoljeno jakih struja, koje bi mogle izazvati nedozvoljeno pregrijavanje ili čak dinamičko oštećenje. Ova zaštita djeluje selektivno; pri manjim

preopterećenjima transformator se isključuje nakon dužeg vremena, a pri struji četiri puta većoj od nominalne isključenje je trenutno. Od unutrašnjih kvarova, zaštita se ostvaruje pomoću **Buholcovog releja**, koji je smješten na cijevi koja povezuje kazan sa konzervatorom (manji sud za ulje iznad nivoa kazana). Unutrašnji kvarovi praćeni su enormnim zagrijavanjem, što dovodi do isparavanja ulja. Gasovi, na putu ka konzervatoru, prolaze kroz Buholcov rele. Plovak, koji se nalazi u releju, pri nailasku gasova, zatvara određene kontakte. Ako je gasova manje (manji kvar), plovak zatvara strujno kolo za svjetlosnu i zvučnu signalizaciju, a ako je gasova više, plovak zatvara strujno kolo za komandu prekidaču za automatsko isključenje transformatora. Veći transformatori imaju i **nadtemperaturnu zaštitu**. Kontaktni termometri, koji mjere temperaturu ulja ili namotaja, daju, pri nedozvoljenom porastu temperature, kontakt strujnom kolu za signalizaciju ili isključenje. Kod većih transformatora, vrši se i prinudno hlađenje. Ulje iz kazana, pomoću pumpi, provodi se kroz hladnjak sa vodom. Pritisak vode u hladnjaku mora biti manji od pritiska ulja, da ne bi došlo do prodora vode u kazan.

8.1.2 Elementarna teorija transformatora

Namotaji primara i sekundara nisu konduktivno povezani. Energija se sa primarne strane prenosi na sekundarnu zahvaljujući fenomenu međusobne indukcije. Da bi induktivna sprega između primara i sekundara bila što bolja, namotaji se postavljaju na gvozdeno jezgro (sl.8.7):



Slika 8.7 Jednofazni transformator

Magnetna indukcija u središtu jednog namotaja u vidu solenoida je:

$$B = \mu \cdot \frac{NI}{l}$$

Pošto je magnetna permeabilnost:

$$\mu_{Fe} = \mu_r \cdot \mu_0$$

za gvožđe mnogo veća od magnetne permeabilnosti vazduha μ_0 , to će i magnetni fluks $\Phi_0 = B \cdot S_{Fe}$, kroz magnetno kolo biti znatno veći od flukseva "rasipanja" Φ_{11} i Φ_{22} , koji se zatvaraju kroz okolni vazduh i tako ne učestvuju u međusobnoj indukciji primara i sekundara, pa time ni u prenosu energije sa primarne na sekundarnu stranu. Dakle, u oba namotaja imamo zajednički fluks Φ_0 i fluks rasipanja:

$$\text{-za primar: } \Phi_1 = \Phi_0 + \Phi_{11} \quad (8.1)$$

$$\text{-za sekundar: } \Phi_2 = \Phi_0 + \Phi_{22} \quad (8.2)$$

Kada na primarni namotaj priključimo naizmjenični napon $u_1(t)$, pod njegovim uticajem, kroz primarni namotaj proteći će naizmjenična struja $i_1(t)$, koja stvara promjenljivi magnetni fluks Φ_1 . Prema Faradejevom zakonu elektromagnetne indukcije, ovaj fluks će u namotajima primara indukovati elektromotorne sile, koje zajedno sa padom napona $R_1 \cdot i_1$ drže ravnotežu priključenom naponu $u_1(t)$.

Jednačina dinamičke ravnoteže električnih sila u primaru je:

$$u_1(t) - R_1 \cdot i_1 - N_1 \frac{d\Phi_0}{dt} - N_1 \frac{d\Phi_{11}}{dt} = 0 \quad (8.3)$$

Kako zajednički fluks Φ_0 , obuhvata i namotaje sekundara, i u njima će se indukovati elektromotorna sila, pa je jednačina dinamičke ravnoteže električnih sila u sekundaru:

$$-N_2 \frac{d\Phi_0}{dt} - N_2 \frac{d\Phi_{22}}{dt} - R_2 \cdot i_2 - u_2(t) = 0 \quad (8.4)$$

Da bismo uprostiti razmatranje, za početak zanemarimo termogene otpornosti primara R_1 i sekundara R_2 , kao i flukseve rasipanja, tj.: $R_1 = 0$, $R_2 = 0$, $\Phi_{11} = 0$, $\Phi_{22} = 0$. Time ne pravimo osobito veliku grešku, jer su, u realnoj izvedbi, ove veličine ionako relativno male. Ovakav transformator nazivaćemo **idealni transformator**.

Razmotrimo prvo idealni transformator u praznom hodu; tj. neopterećen transformator, kada je $i_2 = 0$. U ovom slučaju jednačine dinamičke ravnoteže električnih sila su:

$$u_1 - N_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = 0 \quad \text{tj. } u_1 = -e_1 \quad (8.5)$$

$$-N_2 \frac{d\Phi_0}{dt} - u_2 = 0 \quad \text{tj. } e_2 = u_2 \quad (8.6)$$

Ove jednačine pokazuju da je indukovana ems-a u primaru ustvari kontraelektromotorna sila, koja je, kod idealnog transformatora, ravna naponu u_1 priključenom na namotaj primara. EMS-a indukovana u sekundaru je motorna i kod idealnog transformatora ta sila se pojavljuje na priključcima sekundarnog namotaja, i predstavlja napon sekundara u praznom hodu u_{20} .

Kada je na primar priključen naizmjenični prostoperiodični napon, u većini slučajeva će i struja i_1 biti prostoperiodična, pa i od nje stvoreni fluks Φ_0 . Neka je, dakle, $\Phi_0 = \Phi_{0m} \cos \omega t$, tada je ems-a indukovana u primarnom namotaju e_1 :

$$e_1 = -N_1 \frac{d\Phi_0}{dt} = N_1 \omega \Phi_{0m} \sin \omega t = E_{1m} \sin \omega t \quad (8.7)$$

Vidimo, da e_1 zaostaje iza Φ_0 za ugao $\pi/2$, a da joj je amplituda:

$$E_{1m} = N_1 \cdot \omega \cdot \Phi_{0m} = N_1 \cdot 2\pi \cdot f \cdot \Phi_{0m},$$

a njena efektivna vrijednost:

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = 4,44 f \cdot N_1 \Phi_{0m}. \quad (8.8)$$

Na analogan način možemo doći do izraza za efektivnu vrijednost elektromotorne sile sekundara:

$$E_2 = 4,44 f \cdot N_2 \Phi_{0m} \quad (8.9)$$

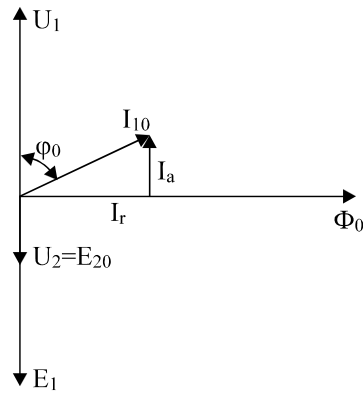
Kako su po apsolutnoj vrijednosti $E_1 = U_1$, i $E_2 = U_{20}$, i uzimajući odnos jednačina (8.8) i (8.9) imamo:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_{20}} = n_{12} \quad (8.10)$$

n_{12} - se naziva **prenosni odnos transformatora**.

Jednačina (8.10) pokazuje najvažniju osobinu transformatora.

Kako se radi o prostoperiodičnim funkcijama vremena, možemo koristiti njihovo fazorsko predstavljanje, što će nam omogućiti očigledniju analizu pojava u transformatoru. Na sl.8.8 dat je fazorski dijagram idealnog transformatora u praznom hodu.



Slika 8.8 Fazorski dijagram idealnog transformatora u praznom hodu

I_{10} - struja praznog hoda, sastoji se od dvije komponente: I_r - reaktivne i I_a - aktivne komponente. Reaktivna komponenta magnetizira gvozdeno jezgro, stvara magnetni fluks Φ_0 , koji je sa njom u fazi. Aktivna komponenta pokriva magnetne gubitke, jer naizmjenični fluks Φ_0 stvara, u magnetnom kolu, gubitke usljed vrtložnih struja i usljed histerezisa, koji se zajedno nazivaju gubici u gvožđu P_{Fe} .

$$P_{Fe} = U_1 I_a = U_1 I_{10} \cos \varphi_0 \quad (8.11)$$

U gruboj aproksimaciji, ove gubitke možemo izraziti kao:

$$P_{Fe} = k \Phi_0^2 \quad (8.12)$$

Opterećen idealni transformator

Opteretimo idealni transformator pretežno induktivnom impedansom Z . Pod uticajem napona U_2 , kroz potrošač Z će proteći struja $I_2 = U_2 / Z_2$. Struja I_2 , pošto je opterećenje induktivno, će zaostajati za ugao φ_2 za naponom U_2 . Struja I_2 stvara fluks Φ'' :

$$\Phi'' = BS = \mu \frac{NI}{l} S = \frac{NI}{\frac{l}{\mu S}} = \frac{NI}{R_m} = MPS \lambda_m \quad (8.13)$$

$NI=MPS$ - magnetopobudna sila sekundara;

R_m - magnetna otpornost magnetnog kooa;

λ_m - magnetna provodnost magnetnog kola.

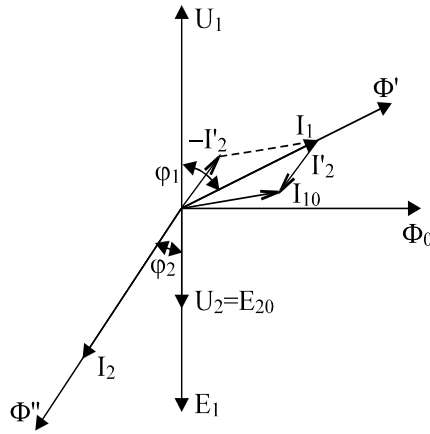
Smjer struje I_2 je, prema Lencovom zakonu, takav da ona, svojim magnetnim poljem, želi da poništi fluks Φ_0 , koji smo imali pri praznom hodu i koji je srazmjeran sa magnetomotornom silom $N_1 \cdot I_{10}$.

Smanjenje Φ_0 u jezgru, izaziva i smanjenje KEMS-e E_1 . Poremećena je ravnoteža $U_1 = E_1$, jer je napon mreže U_1 konstantan. Kako je sada $E_1 < U_1$, kroz primar će proteći struja $I_1 > I_{10}$. Ova, veća struja, stvara u primaru veći fluks Φ' , srazmjeran MPS-i $N_1 I_1$, tako da se poništava dejstvo fluksa Φ'' . Nakon isteka prelaznog režima uspostavljanja struje I_1 , u kolu se ponovo uspostavlja magnetna ravnoteža. U magnetnom kolu, dakle, i dalje ostaje zajednički fluks Φ_0 , koji je bio i za vrijeme praznog hoda. Time dolazimo do važnog zaključka: **fluks u magnetnom kolu transformatora ne zavisi od opterećenja**, i stalan je od praznog hoda do nominalnog opterećenja:

$$\Phi = \Phi_0 = const. \quad (8.14)$$

Kako su fluksevi međusobne indukcije prostoperiodične funkcije vremena, možemo ih opisati simbolički i predstaviti fazorima (sl.8.9):

$$N_1 I_{10} = N_1 I_1 + N_2 I_2 \quad (8.15)$$



Slika 8.9 Fluksevi opterećenog idealnog transformatora

Podijelimo izraz (8.15) sa N_1

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_1 + n_{21} \underline{I}_2 = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2$$

\underline{I}'_2 - je svedena struja sekundara na primarnu stranu.

Kako struja praznog hoda I_{10} , iznosi svega oko 5% nominalne struje primara I_1 , tj. $I_{10} \ll I_1$, možemo pisati:

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}'_2 \quad (8.16)$$

Jednačinu (8.16) možemo pisati u brojčanim iznosima:

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (8.17)$$

pa dolazimo do vrlo važnih odnosa koji važe za transformator:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = n_{12} \quad (8.18)$$

Sva ova razmatranja imali smo uz zanemarenje termogenih otpora namotaja i uz zanemarenje flukseva rasipanja. Dakle, razmatrali smo idealni transformator. Sada ćemo uzeti u obzir i ove veličine, razmotrit ćemo, dakle, stvarni transformator.

8.1.3 Analiza stvarnog transformatora

Uzimajući u obzir termogene otpornosti primara R_1 i sekundara R_2 , kao i flukseve rasipanja, koje ćemo pisati u obliku:

- za primar $N_1 \Phi_{11} = L_{11} \cdot i_1$, i

- za sekundar $N_2 \Phi_{22} = L_{22} \cdot i_2$,

jednačine dinamičke ravnoteže električnih sila su:

- za primar:

$$u_1 - R_1 i_1 - L_{11} \frac{di_1}{dt} - N_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = 0 \quad (8.19)$$

- za sekundar:

$$-N_2 \frac{d\Phi_0}{dt} - R_2 i_2 - L_{22} \frac{di_2}{dt} - u_2 = 0 \quad (8.20)$$

Iz ovih jednačina vidimo da odnosi napona i struja, kod realnog transformatora, nisu tako jednostavni kao kod idealnog, pa je i proučavanje složenije.

Mi ćemo proučavanje uprostiti utoliko, što ćemo promjenjive veličine u (8.19) i (8.20) smatrati prostoperiodičnim funkcijama vremena. Ovo se sa dovoljnom tačnošću može usvojiti i pored toga što se permeabilnost gvoždenog jezgra mijenja, ali do nominalnog opterećenja može se

smatrati da je Φ_0 sinusna funkcija, a iz toga slijedi da su i e_1, e_2, i_1, i_2 i u_2 takođe prostoperiodične funkcije vremena.

Jednačine (8.19) i (8.20) možemo pisati u simboličkom obliku:

$$\underline{U}_1 - R_1 \underline{I}_1 - j\omega \cdot L_{11} \underline{I}_1 - j\omega \cdot N_1 \underline{\Phi}_0 = 0 \quad (8.21)$$

$$-j\omega \cdot N_2 \underline{\Phi}_0 - R_2 \underline{I}_2 - j\omega \cdot L_{22} \underline{I}_2 - \underline{U}_2 = 0 \quad (8.22)$$

ili, kako je:

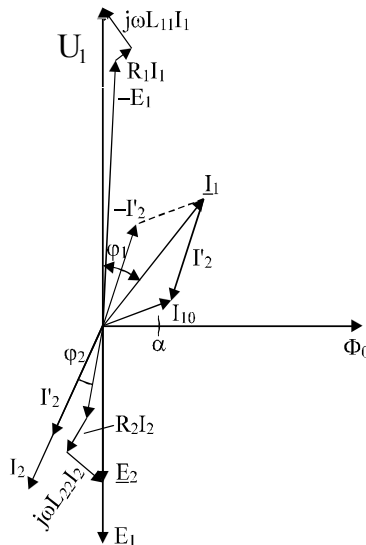
$$-j\omega \cdot N_1 \underline{\Phi}_0 = \underline{E}_1, \text{ i } -j\omega \cdot N_2 \underline{\Phi}_0 = \underline{E}_2,$$

jednačine (8.21) i (8.22) dobijaju konačan oblik:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + R_1 \underline{I}_1 + j\omega \cdot L_{11} \underline{I}_1 \quad (8.23)$$

$$\underline{E}_2 = R_2 \underline{I}_2 + j\omega \cdot L_{22} \underline{I}_2 + \underline{U}_2 \quad (8.24)$$

Ove jednačine predstavljene su na fazorskom dijagramu opterećenog realnog transformatora (sl.8.10).



Slika 8.10 Fazorski dijagram realnog transformatora –opterećenog

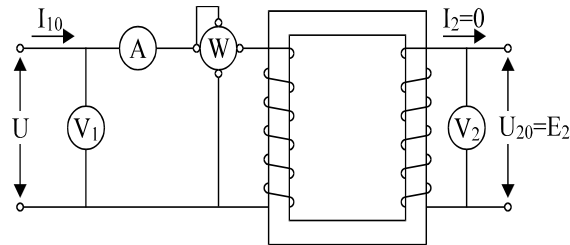
Iz ovog dijagrama vidimo da odnos napona i struja primara i sekundara nije stalan, već zavisi od opterećenja, a nezavisne su samo E_1 i E_2 . Karakteristične parametre, kao npr. struju praznog hoda I_{10} , njen nagib $\alpha = \arcsin(P_{Fe} / U_1 I_{10})$ određujemo ispitivanjem transformatora.

8.1.4 Ispitivanje transformatora

Ispitivanje transformatora vrši se u cilju određivanja karakteristika i relevantnih parametara, kao što su prenosni odnos, stepen iskorišćenja, odnosno gubitaka u gvožđu P_{Fe} i gubitaka u bakru P_{Cu} . Mjerenja se izvode u ogledima praznog hoda i kratkog spoja transformatora.

Ogled praznog hoda

Praznim hodom nazivamo stanje neopterećenog ($i_2 = 0$) transformatora, čiji je primar priključen na nominalni napon. Kako je u praznom hodu $i_2 = 0$, to je i korisna snaga koju transformator predaje sa sekundara $P_2 = 0$. Prema tome, sva snaga, koju transformator uzima na primarnoj strani, predstavlja snagu gubitaka; $P_{W0} = P_{gub}$. Ogled se izvodi prema šemi na sl.8.11.



Slika 8.11 Ogled praznog hoda

Opšte uzevši snaga gubitaka je: $P_{gub} = P_{Fe} + P_{Cu}$

Gubici u bakru sastoje se od snage Džulovih gubitaka u primarnom i sekundarnom namotaju:

$$P_{Cu} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2$$

pa su ovi gubici u praznom hodu:

$$P_{Cu0} = R_1 I_{10}^2 \quad (8.25)$$

Gubici u gvožđu sastoje se od gubitaka usled vrtložnih struja i gubitaka usled histereze. Ne ulazeći u detaljniju analizu, mi ćemo gubitke u gvožđu smatrati proporcionalnim kvadratu fluksa, tj. $P_{Fe} = k \Phi_0^2$. Izmjerenu snagu koju transformator uzima iz mreže u praznom hodu P_{W0} , sada možemo izraziti kao:

$$P_{W0} = k \Phi_0^2 + R_1 \cdot I_{10}^2 \quad (8.26)$$

pa su gubici u gvožđu:

$$P_{Fe} = k \Phi_0^2 = P_{W0} - R_1 \cdot I_{10}^2 \quad (8.27)$$

Kako je struja praznog hoda I_{10} znatno manja (5-10)% od nominalne struje, za manje precizna mjerenja, može se smatrati da je:

$$P_{Fe} = P_{W0} \quad (8.28)$$

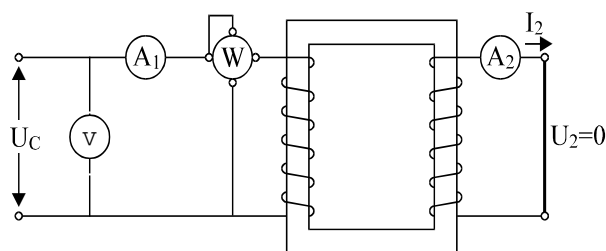
Vidjeli smo, (jednačina 8.14), da se magnetni fluks Φ_0 ne mijenja sa promjenom opterećenja, pa, prema tome, i gubici u gvožđu ne zavise od opterećenja; $P_{Fe} = const$.

Iz oglada praznog hoda može se odrediti i prenosni odnos:

$$n_{12} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{U_1}{U_2}$$

Ogled kratkog spoja

Ogled kratkog spoja izvodi se prema šemi sl.8.12.



Slika 8.12 Ogled kratkog spoja

Kratki spoj je stanje, kada su izvodi sekundarnih namotaja kratko spojeni, a na primar je priključen relativno mali napon. Kako je pri kratkom spoju $U_2 = 0$, i ovdje će korisna snaga biti nula $P_{kor} = 0$. Prema tome, i u kratkom spoju, snaga, koju uzima transformator, predstavlja snagu gubitaka: $P_{Wc} = P_{gub}$.

Da bismo utvrdili o kojim gubicima se radi, koristićemo deduktivno zaključivanje; pošto je $U_2 = 0$, zaključujemo da i E_2 mora biti mala (jednaka zbiru padova napona u sekundaru, vidi sl.8.10), a pošto nju indukuje zajednički fluks Φ_0 , slijedi da je i on mali. Iz ovoga pak, proizilazi

da su i gubici u gvožđu zanemarljivi. Prema tome, snaga izmjerena pri kratkom spoju, predstavlja gubitke u bakru:

$$P_{wc} = P_{Cu} = R_1 \cdot I_1^2 + R_2 \cdot I_2^2 \quad (8.29)$$

Pri izvođenju ogleđa polazi se od primarnog napona $U_1 = 0$, koji se polako povećava, dok se ne postignu nominalne struje u namotajima primara i sekundara. Moramo uočiti da su nominalne struje postignute pri primarnom naponu $U_1 = U_{1c}$, koji je mnogo manji od nominalnog napona primara. U_{1c} -napon primara, pri kojem u namotajima teku nominalne struje, pri kratkospojenom sekundaru, naziva se **napon kratkog spoja** i on iznosi: $U_{1c} = (5 - 10)\% \cdot U_{1n}$.

8.2 Asinhronne mašine

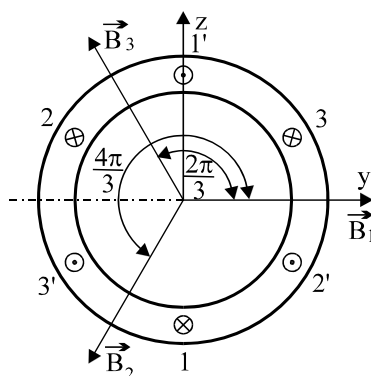
Asinhronne mašine su električni energetski, reverzibilni uređaji naizmjenične struje, koji vrše konverziju električne energije u mehaničku -asinhroni motori, ili konverziju mehaničke energije u električnu -asinhroni generatori. Asinhroni motori, posebno trofazni asinhroni motor, zbog svoje jednostavnosti i pouzdanosti, danas je najčešće korišćeni motor u industriji. Konverzija električne energije u mehaničku ostvaruje se zahvaljujući tzv. transformatorskom dejstvu; električna energija sa nepokretnog dijela -statora, prenosi se na pokretni dio -rotor, bez konduktivne veze između njih, zahvaljujući međusobnoj indukciji.

Mi ćemo se ukratko upoznati sa načinom rada i osnovnim svojstvima asinhronog motora, misleći prevashodno na trofazni asinhroni motor.

8.2.1 Obrtno magnetno polje

Jedna od osnovnih osobina Teslinih polifaznih sistema, je to, što se pomoću njih može ostvariti obrtno magnetno polje, koje je u stanju da obrće provodno tijelo, ako se ono nalazi u ovom polju.

Kako ostvariti obrtno magnetno polje? Stator motora predstavlja šuplji valjak od livenog gvožđa. Po unutrašnjem obodu statora su žljebovi (utori). U žljebove se postavljaju namotaji izolovane bakarne žice. Postavimo namotaje na sledeći način: prvi namotaj, čiji su krajevi 1-1' (sl.8.13), postavimo tako da se njegova osa poklapa sa y-osom, drugi namotaj, čiji su krajevi 2-2', postavimo tako da je njegova osa pomjerena unazad za $2\pi/3 \cdot rad. (-120^\circ)$, osu trećeg namoraja 3-3', pomjerimo unazad za $2\pi/3$ u odnosu na drugi namotaj. Presjek statora sa ovako postavljenim namotajima predstavljen je na sl.8.13.



Slika 8.13 Namotaji i indukcija statora

Priključimo li sada namotaje na mrežu trofaznog simetričnog sistema, kroz namotaje će teći odgovarajuće struje:

$$\begin{aligned}
 1-1' &\rightarrow i_1 = I_m \cos \omega \cdot t \\
 2-2' &\rightarrow i_2 = I_m \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\
 3-3' &\rightarrow i_3 = I_m \cos(\omega \cdot t - 4\pi/3)
 \end{aligned} \quad (8.30)$$

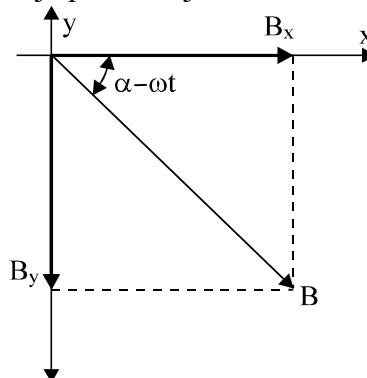
Ove tri struje stvaraju tri magnetna polja, čije su indukcije srazmjerne strujama, i u fazi sa njima:

$$\begin{aligned}
 i_1 &\rightarrow B_1(t) = B_m \cos \omega \cdot t \\
 i_2 &\rightarrow B_2(t) = B_m \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\
 i_3 &\rightarrow B_3(t) = B_m \cos(\omega \cdot t - 4\pi/3)
 \end{aligned} \quad (8.31)$$

Dakle, u središtu statora imamo tri pulzirajuća magnetna polja. Da bismo odredili rezultantno polje, razložićemo pojedine indukcije na x-y komponente:

$$\begin{aligned}
 B_x &= B_1(t) + B_2(t) \cos(4\pi/3) + B_3(t) \cos(2\pi/3) = \\
 &= B_m \left\{ \cos \omega \cdot t - \frac{1}{2} [\cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) + \cos(4\pi/3)] \right\} \\
 B_x &= \frac{3}{2} B_m \cos \omega \cdot t \\
 B_y &= B_3(t) \cdot \sin(2\pi/3) + B_2(t) \cdot \sin(4\pi/3) = \\
 &= B_m \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} [\cos(\omega \cdot t - 4\pi/3) - \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3)] \right\} \\
 B_y &= -\frac{3}{2} B_m \sin \omega \cdot t
 \end{aligned} \quad (8.32)$$

Dakle, komponente rezultantne indukcije B_x i B_y su prostoperiodične funkcije vremena, sa istim amplitudama B_m , a fazama u kvadraturi, što je predstavljeno na sl.8.14.



Slika 8.14 Rezultantno magnetno polje

Intenzitet indukcije rezultantnog polja je:

$$B(t) = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} = \frac{3}{2} B_m \quad (8.34)$$

Pogledajmo kakav je nagib vektora indukcije prema koordinatnim osama:

$$\begin{aligned}
 \operatorname{tg} \alpha &= \frac{B_y}{B_x} = -\operatorname{tg} \omega \cdot t = \operatorname{tg}(-\omega \cdot t) \\
 \alpha &= -\omega \cdot t
 \end{aligned} \quad (8.35)$$

Iz jednačina (8.34) i (8.35) vidimo, da trenutna vrijednost indukcije ima stalan intenzitet (jačinu), a nagibni ugao je zavisao od vremena. To znači, da se, unutar statora, magnetno polje indukcije B obrće ugaonom brzinom ω , koja je jednaka kružnoj frekvenciji struje kroz namotaje. Zbog toga se ovo polje naziva **obrtno magnetno polje**. Brzina obrtanja magnetnog polja često se naziva **sinhronom brzinom** i ona se određuje:

$$\omega = 2\pi \cdot f = 2\pi \cdot n / 60; \quad n = 60f \text{ (}^\circ / \text{min)}$$

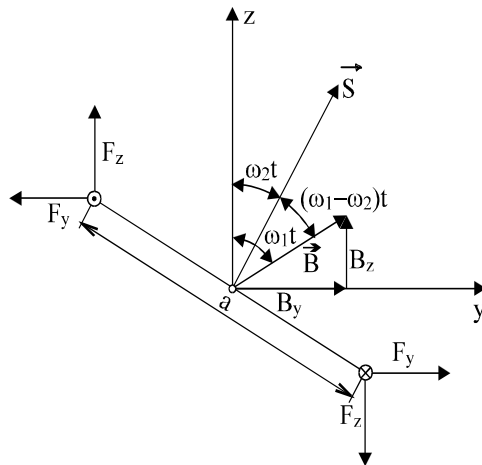
Ako bismo izmjenili redosljed faza, tj. kroz namotaj 2-2' propustili struju $i_3(t)$, a kroz namotaj 3-3' struju $i_2(t)$, dobili bi rezultat $\alpha = \omega \cdot t$, što znači da je smjer obrtanja polja suprotan. Smjer obrtanja magnetnog polja je, dakle, uvijek suprotan od smjera redosljeda faza na namotajima statora.

8.2.2 Elementarna teorija rada asinhronog motora

Pokazali smo kako se može obrazovati obrtno magnetno polje unutar prostora statora. Neka se, u tom prostoru, nalazi jedan pravougli provodni ram, učvršćen na osovinu X-X, koja prolazi kroz centar statora. Pošto se polje obrće, fluks kroz površinu rama će biti promjenljiv u vremenu. Prema Faradejevom zakonu elektromagnetne indukcije, u provodnom ramu će se indukovati elektromotorna sila. Pod uticajem ove ems-e kroz konturu će proteći struja. Sada imamo slučaj da se provodnik sa strujom nalazi u stranom magnetnom polju. Kao što smo vidjeli, u tom slučaju na provodnu konturu će djelovati elektromagnetne (mehaničke) sile. Ove sile obrazuju mehanički spreg sila, usljed čega dolazi do obrtanja rama oko ose X-X.

Ovo kratko razmatranje omogućava nam uvid u fizičke zakonitosti na kojima se zasniva princip rada trofaznog asinhronog motora. Za detaljniji uvid u kvantitativne odnose pojedinih veličina, moramo izvršiti detaljniju analitičku analizu. U tom cilju ćemo koristiti šematski presjek predstavljen na sl.8.15. X-osa postavljena je po podužnoj osi u centru statora.

Obrtno magnetno polje indukcije B obrće se sinhronom brzinom ω_1 i u posmatranom trenutku zauzima položaj sa uglom $\omega_1 t$ u odnosu na Z-osu. Ram formiran od N_2 namotaja izolovane žice, čiji su krajevi kratko spojeni, u pravcu X-ose ima dužinu b , a širina mu je a . Orjentisana površina rama, normalna na ravan namotaja, zauzima položaj sa uglom $\omega_2 t$ u odnosu na Z-osu.



Slika 8.15 Uz teoriju asinhronog motora

Namotaj je okarakterisan svojom termogenom otpornošću R_2 i sopstvenom induktivnošću L_2 . Magnetni fluks, kroz površinu namotaja, je:

$$\Phi = \vec{B}\vec{S} = BS \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) = \Phi_m \cos \omega_s t \quad (8.36)$$

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_2 = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \omega_1 = s \omega_1 \quad (8.37)$$

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (8.38)$$

gdje je: s - **klizanje**, je relativno zaostajanje namotaja, sa brzinom n_2 , iza obrtnog magnetnog polja, sa sinhronom brzinom n_1 .

Magnetni fluks kroz površinu namotaja, kao što pokazuje jednačina (8.36), mijenja se u vremenu sa ugaonom frekvencijom ω_s . Stoga, u namotaju će se indukovati ems-a e_2 :

$$e_2(t) = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = N_2 \omega_s \Phi_m \sin \omega_s t = E_{2m} \sin \omega_s t \quad (8.39)$$

Pod uticajem ems-e e_2 , kroz namotaj će teći struja, data sljedećom simboličnom jednačinom:

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{E}_2}{\underline{Z}_2} = I_{2m} \cdot e^{j(\omega_s t - \varphi_2)} \quad (8.40)$$

Impedansa namotaja rotora \underline{Z}_2 je:

$$\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = R_2 + j\omega_s \cdot L_2 \quad (8.41)$$

Fazno zaostajanje φ_2 , struje i_2 iza ems-e e_2 je:

$$\varphi_2 = \text{arc} \cdot \text{tg} \frac{\omega_s \cdot L_2}{R_2} \quad (8.42)$$

Upozorimo da, kao što pokazuju jednačine (8.39) do (8.42), veličina i učestanost ems-e i struje u rotoru, kao i impedansa i fazni ugao, zavise od ω_s , a, to znači, od brzine obrtanja rotora, jer je:

$$\omega_s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} n_1 = 2\pi \cdot f_2 \quad (8.43)$$

Odakle, možemo odrediti učestanost ems-e e_2 i struje i_2 :

$$2\pi \cdot f_2 = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} 2\pi \cdot f_1 \rightarrow f_2 = s \cdot f_1 \quad (8.44)$$

Trenutna vrijednost struje u namotaju je:

$$i_2(t) = I_{2m} \sin(\omega_s \cdot t - \varphi_2) \quad (8.45)$$

gdje je njena maksimalna vrijednost:

$$I_{2m} = \frac{E_{2m}}{Z_2} = \frac{N_2 \omega_s \Phi_m}{\sqrt{R_2^2 + (\omega_s L_2)^2}} = \frac{N_2 \omega_s \Phi_m}{Z_2} \quad (8.46)$$

Smjer struje u namotajima određen je Lencovim pravilom.

Kako se namotaj, svojom dužinom b , nalazi u magnetnom polju, i u njemu teče struja i_2 , na njega će djelovati elektromagnetne mehaničke sile date sa:

$$\vec{F}(t) = N_2 i_2 (\vec{b} \times \vec{B}) \quad (8.47)$$

Strane a namotaja, nalaze se izvan magnetnog polja, pa na njih ne djeluju ove sile.

Radi lakšeg razmatranja, razložimo vektor indukcije \vec{B} na njegove komponente: $B_y = B \sin \omega_1 t$, $B_z = B \cos \omega_1 t$. Usljed komponente B_y , djelovaće elektromotorna sila F_z u pravcu ose Z:

$$F_z = N_2 \cdot i_2 \cdot b \cdot B_y = N_2 \cdot i_2 \cdot b \cdot B \cdot \sin \omega_1 t,$$

a od komponente B_z sila u pravcu Y-ose:

$$F_y = N_2 \cdot i_2 \cdot b \cdot B_z = N_2 \cdot i_2 \cdot b \cdot B \cos \omega_1 t$$

Sile F_z obrazuju spreg sila u smjeru obrtnog magnetnog polja, a sile F_y u suprotnom smjeru. Od sila F_z imamo spreg (vidi sl.8.15):

$$\begin{aligned} M_1(t) &= F_z a \cos \omega_2 t = N_2 i_2 abB \cos \omega_2 t \sin \omega_2 t = \\ &= N_2 I_{2m} \Phi_m \sin(\omega_s t - \varphi_2) \cdot \sin \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t, \end{aligned}$$

a od sila F_y spreg:

$$\begin{aligned} M_2(t) &= F_y a \sin \omega_2 t = N_2 i_2 abB \sin \omega_2 t \cdot \cos \omega_1 t = \\ &= N_2 I_{2m} \Phi_m \sin(\omega_s t - \varphi_2) \cdot \cos \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t \end{aligned}$$

Od ova dva sprega uspostavlja se jedan rezultantni:

$$\begin{aligned} M(t) &= M_1(t) - M_2(t) = \\ &= N_2 I_{2m} \Phi_m \sin(\omega_s t - \varphi_2) \cdot (\sin \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t - \cos \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t) \end{aligned}$$

Primjenjujući adicione teoreme, izraz za moment se svodi na:

$$M(t) = N_2 I_{2m} \Phi_m \frac{1}{2} [\cos \varphi_2 - \cos(2\omega t - \varphi_2)]$$

Zamjenjujući izraz za maksimalnu vrijednost struje I_m iz (8.46), dobijamo konačan izraz vrijednosti trenutnog momenta:

$$M(t) = \frac{N_2^2 \omega_s \Phi_m^2}{2Z_2} [\cos \varphi_2 - \cos(2\omega t - \varphi_2)] \quad (8.48)$$

Dosadašnje razmatranje odnosilo se na slučaj kada na rotoru imamo jedan namotaj. Ako sada na rotoru imamo tri namotaja: a, b i c, međusobno identična i međusobno pomjerena za $2\pi/3$. Koristeći isto rezonovanje kao kod prethodnog izvođenja, i za faze b i c ćemo dobiti analogne izraze, samo pomjerene u odnosu na fazu a za $-2\pi/3$, odnosno $-4\pi/3$, tj. imaćemo:

$$M_b(t) = \frac{N_2^2 \omega_s \Phi_m^2}{2Z_2} \left[\cos \varphi_2 - \cos(2\omega_s t - \varphi_2 - \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (8.49)$$

$$M_c(t) = \frac{N_2^2 \omega_s \Phi_m^2}{2Z_2} \left[\cos \varphi_2 - \cos(2\omega_s t - \varphi_2 - \frac{4\pi}{3}) \right] \quad (8.50)$$

Ukupna vrijednost momenta na osovini motora, jednaka je zbiru momenata pojedinih namotaja:

$$M_u(t) = M_a(t) + M_b(t) + M_c(t) = \frac{N_2^2 \omega_s \Phi_m^2}{2Z_2} \cdot 3 \cos \varphi_2 \quad (8.51)$$

Jednačina (8.51) ukazuje na bitnu osobinu asinhronog motora: ako na rotoru rasporedimo simetrično tri kratkospojena namotaja, tada je trenutna vrijednost ukupnog momenta, koji djeluje na namotaje, stalna $M_u(t) = const.$, pa je to ujedno i srednja vrijednost momenta.

Kako je $\cos \varphi_2 = R_2 / Z_2$, izraz za moment možemo izraziti:

$$M = 3 \frac{N_2^2 \cdot \omega_s \cdot \Phi_m^2}{2 \cdot (R_2^2 + \omega_s^2 \cdot L_2^2)} R_2 = 3 \frac{I_2^2}{\omega_s} R_2 \quad (8.52)$$

Analizirajmo na kratko jednačinu (8.52). Neka je na motor priključena neka radna mašina, koja osovini rotora opterećuje otpornim momentom M_0 . U ustaljenom režimu rada, tj. pri $n_2 = const.$, srednja vrijednost momenta motora jednaka je otpornom momentu $M = M_0$, pa imamo:

$$M_0 = 3 \frac{I_2^2 \cdot R_2}{\omega_1 - \omega_2} \quad (8.53)$$

$$M_0 \cdot \omega_1 = 3 \cdot I_2^2 \cdot R_2 + M_0 \cdot \omega_2$$

Jednačina (8.53) predstavlja jednačinu snaga motora. Ona kaže: snaga obrtnog polja $M_0 \cdot \omega_1$ jednaka je zbiru snage Džulovih gubitaka u namotajima rotora $3 I_2^2 R_2$ i korisne snage na osovini motora $M_0 \cdot \omega_2$.

8.2.3 Zavisnost momenta motora od brzine obrtanja rotora

Karakteristika zavisnosti momenta motora od brzine obrtanja rotora $M = f(n_2)$, je značajna za razumijevanje rada motora i za njegovo korišćenje. O ovoj zavisnosti rasuđujemo na osnovu jednačina (8.52), gdje je ova zavisnost implicitno data. Naime,

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_2 = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \omega_1 = s \cdot \omega_1 = \frac{n_1 - n_2}{n_1} n_1$$

ukazuje da, kada se brzina rotora mijenja od $n_2 = 0$ do $n_2 = n_1$, tada se klizanje mijenja od $s=1$ do $s=0$. Kako ω_s figuriše i u brojiocu i u imeniocu (8.52), očigledno da zavisnost $M = f(n_2)$ ili $M = f(s)$ nije tako prosta.

Pretpostavimo, prvo, da je $s=0$ (što znači da je $n_2 = n_1$, tj. da se rotor obrće (sinhronom) brzinom obrtnog magnetnog polja). Tada je ems-a $e_2 = 0$, jer nema promjene fluksa, odnosno $E_{2m} = N_2 \cdot \omega_s \cdot \Phi_m = 0$. Kao posljedica toga, i struja u namotajima rotora $i_2 = 0$, pa, nema ni elektromagnetne sile, ni momenta, koji bi djelovao na ove namotaje. Rezimirajmo:

$$s = 0, (n_2 = n_1) \rightarrow e_2 = 0 \rightarrow i_2 = 0 \rightarrow F_2 = 0 \rightarrow M = 0$$

To znači, da **rotor asinhronog motora ne može dostići sinhronu brzinu obrtnog magnetnog polja** (pa zato se i naziva **asinhroni**).

Neka je sada $s=1$ ($n_2 = 0$), rotor miruje. To je polazno stanje $\omega_s = s \cdot \omega_1 = \omega_1$. Indukovana ems-a, i struja u rotoru, imaju maksimalne vrijednosti. To bi nas moglo navesti na zaključak da je tada i moment maksimalan. Pogrešno! Pogledajmo pažljivije jednačinu (8.52). Uočavamo da je u polaznom stanju i reaktivna otpornost namotaja rotora maksimalna tj.

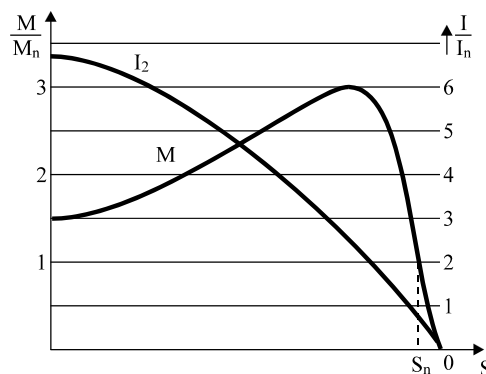
$$X_2 = \omega_s \cdot L_2 = s \cdot \omega_1 \cdot L_2 = \omega_1 \cdot L_2 = X_{2k} \quad (8.54)$$

X_{2k} - reaktansa rotora u kratkom spoju (ukočen rotor).

Dilema, kako je moguće da pri maksimalnoj struji u namotajima rotora istovremeno na njih ne djeluje i maksimalni moment, zaslužuje dodatnu pažnju. Ne smijemo izgubiti iz vida da rad vrši samo aktivna komponenta struje (a moment nije ništa drugo nego rad), a ona nije maksimalna u polasku, jer je tada:

$$\varphi_2 = \arctg \frac{X_{2k}}{R_2} = \varphi_{2 \max},$$

a to, sa svoje strane, djeluje da je moment (8.51) minimalan. Očigledno, $M=f(s)$ nije prosta funkcija, određuje se eksperimentalno, a njen tipičan izgled dat je na sl.8.16.



Slika 8.16 Zavisnost momenta i struje od klizanja (brzine)

Na istoj slici dat je i odnos struje prema nominalnoj I_n . Polazna struja je oko šest puta veća od nominalne, a polazni moment iznosi oko 1,5 M_n . Nominalne vrijednosti se postižu pri klizanju $s_n = (0,03 \text{ do } 0,05)$, ili kako se češće izražava: $s_n = (3 \text{ do } 5)\%$.

Sa sl.8.16 se vidi da kriva momenta ima svoj maksimum, koji se dobije, ako se nađe izvod momenta po klizanju odnosno po ω_s .

$$\frac{dM}{d\omega_s} = \frac{N_2^2 \Phi_m^2 R_2 2(R_2^2 + \omega_s^2 L_2^2) - N_2^2 \omega_s \Phi_m^2 R_2 (4\omega_s L_2^2)}{4 \cdot Z_2^4} = 0$$

odakle, mora biti:

$$2N_2^2 \Phi_m^2 R_2 (R_2^2 + \omega_s^2 L_2^2 - 2\omega_s^2 L_2^2) = 0$$

što daje uslov: $R_2^2 = \omega_s^2 \cdot L_2^2$, odnosno

$$R_2 = \omega_s \cdot L_2 = s \cdot \omega_1 L_2 \quad (8.55)$$

Dakle, kada se izjednači aktivni i induktivni otpor rotora, moment postaje maksimalan. Zamjenjujući $\omega_s L_2$ sa R_2 , u jednačini za moment, dobićemo izraz za maksimalni moment:

$$M_{\max} = \frac{N_2^2 \cdot \Phi_m^2}{4L_2} \quad (8.56)$$

Jednačina (8.56) jasno ukazuje, da vrijednost maksimalnog momenta ne zavisi od vrijednosti aktivne otpornosti rotora R_2 . Međutim, isto je tako jasno, da moment zavisi od R_2 . Posmatrajmo ekstremne vrijednosti koje može poprimiti R_2 . Neka je, prvo, $R_2 = 0$. Tada bi postojala samo reaktivna otpornost rotora $X_2 = \omega_s \cdot L_2$; struja bi bila čisto reaktivna, $\cos \varphi_2 = 0$, pa slijedi, da je $M=0$. Motor ne može da radi. Druga ekstremna vrijednost otpora $R_2 \rightarrow \infty$. Tada je struja rotora $i_2 = 0$, pa i elektromagnetna sila i moment moraju biti jednaki nuli. Ni sa ovakvim otporom motor ne bi mogao da radi. Dakle, mora da postoji neka određena vrijednost $0 < R_2 < \infty$, pri kojoj je moment maksimalan. Ta vrijednost se određuje izjednačavajući sa nulom prvi izvod momenta po otporu:

$$\frac{dM}{dR_2} = 0$$

Kada se ovo uradi dobije se:

$$R_2 = \omega_s \cdot L_2 = s \omega_1 \cdot L_2 \quad (8.57)$$

Konstatujemo istu vrijednost, kao onu u jednačini (8.55). Međutim, jednačina (8.57) ukazuje na još nešto. Naime, ako se postigne da je: $R_2 = \omega_s L_2 = s \omega_1 L_2 = 1 \omega_1 L_2$, tada se maksimalni moment postiže u trenutku polaska motora, tj. $M_{pol} = M_{\max}$, što ima veliki praktični značaj. Ipak, motor se ne izrađuje sa $R_2 = \omega_1 L_1$, jer bi u ustaljenom stanju imao dosta velike Džulove gubitke u rotoru $R_2 I_2^2$, pa bi stepen iskorišćenja η_M bio mali.

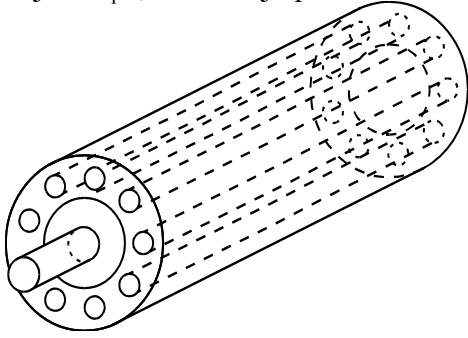
Moguće je održavati $M = M_{\max}$, pri bilo kojoj brzini, samo tada moramo mijenjati R_2 sa promjenom brzine obrtanja rotora (s).

8.2.4 Puštanje u rad asinhronog motora

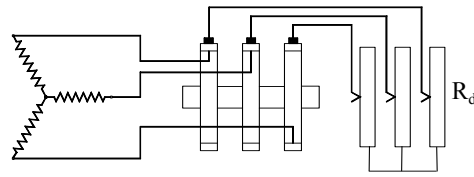
Kao što smo rekli, za rad asinhronog motora dovoljno je da se na rotoru nalaze provodnici koji mogu biti u kratkom spoju. S druge strane, rekli smo, da se moment motora može mijenjati promjenom otpora u rotoru. Imajući ovo u vidu, razvijene su dvije osnovne vrste konstrukcije rotora asinhronog motora. Jedna vrsta, gdje su u žljebove gvođenog jezgra rotora postavljene bakarne ili aluminijumske šipke, koje su na čeonim stranama kratko spojene metalnim prstenovima. Ovo su kratko spojeni ili kavezni rotori (sl.8.17a). Drugu vrstu čine rotori, gdje su u gvođene žljebove smješteni namotaji izolovane žice, čiji su jedni krajevi vezani u zvjezdište (sl.8.17b), a slobodni krajevi su vezani za tri metalna prstena, koji su čvrsto postavljeni na osovinu rotora izolovani od nje i međusobno. Na klizne prstenove postavljaju se ugljene četkice, preko kojih je u kolo rotora moguće uključivati veći ili manji dodatni otpor R_d i tako, mijenjajući vrijednost R_d , podešavati moment motora, odnosno brzinu obrtanja rotora. Dodavanjem odgovarajućeg otpora u kolo rotora može se postići da bude zadovoljeno ($I_{pol} < 6I_n$, ili $M_{pol} = M_{\max}$). Ovakvi motori nazivaju se motori sa namotanim rotorom, ili motori sa prstenovima, ili klizno-kolutni motori.

Sa kratkospojenim rotorom obično se grade motori manjih snaga. Motori manjih snaga uključuju se direktno na mrežu (sl.8.18), a većih snaga pomoću preklopke zvijezda-trougao (sl.8.19), ili trofaznog transformatora za smanjenje napona. Pri vezi u zvijezdu, M_{pol} se smanjuje za tri puta, jer je U_f za $\sqrt{3}$ manji od onog pri trouglu, ali je, zato, i struja koju motor povuče iz mreže, tri puta manja.

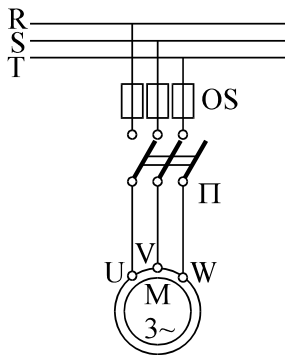
Kod motora sa kliznim prstenovima, povoljnim izborom početne otpornosti, može se postići povoljan M_{pol} , a da struja polaza ne bude prevelika.



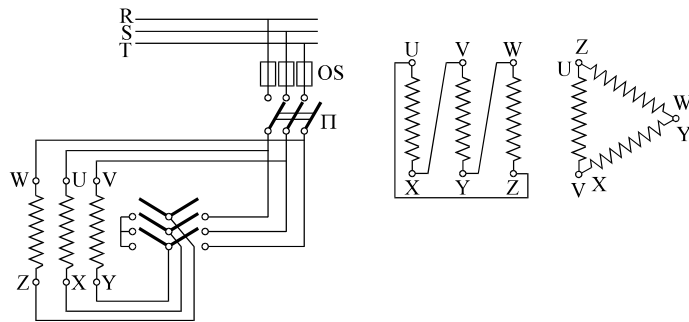
Slika 8.17a Kratkospojni rotor



Slika 8.17b Namotani rotor



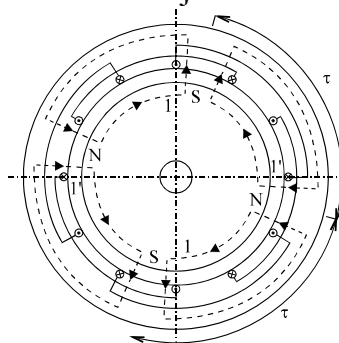
Slika 8.18 Direktno upuštanje



Slika 8.19 Upuštanje preklopkom zvijezda - trougao

8.2.5 Promjena brzine i smjera obrtanja asinhronog motora

U dosadašnjem posmatranju, obrtno magnetno polje smo dobili pomoću tri namotaja, jedan namotaj po svakoj fazi. Namotaji su ravnomjerno raspoređeni po unutrašnjosti statora, međusobno pomjereni za po $\frac{2\pi}{3}$ rad. Tada je ugaona brzina polja ω_1 bila jednaka kružnoj učestanosti struje napojne mreže. U tom slučaju, svaki namotaj je stvarao po dva pola po svakoj fazi. Sada posmatrajmo slučaj kada svaki fazni namotaj razdvojimo u dva dijela (sl.8.20). Uočimo da prva faza stvara četiri pola. Očigledno je da će i namotaji drugih faza stvoriti po četiri pola, koji su međusobno, i u odnosu na prvu pomjereni, i fazno i prostorno. U središtu statora ćemo opet imati obrtno magnetno polje, čija je brzina obrtanja dvostruko manja.



Slika 8.20 Uz promjenu

brzine obrtanja

Neka je T perioda naizmjenične trofazne struje. Tada, kod dvopolnog statora, tokom vremena T, magnetno polje pređe pun ugao 2π . Znači njegova ugaona brzina je:

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T} = \omega \quad (8.58)$$

gdje je:

ω - kružna učestanost struje napajanja.

Dakle, kod dvopolnog statora, puni geometrijski ugao 2π odgovara dvostrukom magnetnom polnom koraku 2τ . Kod statora sa p pari polova, dvostrukom polnom koraku odgovara magnetni ugao $2\pi/p$. Znači, u tom slučaju, za vrijeme T , obrtno polje pređe ugao $2\pi/p$ radijana, a pun obrt od 2π radijana pređe za pT vremena. Dakle, ugaona brzina obrtnog polja, kod višepolne mašine je:

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{pT} = \frac{\omega}{p}$$

gdje je p broj pari polova.

Da bi našli vezu između brzine obrtanja, izražene u obrtajima u minuti, i učestanosti mreže f (Hz), uspostavimo odnose:

$$\omega_1 = 2\pi \cdot f_1 = 2\pi \frac{n_1}{60} = \frac{2\pi}{pT} = \frac{2\pi}{p} f$$

$$\frac{n_1}{60} = \frac{f}{p} \quad n_1 = \frac{60f}{p} \quad (8.59)$$

Prema tome, brzinu asinhronog motora možemo mijenjati promjenom broja pari polova na statoru; obično su to dvobrzinski motori sa odnosom brzina 2:1. Ova promjena brzine je moguća samo za motore sa kratkospojenim rotorom.

Kod motora sa namotanim rotorom, brzina se može mijenjati i promjenom otpora u kolu rotora jer je:

$$s = K_0 M R_2, \quad K_0 = \text{const.},$$

ako je moment M konstantan, važi

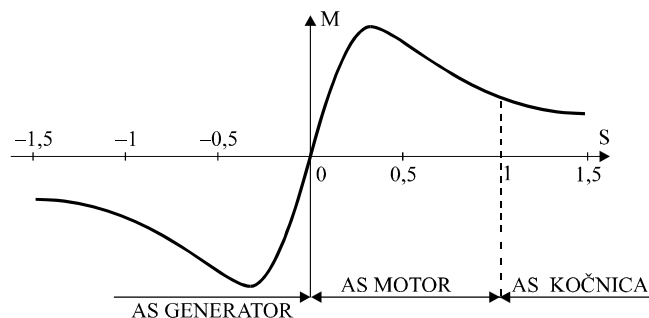
$$s = f(R_2)$$

Međutim, dodavanjem dodatnog otpora R_d u kolo rotora, povećavaju se džulovi gubici, smanjuje se stepen korisnog dejstva motora, pa se ovaj način regulacije brzine rijetko koristi.

Promjena smjera obrtanja vrši se promjenom redosljeda faza. Naime, ako na slici 8.13 namotaj 2-2' priključimo na treću fazu, tako da kroz njega protiče struja i_3 (jednačina 8.30), a namotaj 3-3' na drugu fazu sa strujom i_2 , promijenice se smjer obrtanja obrtnog magnetnog polja, a time i smjer obrtanja rotora motora.

8.2.6 Režimi rada asinhronne mašine

Asinhrona mašina, koju smo do sada razmatrali kao motor, najčešće se i koristi kao motor, mada se, u posebnim slučajevima, može koristiti kao generator, ili kao kočnica.



Slika 8.21 Režimi rada asinhronne mašine

Imajmo u vidu definiciju klizanja:

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

Rekli smo, da se stanje $s = 0$, tj. $\omega_2 = \omega_1$, može postići, samo ako se rotor asinhronne mašine obrće nekom stranom mašinom. Ako se brzina (pomoću stranog motora) još poveća, tj. $\omega_2 > \omega_1$

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} < 0$$

tada **asinhrona mašina postaje generator**, i energiju primljenu na osovinu rotora, prenosi, induktivnim putem, u mrežu preko statora. Treba napomenuti, da bi asinhrona mašina radila kao generator, nužno je imati trofaznu mrežu određenog napona i učestanosti, iz koje će se asinhroni generator napajati reaktivnom snagom i strujom potrebnom za magnećenje svog magnetnog kola, odnosno za stvaranje obrtnog magnetnog polja. Asinhrona mašina se rijetko koristi kao generator.

Asinhrona mašina kao kočnica

Kada je rotor ukočen $\omega_2 = 0$, tj. $s=1$. Ako se rotor obrće u smjeru suprotnom od smjera obrtanja magnetnog polja, što je moguće samo djelovanjem nekog spoljnog momenta, klizanje raste iznad jedinice:

$$s = \frac{\omega_1 - (-\omega_2)}{\omega_1} > 1$$

Ovakav režim rada se praktično ostvaruje kod dizalica; pod dejstvom tereta rotor se obrće u smjeru suprotnom od onog kojim djeluje mašina. Dakle mašina koči dejstvo spoljne sile – tereta.

8.2.7 Ostali motori naizmjenične struje

Jednofazni asinhroni motori

Pored trofaznih asinhronih motora, često se koriste i jednofazni asinhroni motori, kao motori manjih snaga. Osobina ovog motora je da mu je polazni obrtni moment jednak nuli, tj. da se ne može sam pokrenuti. Ova osobina, posljedica je prirode naizmjeničnog magnetnog polja, ostvarenog strujom samo jedne faze. Naime, kada kroz namotaj statora protiče jednofazna naizmjenična struja, ona proizvodi naizmjenično, pulsirajuće polje. Ovo polje možemo zamisliti kao fazor Φ , koji se može prikazati i kao zbir dva obrtna fazora, $\Phi = \Phi_1 + \Phi_2$, koji su po intenzitetu jednaki, i koji se obrću u suprotnim smjerovima istom ugaonom brzinom ω .

Pretpostavimo da smo rotor ovog motora ručno pokrenuli u smjeru u kom se obrće zamišljeni fluks Φ_1 . Tada će, pod dejstvom fluksa Φ_1 , na rotor djelovati moment M_1 (koji se mijenja sa brzinom po krivi sličnoj kao kod trofaznog motora). Međutim, fluks koji se obrće u suprotnom smjeru stvara moment M_2 koji djeluje kočeci na rotor. Dakle, rotor se obrće pod dejstvom razlike ova dva momenta; $M = M_1 - M_2$. Ovakvo uprošćeno razmatranje važi samo kada je rotor u stanju mirovanja. Međutim, kada rotor počne da se obrće, magnetno polje proizvedeno strujom rotora, počinje da se pomjera u smjeru obrtanja rotora. Ovo pomjeranje polja rotora djeluje na smanjenje fluksa Φ_2 i na povećanje fluksa Φ_1 . Pokazuje se da je, pri nominalnom opterećenju, kočeci djelovanje suprotnog momenta zanemarivo malo. Da smo rotor pokrenuli u suprotnom smjeru, on bi nastavio kretanje u tom smjeru i sve bi bilo isto kao gore opisano, samo što bi se rotor obrtao pod dejstvom momenta $M = M_2 - M_1$.

Pored problema polaska, jednofazni motor ima više nedostataka u odnosu na trofazni, kao što su: za istu veličinu i brzinu, korisna snaga jednofaznog motora je manja, ulazna (jednofazna) snaga, pa, prema tome, ni moment jednofaznog motora, nisu konstantni (kao kod trofaznog), što može da izazove neugodne vibracije pri radu motora, takođe, faktor snage jednofaznog motora je manji. Zbog svega toga, jednofazni motori se koriste kao motori malih snaga.

Da bi jednofazni motor postao motor sa sopstvenim pokretanjem, nužno je da magnetno polje statora postane obrtno polje. Obrtno magnetno polje moguće je ostvariti tako, što će se na statoru postaviti pomoćni namotaj, kroz koji će teći struja pomjerena za 90° u odnosu na struju u glavnom namotaju, što se ostvaruje povezivanjem kondenzatora na red sa pomoćnim namotajem.

Univerzalni ili jednofazni redni motor

Naziv univerzalni motor, potiče otuda, što ovaj motor može da radi i na naizmjeničnu i na jednosmjernu struju. Svojstva ovog motora (stepen iskorišćenja, uslovi komutacije) se poboljšavaju sa smanjenjem učestanosti napona napajanja. Motor radi najbolje kada je frekvencija jednaka nuli; tj. kad je napajanje jednosmjernom strujom. Karakteristike jednofaznog rednog motora se, uglavnom, poklapaju sa karakteristikama rednog motora jednosmjerne struje, o čemu će biti riječi u narednom poglavlju.

Ovi motori, kao motori velike snage, koriste se za električne lokomotive. Kao motori male snage, koriste se tamo, gdje je potrebno podešavanje brzine, ili promjena brzine sa opterećenjem, kao što su prenosne mašine alatke, ili neki kućanski aparati (stoni ventilatori, usisivači prašine).

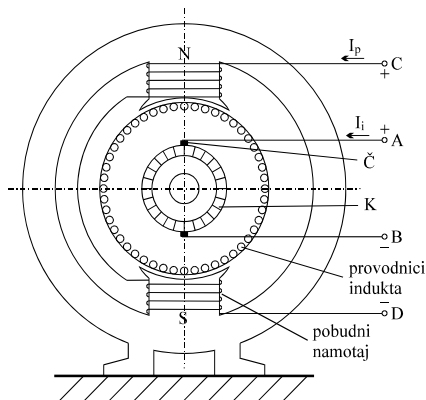
Električna osovina

Pomoću motora naizmjenične struje, moguće je ostvariti potpuno sinhrono praćenje obrtanja drugih mašina, i zauzimanje istog ugaonog položaja sa drugim mašinama na velikom rastojanju. Time se izbjegavaju nepodesni mehanički prenosi, koji nekad ne bi ni bili mogući. Ovakva veza između dvije osovine, ostvaruje se električnim putem, pomoću uređaja koga nazivamo električna osovina, ili kako se još, po nazivima nekih firmi, nazivaju selsin, autosin itd. Postoje različite izvedbe električnih osovine. Mi ćemo napomenuti samo "osovinu" koja se ostvaruje pomoću dva trofazna asinhrona motora.

Statori oba motora su vezani na istu trofaznu mrežu, a rotori sa prstenovima su vezani tako, da je svaki prsten na jednom motoru, preko određenog otpornika, spojen sa odgovarajućim prstenom na drugom motoru. Kad se jedan motor obrće usljed toga što se razvija moment na njegovom vratilu, drugi motor ga prati u sinhronizmu, kao da su njihova vratila mehanički spojena.

8.3 Mašine jednosmjerne struje

Generatori jednosmjerne struje (dinamo mašine) su najstarije električne mašine. Prva je izrađena još 1870.god. 1873. god. utvrđeno je da je dinamo mašina reverzibilna, tj. da može da radi ne samo kao generator već i kao motor. Pojavom asinhronog motora ove mašine postaju manje aktuelne, međutim, motor jednosmjerne struje ima izvanredne osobine u pogledu regulisanja brzine obrtanja, elastičnosti rada i mogućnosti postizanja velikog početnog momenta.



Slika 8.22 Poprečni presjek mašine jednosmjerne struje

Elektromagneti N-S, koji se nalaze na statoru, i nazivaju **induktor** (sl.8.22), proizvode jednosmjerno magnetno polje indukcije B. Čelični polovi pričvršćeni su na gvozdeni jaram statora.

Indukt, ili rotor, je gvozdeni doboš, u čijim žljebovima su smješteni namotaji. Krajevi namotaja vezani su na **kolektor** K. Na dirkama ili četkicama Č, pri obrtanju rotora generatora, dobijamo uvijek isti polaritet jednosmjerne ems-e.

Prema tome, jednosmjerna mašina se sastoji iz tri osnovna dijela: induktora, indukta i kolektora.

8.3.1 Elektromotorna sila u induktu mašine

Trenutna vrijednost magnetnog fluksa u navojku, data je poznatim skalarnim proizvodom:

$$\Phi(t) = B \cdot S = BS \cos \omega t = \Phi_m \cos \omega t$$

$$\omega = 2\pi \frac{n}{60} = 2\pi f$$

$2\pi f$ -brzina (učestanost) obrtanja (u sekundama) namotaja rotora.

Ems-a u jednom navojku ima vrijednost:

$$\begin{aligned} e(t) &= -\frac{d\Phi}{dt} = \Phi_m \omega \sin \omega t = \\ &= 2\pi \frac{n}{60} \Phi_m \sin \omega t = E_m \sin \omega t \end{aligned} \quad (8.60)$$

Kao što se vidi, ova ems-a je naizmjenična, sinusna funkcija vremena. Međutim, pomoću kolektora i dirki, dobijamo jednosmjernu ems-u, više ili manje talasastu, ali uvijek istog smjera. Vrijednost ems-e na dirkama izražava se preko srednje vrijednosti, koja postoji tokom jedne poluperiode. Poznato je, da se srednja vrijednost za naizmjeničnu struju određuje samo za jednu poluperiodu te je:

$$E = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E_m \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} E_m$$

Prema tome, srednja vrijednost ems-e po navojku je:

$$E = \frac{2}{\pi} \frac{2\pi}{60} n \cdot \Phi_m$$

Ems-a po jednom provodniku je duplo manja

$$\frac{1}{2} E = 2 \frac{n}{60} \Phi_m = E_{po\ provodnika}$$

Ako je mašina dvopolna, onda, od ukupnog broja N provodnika indukta, po N/2 je vezano na red u jednu granu, a obje grane su preko dirki paralelno vezane. Tako, ako je na dirkama struja I, tada kroz svaku granu teče I/2. Srednja vrijednost ems-e za jednu granu od N/2 provodnika je:

$$E = N \frac{n}{60} \Phi_m$$

U opštem slučaju, mašina može imati p pari polova i a paralelnih grana, tada je opšti izraz za ems-u:

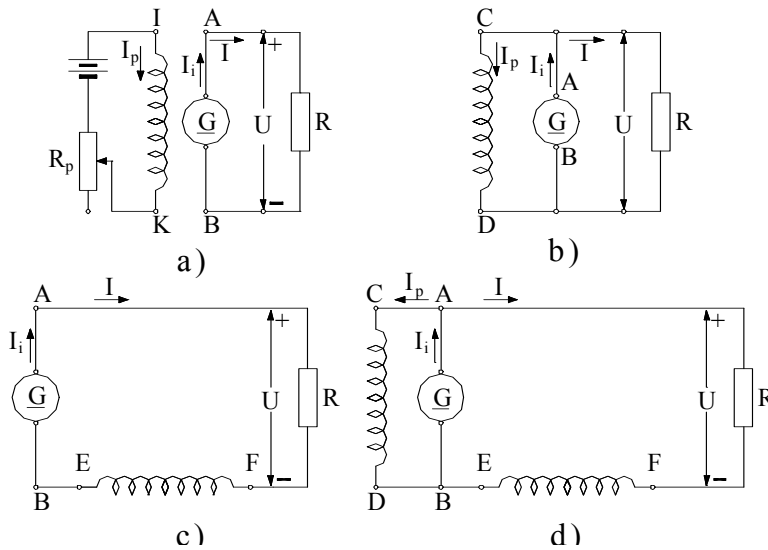
$$E = \frac{P}{a} N \frac{n}{60} \Phi_m = k_e \cdot \Phi \cdot n \quad (8.61)$$

Prema tome, ems-a mašine je srazmjerna jačini magnetnog fluksa po polu Φ , broju obrtaja rotora n, te zavisi od konstrukcije motora, u prvom redu od načina motanja indukta i povezivanja namotaja indukta, što je sadržano u konstrukcionoj konstanti k_e .

8.3.2 Pobuda mašina jednosmjerne struje

Razmatrajmo prvo mašinu kao generator. Induktor može da proizvodi fluks na razne načine. Stare mašine imale su stalne magnete, danas se tako izrađuju samo manje magnetomašine. Kako ovaj fluks pobuđuje ems-u u induktu, stvaranje fluksa naziva se magnetna pobuda mašine; otuda nazivi **pobudni namotaj** i **pobudna struja**. Zavisno odakle se uzima pobudna struja, imamo stranu, ili nezavisnu pobudu i sopstvenu pobudu generatora. Kod sopstvene pobude, induktor se

veže na indukt: otočno (paralelno), redno (serijski), ili na oba načina - složena pobuda. Sopstvena pobuda je moguća samo ako postoji izvjesni remanentni magnetizam, što je uvijek slučaj kod mašina sa gvozdenim polovima.



Slika 8.23 Vrste pobude generatora; a) Nezavisna, b) Otočna, c) Redna d) Složena

Na šemama induktor predstavljamo jednim namotajem, koji je okarakterisan svojim otporom. Indukt (rotor) predstavljamo krugom sa četkicama i on je okarakterisan otporom indukta, i ems-om indukovanom u njemu. Šematski prikaz ovih veza dat je na sl.8.23.

Generatori sa raznim pobudama imaju različite osobine. Ove osobine se najpreglednije pokazuju pomoću karakteristika generatora.

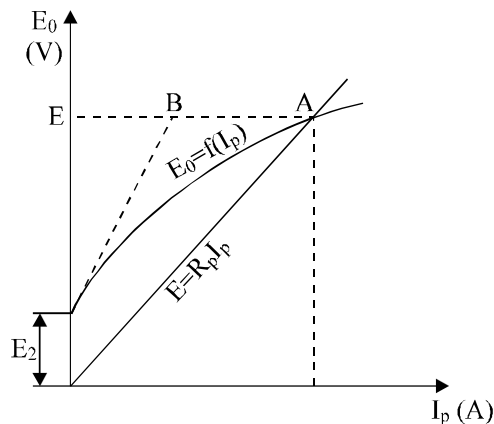
-karakteristika praznog hoda $E_0 = f(I_p)$; pri $n = \text{const}$.

-karakteristika opterećenja $U = f(I)$ - spoljna karakteristika.

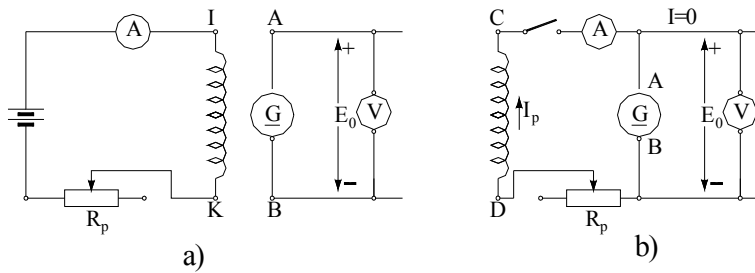
Karakteristika praznog hoda $E_0 = f(I_p)$ (sl.8.24) je ustvari karakteristika magnećenja indukta $B = f(H)$, jer je E_0 srazmjerna sa fluksom, tj. magnetnim poljem indukcije B u međugvožđu:

$$E_0 = \frac{p}{a} N \frac{n}{60} \Phi = k_e \Phi n$$

a pobudna struja je srazmjerna sa magnetnim poljem H . Ova karakteristika data je na sl.8.24, a određuje se eksperimentalno na osnovu mjerenja prema sl. 8.25



Slika 8.24 Karakteristika praznog hoda



Slika 8.25 Mjerenje karakteristike praznog hoda generatora
a) sa nezavisnom, b) sa otočnom pobudom

Na sl.8.24 uočavamo da i pri $I_p = 0$ imamo izvjesnu ems-u E_2 koja je posljedica zaostalog magnetizma. Ako je R_p velik, ili n mali, mašina se ne može pobuditi jer je $E_0 < R_p I_p$, tj. ems-a, koja treba da proizvede ovaj pad napona, bi bila manja od tog pada napona, što nije realno. Isto tako, iza tačke A, E_0 ne može više da raste.

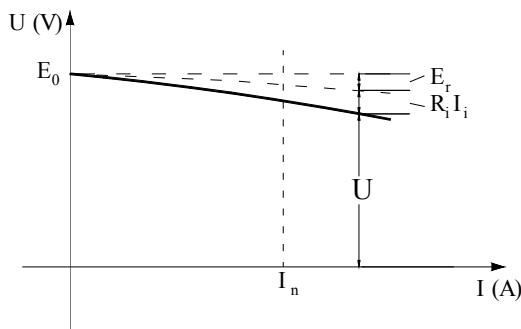
Spoljna karakteristika je različita za generatore sa različitom pobudom. Na sl.8.26, do 8.29 predstavljene su ove karakteristike.

Kada je generator sa nezavisnom pobudom opterećen, tj. kada kroz rotor teče struja, i ona stvara svoj magnetni fluks, koji je poprečan u odnosu na fluks induktora (polova). Pošto mašina radi blizu magnetnog zasićenja, rezultatni magnetni fluks u induktu se smanjuje. Ovaj uticaj se naziva **reakcija rotora** (ili reakcija armature) E_r , te, prema tome, napon opterećenog generatora je manji od ems-e u praznom hodu E_0 .

$$U = E_0 - E_r$$

Sa povećanjem opterećenja, povećava se i pad napona na induktu, tako da je napon na izlazu generatora, kako se vidi sa sl.8.26.:

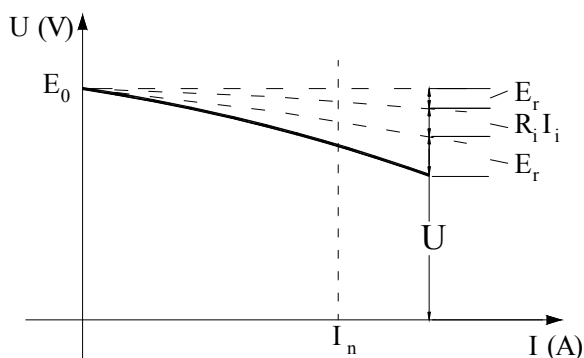
$$U = E_0 - E_r - R_i I_i \quad (8.62)$$



Slika 8.26 Spoljna karakteristika generatora sa nezavisnom pobudom

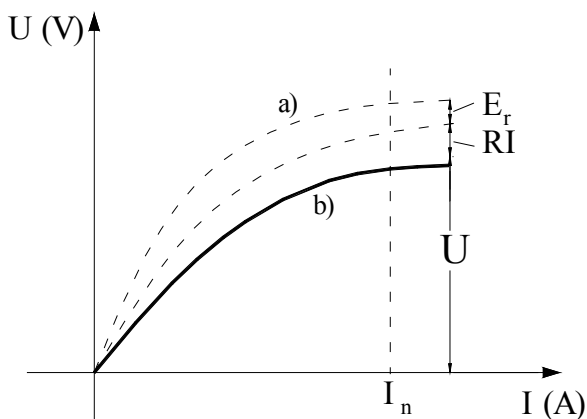
Kod generatora sa otočnom pobudom napon opada još i zbog toga što, zbog pada napona na krajevima indukta, opadne i pobudna struja I_p , a zbog toga napon na krajevima indukta još više opadne; za vrijednost E_p (sl.8.27)

$$U = E_0 - E_r - R_i I_i - E_p \quad (8.63)$$



Slika 8.27 Spoljna karakteristika otočnog generatora

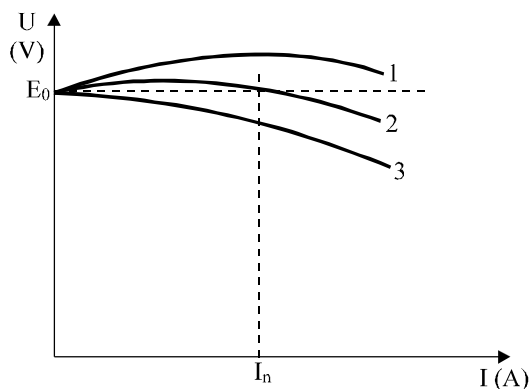
Kod generatora sa rednom pobudom, napon postepeno raste, jer postepeno raste i pobudna struja, koja je u ovom slučaju jednaka struji indukta $I_p = I_i = I$. Kriva (a) na sl. 8.28 predstavlja promjenu napona kod neopterećene mašine. Pri opterećenju, napon (kriva b) se smanjuje, zbog uticaja reakcije indukta $-E_r$ i pada napona u kolu RI.



Slika 8.28 Spoljna karakteristika rednog generatora

Karakteristika generatora sa složenom pobudom predstavljena je na sl.8.29. i u stvari predstavlja kombinaciju otočne i redne pobude.

Pogodnim izborom preovlađujućeg uticaja jednog ili drugog pobudnog namotaja, moguće je ostvariti da napon, pri nominalnom opterećenju, bude viši nego pri praznom hodu (kriva 1), ili da bude jednak naponu u praznom hodu (kriva 2), ili da bude nešto niži nego pri praznom hodu (kriva 3).



Slika 8.29 Karakteristika generatora sa složenom pobudom

Kada mašinu jednosmjerne struje razmatramo kao motor, na šemama ga predstavljamo kao i generator. Kod motora nema smisla govoriti o stranoj ili sopstvenoj pobudi, jer se motor, dakle i induktor i indukt, napajaju iz mreže (izvora jednosmjerne struje).

Kod motora razlikujemo: paralelnu (otočnu), serijski (rednu) i složenu (redno-paralelnu, ili kompaudnu) vezu.

Oznake krajeva namotaja su standardizovane i moramo ih poštovati: A-B –krajevi rotora (indukta)

C-D –krajevi pobudnog paralelno vezanog namotaja

E-F - krajevi pobudnog redno vezanog namotaja

G-H –krajevi pomoćnih polova (koji se ugrađuju kod većih mašina u cilju poništavanja reakcije rotora, pri čemu se kroz ove namotaje propušta struja indukta I_i).

I-K –krajevi nezavisnog pobudnog namotaja generatora.

Naglasimo da se prva slova u parovima oznaka odnose na "+" pol, a druga slova na "-" pol.

Motori sa različitim pobudama imaju različite karakteristike, i njih ćemo razmatrati na temelju osnovnih jednačina, koje važe za motor.

8.3.3 Osnovne jednačine motora jednosmjerne struje

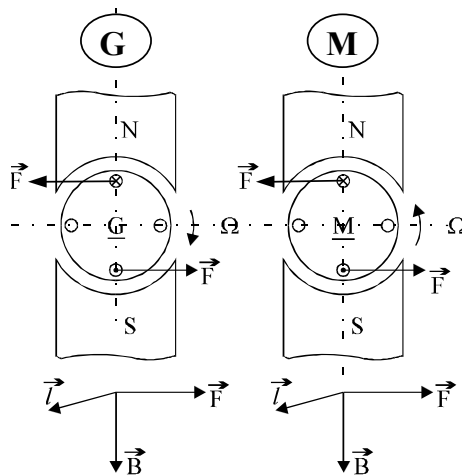
Mašina jednosmjerne struje, kada se koristi kao motor, samo se u nekim tehničkim detaljima razlikuje od mašine koja se koristi kao generator.

Razlike u ponašanju mašine kao generatora i mašine kao motora, najbolje ćemo uočiti posmatranjem ems-e i struje u induktu, i elektromagnetne sile koja djeluje na namotaje rotora. Uzmimo da je smjer struje u provodnicima rotora u oba slučaja, dakle, i kod motora i kod generatora, isti, sl.8.30.

Napon na izlaznim priključcima generatora je posljedica indukovane ems-e u namotajima rotora (indukta). Jednačina naponske ravnoteže u kolu indukta generatora (uz zanemarenje E_r i E_p) je:

$$U = E - R_i I_i \quad (8.64)$$

Za dati polaritet N-S, odnosno smjer vektora indukcije \vec{B} , i dati smjer struje kroz namotaje rotora kao na slici, odredimo elektromagnetnu silu: $\vec{F} = I_i (\vec{l} \times \vec{B})$. Moment pogonske mašine mora da savlada otporni moment ovih elektromagnetnih sila, dakle, spoljna mašina mora da obrće rotor generatora u smjeru kazaljke na satu.



Slika 8.30 Elektromagnetne sile kod generatora i motora

Kod motora, na dirke se dovodi napon mreže U , pod uticajem ovog napona, kroz provodnike teče struja I_i u datom smjeru. Na svaki provodnik djeluje sila:

$$\vec{F} = I_i (\vec{l} \times \vec{B})$$

i rotor se, zahvaljujući momentu ovih sila, obrće u naznačenom smjeru (suprotno kazaljci na satu). Motor se obrće usljed sprega elektromagnetnih sila. Usljed obrtanja, u rotoru motora se indukuje ems-a, koja je kontraelektromotorna sila, dakle, naponu drži ravnotežu zajedno sa padom napona u rotoru. Prema tome, jednačina ravnoteže električnih sila je:

$$U = E + R_i I_i. \quad (8.65)$$

Potražimo sada vrijednost struje u rotoru

$$I_i = \frac{U - E}{R_i}$$

Kako je kod realnih motora otpor namotaja rotora relativno mali ($R_i < 1 \Omega$), i imajući u vidu izraz za ems-u E

$$E = K_e \cdot \Phi \cdot n$$

uočavamo da će, pri maloj brzini n , biti mala i ems-a E , pa je posljedica enormno visoka struja rotora pri polasku. Za ograničenje velike struje indukta I_i , treba, na red sa induktom vezati otpornik za pokretanje, ili pokretanje vršiti sa sniženim naponom napajanja motora.

Jednačina momenta motora

Na svaki provodnik indukta, kojim teče struja, djeluje sila:

$$\vec{F} = I_i (\vec{l} \times \vec{B}) \quad \text{ili} \quad F = I_i l B.$$

Struja je ista kroz sve provodnike; B se mijenja po obimu. Uzmimo B neku srednju indukciju radijalnog polja, po obima indukta srednjeg poluprečnika r , po čijim se izvodnicima nalazi N provodnika u žljebovima. Elektromagnetni moment M_m motora tada je:

$$M_m = N \cdot F \cdot r = N \cdot I \cdot l \cdot B \cdot r$$

Uobičajeno je, da se moment motora izražava, ne preko struje kroz provodnik I , već preko ukupne struje indukta:

$$I_i = I \cdot 2a,$$

i da se koristi, ne magnetna indukcija, već srednja vrijednost fluksa po polu mašine:

$$\Phi = B S_p = B \cdot \frac{2\pi \cdot r \cdot l}{2p}$$

gdje je: p - broj pari polova

l - dužina provodnika u induktu.

Sada je izraz za moment motora:

$$M_m = N \cdot \frac{I_i}{2a} l \cdot r \cdot \frac{\Phi \cdot 2p}{2\pi \cdot r \cdot l} = \frac{p}{a} \cdot \frac{N}{2\pi} \cdot I_i \Phi$$

$$M = K_m \Phi \cdot I_i \quad (8.66)$$

Jednačina broja obrtaja motora

Iz jednačine napona motora jednosmjerne struje:

$$U = E + R_i I_i$$

možemo naći brzinu, imajući u vidu da je:

$$E = \frac{p}{a} \cdot N \cdot \frac{n}{60} \cdot \Phi$$

$$E = n \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{N\Phi}{60} = U - R_i \cdot I_i$$

$$n = \frac{U - R_i \cdot I_i}{\frac{p}{a} \cdot \frac{N}{60} \Phi} = \frac{U - R_i \cdot I_i}{K_e \Phi} \quad (8.67)$$

Kako je napon napajanja U konstantan, a promjena pada napona mala, vidimo da n zavisi uglavnom od fluksa Φ . Fluks je moguće, relativno jednostavno, mijenjati, pa je lako mijenjati i brzinu n . U ovome je praktični značaj motora jednosmjerne struje.

8.3.4 Osobine rada motora jednosmjerne struje

Osobine rada motora se procjenjuju na osnovu karakteristika:

$$M = f_1(I_i), \quad n = f_2(I_i), \quad M = f_3(n).$$

Analiza rada motora vrši se na bazi tri osnovne jednačine motora:

$$I_i = \frac{U - E}{R_i} \quad (8.68)$$

$$M_m = K_m \Phi \cdot I_i \quad (8.69)$$

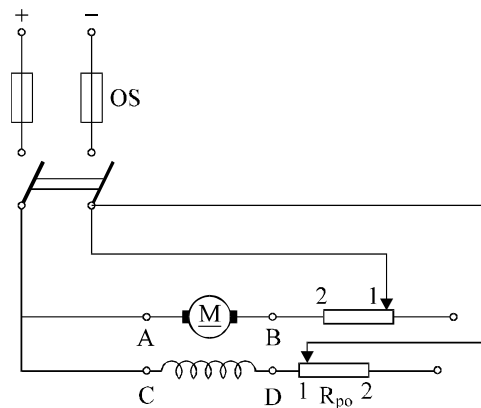
$$n = \frac{U - R_i \cdot I_i}{K_e \Phi} \quad (8.70)$$

Motor sa otočnom pobudom

Imajmo u vidu da je indukovana kems-a u induktu:

$$E = K_e \cdot \Phi \cdot n \quad (8.71)$$

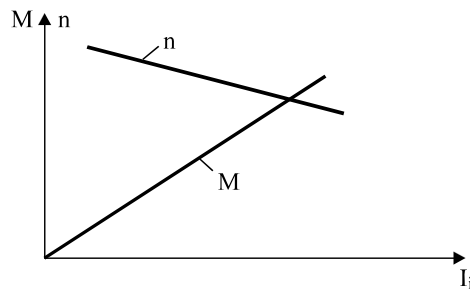
Pri puštanju motora u rad $n=0$, pa je indukovana kontraelektromotorna sila u namotajima $E = 0$. To znači da je, u trenutku polaska, struja indukta ograničena samo sa (malom) otpornošću indukta, tj. $I_{ipol} = U / R_i$. Zato se, na red sa induktom, vezuje otpornik za puštanje R_p , takav, da struja indukta I_i ne bude veća od $1,5 \cdot I_{in}$. Sa povećanjem brzine, vrijednost otpora R_p treba smanjivati. Kada rotor postigne nominalnu brzinu, $n=n_n$, R_p se isključi.



Slika 8.31 Šema veza motora sa otočnom pobudom

Pri puštanju u rad R_{po} je isključen da bi se dobio veći Φ i time veći moment pri polasku. Za vrijeme rada motora, $U = \text{const.}$ kao i Φ , te je M_m linearno srazmjernan struji opterećenja. Prema

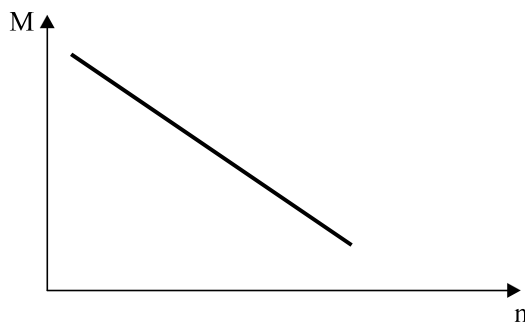
(8.70), brzina se mijenja promjenom fluksa, odnosno promjenom vrijednosti R_{po} u pobudnom kolu (sl.8.31). Pri maksimalnom Φ imamo najmanji broj obrtaja koji se zove osnovni.



Slika 8.32 Zavisnost brzine i momenta od opterećenja

Pri nominalnom radu $U=const.$, $\Phi=const.$, pa se brzina n malo mijenja sa promjenom opterećenja I_i . Stoga se ovaj motor naziva motor sa stalnom brzinom. Kada otporni moment opterećenja poraste, magnetni moment motora ga ne može slijediti; brzina rotora n opada, kems-a E opada, pa struja rotora I_i raste, moment motora M_m raste, dok se ponovo ne uspostavi ravnoteža sa otpornim momentom $M_m = M_0$. Dakle, motor se sam podešava prema opterećenju.

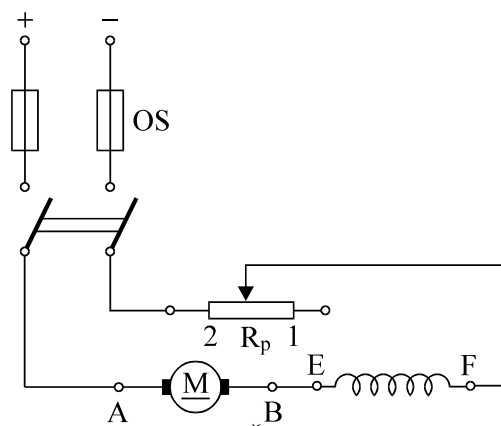
Iz jednačine (8.69) i (8.70), možemo dobiti mehaničku karakteristiku, $M_m = f(n)$, koja je data na sl.8.33.



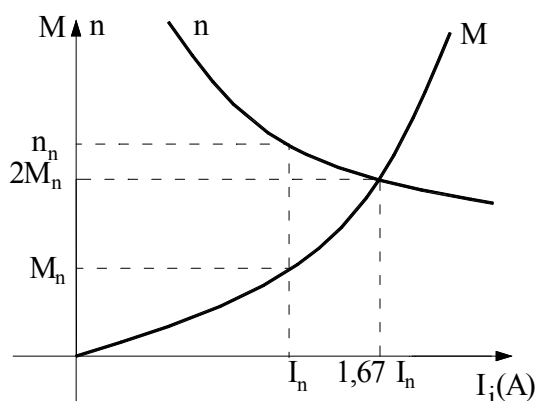
Slika 8.33 Mehanička karakteristika otočnog motora

Motor sa rednom pobudom

Šematski prikaz ovog motora dat je na sl.8.34. R_p štiti motor od prevelike struje pri polasku. Kod ovog motora pobudna struja, struja indukta i struja opterećenja je jedna te ista; $I_p = I_i = I$



Slika 8.34 Šema veza motora sa rednom pobudom



Slika 8.35 Karakteristike motora sa rednom pobudom

Smatraćemo da magnetno kolo motora nije u magnetnom zasićenju, pa uzimamo da je fluks $\Phi = kI$, pa je:

$$M_m = K_m K \cdot I^2 = k' I^2 \quad (8.72)$$

Pogodnost rednog motora je u tome što mu moment raste sa kvadratom struje. Stoga se ove mašine i koriste kao snažni motori, koji treba da razviju veliki moment, jer će ga oni razviti, pri manjim strujama nego otočni, tj. sa manjim opterećenjem mreže.

Zavisnost brzine obrtanja nalazimo iz izraza:

$$n = \frac{U - R_i I_i}{k_e \Phi} = \frac{U - R_i I_i}{k_e K I_i} = \frac{U}{K' I_i} - \frac{R_i}{K'}. \quad (8.73)$$

Uočavamo da je brzina hiperbolička funkcija struje I , sl.8.35.

Mehanička karakteristika

Da bismo vidjeli kakva je zavisnost brzine od momenta, podimo od izraza za struju::

$$I_i = I = \frac{U - n \cdot k_e \cdot \Phi}{R}$$

odakle je brzina:

$$n = \frac{U}{k_e K I} - \frac{R \cdot I}{k_e K I} = \frac{U}{K' I} - \frac{R}{K'}$$

Izraz za struju možemo napisati u obliku:

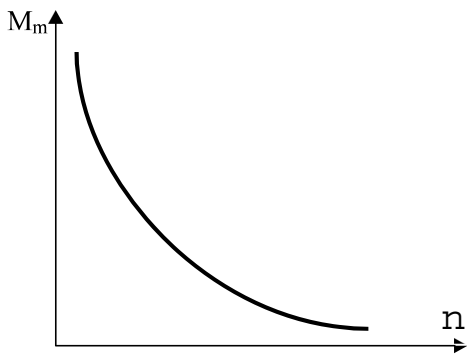
$$I = \frac{U}{K' \left(n + \frac{R}{K'} \right)} = \frac{U}{K' n + R}$$

pa je izraz za moment:

$$M_m = k_m \Phi I = K'_m I^2 = K'_m \frac{U^2}{(K' n + R)^2} \quad (8.74)$$

M_m - opada sa kvadratom brzine.

Kada se otporni moment (opterećenje) smanjuje, brzina motora se povećava (sl.8.36). Ako se moment mnogo smanji, zbog vrlo velike brzine, motor može da se razleti. Zato se motor direktno vezuje sa osovinom opterećenja, a ne preko kaišnika.



Slika 8.36 Mehanička karakteristika rednog motora

Redni motor se koristi u vuči (tramvaji, trolejbusi, lokomotive) i za dizalice, baš zbog velikog početnog momenta.

8.3.5 Regulacija brzine obrtanja motora jednosmjerne struje

Promjena smjera obrtanja

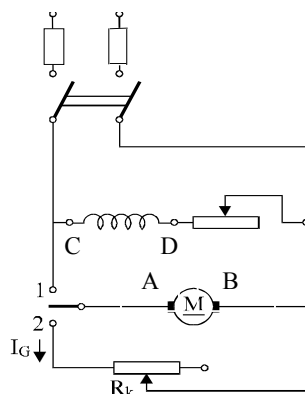
Iz vektorskog izraza za silu koja djeluje na provodnik indukta $\vec{F} = I \cdot (\vec{l} \times \vec{B})$, očigledno je da se promjena smjera obrtanja rotora, može postići promjenom smjera struje kroz indukt (tada se mijenja smjer vektora \vec{l}) ili kroz induktor (tada se mijenja smjer vektora \vec{B}). Pri ovome, treba voditi računa o vezama između indukta i induktora.

Kočenje

Često je potrebno, naročito kod motora za vozila, da se vrši kočenje motora. Ovo se može vršiti: mehanički (za male motore) i električno. Postoje dvije osnovne vrste električnog kočenja: dinamičko, ili reostatsko i regenerativno.

Dinamičko ili reostatsko kočenje

Kod ovog kočenja, kolo indukta se prekine od linije napajanja na jednom kraju i taj kraj se poveže sa otpornikom R_k (sl.8.37).



Slika 8.37 Dinamičko ili reostatsko kočenje

Kada je prekidač u položaju 1 (sl.8.37), mašina radi kao motor. Kada se prekidač prebaci u položaj 2, mašina nastavi da se obrće uslijed inercije, postaje generator, koji napaja promjenljivi otpornik R_k . Jasno, da bi mašina bila generator, pobuda mora ostati povezana na mrežu, inače ne bi bilo kočenja. Kočenje je intenzivnije, što je veća struja I_G , dakle, pri većem obrtanju usljed

inercije. Usporavanjem mašine, opada I_G , pa i efikasnost kočenja. Zaustavljanje mašine vrši se trenjem mehaničkom kočnicom.

Regenerativno kočenje

Ovo kočenje se manje koristi i skuplje je od mehaničkog kočenja. I ovdje se motor pretvara u generator, koji energiju šalje u mrežu.

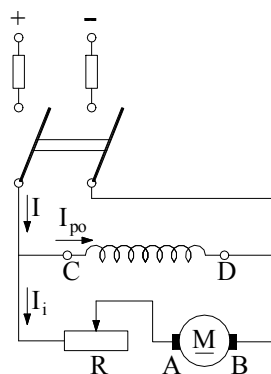
Podešavanje (regulacija) brzine

Iz jednačine broja obrtaja motora jednosmjerne struje

$$n = \frac{U - R_i I_i}{K_e \Phi}$$

vidi se da se brzina može podešavati djelujući na struju indukta I_i , na magnetni fluks Φ (tj. mijenjanjem pobudne struje I_p) i na napon napajanja U . Sve ove veličine mogu se kontinualno i dovoljno mijenjati, što znači da su motori jednosmjerne struje veoma pogodni za promjenu brzine. Kako ovu osobinu motori naizmjenične struje nemaju, motori jednosmjerne struje, u slučajevima kada je potrebna regulacija brzine, su pogodniji, i pored nekih svojih nedostataka.

Reostatsko podešavanje brzine (sl.8.38)



Slika 8.38 Reostatska regulacija brzine

Da bi našli vezu između broja obrtaja i struje indukta neka je: $U = \text{const.}$ i $\Phi = \text{const.}$ Tada, pri praznom hodu i bez reostata R , motor ima broj obrtaja n_0 :

$$n_0 = \frac{U - R_i \cdot I_{i0}}{K_e \Phi},$$

a pri opterećenju motora i uključenom reostatu R , brzina je:

$$n = \frac{U - (R + R_i) \cdot I_i}{K_e \Phi}$$

dijeljenjem ove dvije jednačine dobićemo:

$$n = n_0 \cdot \frac{U - (R + R_i) \cdot I_i}{U - R_i \cdot I_{i0}} \quad \text{smatrajući } U \gg R_i \cdot I_{i0}$$

$$n = n_0 \left(1 - \frac{(R + R_i) I_i}{U} \right). \quad (8.75)$$

Vidimo da je broj obrtaja n linearno srazmjeran struji I_i .

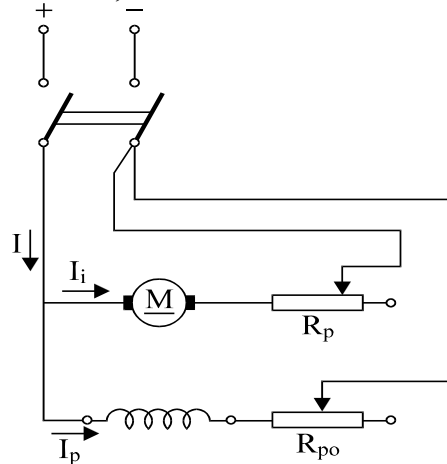
Nedostaci ove regulacije su veliki Džulovi gubici u reostatu, te zbog toga, znatno smanjen stepen korisnog dejstva η_m motora. Osim toga, brzina n ne zavisi samo od otpornosti otpornika R ,

već i od opterećenja motora. Dakle, za određenu brzinu, ne postoji i određena vrijednost otpornosti reostata R .

Prednost ovog metoda je, što se brzina n , praktično, može svesti na nulu.

Promjena brzine promjenom pobude (sl.8.39)

Ovom metodom moguće je samo povećati broj obrtaja. Najmanji n je kada je R_{po} isključen, jer je tada pobudna struja (i fluks) maksimalna,



Slika 8.39 Regulacija brzine promjenom pobude

što je očigledno iz jednačine broja obrtaja motora

$$n = \frac{U - R_i I_i}{k_e \cdot \Phi} = \frac{U - R_i I_i}{K' I_p} \quad (8.76)$$

Ovakvo regulisanje brzine je ekonomično; struja pobude I_p je relativno mala, pa su i Džulovi gubici mali. Nedostak ove metode je u tome, što je povećanje brzine ograničeno uticajem reakcije indukta, kada slabi magnetni fluks, pogoršava se komutacija i motor nestabilno radi.

Imajući u vidu jednačinu momenta: $M_m = k_m \Phi I_i$, uočićemo da pri povećanju brzine n , smanjenjem fluksa Φ , smanjuje se moment motora M_m . Dakle, ovakvo regulisanje brzine, pogodno je tamo, gdje pogonski uslovi zahtijevaju povećani obrtni moment, pri manjem broju obrtaja.

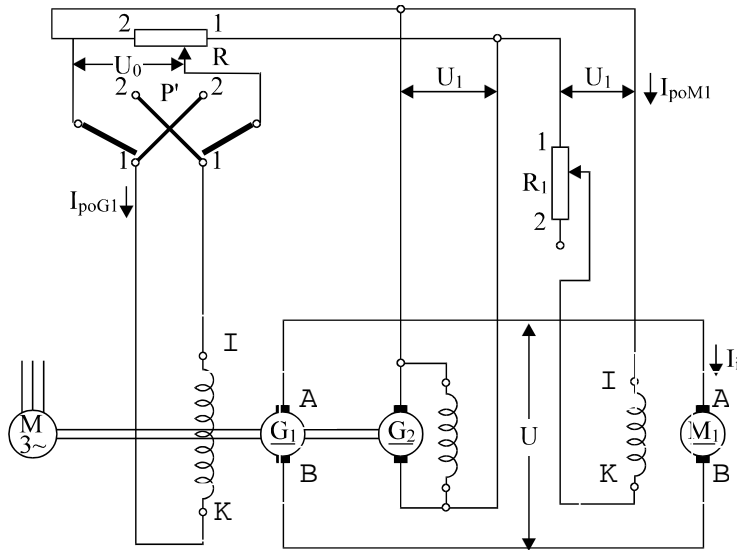
Posmatrajmo sada jednačinu za ems-u:

$$E = k_e \Phi n = k_e \Phi \frac{U - R_i I_i}{K_e \Phi} = U - R_i I_i = const.$$

Uočimo da je pri ovoj regulaciji snaga motora $P = E \cdot I_i$ skoro konstantna, ako je opterećenje stalno. Pošto se ovo regulisanje obavlja bez znatnih gubitaka snage, tj. ne smanjuje se stepen iskorišćenja motora, te, za granice u kojima se može vršiti, ova metoda predstavlja idealan način regulacije brzine. Posebno je pogodna za motore sa oštrom i složenom pobudom.

Promjena brzine promjenom napona (Vard-Leonardova metoda)

Zahvaljujući razvoju sredstava tehničke regulacije, ova metoda se danas ne projektuje, ali je mi navodimo zbog dobre ilustracije (sl.8.40).



Slika 8.40 Vard-Leonardova metoda

Imajmo u vidu izraz za brzinu obrtanja motora

$$n = \frac{U - R_i \cdot I_i}{K_e} \quad (8.76)$$

Reguliše se brzina motora M_1 , promjenom napona napajanja U , koga daje generator G_1 . Generator G_2 , koji se naziva budilica, ili eksitator, služi za pobudu generatora G_1 i motora M_1 . (Ako postoji jednosmjerna mreža, budilica G_2 tada nije potrebna).

Pomjeranjem klizača na otporniku R , mijenjamo jačinu pobudne struje I_{poG1} generatora, a time se mijenja napon generatora G_1 . Pošto je to, istovremeno, napon U napajanja motora, prema jednačini (8.76), mijenjaće se brzina motora M_1 .

Prebacivanje preklopke P iz položaja 1 u položaj 2, promijenice se smjer pobudne struje I_{poG1} generatora. Kako generator G_1 obrće asinhroni motor M , čija je brzina stalna i istog smjera, to će promjena smjera pobudne struje, imati za posljedicu, promjenu polariteta napona U . Izmijenjeni polaritet napona na motoru M_1 izaziva promjenu smjera obrtanja motora M_1 . Na sl.8.40., prikazana je i dodatna mogućnost promjene brzine motora; promjenom fluksa motora, promjenom pobudne struje motora I_{poM1} motora M_1 . Ova promjena vrši se pomjeranjem klizača na otporniku R_1 .

Danas se promjena napona napajanja efikasno vrši korišćenjem energetskih elektronskih pretvarača napona.

8.4 Elektromotorni pogoni

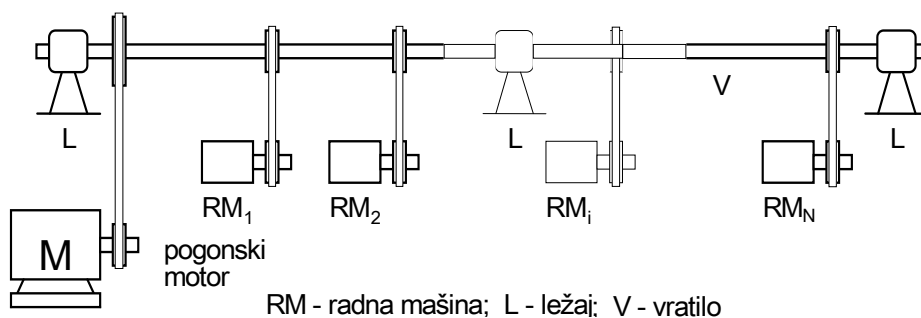
8.4.1 Opšte o elektromotornim pogonima

Elektromotornim pogonom nazivamo skup funkcionalno vezanih elemenata, koji se sastoji od: elektromotora, radne mašine, mehanizma za prenos snage između elektromotora i radne mašine, i uređaja za napajanje i upravljanje, koji čine jedinstvenu tehničko-tehnološku cjelinu.

Pri projektovanju elektromotornog pogona, u većini slučajeva, elektromotor određene snage, ili gabarita, bira se iz niza tipskih motora koje fabrike proizvode. Postoje tipski motori za pojedine djelatnosti, npr., valjaonički motori, dizalički motori, motori za tekstilne mašine i sl. Rijetko kada se projektuju specijalni motori za neku radnu mašinu. Da bismo mogli izvršiti pravilan izbor elektromotora, potrebno je da se upoznamo sa osnovnim svojstvima elektromotornih pogona.

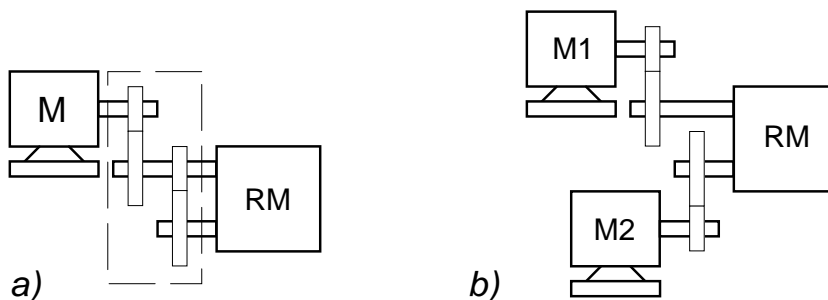
Sve elektromotorne pogone moguće je klasifikovati u: grupne, pojedinačne i višemotorne pogone.

Grupni elektromotorni pogon (slika 1) sastoji se od jednog elektromotora koji, posredstvom transmisionog vratila ili na drugi način, pokreće jednovremeno više radnih mašina, koje, opet, mogu imati i po više radnih mehanizama (izvršnih organa). Više nedostataka, od kojih su osnovni nizak stepen iskorišćenja i vrlo ograničene mogućnosti upravljanja, doprinijeli su napuštanju ovakve koncepcije pogona.



Slika 8.41 Šema grupnog pogona.

Pojedinačni pogon (sl.8.42a), sastoji se od jednog elektromotora, koji pokreće jednu radnu mašinu, pri čemu, ta radna mašina, može imati više radnih mehanizama.



Slika 8.42 Primjeri a) Pojedinačnog i b) Dvomotornog pogona.

Višemotorni pogon sastoji se od više elektromotora po radnoj mašini, od kojih svaki služi za pokretanje po jednog radnog mehanizma. Na slici 8.42b predstavljen je primjer dvomotornog pogona.

8.4.2 Osnovi dinamike elektromotornog pogona

Osnovne veličine koje karakterišu radnu mašinu su njen otporni moment i moment inercije.

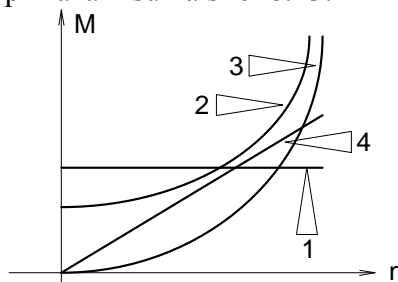
Otporni moment se uvijek sastoji od dvije komponente -statičkog M_{st} i dinamičkog M_{din} momenta. Prva komponenta je posljedica otpora koji se javljaju pri obavljanju rada radnog mehanizma (otpori trenja svih vrsta, otpor rezanja, otpor koji pruža teret pri podizanju, itd.), a druga je posljedica ubrzavanja pojedinih pokretnih dijelova elektromotornog pogona. Da bi mogao da pokreće radnu mašinu, motor, dakle, treba da razvija moment:

$$M_M = M_{st} + M_{din} = M_{st} + J \frac{d\Omega}{dt},$$

gdje je: J - moment inercije obrtnih djelova pogona, u odnosu na osu motora,

Ω - ugaona brzina i $d\Omega/dt$ - ugaono ubrzanje osovine motora.

Za izbor pogonskog motora važnu ulogu ima statička karakteristika $M=f(n)$ radne mašine. Razni radni mehanizmi mogu imati vrlo različite statičke karakteristike. Tipični oblici statičkih karakteristika raznih mehanizama prikazani su na slici 8.43.



Slika 8.43 Tipični oblici statičkih karakteristika nekih radnih mehanizama.

Karakteristika 1 odnosi se na radne mehanizme kod kojih otporni moment ne zavisi od brzine (npr. alatne mašine tipa struga). Karakteristika 2 je tipična za centrifugalne pumpe, kod kojih se otporni moment sastoji od komponente nezavisne od n i komponente proporcionalne sa n^2 . Karakteristika 3 je tipična za ventilatore i očigledno je nelinearna. Neki radni mehanizmi imaju karakteristiku pravca (karakteristika 4) i odražavaju linearnu zavisnost M od n .

Vrijednost $M_{din}=J(d\Omega/dt)$ može biti pozitivna, negativna ili jednaka nuli, u zavisnosti da li se sistem ubrzava, usporava ili je dostigao stacionarno stanje.

Moment inercije J , bilo kojeg tijela, jednak je sumi proizvoda masa elementarnih čestica tijela m_k i kvadrata rastojanja ρ_k tih elementarnih djelova od ose obrtanja:

$$J = \sum_{k=1}^n m_k \rho_k^2$$

a isti se može izraziti i kao proizvod mase m tijela i kvadrata tzv. radijusa inercije R_{in} , tj. kao

$$J = m R_{in}^2,$$

gdje je R_{in} rastojanje od ose obrtanja tačke u kojoj je moguće zamisliti skoncentrisanu svu masu tijela koje se obrće oko te ose.

Poželjno je da motor bude vezan sa radnim mehanizmom radne mašine neposredno, pomoću spojnice bez ikakvih zupčastih ili kaišnih prenosnika. Međutim, to često nije slučaj, jer radni mehanizmi obično zahtijevaju brzine obrtanja $(50 - 300)\text{min}^{-1}$, a izrada tako sporohodnih elektromotora nije ekonomična. Pokazuje se racionalnim da se niže brzine obrtanja dobijaju pomoću zupčastih ili kaišnih prenosa, uz korišćenje motora uobičajene izvedbe za brzine $(750 - 3000)\text{min}^{-1}$.

Pri proračunu složenih pogona sa obrtnim ili linijskim kretanjem različitim brzinama pojedinih njihovih dijelova, praktično je čitav sistem zamijeniti svedenim sistemom, tj. uprošćenim sistemom u kome se svi elementi obrću istom brzinom. Ova brzina je, po pravilu, brzina obrtanja rotora elektromotora. U tom smislu, kao tipičan, razmotrimo primjer sa slike 8.44 sa motorom: momenta M_M , momenta inercije J_M i ugaone brzine Ω_M koji, posredstvom zupčastog

prenosa prenosnog odnosa k_{pr} , pokreće radni mehanizam otpornog momenta M_{RM} , momenta inercije J_{RM} i ugaone brzine Ω_{RM} .

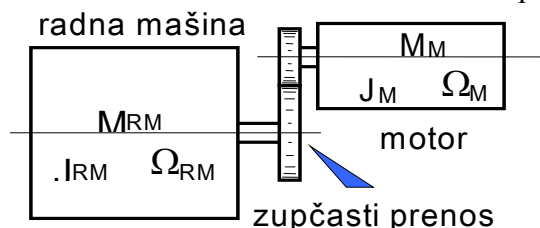
Zanemare li se gubici prenosa, potrebna snaga za prevladavanje statičkog momenta radnog mehanizma u svedenom sistemu, jednaka je snazi pogonskog mehanizama, tj.

$$M_{sv} \Omega_M = M_{RM} \Omega_{RM},$$

odakle je

$$M_{sv} = M_{RM} \frac{\Omega_{RM}}{\Omega_M} = \frac{1}{k_{pr}} M_{RM},$$

gdje je M_{sv} - svedeni momenat radne mašine na osovinu motora, a $k_{pr} = \Omega_M / \Omega_{RM}$ - prenosni odnos.



Slika 8.44 Jedan primjer elektromotornog pogona.

Ako radni mehanizam, pod dejstvom sile F_{RM} , vrši, umjesto rotacionog, linijsko kretanje brzinom v_{RM} tada, iz uslova očuvanja snage, može se dobiti

$$M_{sv} \Omega_M = F_{RM} v_{RM},$$

odnosno

$$M_{sv} = F_{RM} \frac{v_{RM}}{\Omega_M}.$$

Pri svođenju sistema neophodno je, pored svođenja statičkih momenata, izvršiti svođenje momenata inercije. Ovo svođenje se vrši iz uslova jednakosti kinetičke energije stvarnog i svedenog sistema

$$J_{sv} \frac{\Omega_M^2}{2} = J_M \frac{\Omega_M^2}{2} + J_{RM} \frac{\Omega_{RM}^2}{2}, \text{ pa je}$$

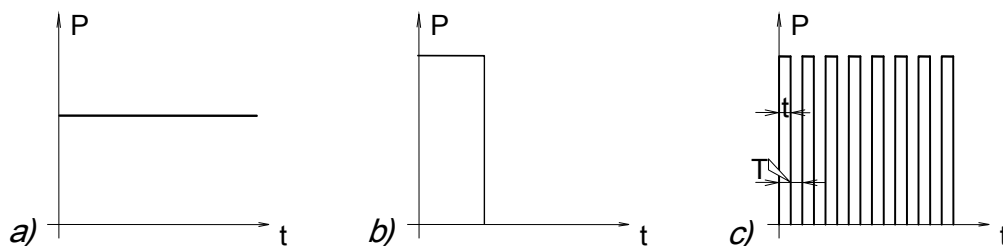
$$J_{sv} = J_M + J_{RM} \left(\frac{\Omega_{RM}}{\Omega_M} \right)^2 = J_M + \frac{1}{k_{pr}^2} J_{RM}.$$

Na ovaj način, potrebno je izvršiti i svođenje otpornih momenata i momenata inercije ostalih elemenata elektromotornog pogona, kao što su otporni momenti koji se javljaju u zupčastom prenosu i momenti inercije obrtnih djelova uređaja za prenos snage.

8.4.3 Osnovni režimi rada elektromotornih pogona

U elektromotornim pogonima definisano je osam karakterističnih režima rada. Tri osnovna režima rada elektromotornih pogona su: trajni (S1), kratkotrajni (S2) i intermitentni režim rada (S3). Trajni režim rada karakteriše trajanje opterećenja toliko dugo da temperature svih djelova elektromotora dostignu stacionarna stanja (slika 8.45a). Primjer takvog pogona je pogon ventilatora.

Pri kratkotrajnom režimu rada (slika 8.45b) radni period je relativno kratak i temperatura motora ne uspijeva da dostigne stacionarno stanje, a period prekida rada je dovoljno dug da se motor praktično ohladi do temperature okolne sredine. Primjer za ovaj režim može biti pogon krana.



Slika 8.45 Opterećenja pri raznim režimima rada: a) Trajni; b) Kratkotrajni; c) Intermitentni režim.

Pri kratkotrajno povratnom (intermitentnom) režimu (slika 8.45c) period rada i pauza se smjenjuju, pri čemu ni u jednom periodu rada temperatura motora ne dostigne stacionarno stanje. Primjer za ovakav režim rada može biti pogon automatskog struga koji, pri serijskoj proizvodnji, obavlja jednu operaciju. Karakteristična veličina za ovaj režim je $i=(t/T)$ i naziva se koeficijent intermitencije. Ovaj koeficijent se najčešće izražava u procentima $i=100(t/T)$ (%).

U saglasnosti sa osnovnim režimima rada elektromotornih pogona, razlikuju se i definicije nominalnih podataka elektromotora. Elektromotori se rade za tri različita režima rada i na natpisnoj pločici se nalaze odgovarajuće oznake.

8.4.4 Izbor snage elektromotora

Nominalni podaci, dati na natpisnoj pločici elektromotora, odnose se na dati režim, na određenu vrijednost temperature ambijenta (okolne sredine), kao i nadmorsku visinu, za koju je predviđen motor. Uslovi u kojima treba da radi motor često odstupaju od nominalnih pa je potrebno date podatke preračunati na realne uslove.

Trenutno preopterećenje motora naziva se ono opterećenje, koje motor može savladati tokom vrlo kratkog intervala vremena, a da ne dođe do oštećenja na njemu. Kod asinhronih motora, to preopterećenje određeno je prevalnim momentom, a kod motora za JSS maksimalno dozvoljenom strujom, pri kojoj još nisu narušeni uslovi dobre komutacije (rad kolektorskog uređaja bez negativnih posljedica - pretjerano iskrenje i slično). Sposobnost preopterećenja definiše se koeficijentom preopterećenja λ_{pr} , odnosom kratkotrajnog dopuštenog momenta M_m i momenta M_n koji odgovara nominalnom opterećenju $\lambda_{pr}=M_m/M_n$. Za motore uobičajene konstrukcije $\lambda_{pr}=2$. U posebnim slučajevima, ova vrijednost može biti $\lambda_{pr}=3 - 4$.

Često je, zbog uslova rada motora, važna njegova sposobnost da podnese neko preopterećenje, ne trenutno već kratkotrajno. U vezi sa ovim, definiše se kratkotrajna snaga preopterećenja, tj. snaga koju motor može odavati na svojoj osovini, za neko ograničeno vrijeme (5, 10, 15, 30 min, itd.), poslije kojeg se motor mora isključiti, da bi se ohladio do temperature ambijenta.

Pravilan izbor elektromotora, prema snazi za konkretni pogon, mora obezbijediti ekonomičan, produktivan i pouzdan rad radne mašine. Izbor motora veće snage, nego što je neophodno za uslove pogona, izaziva suvišne gubitke energije, kao i veća ulaganja u motor, uz povećane gabarite motora i pogona kao cjeline. Izbor motora nedovoljne snage snižava produktivnost i pouzdanost, a sam motor je, u takvim uslovima, izložen opasnosti od prijevremenog otkaza.

Motor mora biti odabran tako da se njegova snaga što bolje koristi. Za vrijeme rada motor treba da se grije približno do dopuštene temperature, ali ne iznad nje. Pored toga, motor mora raditi normalno pri mogućim preopterećenjima, i mora razvijati polazni momenat dovoljan za pokretanje radnog mehanizma, sa kojim se mehanički spreže. U saglasnosti sa ovim, snaga motora se bira, u najvećem broju slučajeva, na osnovu kriterijuma zagrijavanja, a zatim se kontroliše u odnosu na uslove puštanja i preopterećivanja. Nekada, (pri zahtjevima za veća kratkotrajna preopterećenja) se prilazi izboru motora polazeći od zahtijevane maksimalne snage. U takvim slučajevima, snaga motora se nedovoljno koristi.

Najjednostavnije je odabrati motor za trajni režim rada, pri konstantnom ili malo promjenljivom opterećenju. U takvim slučajevima, nominalna snaga motora mora biti jednaka, ili veća, u odnosu na snagu opterećenja, te provjera motora na zagrijavanje i preopterećivanje nije nužna. Nužno je samo izvršiti provjeru tako izabranog motora u odnosu na potrebni polazni moment.

Da bi se izvršio izbor elektromotora prema snazi za kratkotrajni i intermitentni režim rada, kao i za trajni režim sa promjenljivim opterećenjem, neophodno je znati zakon promjene priraštaja temperature motora u vremenu. Za ove svrhe, električna mašina, sa aspekta zagrijavanja, može se posmatrati kao homogeno tijelo sa unutrašnjim izvorom toplote (gubici koji se pretvaraju u toplotu) i pored toga što ona predstavlja vrlo složeno tijelo realizovano skoro u cjelini od aktivnih materijala (bakar, aluminijum, gvožđe) koji dobro provode toplotu.

Snaga motora treba da bude izabrana tako, da motor radi pri najvišoj dopuštenoj temperaturi koju dozvoljava vrsta izolacije upotrebljena u njemu. S obzirom na dopuštene temperature, izolacioni materijali koji se koriste kod motora, i električnih mašina uopšte, dijele se u više "klasa izolacije". Za niže temperature kao izolacioni materijali se koriste pamuk, svila, hartija, za srednje temperature proizvodi od liskuna i azbesta, a za najviše temperature staklena vuna, kvarc sa lakovima za visoku temperaturu. Nominalne snage motora, date na tablicama motora, odnose se na određenu temperaturu okoline θ_{ao} . Ako je temperatura okoline veća, snaga motora će biti manja i obrnuto. Pri proučavanju toplotnog režima, problem se uprošćava i motor se smatra homogenim tijelom. Topota razvijena u mašini u intervalu dt , jednaka je zbiru toplote koju mašina odaje okolnoj sredini (pretežno provođenjem i konvekcijom) i toplote koja se u mašini akumulira i tako prouzrokuje povišenje njene temperature:

$$Q \cdot dt = \alpha_s S \cdot \theta \cdot dt + m \cdot c \cdot d\theta \quad (8.77)$$

Q - toplotna snaga, fluks (W), koja se razvija u mašini;

α_s - složeni koeficijent prelaza toplote;

m - masa tijela;

c - specifična toplota tijela (mašine);

S - površina hlađenja i

θ - razlika temperature tijela i okolne sredine.

U stacionarnom stanju $d\theta = 0$, tada se sva generisana toplota predaje okolini, a tijelo je dostiglo maksimalnu temperaturnu razliku θ_{max} . Tada imamo:

$$Q = \alpha_s S \theta_{max} \quad (8.78)$$

Uvrstimo li (8.78) u (8.77)

$$\alpha_s S \theta_{max} dt - \alpha_s S \theta dt = m c d\theta$$

$$\alpha_s S (\theta_{max} - \theta) dt = m c d\theta$$

$$dt = \frac{m \cdot c}{\alpha_s \cdot S} \cdot \frac{d\theta}{\theta_{max} - \theta};$$

$$\frac{m \cdot c}{\alpha_s \cdot S} = T(=) \cdot h \quad (8.79)$$

$$t = -T \cdot \ln(\theta_{max} - \theta) + c$$

Integracionu konstantu c određujemo iz početnih uslova. Neka je u vremenu $t=0$, razlika temperatura iznosila θ_0 :

$$c = T \cdot \ln(\theta_{max} - \theta_0)$$

$$t = T \cdot \ln \cdot \frac{\theta_{max} - \theta_0}{\theta_{max} - \theta}$$

$$\frac{\theta_{max} - \theta_0}{\theta_{max} - \theta} = e^{\frac{t}{T}} \quad \text{ili}$$

$$\theta_{max} - \theta = (\theta_{max} - \theta_0) \cdot e^{\frac{t}{T}} - \theta = \theta_{max} \cdot e^{\frac{t}{T}} - \theta_{max} - \theta_0 \cdot e^{\frac{t}{T}}$$

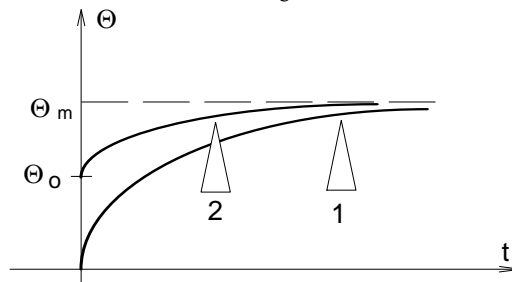
$$\theta = \theta_{max} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) + \theta_0 \cdot e^{-\frac{t}{T}} \quad (8.79)$$

Ako zagrijavanje počinje od temperature $\theta_0 = 0$ i ako imamo u vidu da je:

$$\theta_{max} = \frac{Q}{\alpha_s \cdot S}$$

$$\theta = \frac{Q}{\alpha_s \cdot S} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) = \theta_{max} \left(1 - e^{-\frac{\alpha_s \cdot S}{m \cdot c} \cdot t} \right) \quad (8.80)$$

Ova kriva predstavljena je na sl.8.46 i to $\theta=f(t)$ za $\theta_0=0$ (kriva 1) i za $\theta_0 \neq 0$ (kriva 2)



Slika 8.46 Tipični oblici krivih zagrijavanja elektromotora.

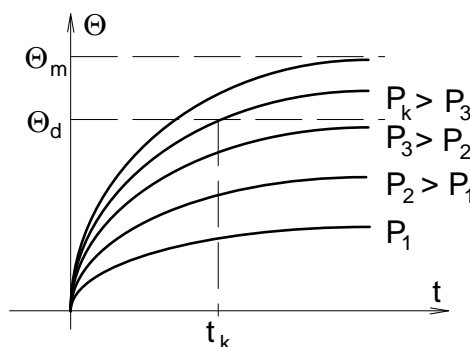
Iz jednačine (8.80) se vidi, da će se maksimalna nadtemperatura teorijski postići tek nakon beskonačno dugog vremena $t = \infty$. Praktično, međutim, temperatura se ustaljuje kod manjih motora sa vještačkom ventilacijom nakon (2-3)h, a za veće motore (4-8)h. Vremenska konstanta:

$$T = \frac{m \cdot c}{\alpha_s \cdot S}$$

predstavlja odnos toplotnog kapaciteta i specifične odote toplote $\alpha_s \cdot S$. Prema ovom načinu razmatranja, T je stalna veličina i ne zavisi od opterećenja mašine. Ona se naziva vremenska konstanta zagrijavanja, i predstavlja vrijeme u toku kojeg bi mašina dostigla maksimalnu nadtemperaturu $\theta_{max} = Q / \alpha_s \cdot S$, kada ne bi bilo odavanja toplote okolnoj sredini. Istovremeno T brojno predstavlja vrijeme za koje mašina, pri odavanju toplote okolini, dostiže povišenje temperature od 0,632 θ_{max} tj. za $t=T$.

$$\theta = \theta_{max} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) = 0,632 \cdot \theta_{max}$$

Na slici 8.47 prikazana je familija krivih zagrijavanja jednog elektromotora pri različitim njegovim opterećenjima.



Slika 8.47 Familija krivih zagrijavanja elektromotora za različita opterećenja.

Kada je dopuštena vrijednost priraštaja temperature namotaja motora jednaka θ_d ovaj motor se trajno može opteretiti snagom P_3 . Kratkotrajno se isti motor smije opteretiti snagom P_k , samo za vrijeme t_k . Što je trajanje kratkotrajnog opterećenja manje, to je mogućnost

preopterećivanja motora veća, i obratno. Granica povećanja opterećenja motora, na račun skraćivanja trajanja opterećenja, predstavlja trenutnu snagu preopterećenja. Ovo treba imati u vidu prilikom izbora motora u odnosu na snagu za kratkotrajni režim rada.

Jednačinu hlađenja mašine dobićemo, ako u početnu jednačinu (8.77) stavimo da je generisana toplota u mašini jednaka nuli:

$$\alpha_s \cdot S \cdot \theta \cdot dt + m \cdot c \cdot d\theta = 0 \quad (8.81)$$

$$\frac{d\theta}{\theta} = - \frac{\alpha_s \cdot S}{m \cdot c} dt$$

$$\ln \frac{\theta}{\theta_{\max}} = - \frac{t}{T}$$

gdje je:

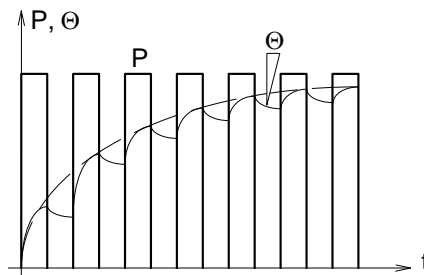
$\ln \theta_{\max}$ - integraciona konstanta.

Treba napomenuti da je vremenska konstanta T ista pri zagrijavanju i hlađenju samo u slučaju ako se mašina i pri hlađenju obrće istom brzinom kao i pri zagrijavanju. Ako je hlađenje počelo od maksimalne temperature:

$$\theta = \theta_{\max} \cdot e^{-\frac{t}{T}} \quad (8.82)$$

Kriva hlađenja potpuno je simetrična (u ovom slučaju) sa krivom zagrijavanja u odnosu na osu paralelu sa apscisom, koja se nalazi na $\theta_{\max} / 2$.

Pri intermitentnom režimu, motor se naizmjenično zagrijava i hladi. Njegova temperatura, za vrijeme svakog ciklusa, zavisi, pri tome, od njegovog prethodnog toplotnog stanja. Tipični oblik krive zagrijavanja, za taj režim, prikazana je na slici 8.48. Ovakva kriva je tipična, uz pretpostavku da su uslovi hlađenja motora jednaki tokom čitavog vremena i da je dijagram opterećenja idealan.



Slika 8.48 Zagrijavanje elektromotora pri intermitentnom režimu rada.

Izbor motora u odnosu na snagu putem konstruisanja krivih zagrijavanja zahtijeva veliki utrošak vremena. U najvećem broju slučajeva, za izbor motora u odnosu na snagu primjenjuje se neki jednostavniji metod, kao što je metod ekvivalentne struje.

Metod ekvivalentnog opterećenja bazira se na pretpostavci da će se motor za vrijeme promjenljivog opterećenja, zbog djelovanja promjenljivih gubitaka, zagrijavati kao u trajnom režimu rada pri kojem su gubici jednaki srednjim gubicima promjenljivog opterećenja, ako su uslovi hlađenja isti, tj. (najčešće se taj uslov svodi na to) ako se brzina obrtanja sa promjenom opterećenja ne mijenja. Dakle, pretpostavka je da će se motor pri promjenljivom opterećenju zagrijavati kao u nominalnom režimu, ako su srednji gubici promjenljivog opterećenja jednaki gubicima pri nominalnom opterećenju u trajnom režimu.

Poznato je da se gubici elektromotora mogu podijeliti na stalne (nezavisne od opterećenja) P_{st} i promjenljive gubitke (zavisne od opterećenja) P_{pr} . U P_{st} spadaju: gubici na trenje i ventilaciju (za $n \approx const.$), gubici u gvožđu (kad je fluks stalan) i gubici na pobudu (pri stalnoj pobudnoj struji). Gubitke P_{pr} treba računati kao proporcionalne kvadratima odgovarajućih struja I_1^2 i otpornosti R_i namotaja kroz koje se te struje zatvaraju. Ako se I mijenja u odgovarajućim

intervalima vremena t_i , tada će, za čitavo vrijeme trajanja opterećenja $\sum_{i=1}^m t_i = T$, ukupni gubici biti

$$\sum_{i=1}^m (P_{st} + R_i I_i^2) t_i .$$

S druge strane, pri nekoj ekvivalentnoj struji I_{ek} , koja bi bila stalna za čitavo vrijeme T , gubici motora bi bili:

$$(P_{st} + R I_{ek}^2) T .$$

Kako je zagrijavanje motora uslovljeno istim gubicima, iz uslova jednakosti ovih gubitaka dobija se da je ekvivalentna struja jednaka

$$I_{ek} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m I_i^2 t_i}{T}} .$$

Na osnovu I_{ek} i nominalnog napona moguće je naći odgovarajuću nominalnu snagu motora, za dati pogon, kao prvu veću standardnu vrijednost nominalne snage motora. Ovaj metod naziva se metod ekvivalentne struje, i primjenljiv je samo u slučajevima kada su gubici na trenje i ventilaciju i gubici u gvožđu (kao i gubici na pobudu kod odgovarajućih motora, kao što su motori za JSS) konstantni tokom čitavog vremena T . Ovaj uslov ne zadovoljavaju, npr., motori za JSS sa rednom pobudom. U takvim slučajevima, i pored velike složenosti, nužno je primijeniti metod ekvivalentnih gubitaka, čija primjena podrazumijeva poznavanje (odnosno računanje) svih gubitaka pri promjenljivom opterećenju.

Umjesto metoda ekvivalentne struje, kod motora kod kojih važi približnost proporcionalnosti momenta i struje

$$M = kI,$$

kao kod asinhronog motora, motora za JSS sa nezavisnom i paralelnom pobudom (prirodne karakteristike), koristi se metod ekvivalentnog momenta, pri čemu se ekvivalentna vrijednost momenta računa prema izrazu:

$$M_{ek} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m M_i^2 t_i}{T}}$$

koji se može dobiti iz izraza za ekvivalentnu struju.

Na osnovu M_{ek} i nominalne vrijednosti brzine obrtanja n_n , dolazi se do potrebne snage motora. Bira se motor nominalne snage, koja predstavlja prvu veću standardnu vrijednost nominalne snage u odnosu na potrebnu snagu.

Izbor motora u odnosu na snagu, na osnovu prethodnih kriterijuma, treba zatim provjeriti u odnosu na maksimalni momenat motora, da li zadovoljava kriterijum preopterećivanja. Motor treba, takođe, provjeriti u odnosu na polazni momenat, tj. u pogledu da li je konkretni motor sposoban da pokrene radni mehanizam, odnosno da li je njegov polazni momenat dovoljan da prevlada otporni momenat radnog mehanizma u trenutku polaska.

8.4.5 Ostali aspekti izbora elektromotora

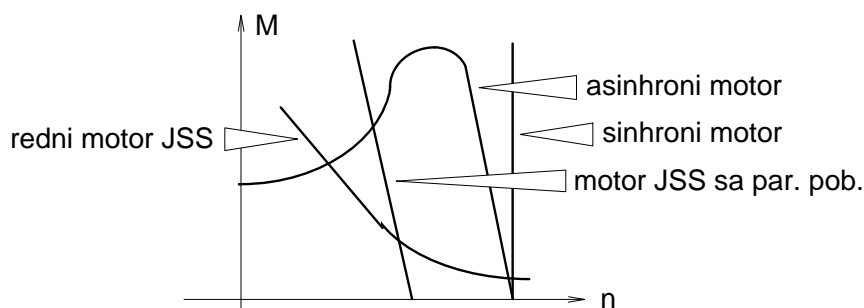
Pri trajnom opterećenju, kad se zahtijeva stalna brzina obrtanja, zadatak izbora elektromotora je dosta jednostavan. U ovakvom slučaju, najbolje se opredijeliti za sinhroni motor. Ovaj motor, za ovakve uslove pogona, pokazuje se ekonomičnim.

Sinhroni motor nije bio predmet ovog kursa, pa je ovdje nužno iznijeti osnovna njegova svojstva. Ovaj motor predstavlja električnu mašinu sa induktorom, sličnom induktoru motora za JSS, kod kojeg se namotaj induktora napaja jednosmjernom strujom. Indukat ovog motora je sličan induktoru (statoru) trofaznog asinhronog motora i napaja se sistemom trofaznih simetričnih

napona konstantne učestanosti f . Njegova brzina obrtanja jednaka je sinhronoj brzini, koja odgovara učestanosti napajanja, i nezavisna je od momenta opterećenja. Osnovni problem ovog tipa motora je puštanje u rad, jer je njegov polazni momenat, pri uobičajenoj konstrukciji, vrlo mali. Da bi se taj moment povećao, obično se, uz pobudni namotaj, na strani induktora postavlja kavez. Taj kavez omogućava asinhroni režim rada pri zalijetanju motora do sinhronne brzine. Drugi načine da se prevlada problem puštanja sinhronog motora je njegovo sprezanje sa motorom za JSS, koji u tom slučaju ima zadatak da rotor sinhronog motora dovede do sinhronne brzine.

Ako radna mašina zahtijeva da motor radi u uslovima regulisanja brzine obrtanja, sa puštanjima i isključenjima, ili sa promjenljivim opterećenjem, onda je pri izboru motora neophodno uporediti karakteristike raznih motora sa potrebnom karakteristikom radne mašine.

Treba razlikovati prirodne i vještačke karakteristike motora. Prirodne karakteristike odgovaraju nominalnim uslovima napajanja, nominalnoj sprezi motora i bez primjene bilo kakvih dodatih elemenata (kao što su otpori u kolu rotora asinhronog motora sa namotanim rotorom, ili dodatni otpori u kolu indukta motora za JSS) u kolima motora. Vještačke karakteristike dobijaju se promjenom napona napajanja, ili dodavanjem elemenata u kolima motora, ili promjenom načina vezivanja u pojedinim kolima motora (npr. promjena broja pari polova, ili slično). Na slici 8.49 prikazani su tipični oblici prirodnih mehaničkih karakteristika osnovnih tipova motora.



Slika 8.49 Oblici prirodnih karakteristika raznih tipova elektromotora.

Kao važna veličina kojom se karakterišu mehaničke karakteristike elektromotora koristi se krutost (tvrdoća)

$$\alpha = \frac{\Delta M}{\Delta n}$$

Krutost može imati različite vrijednosti na različitim djelovima iste mehaničke karakteristike.

U zavisnosti od krutosti, usvojena je podjela mehaničkih karakteristika na: apsolutno krute ($\alpha = \infty$, sinhroni motor), krute ($\alpha = (10 - 40)\%$), asinhroni motor na linearnom dijelu karakteristike i motor za JSS sa paralelnom pobudom) i meke ($\alpha \leq 10\%$, vještačke karakteristike asinhronog motora i vještačke karakteristike motora za JSS sa rednom pobudom).

Zahtjevi u pogledu krutosti mehaničke karakteristike najčešće su presudni za opredjeljivanje za vrstu motora. Npr., za kranske pogone i pogone transportnih uređaja, poželjni su motori sa mekom karakteristikom, a za valjačke stanove za hladno valjanje, poželjni su motori sa apsolutno krutom karakteristikom.

Za česta puštanja u rad i promjenljiva opterećenja, kada se ne zahtijeva regulacija brzine obrtanja, najpouzdaniji i najjednostavniji, a ujedno i najjeftiniji, je asinhroni motor sa kaveznim rotorom. Motor sa namotanim rotorom je od njega skuplji i složeniji za održavanje, pa se primjenjuje kao alternativa ovom motoru, kada se zahtijeva regulisanje brzine obrtanja ili kad je potreban velik polazni momenat.

Za regulisanje brzine obrtanja asinhronog motora u nedavnoj prošlosti su primjenjivana praktično samo dva metoda - regulisanje dodavanjem otpora u kolo rotora i regulisanje promjenom broja pari polova. Prvi metod je ekonomski opravdan samo kad se želi regulisati brzina obrtanja u ne širem intervalu od 20%, a drugi metod obezbjeđuje samo diskretnu (skokovitu) regulaciju i

dosta se često primjenjuje kod mašina za obradu rezanjem (strug, glodalica, i sl.). Sada je situacija, u pogledu regulacije asinhronog motora, nešto drugačija. Naime, u posljednje vrijeme dosta je pala cijena poluprovodničkih pretvarača, pa se često srijeću pogoni sa asinhronim motorom sa kaveznim rotorom napajanim preko pretvarača učestanosti, koji omogućavaju praktično kontinualnu promjenu brzine obrtanja.

U mnogim slučajevima, srijeću se pogoni sa motorima za JSS, koji omogućavaju promjene brzine obrtanja u širokim granicama, pomoću relativno jednostavnih sredstava. Cijena ovakvih motora je znatno veća od cijene odgovarajućih asinhronih motora (naročito od motora sa kaveznim rotorom). Uz to, njihova pouzdanost je relativno mala, a njihov vijek trajanja kraći, nego vijek trajanja asinhronih motora. Ovi motori su nepogodniji od asinhronih motora kad se zahtijevaju česta puštanja i isključivanja i veće snage.

Elektromotori se razlikuju i u pogledu konstrukcione realizacije. U ovom smislu, izbor motora treba da odgovara uslovima u kojima treba da radi na mjestu ugradnje (otvoreni prostor, prisustvo vlage, prisustvo prašine, prisustvo zapaljivih smješa ili prisustvo eksplozivnih smješa u sredini, i slično). Svim ovim, i nekim drugim, uslovima odgovaraju pojedine konstrukcione specifičnosti koje treba uvažiti pri izboru.

Naravno, ovdje nije izložena cjelovita materija potrebna za potpuno sagledavanje problema izbora elektromotora za pogon. Izloženi su samo osnovni elementi, koji treba da opomenu na ozbiljnost pristupka pri rješavanju ovakvih praktičnih zadataka.