

4. Vučni motor

Vučni motor predstavlja osnovni i najvažniji pogonski element vučnog sistema jer u najvećoj meri određuje koncepciju elektrovučnog vozila. Glavni faktori koji utiču na izbor vučnog motora su:

- način i opseg regulacije vučne sile,
- karakteristika pokretanja,
- stepena osetljivosti na varijacije napona u kontaktnoj mreži,
- način promene režima vuče u električno kočenje i obratno,
- složenost konvertora u pogonu vučnog motora,
- stepen korisnog dejstva,
- pouzdanost rada i učestanost pregleda u procesu održavanja.

Električna energija se mora na vozilu tako konvertovati da njene karakteristike budu najpovoljnije za napajanje vučnih motora. Sa druge strane vučni motori moraju biti tako odabrani da pri jednakoj snazi imaju najmanju težinu i zapreminu i da pri tom pružaju mogućnost energetski efikasnog regulisanja brzine.

U naizmeničnim vučnim sistemima prvobitno je za vuču bio konstruisan i široko korišćen jednofazni komutatorski motor, čiji su najveći nedostaci bili posledica, transformatorskog dejstva statora na rotor, odnosno indukovano naizmeničnog napona u namotajima rotora koji uzrokuje struje visokog intenziteta nakon spajanja odgovarajućih segmenata kolektora grafitnim četkicama.

Ove struje su bile ograničene jedino malim vrednostima omskog i induktivnog otpora u namotajima rotora i padom napona na četkicama što je bio

uzrok čestih oštećenja na kolektoru, pa se pribegavalo raznim komplikovanim tehničkim rešenjima. Ta rešenja su imala za cilj da ograniče efektivnu vrednost napona između lamela kolektora na vrednosti ispod $3V$. Kako je efektivna vrednost indukovanog naizmjeničnog napona proporcionalna i učestanosti pribeglo se njenoj redukciji pa je ovaj motor najveću primenu ostvario u naizmjeničnom sistemu $16,67Hz$. Skupo održavanje i potreba za stalnim nadzorom su bile vidljive karakteristike ovog tipa vučnog motora.

Razvoj energetske elektronike u drugoj polovini prošlog veka najpre je uticao na napuštanje primene komutatorskog jednofaznog motora u naizmjeničnim sistemima vuče i primeni rednog motora za usmerenu valovitu struju u naizmjeničnim vučnim sistemima.

Glavna modifikacija u konstrukciji, u odnosu na vučni motor jednosmerne struje je vezana za stator čije je magnetno kolo izrađeno od limova da bi se napajanjem usmerenom valovitom strujom izbegla glomazna induktivna prigušnica koja se vezuje na red sa vučnim motorom sa ciljem smanjenja valovitosti struja u motoru.

Za jednosmerni vučni sistem $3kV$ prirodno rešenje je bio redni motor jednosmerne struje ali je razvoj DC/DC elektroenergetskih konvertora -čopera doveo do eliminacije energetske neefikasne metode reostatskog i redno paralelnog prevezivanja pri pokretanju i regulisanju brzine.

Vučni motor za usmerenu valovitu struju napajan preko AC/DC ili DC/DC konvertora dostigao je svoj eksploatacioni maksimum do sedamdesetih godina prošlog veka od kada se nisu videle dalje perspektive za poboljšanje njegovih tehničkih performansi. Ipak ovaj tip vučnog motora zadržan je i danas na mnogim lokomotivama koje su izgrađene tih godina ali su i dalje u eksploataciji, naravno, uz neizbežnu modernizaciju koja se izvodi tokom glavnog remonta.

Osamdesetih godina prošlog veka ubrzan je razvoj uređaja i elemenata energetske elektronike. Napredak se odnosio na proširenje opsega snage, struje vođenja i napona blokiranja poluprovodničkih statičkih prekidača, kao i na oblast digitalnog upravljanja radom konvertora sa regulacijom izlaznih naponsko-strujnih karakteristika. To je dovelo je do široke primene trofaznih motora naizmjenične struje, prvenstveno asinhronih motora u vučnim aplikacijama.

Stator asinhronog motora vezan je sa rotorom isključivo preko obrtnog magnetnog polja koje je neophodno za elektromehaničku konverziju. Velike mogućnosti i prednosti asinhronog vučnog motora nad motorom za usmerenu valovitu struju, vezani su i za odsustvo komutatora koji zahteva stalni nadzor u procesu održavanja. Već je naglašeno da pri istoj snazi prednost u pogledu zapremine i težine imaju motori sa većom perifernom brzinom.

Asinhroni motor je lakši bar za 30% od motora iste snage sa komutatorom. Ovo znači da asinhroni motor nominalne snage $1500kW$ može biti smešten u prostor koji bi zauzimao motor za usmerenu valovitu struju nominalne snage $1000kW$. Mehanička karakteristika asinhronog motora pruža mogućnost stabilnog rada i na granici adhezije.

Činjenica je da mogućnost regulacije napona i učestanosti pruža lokomotivi sposobnost da sa ovim tipom motora radi u opsegu brzina, praktično od nule do sinhronne brzine.

Lokomotive sa ovim vučnim motorima mogu biti univerzalne, podjednako efikasne za vuču teretnih i brzih putničkih vozova.

Sledeći tip motora koji se primenjuje u vuči je trofazni sinhroni motor.

Sinhroni motor se koristi kao vučni motor u više serija francuskih vozova, TGV (akronim od "train à grand vitesse"), što u prevodu znači, voz velikih brzina.

Kao i asinhroni motori, sinhroni motori imaju trofazne namotaje za naizmjeničnu struju na statoru, ali rotor se napaja jednosmernom strujom iz spoljnog izvora. Trofazna struja na statoru proizvodi obrtno magnetno polje, dok je rotor elektro magnet. Sile privlačenja i odbijanja između statorskog rotirajućeg polja i rotorskog magneta pokreću rotor. Brzina obrtanja rotora je direktno proporcionalna učestanosti naizmjenične struje statora. Za napajanje rotora se koriste četkice koje zahtevaju održavanje, mada ne tako intenzivno kao u slučaju motora jednosmerne struje.

Zašto se sinhroni motori koriste u TGV-u?. Odgovor je u dostignutom nivou tehnologije u vreme kada je ovaj elektromotorni voz bio u fazi konstruktivnog razvoja. Osnovni prekidački element invertora je bio tiristor koji u principu zahteva dodatno kolo za gašenje u procesu komutacije. Kako je rotor u sinhronom motoru magnet on generiše potreban napon na trofaznim priključcima statorskog namotaja. U stvari napon se generiše tako da tačno na vreme isključi jedan tiristor dok se drugi uvodi u vođenje impulsom na upravljačkoj elektrodi. Na ovaj način tiristorsku komutaciju vrši motor kao opterećenje, eliminišući potrebu za pomoćnim kolom za isključivanje tiristora. Ovo je uzrokovalo smanjenje težine i cene invertora.

U francuskim TGV-ima težina na osovinaama je bila ograničena na 17 tona i sinhroni motori su bili jedini odgovarajući izbor. Sinhroni motor snage $1100kW$ i maksimalne brzine obrtaja od $4000 \frac{ob}{min}$ ima masu od $1515kg$. Novije verzije ovih vozova koriste asinhronne motore uz primenu konvertora zasnovanoh na primeni IGBT statičkih prekidačkih elemenata nove generacije.

Iako bi se iz dosadašnjeg izlaganja moglo zaključiti da asinhroni motor predstavlja konačno rešenje za vučni motor, jer je danas široko rasprostranjen kako u lokomotivama tako i u elektromotornim vozovima, sinhroni mo-

tor sa permanentnim magnetima na rotoru predstavlja inovativno rešenje koje ima više prednosti, kao što su, povećana efikasnost, približno 97% usled ne postojanja toplotnih gubitaka u rotoru, smanjena učestanost pregleda u procesu održavanja, jednostavan postupak zamene ležajeva rotora kad je to neophodno, i smanjena buka za 12db, u odnosu na asinhroni motor. Ovaj tip motora se već intenzivno koristi u vozilima metroa i elektromotornim vozovima gde je snaga po vučnom motoru reda veličine 300kW. Pitanje je vremena kada će se opseg snage ovog motora proširiti do nivoa koji su danas realizovani sa asinhronim vučnim motorom. Važna okolnost koja utiče na primenu ovog tipa motora je njegova cena koja daleko nadmašuje cenu asinhronog motora, tako da će asinhroni motor u doglednom periodu ostati vodeći tip vučnog motora u novoizgrađenim vozilima.

U daljem izlaganju koristićemo termin nominalne vrednosti električne ili mehaničke veličine koja karakteriše rad električne mašine. Kako se čitaoci prvi put sreću sa ovim pojmovima važno je definisati ih pre nego što se budu koristili u daljem izlaganju.

Nominalni napon je najviši napon koji se može dovesti na krajeve namotaja električne mašine i trajno zadržati a da pri tome ne dođe do ubrzanog starenja i gubitka izolacionih svojstava električne izolacije u mašini.

Prirodna karakteristika je mehanička karakteristika mašine kada je na njene krajeve doveden nominalni napon. Nominalna struja je najveća trajna struja koja ne dovodi do oštećenja, kvarova, ili smanjenja životnog veka mašine. Kad je upitanju mašina naizmjenične struje reč je o efektivnoj vrednosti.

Električna izolacija je sačinjena od materijala čija je provodnost zanemarljiva a to su specijalna staklena vlakna, papir, lak i slično. Izolacija sprečava da pojedini navojci ili namotaji dođu u kratak spoj. Oštećenje izolacije je najčešće prouzrokovano temperaturama koje su iznad maksimalno predviđenih vrednosti za dati materijal. Za električne mašine se propisuju termičke klase koje definišu graničnu temperaturu iznad koje može doći do ubrzanog starenja ili oštećenja izolacije. Električne mašine koje se primenjuju u vuči se obično izrađuju u termičkoj klasi H kojoj odgovara temperatura od 180°C.

Nominalni fluks $\Phi_n(I_0)$ je određen onom vrednošću pobudne struje koja se nalazi na prelazu iz linearnog dela magnetne karakteristike u zasićeni deo kao što je prikazano na slici (4.10).

Nominalna brzina je ona, pri kojoj se u namotajima indukuje elektromotorna sila jednaka nominalnom naponu. Karakteristične vrednost koje su upisane na pločici motora date od strane proizvođača su nazvne vrednost i one su iste ili manje od nominalnih a predstavljaju garanciju proizvođača za

trajni rad mašine.

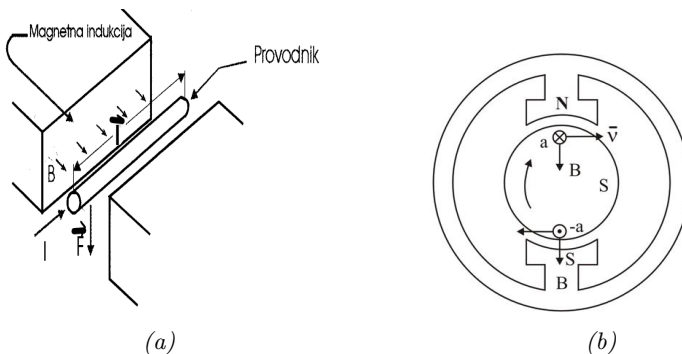
Zaključuje se da su nominalne veličine definisane kao najveće vrednosti veličina koje se mogu imati pri trajnom radu. U narednim delovima ovog poglavlja analiziraće se detaljnije glavne karakteristike i zakonitosti rada rednog motora za usmerenu valovitu struju i asinhronog motora jer su ova dva tipa motora najčešće primenjena na elektrovučnim vozilima.

4.1 Principi elektromehaničke konverzije

Električne obrtne mašine predstavljaju važan deo naprava za elektromehaničko pretvaranje energije. Posmatrajući uopšteno, takva naprava predstavlja kompleksan sistem koji uključuje mehanički i električni podsistem kao i sprežno polje koje ih povezuje a koje je neophodan uslov za konverziju energije. U slučaju električnih mašina sprežno polje je magnetno polje, a prirodne pojave su zasnovne na osnovnim zakonima magnetizma i definišu vezu između dva sistema u procesu pretvaranje energije iz jednog oblika u drugi. Najvažnije prirodne pojave na kojima je zasnovan rad svih obrtnih mašina su dva zakona elektromagnetizma koja povezuju električne veličine, električnu struju i elektromotornu silu sa mehaničkim veličinama, silom i brzinom.

Laplasov zakon, o dejstvu mehaničke sile na provodnik sa strujom u magnetnom polju, se za slučaj pravolinijskog provodnika dužine l sa strujom intenziteta I u homogenom magnetnom polju indukcije B , formuliše pomoću sledećeg vektorskog izraza:

$$\vec{F} = I \vec{l} \times \vec{B} \quad (4.1)$$



Slika 4.1

Vektor \vec{l} je određen pravcem provodnika, smerom struje u provodniku, dok mu je intenzitet jednak dužini provodnika u magnetnom polju indukcije

\vec{B} . Kako vektori \vec{l} i \vec{B} određuju ravan, njihov vektorski proizvod će predstavljati vektor koji je normalan na tu ravan a smer mu je određen smerom desnog zavrtnja pri rotaciji \vec{l} , za manji ugao, do poklapanja sa \vec{B} . Intenzitet sile koja deluje na provodnik proporcionalan je sinus uga između ovih vektora. Dejstvo sile na provodnik sa strujom u homogenom magnetnom polju prikazano je na slici (4.1a). Kod obrtnih mašina provodnici sa strujom raspoređeni su po obimu rotora tako da sa pravcem magnetnog polja zaklapaju ugao od 90° , što čini da je intenzitet sile koja deluje na provodnik maksimalan. Ako je radijalno rastojanje provodnika od središta rotora r_{rot} tada je intenzitet obrtnog momenta $M = Fr_{rot} = IBlr_{rot}$. Ukupni obrtni momenat svih provodnika nalazi se kao algebarski zbir parcijalnih momenata pojedinih provodnika. Kako je obrtni momenat nastao elektromagnetnim delovanjem naziva se elektromagnetni obrtni momenat.

Kretanje provodnika u magnetnom polju prouzrokuje pojavu elektromotorne sile između njegovih krajeva. Ova pojava se tumači uz pomoć zakona elektromagnetske indukcije koji se formuliše vektorskim izrazom:

$$e = \vec{l}(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (4.2)$$

Maksimalna indukovana ems ima se kada je pravac vektora brzine normalan na pravac vektora magnetnog polja a njihov vektorski proizvod kolinearan sa vektorom \vec{l} . U slučaju aksijalno raspoređenih provodnika po obodu rotora i polja statora čiji je pravac normalan na pravac provodnika rotora, indukovane elektromotorne sile na krajevima provodnika se sabiraju. Intenzitet rezultujuće elektromotorne sile na krajevima redno vezanih provodnika je algebarski zbir indukovanih ems na krajevima pojedinačnih provodnika. Tipičan primer kretanja provodnika u takvom magnetnom polju ilustrovan je na slici(4.1b) Kako je za obrtno kretanje karakteristična veličina, ugaona brzina $\omega = \frac{v}{r_{rot}}$ to se intenzitet indukovane ems po provodniku koji se obrće u homogenom magnetnom polju može izraziti kao:

$$e = Blr_{rot}\omega \quad (4.3)$$

Principi delovanja sile na provodnik sa strujom u magnetnom polju i generisanja elektromotorne sile su reverzibilni. Naime, delovanje sile na provodnik sa strujom u magnetnom polju prouzrokuje kretanje tog provodnika (motorno dejstvo) što dovodi do pojave elektromagnetske indukcije i indukovanja ems na krajevima provodnika sa strujom (generatorsko dejstvo).

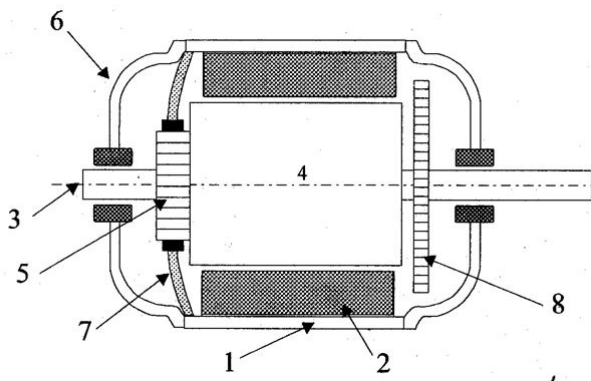
4.2 Električne mašine jednosmerne struje

Na slici 4.2 je prikazan uprošćen presek jedne mašine jednosmerne struje. Osnovni sklopovi su:

- kućište statora sa polovima elektromagneta koji predstavljaju induktor -(1,2);
- rotor ili indukt sa kolektorom na zajedničkom vratilu- (3,4,5);
- poklopci sa ležištima za vratilo -(6);
- držač grafitnih dirki (7);
- ventilator montiran na vratilu (8).

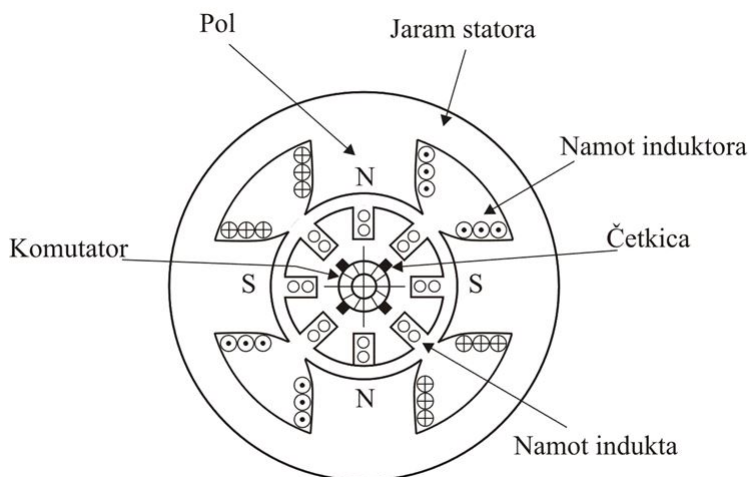
Prema električnoj ulozi osnovni delovi svake mašine jednosmerne struje su:

- induktor-stator;
- indukt-rotor;
- komutator, koga čine kolektor i grafitne dirke sa držačima



Slika 4.2: Uprošćen osni presek mašine jednosmerne struje

Prostor između indukta i induktora naziva se međugvožđe i karakteriše se jakim magnetnim poljem, koje je praktično ispod magnetnog pola homogeno. Poprečni presek jedne mašine prikazan je na slici 4.3



Slika 4.3: Poprečni presek četvoropolne mašine jednosmerne struje

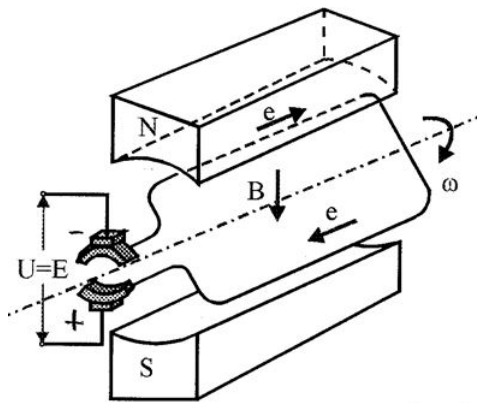
4.2.1 Induktor

Zadatak induktora je da stvori jako i homogeno magnetno polje kroz koje će se kretati provodnici koji su smešteni na induktu. Induktor je sačinjen od jednog ili više pari elektromagneta koji su raspoređeni po unutrašnjem obimu statora i koji se pobuđuju jednosmernom strujom kroz namotaje elektromagneta. Intenzitet magnetnog polja je direktno proporcionalan proizvodu broja navojaka elektromagneta i struje kroz njih. Ovaj proizvod je, po analogiji sa elektromotornom silom, nazvan magnetno pobudna sila ili magnetni napon. Ako se pobuđivanje vrši iz električnog izvora nezavisnog od električnog izvora za napajnje rotora onda se kaže da je mašina sa nezavisnom pobudom. Elektromagneti induktora nose naziv glavni polovi i grade se od paketa izolovanih limova izrađenih od specijalnog čelika. To daje mogućnost da se za istu vrednost magnetno pobudne sile dobije magnetni fluks koji je više stotina puta veći od onog koji bi se imao da su polovi izrađeni od materijala bez feromagnetnih svojstava. Broj polova je obavezno paran i oni su raspoređeni duž obima statora naizmenično u redosledu: ... severni, južni, severni, južni,... U električnim šemama induktor električne mašine jednosmerne struje se u ustaljenom režimu predstavlja kao otpornik čija se otpornost može izmeriti između krajeva namotaja induktora.

4.2.2 Indukt sa kolektorom

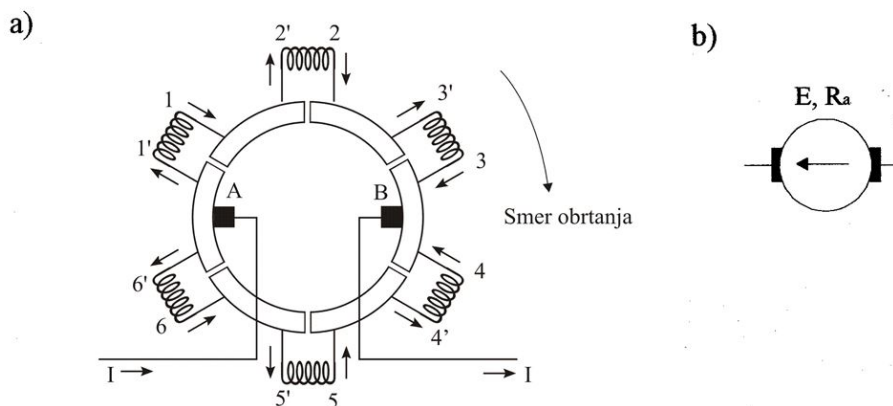
Indukt je izrađen od jednog ili više paketa čeličnih limova koji su učvršćeni na vratilu. Po obimu indukta, paralelno sa osom vratila, nalaze se žlebovi

u kojima su smešteni provodnici kao što je prikazano na slici (4.3). Kada se indukt okreće u magnetnom polju statora tada se u provodnicima indukuju elektromotorne sile čiji su smerovi suprotni ispod suprotnih polova, jer kad se provodnik kreće onda indukovana elektromotorna sila ispod severnog pola ima jedan smer a ispod južnog suprotan smer kao što je prikazano na slici (4.4). Ako mašina ima $2p$ polova tada će u toku jednog punog obr-



Slika 4.4: Princip kretanja provodnika rotora u magnetnom polju statora

ta indukovana elektromotorna sila, promeniti smer p puta. Da bi se dobila jednosmerna elektromotorna sila, glavnu ulogu ima kolektor, čiji je zadatak da ove naizmenične elektromotorne sile grupiše i menja, tako da je napon između ugljenih dirki držača četkica stalnog smera, kao što je prikazano na slici 4.4. Prema tome svi provodnici indukta vezuju se međusobno preko kolektora koji u fizičkom smislu predstavlja cilindar sa osnovom od izolacionog materijala u koji su umetnuti međusobno izolovani segmenti, lamele, od provodnog materijala, najčešće bakra. Uprošćen poprečni presek kolektora sa vezama namotaja i smerovima struja kroz iste prikazan je na slici (4.5). Da bi dejstvo elektromagnetnih sila rezultiralo obrtnim elektromagnetnim momentom potrebno je da delovi namotaja označeni ($1', 2', \dots, 6'$) budu ispod jedne vrste, a delovi namotaja označeni sa ($1, 2, \dots, 6$) budu ispod druge vrste magnetnih polova mašine. Nakon jedne šestine obrtaja u odnosu na trenutni položaj namotaja na slici struja u namotajima ($3 - 3' ; 6 - 6'$) će promeniti smer. Ova pojava se naziva komutacija. Prolaskom ispod dirki kolektora smer struje pojedinih navojaka se takođe menja, međutim dejstvo kolektora je takvo da u prostoru ispod pojedinih polova statora struja ima uvek isti smer pa je time stvoren uslov za produkciju momenta stalnog smera. Prethodno razmatranje odnosilo se na smerove struja u navojnim delovima rotora. Međutim, slično razmatranje se može izvesti i za indukovane



Slika 4.5: a) Uprošćen poprečni presek kolektora sa vezama namotaja rotora b) Simbol indukta mašine jednosmerne struje u električnim šemama

elektromotorne sile i analognu ulogu kolektora. Električni parametri indukta su elektromotorna sila i otpornost. Simbol indukta je prikazan na slici (4.5 b). U motornom režimu rada, elektromotorna sila mašine jednosmerne struje se naziva kontraelektromotorna jer je suprotstavljena naponu električnog izvora na koji je mašina priključena.

4.2.3 Osnovni izrazi elektromehaničke konverzije mašine jednosmerne struje

Koristeći opšte principe rada obrtnih mašina jednosmerne struje izvode se izrazi osnovnih veličina koje karakterišu rad mašine jednosmerne struje, kao što su momenat i elektromotorna sila, u zavisnosti od konstruktivnih parametara mašine. Izraz za elektromotornu silu mašine jednosmerne struje izvešćemo polazeći od osnovne jednačine (4.2). Magnetna indukcija B može se izraziti preko fluksa kroz površinu ispod magnetnog pola:

$$B = \frac{\Phi}{S} [T]$$

$$S = \frac{2\pi l r_{rot}}{p}$$

Gde je:

- r_{rot} je poluprečnik rotora,
- l dužina provodnika u magnetnom polju indukcije B ,

- p broj polova mašine.

Elektromotorna sila indukovana na krajevima provodnika je:

$$E' = \frac{\Phi p \omega}{2\pi} [V] \quad (4.4)$$

Ako je N broj provodnika i a broj paralelnih grana provodnika rotora tada je :

$$E = \frac{N}{a} E' = \frac{Np}{2\pi a} \Phi \omega \quad (4.5)$$

U izrazu 4.5 je $\frac{Np}{2\pi a}$ je konstanta jer zavisi od konstruktivnih parametara mašine pa se umesto (4.5) koristi sledeći izraz:

$$E = c_m \Phi \omega; \quad c_m = \frac{Np}{2\pi a} \quad (4.6)$$

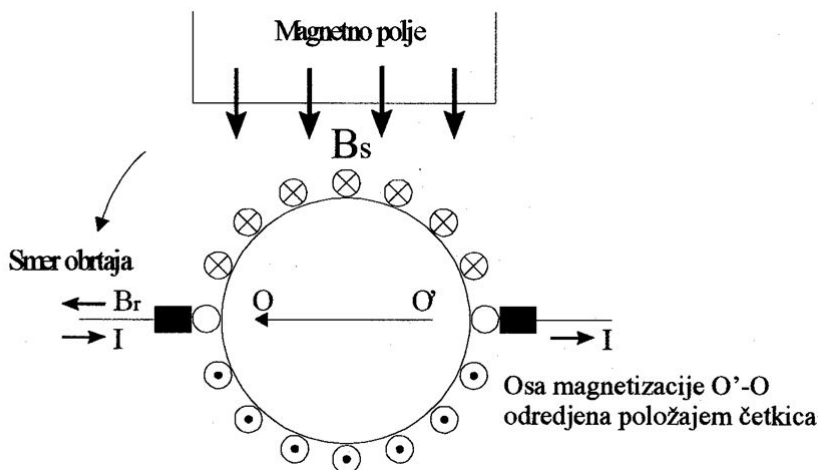
Polazeći od osnovnog izraza za moment sile $M' = Blr_{rot} I_r$ koji deluje na provodnik sa strujom u magnetnom polju i koristeći postupak koji je primenjen kod izvođenja izraza za elektromotornu silu rotora E dobija se izraz za elektromagnetni momenat:

$$M = c_m \Phi I_r \quad (4.7)$$

Gde I_r predstavlja struju u namotajima rotora. Napon na krajevima rotora u motornom radu mašine veći je od elektromotorne sile za pad napona usled prelaznog i unutrašnjeg otpora rotora $U_r = E + R_r I_r$. Kad mašina radi kao generator elektromotorna sila je veća od napona na krajevima rotora, što ima za posledicu promenu smera struje u odnosu na motorni režim.

4.2.4 Magnetno polje mašine jednosmerne struje

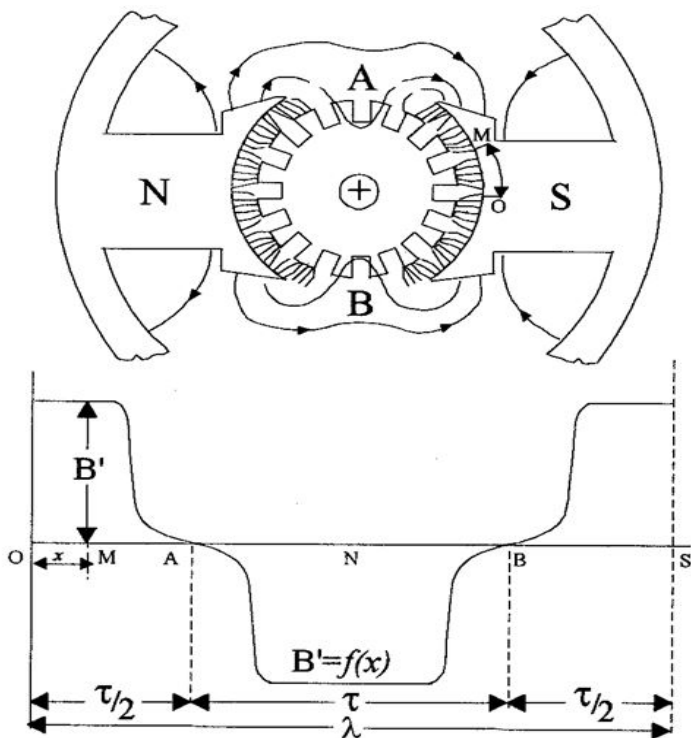
Kao što je već naglašeno magnetno polje svake električne mašine je uslov za interakciju električnog i mehaničkog podsistema. Magnetno polje statora ima svoju ulogu koja je već objašnjena. Zbog uloge komutatora koji omogućava prostornu nepokretnost smerova struja na obodu, rotora kao što je to prikazano na slici (4.6), može se uočiti da to uzrokuje prostorno nepokretno magnetno polje rotora čija je osa određena pozicijom ugljenih dirki koje naležu na kolektor.



Slika 4.6: Uloga kolektora u formiranju magnetnog polja rotora

Da bi mašina jednosmerne struje imala podjednake karakteristike u oba smera obrtanja rotora potrebno je da osa magnetnog polja rotora bude pod uglom od 90° u odnosu na osu magnetnog polja statora. Prema tome je određena i pozicija dirki na obodu kolektora. Osa koja određuje položaj dirki na kolektoru električne mašine jednosmerne struje zove se neutralna osa i poklapa se sa osom magnetnog polja rotora. Magnetno polje rotora i statora čine jedinstveno magnetno polje koje ima značajnog uticaja na kvalitet rada mašine. Da bi ovu pojavu razmotrili posmatrajmo najpre magnetno polje statora ili induktora, kada u provodnicima rotora ili indukta nema struje. Pošto je dužina međugvožđa stalna ispod polova induktora, magnetna indukcija ima stalan intenzitet pod magnetnim polom. Od ivice pola prema neutralnoj zoni magnetna indukcija naglo opada i menja smer u neutralnoj zoni, tako da pod suprotnim polom ima jednak intenzitet ali suprotan smer. Ovo je ilustrovano na slici (4.7). Ako bi po apscisi koordinatnog sistema naneli lučnu meru rastojanja od tačke O ispod južnog pola a po ordinati intenzitet magnetne indukcije u međugvožđu dobio bi se grafički prikaz promene magnetne indukcije duž obima rotora, slika (4.7). Od ukupnog magnetnog fluksa induktora najveći deo prodire kroz indukt i taj deo predstavlja koristan fluks. Manji deo fluksa induktora se zatvara kroz vazduh i ne služi osnovnoj svrsi induktora pa se zato naziva rasuti fluks. Konstrukcijom mašine i posebno oblikom polova statora teži se da rasuti fluks bude što je moguće manji, odnosno da je zanemarljiv u odnosu na koristan magnetni fluks.

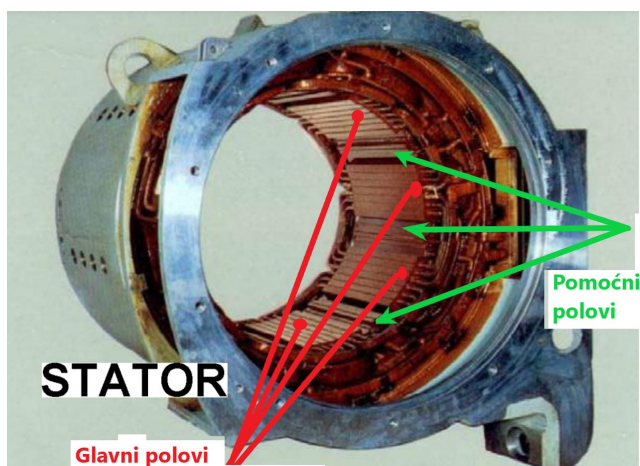
Magnetni fluks koji potiče od namotaja rotora ispod jednog pola je sra-



Slika 4.7: Magnetno polje statora

zmeran sa magnetno pobudnom silom koja je zahvaćena zatvorenom konturom u magnetnom polju. Pri tom je magnetni otpor fluksu rotorskog polja približno konstantan jer je dužina međugvožđa konstantna sve do rogovia magnetnog pola kada se magnetni otpor naglo povećava jer se magnetni fluks u neutralnoj zoni zatvara kroz vazduh tako da magnetna indukcija pada na vrednost koja je bliska nuli. Analogno se određuje magnetna indukcija indukta ispod suprotnog pola nepobuđenog induktora. Rezultantno magnetno polje mašine jednosmerne struje se dobija superpozicijom magnetnih polja indukta i induktora i može se znatno razlikovati od korisnog magnetnog polja induktora. Pri tom magnetna polja indukta i induktora imaju isti smer pod rogovima polova u koje provodnici pri obrtanju ulaze a suprotan smer ovih polja ima se pod rogovima polova ispod kojih provodnici izlaze. Dakle pod ulaznim rogovima rezultantno polje je pojačano dok je ispod odlazećih rogovia polje oslabljeno. Ovakva pojava deformacije korisnog magnetnog polja usled dejstva magnetnog polja indukta naziva se magnetna reakcija indukta. Magnetna reakcija indukta je štetna pojava jer se pogoršava proces komu-

tacije koji može dovesti do pojave varničenja na kolektoru ispod četkica sa tendencijom da se varničenje proširi na ceo obim kolektora. Ova štetna pojava usled magnetne reakcije indukta vezana je za ugaono pomeranje osa dirki i neutralne ose usled čega dolazi do pogoršanja uslova komutacije provodnika koji prolaze ispod dirki pomerenih u odnosu na neutralnu osu. U generatorskom režimu rada magnetno polje indukta slabi korisno polje induktora pa prema tome dolazi do smanjenja indukovane elektromotorne sile. Ovo slabljenje elektromotorne sile raste sa porastom intenziteta struje što dovodi do odstupanja spoljnne karakteristike $E = f(I_a)$ od idealne $E = U - R_a I_a$. Kod mašina čija je snaga nekoliko desetina kW i veća, magnetna reakcija indukta se suzbija tako što se između glavnih polova induktora postavljaju pomoćni polovi kroz koje imamo struju istog intenziteta kao kroz provodnike indukta, ali je smer polja suprotan magnetnom polju indukta. Raspored glavnih i pomoćnih polova u statoru vučnog motora prikazan je na slici (4.8). Po-



Slika 4.8

goršana komutacija može nastati i usled nagle promene napajanja motora, na primer pri kratkotrajnom prekidu napona usled gubitka kontakta pantografa. Druga zaštitna mera za osiguranje dobre komutacije su kompenzacioni namotaji koji se postavljaju u glavnim polovima motora sa strujama koje su orijentisane tako da poboljšavaju raspodelu fluksa pod glavnim polovima suzbijajući uticaj magnetnog polja rotora.

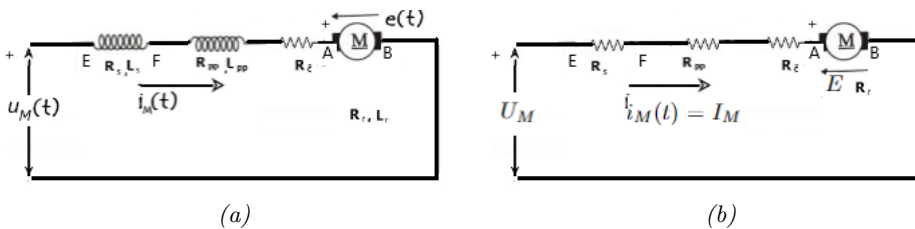
4.3 Vučni motor jednosmerne struje sa rednom pobudom

U prethodnom poglavlju dat je prikaz osnova elektromehaničke konverzije motora jednosmerne struje. Ako je ulazna električna snaga motora $P_{in} = U_{in}I_{in}$ i ako je srednja vrednost indukovane elektromotorne sile u namotajima rotora $E = c_m\Phi\omega$ a I_r struja kroz namotaje rotora tada je snaga konverzije $P_k = EI_r$. Kako je elektromagnetni momenat motora $M = c_m\Phi I_r$ sledi da je $P_k = M\omega$

Na slici (4.9a) prikazana je ekvivalentna šema motora koji se napaja iz izvora električne energije tako da je ulazni napon promenljiv u vremenu. Promenljivi napon $u_M(t)$ na ulazu motora dovodi do vremenski promenljive struje $i_M(t)$ tako da je jednačina ravnoteže kola motora :

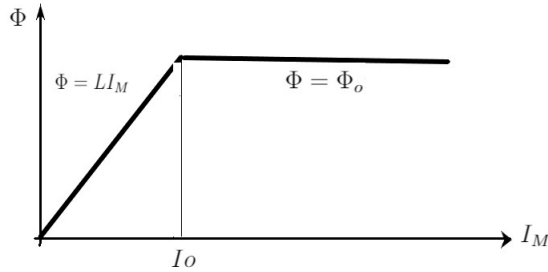
$$u_M(t) = (R_s + R_c + R_r + R_{pp})i_M(t) + (L_s + L_r + L_{pp})\frac{di_M}{dt} + e(t)$$

Kada se vremenske promene ulaznog napona zanemare: $u_M(t) = U_M$, struja kroz namotaje statora uključujući glavne i pomoćne magnetne polove , namotaje rotora sa kolektorom i grafitnim četkicama je nepromenljiva u vremenu nakon prelaznog procesa, što implicira da je $i_M(t) = I_M$ i $\frac{di_M}{dt} = 0$ a ekvivalentna šema motora u stacionarnom režimu je prikazana na slici (4.9b).



Slika 4.9

Uprošćena karakteristika magnećenja sa dve karakteristične oblasti prikazana je na slici (4.10).



Slika 4.10: Uprošćena magnetna karakteristika $\Phi = f(I_M)$

Sledeće jednačine opisuju karakteristike i rad vučnog motora u stacionarnom režimu.

$$U_M = I_M \sum R + E; \quad \sum R = R_r + R_s + R_{pp} + R_c; \quad E = c_m \Phi \omega \quad (4.8)$$

$$\Phi = f(I_M); \quad \Phi = LI_M; \quad I_M \in (0, I_o]; \quad \Phi = \Phi_o; \quad I_M > I_o \quad (4.9)$$

$$M = c_m \Phi I_M; \quad (4.10)$$

Namotaji rotora i statora su vezani na red pa je struja motora označena sa I_M . Otpornost u kolu vučnog motora $\sum R = R_M$ predstavlja zbir otpornosti namotaja statora, namotaja pomoćnih polova, otpornosti grafitnih četkica koje dodiruju kolektor i otpornosti namotaja rotora. Magnetni fluks pod polovima statora je funkcija struje motora. Prema slici (4.10) možemo ga aproksimirati sa dva izraza. U prvom delu magnetne karakteristike fluks je proporcionalan struji motora sve dok ona ne dostigne graničnu vrednost I_o kada dalje povećanje struje motora ne dovodi do povećanja magnetnog fluksa. Za deo magnetne karakteristike sa linearnom zavisnošću fluksa od struje kažemo da je nezasićena. Deo magnetne karakteristike sa približno konstantnom vrednošću fluksa je magnetno zasićena karakteristika. Koristeći ovakvu aproksimativnu magnetnu karakteristiku mašine možemo dobiti elektro mehaničke karakteristike mašine koje povezuju u funkcionalnu zavisnost jednu mehaničku i jednu električnu veličinu. Najpre odredimo zavisnost momenta od struje motora. Uzimajući u obzir izraz (4.9) nalazimo:

$$M = c_m L I_M^2 = k_{m1} I_M^2; \quad za I_M < I_o; \quad (4.11)$$

$$M = k \Phi_o I_M = k_{m2} I_M; \quad za I_M > I_o \quad (4.12)$$

Iz izraza (4.11) i (4.12) zaključujemo da je zavisnost momenta od struje motora u nezasićenoj oblasti magnetne karakteristike kvadratna dok u zasićenoj oblasti magnetne karakteristike moment motora zavisi linearno od

struje motora. Važno je napomenuti da moment ne zavisi od napona na krajevima motora što je od velike važnosti za pokretanje elektrovučnog vozila iz stanja mirovanja. Druga veoma važna elektro mehanička karakteristika je zavisnost $I_M = f(\omega)$. U nezasićenom delu magnetne karakterisike zavisnost struje motora od ugaone brzine, kad napon na krajevima motora održavamo konstantnim, je hiperbolična (4.13). U oblasti magnetnog zasićenja kad je $\Phi = \Phi_o = const$ struja motora linearno opada sa rastom brzine pri konstantnom naponu na krajevima motora (4.14).

$$I_M = \frac{U_M}{\sum R + k_{m1}\omega} \quad 0 < I_M < I_o \quad (4.13)$$

$$I_M = \frac{U_M}{\sum R} - \frac{k_{m2}}{\sum R}\omega \quad I_M > I_o \quad (4.14)$$

Mehanička karakteristika motora određena je zavisnošću $M = f(\omega)$. Do ove zavisnosti u linearnoj oblasti magnetne karakteristike dolazimo zamenom (4.13) u (4.11) a za oblast zasićenja zamenom (4.14) u (4.12).

$$M = k_{m1} \left(\frac{U_M}{\sum R + k_{m1}\omega} \right)^2 \quad I_M < I_o; \quad (4.15)$$

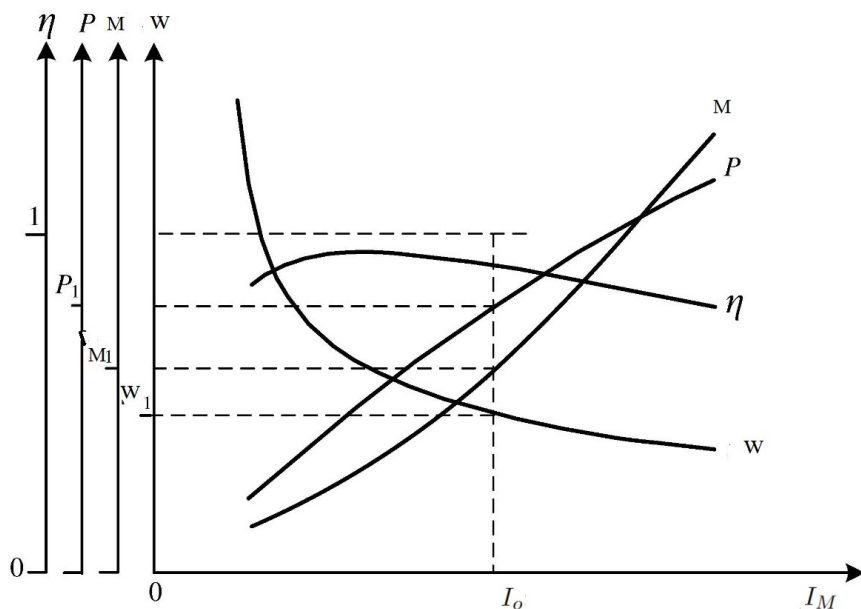
$$M = k_{m2} \left(\frac{U_M}{\sum R} - \frac{k_{m2}}{\sum R}\omega \right) \quad I_M > I_o \quad (4.16)$$

Iz ovih izraza lako se nalaze zavisnosti $\omega = F(M)$:

$$\omega = \frac{U_M}{\sqrt{k_{m1}M}} - \frac{\sum R}{k_{m1}} \quad (4.17)$$

$$\omega = \left(\frac{U_M}{k_{m2}} - \frac{\sum R}{k_{m2}^2}M \right) \quad (4.18)$$

Na slici 4.11 su prikazane i elektromehaničke karakteristike stepena korisnog dejstva $\eta = f(I_M)$; $P = f(I_M)$; $M = f(I_M)$; $\omega = f(I_M)$ pri konstantnom naponu na ulazu motora.



Slika 4.11: Elektromehaničke karakteristike rednog motora jss pri konstantnom naponu $U_M = U_{M1}$

Izrazi (4.15) i (4.16) odnosno (4.17) i (4.18) ukazuju na veoma važnu osobinu rednog motora koja je od velikog značaja za njegovu primenu u električnoj vuči.

Promenom opterećenja vučnog motora odnosno promenom momenta M dolazi do promene ugaone brzine ω u suprotnom smeru odakle možemo zaključiti da snaga $P = M\omega$ teži da ostane nepromenjena, dakle promena parametara snage ne dovodi do pojave preopterećenja.

Izraz (4.13) možemo shvatiti na sledeći način: Kada je struja motora manja od struje I_o ona je količnik napona na krajevima motora i fiktivne otpornosti čija je vrednost linearno zavisna od ugaone brzine motora. Oblik mehaničke karakteristike vučnog motora zavisi od oblasti magnetne karakteristike U linearnom delu karakteristike magnetećenja male promene momenta proizvode velike promene ugaone brzine dok u zasićenom delu magnetne karakteristike velike promene momenta dovode do malih promena ugaone brzine. Kada maksimalna vučna sila odgovara delu gde je mehanička karakteristika vučnog motora jednosmerne struje sa rednom pobudom $M \approx \frac{const}{n^2}$ zaključuje se da ona prirodno teži povratku na granicu adhezije, u slučaju pojave proklizavanja, usled smanjenja vučnog koeficijenta ako joj je strmina

veća od strmine adhezione krive.

4.3.1 Upravljanje brzinom i momentom motora u vuči

Vučni motor jednosmerne struje sa rednom spregom rotora i statora ima mogućnost kontrolisane promene brzine na sledeća dva načina:

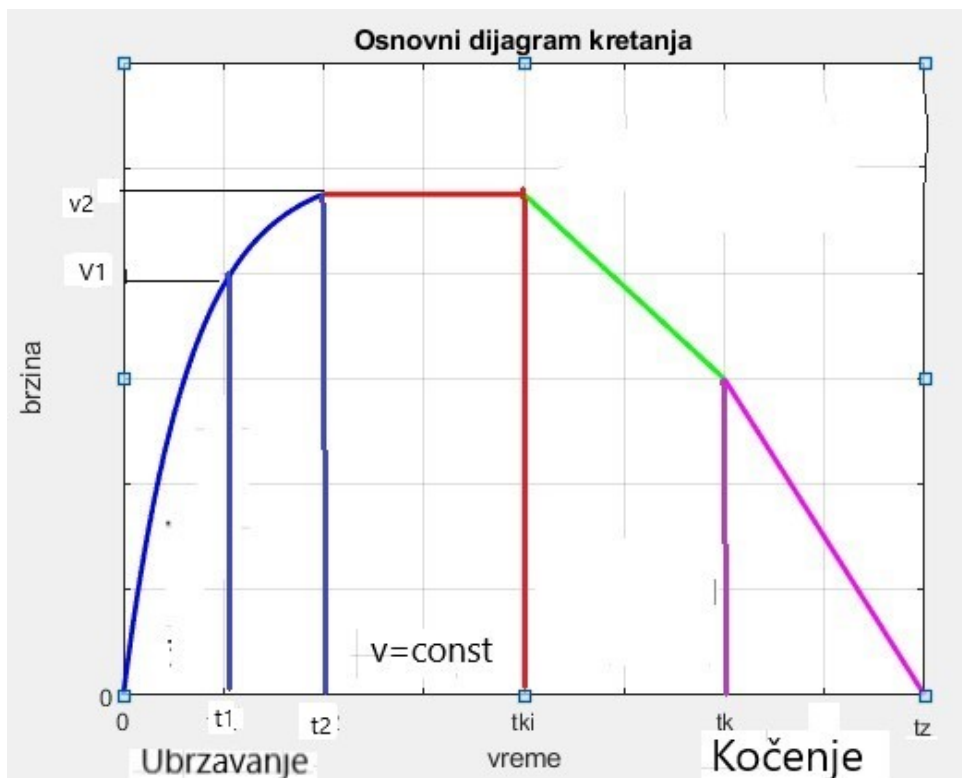
- varirajući napon na krajevima motora U_M do njegove nominalne vrednosti
- primenjujući slabljenje polja statora nakon dostignutog nominalnog napona.

Ulazne veličine kojima se može upravljati momentom i ugaonom brzinom su napon i struja motora. Da bi se na izlazu dobile željene vrednosti momenta i ugaone brzine, mora se poznavati zavisnost između ulaznih i izlaznih veličina motora. Pri tom je važno razmatrati i karakteristične cikluse rada vozila sa električnom vučom. Osnovni ciklusi su:

- ubrzavanje do željene brzine vozila,
- vožnja konstantnom brzinom,
- vožnja pod inercijom ili zaletom
- usporavanje do zaustavljanja vozila.

Ovi ciklusi čine osnovni profil voznog dijagrama, a prva dva ciklusa su karakterična za vučni režim. Analiziraćemo osnovni vučni dijagram prikazan na slici (4.13), kome odgovara deo voznog dijagrama prikazanog na slici (4.12), pretpostavljajući da je u pitanju vozilo sa vučnim motorom za jednosmernu struju.

Pri pokretanju je vučna sila konstantna, takođe je sila otpora kretanju do brzine v_1 približno konstantna pa važi zaključak da se brzina $v(t)$ približno linearno povećava do brzine v_1 sa ubrzanjem koje je proporcionalno razlici vučne sile i sile otpora vuče. U delu voznog dijagrama od t_1 do t_2 ubrzanje se smanjuje pošto je snaga električne lokomotive konstantna pa se priraštaj brzine smanjuje. Kada se vrednost vučne sile izjednači sa silom otpora u trenutku t_2 , ubrzanje je jednako nuli a brzina kretanja konstantna. Deo putnog dijagrama od t_{ki} do t_k odgovara kretanju pod inercijom gde se dostignuta kinetička energija smanjuje pretvarajući se u rad sila kretanja bez spoljne energije. Ciklus putnog dijagrama od t_k do zaustavljanja t_z odgovara režimu kočenja koje uvek predstavlja kombinaciju električnog i mehaničkog kočenja. Činjenica je da rad vučnih motora u vremenskom intervalu $(0; t_1)$ karakteriše

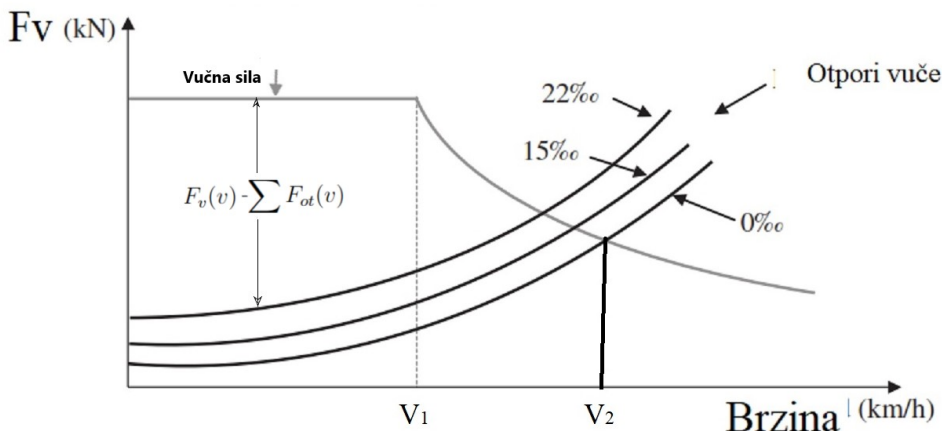


Slika 4.12: Vozni dijagram

konstantan obrtni momenat na osovina ma vučnih motora jer je sa vučnom silom povezan faktorom proporcionalnosti koji zavisi od prenosnog odnosa reduktora i prečnika točkova pogonskih osovina. Pretpostavimo da se obrtni momenat motora koji odgovara vučnoj sili F_v sa slike (4.13) postigne pri struji motora $I_M > I_o$. Da bi vrednost momenta M_M održali na konstantnoj vrednosti u opsegu od pokretanja do ugaone brzine ω_1 koja odgovara linskoj brzini v_1 , potrebno je da se struja motora $I_M > I_o$ održava na zadatoj konstantnoj vrednosti. Da bi povećavali ugaonu brzinu od $\omega = 0$ do $\omega = \omega_1$ neophodno je povećavati napon na krajevima motora što je i formalno jasno iz formula (4.17) i (4.18). Relacija koja povezuje dva napona na krajevima motora U_{M1} i U_{M2} i odgovarajuće brzine ω_{M1} i ω_{M2} se nalazi koristeći činjenicu da se struja motora I_M održava na nepromenjenoj vrednosti.

$$\frac{\omega_{M2}}{\omega_{M1}} = \frac{U_{M2} - R_M I_M}{U_{M1} - R_M I_M} \approx \frac{U_{M2}}{U_{M1}} \quad (4.19)$$

Konstantan momenat i linearno rastuća brzina dovode do linearno rastuće



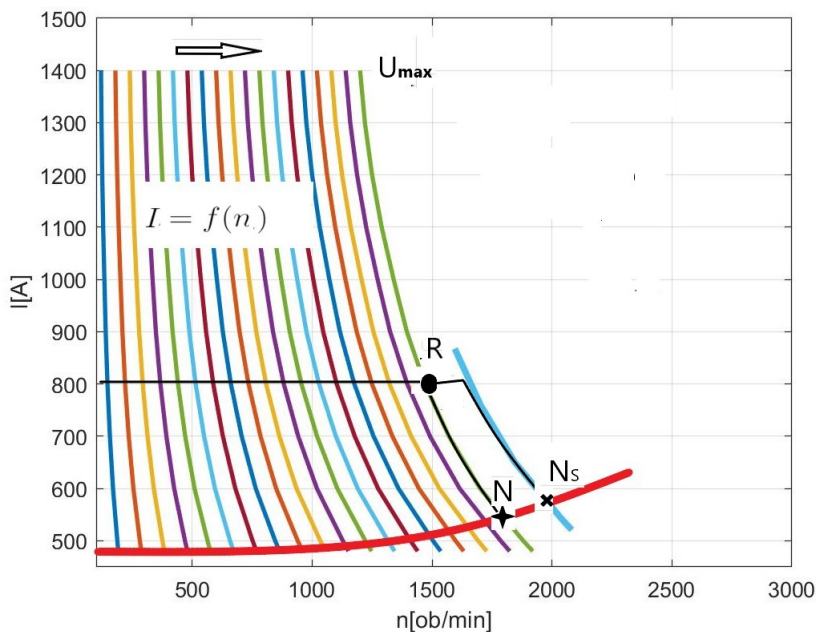
Slika 4.13: Dijagram vučne sile i otpora vuče pri raznim usponima

izlazne snage motora. Kada ugaona brzina dostigne vrednost ω_1 , koja odgovara linijskoj brzini v_1 napon na krajevima motora je dostigao svoju finalnu vrednost i zatim ostaje konstantan. Brzina se i dalje povećava ali se struja motora smanjuje jer je napon na vučnom motoru dostigao svoju konačnu vrednost. Kako je momenat vučnog motora direktno proporcionalan struji motora sledi da uz rast brzine u intervalu $(t_1; t_2)$ struja i momenat postepeno opadaju sve dok se momenat motora ne izjednači sa momentom opterećenja koji je proporcionalan sili otpora kretanju. Pri konstantnom naponu vučnog motora i približno konstantnoj sili otpora kretanju, brzina ostaje konstantna što odgovara delu voznog dijagrama od t_2 do t_{ki} . Ukoliko dođe do smanjenja otpora vuče onda će nužno doći i do povećanja brzine. Ako se teži da se brzina održi konstantnom onda će se pribеći smanjenju napona na krajevima motora. Ako tokom vožnje dođe do povećanja sile otpora vuče, na primer prelazak sa ravne trase na uspon, tada je, ukoliko ta mogućnost postoji, neophodno povećavati napon na vučnom motoru. Međutim taj metod nije moguće primeniti iznad one vrednosti napona koja je zadata tehničkim karakteristikama vučnog motora. Kad je napon na krajevima motora dostigao svoju tehnički maksimalnu vrednost metod slabljenja polja pruža mogućnost daljeg povećanja brzine.

Regulisanje brzine primenom slabljenja fluksa

Kad ocenjujemo kvalitet jednog vozila sa električnom vučom, na primer električne lokomotive, važan podatak je opseg regulacije brzine. U dosa-

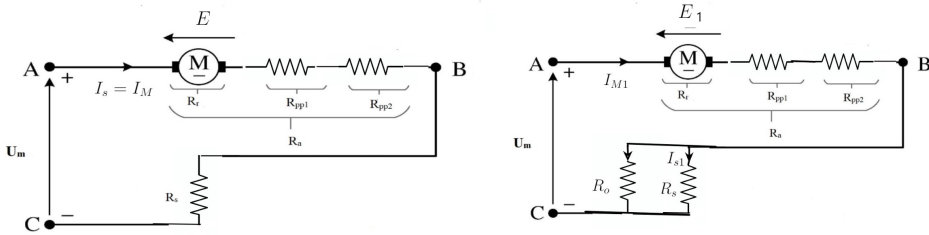
dašnjem izlaganju utvrdili smo da povećanjem napona na krajevima vučnog motora uz održavanje konstantne struje postizemo ubrzavanje vozila uz istovremeni linearni rast snage. Povećanje snage može ići do one vrednosti koja je određena proizvodom konstantne struje i maksimuma napona određenog konstruktivnom karakteristikom vučnog motora- tačka R na slici(4.14) Napon se dalje ne može povećavati. Ako je zbirni momenat vučnih motora veći od zbirnog momenta opterećenja prouzrokovanog silama otpora vuče, povećanje brzine će se nastaviti sve dok se ovi momenti ne izjednače. U opisanom procesu, rast brzine praćen je smanjenjem struje motora što odgovara smanjenju momenta vučnih motora. Ravnoteža se dostiže kad se vučna sila koju lokomotiva razvija ne izjednači sa silama otpora vuče - tačka N na slici(4.14). Uređeni par $(n, I) \Rightarrow (v, F_v)$ je radna tačka u vučnom dijagra-



Slika 4.14: Zavisnosti $I = f(n)$ sa naponima koji rastu u procesu povećanja brzine

mu sa određenom brzinom i vučnom silom kojoj odgovara mehanička snaga $P = Fv$. Povećanje brzine slabljenjem magnetnog polja motora se koristi za proširenje opsega regulisanja brzine nakon što je iscrpljena regulacija brzine povećanjem napona. Prema tome ovim postupkom regulacije postizemo maksimalne brzine vozila sa konstantnim momentom vučnih motora. Slabljenje polja se ostvaruje tako što se paralelno namotaju statora vezuje otpornik

(shunt=šant),što prouzrokuje da se struja motora deli na deo koji prolazi kroz namotaje statora I_{s1} , koja određuje magnetni fluks i deo koji protiče kroz šant I_o .



Slika 4.15: Nešantirana pobuda rednog motora (levo) Redni motor sa šantiranom pobudom (desno)

Inače struja statora je i pre i posle slabljenja polja na delu apscise karakteristike magnećenja gde je magnetni fluks linearno zavisao od struje $\Phi = LI_s$, zato što u zasićenom delu magnetne karakteristike promena struje ne dovodi do vidljive promene fluksa. Analizirajmo primer slabljenja polja za slučaj kretanja vučnog vozila konstantnom brzinom dostignutom nakon što je napon na vučnom motoru doveden na svoju maksimalnu vrednost. Ravnoteža pretpostavlja da je sila otpora vuče konstantna i uravnotežena sa vučnom silom. Ako se nakon slabljenja polja pobude sile otpora vuče ne promene neće se ni menjati momenat vučnog motora nakon slabljenja polja. Pošto je zbirna otpornost $\sum R$ mala a napon na krajevima motora konstantan onda je i kontraelektromotorna sila motora približno jednaka naponu motora i ne menja se nakon slabljenja polja. Pri punom polju struja statora i motora su iste $I_s = I_M$. Nakon slabljenja polja struja motora je I_{M1} a struja statora je I_{s1} i važi $I_{s1} = \frac{R_o}{R_s + R_o} I_{M1}$.

Količnik $\alpha = \frac{R_o}{R_s + R_o} < 1$ je stepen slabljenja polja i $I_{s1} = \alpha I_{M1}$.

Uz uslov da je momenat motora pre i posle slabljenja polja uravnotežen sa konstantnim momentom mehaničkog opterećenja koristeći (4.11) dobijamo vezu između struja motora pre i posle slabljenja polja:

$$I_{M1} = \frac{I_M}{\sqrt{\alpha}} \tag{4.20}$$

Ako sa ω označimo ugaonu brzinu motora pre slabljenja polja a sa ω_1 ugaonu brzinu nakon slabljenja polja tada je

$$U_M \approx kL\alpha I_{M1}\omega_1 = kLI_M\omega \quad \omega_1 = \frac{\omega}{\sqrt{\alpha}} \tag{4.21}$$

U režimu slabljenja polja statora je $U_M = U_n = \text{const}$ pa je $\omega_1(I_{M1})$ kriva zavisnosti brzine od struje motora za motor sa oslabljenim poljem statora. Ako na istom dijagramu nacrtamo zavisnost $\omega = f(I_M)$ za motor sa punim poljem statora onda je ta kriva ispod krive sa oslabljenim poljem statora. Druga elektromehanička karakteristika se dobija na osnovu: $M(I_M) = M_1(I_{M1})$.

Zadatak

Poznata je zavisnost između ugaone brzine vučnog motora ω i struje motora I_M pri naponu $U_M = 870V$ koja je zadata sledecom tabelom:

$I_M [A]$	500	600	700	800	900	1000	1100	1200	1300	1400
$\omega [\frac{rad}{s}]$	196	178	164	155	147	140	136	131	129	126

- Odrediti tabelarnu zavisnost $\omega = f(I_M)$ kada je napon na motoru $U_M = 500V$
- Odrediti tabelarnu zavisnost $\omega_1 = f(I_M)$ nakon slabljenja polja koje je ostvareno tako što je paralelno statoru motora otpornosti $R_s = 0.2\Omega$ vezan otpornik $R_o = 0.8\Omega$. Približno skicirati zajednicki grafik ugaone brzine rotora motora u zavisnosti od struje pri punom i oslabljenom polju.

4.3.2 Promena smera kretanja

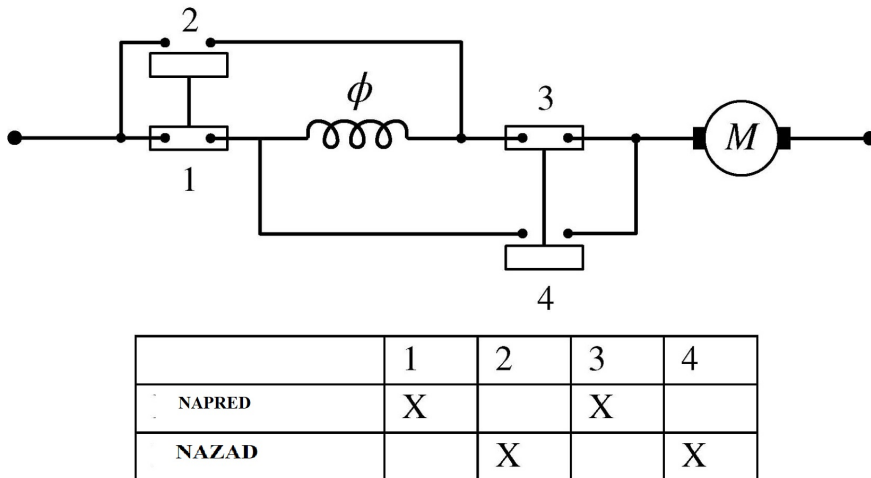
Da bi razumeli postupke koje treba realizovati da vučni motor promeni smer obrtanja potrebno je analizirati dve osnovne jednačine elektromehaničke konverzije:

$$M = k\Phi(I_s)I_r; \quad E = k\Phi(I_s)\omega$$

Kod rednog motora jednosmerne struje je $I_s = I_r = I_M$ pa promena smera napona neće promeniti znak momenta, jer dolazi do istovremene promene smera fluksa i smera struje rotora tako da je njihov proizvod nepromenjen odnosno momenat ne menja znak. Prema tome promena smera obrtanja zahteva promenu smera struje kroz stator pri nepromenjenom smeru struje rotora. Druga opcija podrazumeva promenu smera struje rotora pri nepromenjenom smeru struje statora. Uređaj koji menja smer obrtanja, prikazan na slici (4.16), naziva se reversor i on ima dva položaja:

- Položaj napred ostavaruje vezu namotaja rotora i statora sa jednim smerom struje kroz stator i odgovarajućim smerom obrtnog momenta (1,3)

- Položaj nazad ostvaruje vezu namotaja rotora i statora sa suprotnim smerom struje kroz stator suprotnim smerom obrtnog momenta



Slika 4.16: Princip rada revesora

Postavljanje reversora u određeni smer vrši se pre nego što se vučni motor priključi na napon, odnosno kada je struja motora $I_M = 0$

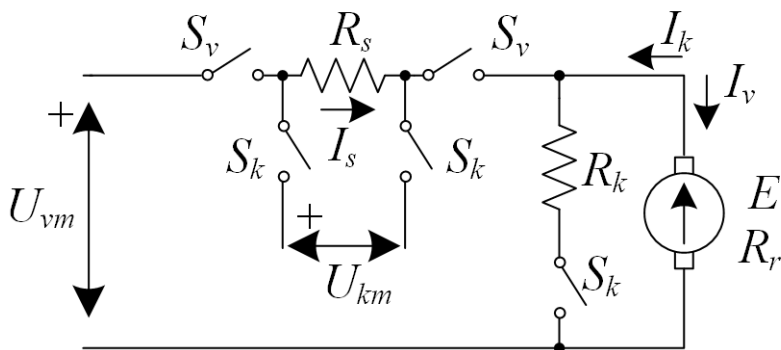
Pitanja za proveru znanja

1. Redni motor jednosmerne struje:
 - Nacrtati električnu šemu ovog tipa vučnog motora i kratko objasniti pojedinačne elemente na šemi.
 - Napisati osnovne jednačine koje karakterišu rad vučnog motora.
 - Izvesti relaciju između momenta rotora i njegove ugaone brzine kada je magnetna karakteristika motora linearna.
 - Odrediti kako momenat rednog vučnog motora zavisi od struje u linearnom i u zasićenom delu magnetizacione karakteristike motora.

4.4 Električno kočenje

Sposobnost mašine jednosmerne struje da iz motornog, vučnog režima rada, koji karakteriše konverzija električne snage u mehaničku, pređe u gene-

ratorski režim rada sa suprotnim smerom konverzije naziva se reverzibilnost i ta osobina je iskorišćena u procesu električnog kočenja. Korišćenje električnog kočenja ima mnogobrojne prednosti u odnosu na mehaničko kočenje koje se zasniva na mehaničkom trenju osovinskih diskova, ili papuča sa točkovima lokomotive i vagona u sastavu voza. Smanjeno habanja točkova i mogućnost ostvarivanja konstantne sile kočenja koja se može menjati u širokim granicama, uz jednostavno rukovanje, su poznati benefiti upotrebe električne kočnice. Međutim električno kočenje nije moguće primeniti za zaustavljanje voza, jer se sila kočenja iscrpljuje pri malim brzinama. U ovakvim slučajevima, kada se zahteva zaustavljanje, najpre se električnom kočenju dodaje vazdušno kočenje a zatim ga i potpuno zamenjuje usled smanjene efikasnosti električnog kočenja pri malim brzinama (ispod $20 \frac{km}{h}$). Kad su vučni motori jednosmerne struje na elektrovočnom vozilu u generatorskom režimu rada, kinetička energija voza se pretvara u električnu energiju a zatim u toplotnu energiju na specijalnim otpornicima. Ovakav tip električnog kočenja naziva se otporničko elektrodinamičko kočenje. U režimu vuče namotaji statora i rotora su vezani na red pri tom je momenat vučnog motora određen izrazom (4.10). Kada, nakon dostignute brzine motor menja funkciju i prelazi u generatorski režim razvijajući kočni momenat, prethodno je potrebno da se namotaji statora odvoje od rotora i vežu na poseban izvor napajanja a namotaji rotora se povezuju na kočni otpornik R_k . Na slici (4.17) prikazana je šema vučnog i kočnog režima. U režimu vuče zatvoreni su prekidački kontaktori označeni S_v a otvoreni prekidački kontaktori označeni sa S_k . U kočenju S_v su otvoreni a S_k zatvoreni. U režimu električnog kočenja stator



Slika 4.17: Šema DC mašine u vuči i kočenju

je vezan na poseban naponski izvor U_{km} . Upravljanje magnetnim fluksom Φ pod polovima statora se vrši podešavajući struju kroz namotaje statora $I_s = \frac{U_{km}}{R_s}$. Struja kroz namotaje statora ne menja smer prelaskom u režim

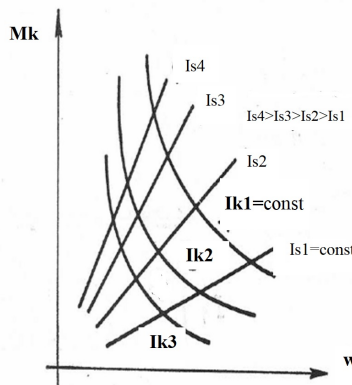
kočenja. Rotor je odvojen od statora i preko prekidača S_k povezan na kočni otpornik R_k a struja I_k ima smer suprotan smeru struji vuče I_v , što znači da je momenat promenio znak pri istom smeru ugaone brzine obrtanja. Izrazi koji određuju konverziju mehaničke u električnu energiju su:

$$M_k = c_m \Phi(I_s) I_k; \quad I_k = \frac{c_m \Phi(I_s) \omega}{R_k + R_r} \quad (4.22)$$

Mehanička karakteristika kočenja se dobija zamenom izraza za I_k u izraz za momenat kočenja:

$$M_k = \frac{c_m^2 \Phi(I_s)^2 \omega}{R_k + R_r} \quad (4.23)$$

Ako je otpornost kočnog otpornika konstantna i ako je struja pobude konstantna između kočnog momenta i ugaone brzine postoji linearna zavisnost. Na slici 4.18 prikazan je skup od četiri prave koje opisuju promenu kočnog momenta u funkciji ugaone brzine sa strujom statora kao parametrom. Sa



Slika 4.18: $M_k = f(\omega)$ sa $I_s = const$

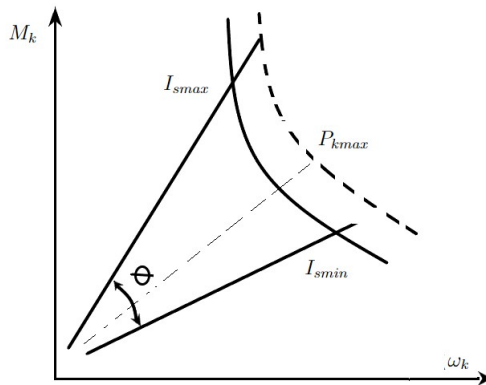
druge strane kočni momenat zavisi od struje I_k jer je $M_k \omega \approx (R_k + R_r) I_k^2$. Kada struju kočenja I_k održavamo na konstantnoj vrednosti fluks je obrnuto proporcionalan ugaonoj brzini ω .

$$\Phi = \frac{(R_k + R_r) I_k}{c_m \omega}$$

U procesu električnog kočenja kočni momenat u funkciji ugaone brzine je hiperbola izražena jednačinom:

$$M_k = \frac{(R_k + R_r) I_k^2}{\omega} \quad (4.24)$$

Na slici 4.18 prikazane su hiperbole $M_k = f(\omega)$, $I_k = const$ koje odgovaraju trima konstantnim kočnim strujama $I_{k1} < I_{k2} < I_{k3}$. Radni opseg električnog kočenja predstavlja onu oblast u (ω, M_k) kojoj pripadaju sve dozvoljene vrednosti kočnog momenta i ugaone brzine koje se mogu realizovati u procesu kočenja. Granice te oblasti čini hiperbola maksimalne snage kočenja P_{kmax} i dve prave koje odgovaraju maksimalno i minimalno dopuštenim vrednostima struje statora I_{smax} I_{smin} što je prikazano na slici (4.19). Pri malim

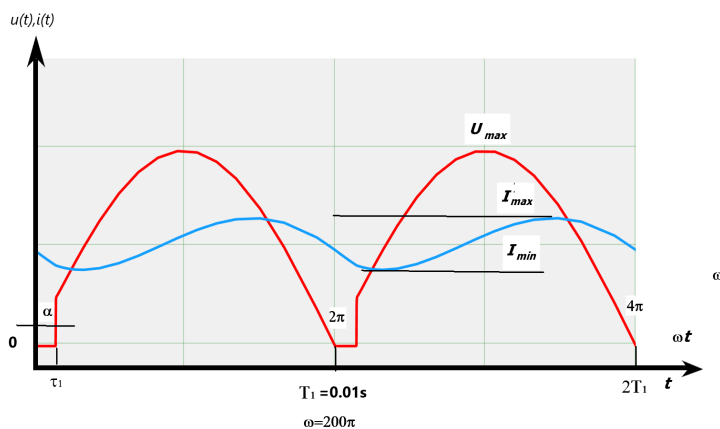


Slika 4.19: Dopuštena oblast električnog kočenja u (ω_k, M_k) dijagramu

brzinama snaga kočenja opada jer je struja kočenja direktno proporcionalna brzini a snaga kočenja proporcionalna kvadratu struje kočenja. Minimalna vrednost struje statora obično nije manja od trećine struje kočenja I_k , jer manje vrednosti funkcionalno povezanog magnetnog fluksa mogu izazvati neželjene posledice pri komutaciji.

4.5 Vučni motor za valovitu struju

Vučni motor za valovitu struju primenjuje se u lokomotivama jednofaznog sistema sa diodnim ili tiristorskim ispravljačima. Po svojim konstruktivnim karakteristikama to je redni motor jednosmerne struje. Međutim uslovi napajanja i rada ovog vučnog motora su determinisani oblikom napona koji je dobijen usmeravanjem naizmeničnog napona na ulazu ispravljača i valovitom strujom koja je i odredila naziv vučnog motora. Usmereni napon prikazan na slici (4.20) je složeno periodična funkcija koja se može aproksimirati zbirom nultog člana i prvog člana Furijeovog reda. Nulti član predstavlja srednju vrednost usmerenog napona dok prvi član odgovara prostoperiodičnoj naizmeničnoj komponenti učestanosti $f = 100\text{Hz}$. Valovita struja takođe pred-



Slika 4.20

stavlja zbir jedne stalne komponente i naizmenične komponente učestanosti $f = 100\text{Hz}$ koja je fazno pomerena u odnosu na odgovarajuću komponentu napona.

$$u(t) \approx U_s + U_{100} \sin(200\pi t) \quad (4.25)$$

$$i(t) \approx I_s + I_{100} \sin(200\pi t - \phi) \quad (4.26)$$

Amplituda naizmenične komponente napona zavisi od ugla $\alpha = \omega t_c$ koji se naziva ugao komutacije jer je u tom segmentu napon $u(t) = 0$. Ako je ugao komutacije $\alpha = 30^\circ$ tada je $U_{100} \approx 0.85U_s$. Za vučni motor je važno da oscilacije struje oko srednje vrednosti budu što manje. Stepenn valovitosti struje μ definisan je izrazom (4.27)

$$\mu = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} = \frac{I_{100}}{I_s} \quad (4.27)$$

Amplituda naizmenične komponente I_{100} je :

$$I_{100} = \frac{U_{100}}{\sqrt{R^2 + (200\pi L)^2}} \approx \frac{0.85U_s}{200\pi L}$$

odakle sledi :

$$\mu = \frac{0.85U_s}{200\pi L I_s} \quad (4.28)$$

Iz izraza (4.28) se zaključuje da se stepenn valovitosti može dovesti na željenu vrednost ako se na red sa vučnim motorom iza ispravljačkog uređaja veže induktivnost L koja ograničava i prigušuje pulsacije struje pa se u skladu

sa takvom ulogom naziva prigušnica. Druga osobina koja je karakteristična za motor sa valovitom strujom odnosi se na procese komutacije navojaka rotora. Naizmenična komponenta struje (4.26) deformiše fluks ispod glavnih polova pa je neophodno da se na određen način eliminiše. To se ostvaruje tako što se paralelno namotajima statora vežu omske otpornosti. Kako je za naizmeničnu komponentu induktivna otpornost statorskih namotaja daleko veća nego omska, može se zaključiti da jednosmerna komponenta struje motora teče kroz glavne polove dok je naizmenična komponenta odvedena preko paralelno vezanog otpornika- šanta tako da ne deformiše magnetno polje statora. Prema navedenom vučni motor za valovitu struju uvek ima stalni otpornički šant koji nije vezan za upravljanje brzinom već ima cilj da se poboljša rad motora. Magnetno kolo vučnog motora izrađuje se od limova a ne od livenog čelika. Na ovaj način se ostvaruju:

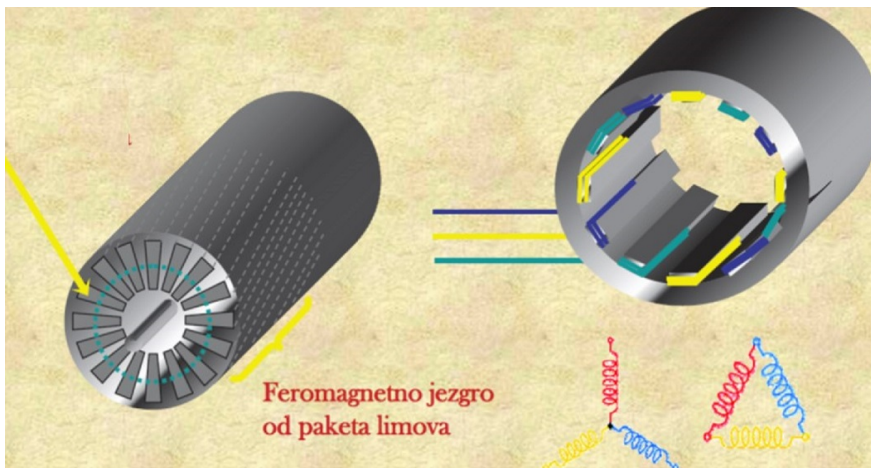
1. manji gubici motora,
2. moguće je upotrebiti prigušnicu relativno malih dimenzija,
3. efikasnije se suzbija magnetna reakcija indukta jer fluks pomoćnih polova sledi varijacije struje indukta,

Važna prednost motora za valovitu struju u odnosu na klasičan motor jednosmerne struje se odnosi na mogućnost boljeg iskorišćenja adhezije, polazeći od veće mogućnosti spontanog uspostavljanja adhezije nakon ulaska u zonu pravog klizanja.

4.6 Asinhroni motor

4.6.1 Detalji konstrukcije

Magnetno kolo asinhronog motora, slika(4.21), sa kružnom simetrijom čine nepokretni stator i pokretni rotor. Stator je u obliku šupljeg valjka koji je formiran od tankih feromagnetnih limova obostrano obloženim izolacionim lakom i ravnomerno ožlebljenih po unutrašnjoj periferiji a zatim složenih i presovanih u kućištu statora. Statorski trofazni namotaji su raspodeljeni po žlebovima a njihove veze su ostvarene izvan žlebova. Rotor je takođe izrađen od tankih feromagnetnih limova složenih u jednu celinu u obliku valjka sa ravnomernim žlebovima po spoljnom obimu.

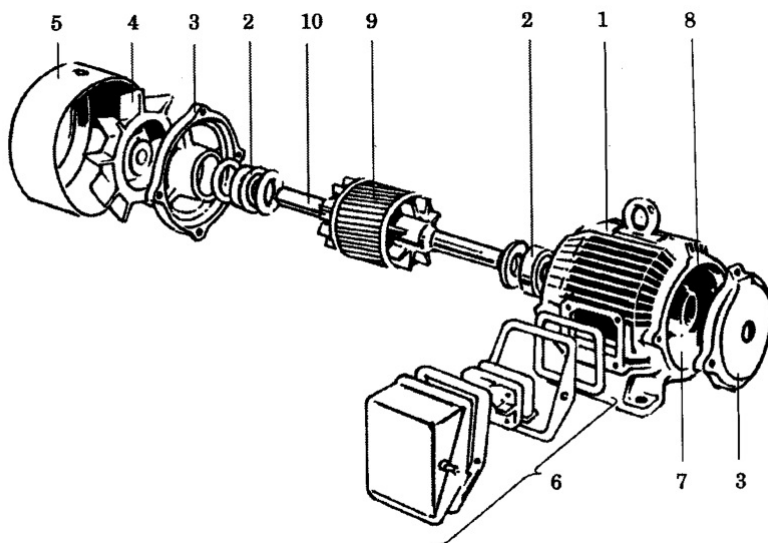


Slika 4.21: Magnetno kolo rotora i statora asinhronog motora

Na prednjoj strani kućišta stator je zatvoren poklopcem koji služi i kao oslonac kotrljajućeg ležaja osovine rotora. Zadnji poklopac je istovremeno i kućište ventilatora koji je sastavni deo rotora. Paket upresovanih limova magnetnog kola rotora je čvrsto spojen sa vratilom rotora. Unutrašnji prečnik šupljeg valjka statora je veći od spoljašnjeg prečnika rotora. Vazdušni zazor između rotora i statora je ravnomeran, iznosi nekoliko milimetara i naziva se međugvožđe. Namotaj rotora je višefazni, čine ga provodne šipke koje su položene u žlebove rotora a zatim na svojim krajevima zavarene na prstenove, sa obe strane, čime je ostvaren kratak spoj namota rotora. Otuda i potiče naziv: motor sa kratko spojenim rotorom. Vizuelna specifičnost oblika namota rotora uslovala je i naziv kavezni tip namotaja rotora. Na slici 4.22 prikazana je tipska struktura asinhronog motora.

4.7 Osnovni principi rada

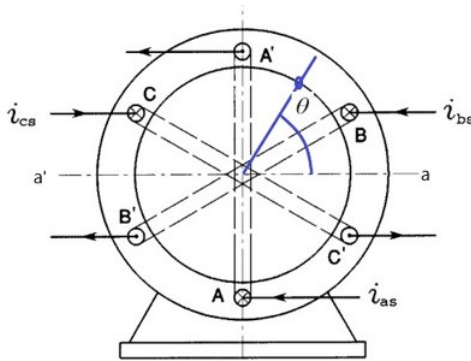
Trofazne struje koje iz mreže preko priključne kutije teku kroz provodnike namotaja statora stvaraju komponentu obrtnog magnetnog polja statora. U višefaznom rotorskom namotaju se indukuju naizmenične struje koje stvaraju komponentu obrtnog magnetnog polja rotora. Ugaona brzina obrtnog magnetnog polja statora ili sinhrona brzina Ω_{ob} je sa kružnom učestanošću trofaznih naizmeničnih napona i struja statora vezana sledećom relacijom $\Omega_{ob} = \frac{2}{p}\omega$ gde je sa p označen broj polova asinhronog motora. Oba polja se obrću istom brzinom u odnosu na nepokretni stator. U slučaju dvopolne mašine brzina rotacije magnetnog polja je ista kao što je kružna učestanost



Slika 4.22: 1.kućište motora;2.ležaj upresovan na vratilo;3.oslonci ležajeva; 4.ventilator; 5.oklop ventilatora;6.priključna kutija;7.Magnetno jezgro statora ; 8 namotaji statora; 9. rotor;10. vratilo rotora.

naizmeničnog napona napajanja. Mehanička brzina obrtanja rotora je u motornom radu mašine manja od sinhronne brzine dok je u generatorskom radu veća od sinhronne brzine. Usled dejstva obrtnog magnetnog polja u fazama namotaja statora se generišu indukovane elektromotorne sile čija je učestanost $f = \frac{\omega}{2\pi}$. Međusobnim delovanjem rezultantnog magnetnog fluksa i struja rotora stvara se obrtni momenat pri svim brzinama izuzev pri sinhronoj brzine jer tada nema indukovanja ems u rotoru, ne presecaju se linije obrtnog magnetnog polja koje su radialne sa provodnicima rotora. Prema tome obrtni momenat asinhronog motora postoji tek kada je mehanička brzina rotora manja od sinhronne brzine. Ovo je i uticalo da ovaj tip motora dobije naziv asinhroni vučni motor. Sa druge strane činjenica da je veza između rotora i statora ostvarena elektromagnetnom indukcijom uslovlila je da se ovaj tip motora nosi naziv indukcion motor.

Kod dvopolne idelizovane mašine, namotaji pojedinih faza statora imaju po N navojaka i prostorno su raspoređeni u žlebovima statora tako da su ose tih namotaja međusobno pomerene u prostoru za po $\frac{2\pi}{3}$. Idealizovan prikaz statora trofazne dvopolne asinhronne mašine je dat na slici (4.23)



Slika 4.23: Stator dvopolnog asinhronog motora

Ako su struje pojedinih faza:

$$i_{as} = I_m \cos \omega t \quad (4.29)$$

$$i_{bs} = I_m \cos \left(\omega t - 2\frac{\pi}{3} \right) \quad (4.30)$$

$$i_{cs} = I_m \cos \left(\omega t + 2\frac{\pi}{3} \right) \quad (4.31)$$

Tada će rezultantna magnetno pobudna sila u tački koja je u odnosu na osu $a - a'$ namotaja faze a_s pomerena u pozitivnom smeru za ugao θ biti:

$$U_{mps} = N i_{as} \cos(\theta) + N i_{bs} \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) + N i_{cs} \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \quad (4.32)$$

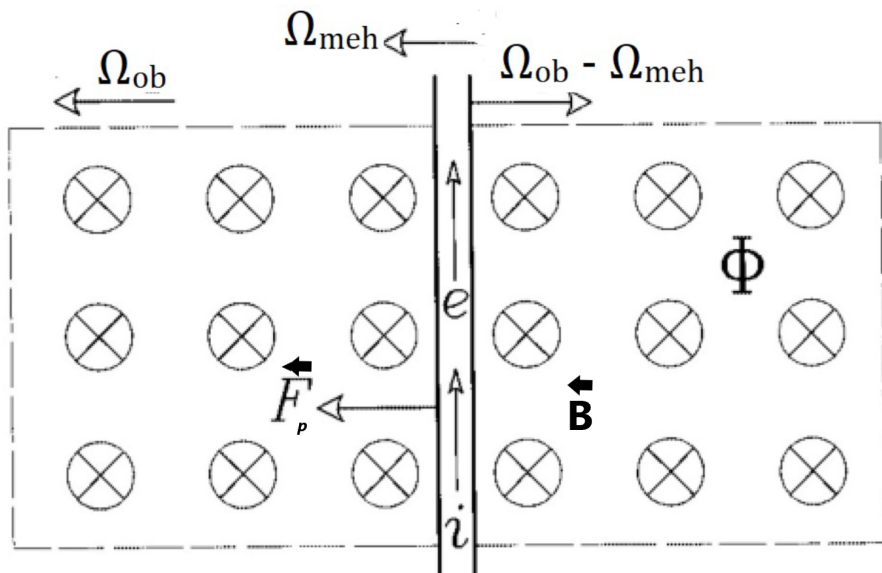
Zamenom (4.29), (4.30) i (4.31) u (4.32), koristeći trigonometrijsku relaciju $2 \cos x \cos y = \cos(x + y) + \cos(x - y)$ sledi da je rezultantna magnetnopolbudna sila:

$$U_{mps} = \frac{3}{2} N I_m \cos(\omega t - \theta) \quad (4.33)$$

Izraz (4.33) naznačava da maksimalna vrednost $\frac{3}{2} N I_m$ sinusoidalnog talasa magnetnopolbudne sile rotira u vazдушnom zazoru između statora i rotora sinhronom brzinom koja je u slučaju dvopolne mašine ista kao ugaona učestanost statorskih naizmeničnih veličina. Ako je broj polova asinhronne mašine p tada je rotaciona brzina magnetnog polja $\Omega_{ob} = \frac{2}{p} \omega$. Kako je $\Phi_{ob} = \frac{U_{mps}}{R_\mu}$ zaključuje se da su namotaji rotora izloženi dejstvu obrtnog magnetnog polja a kako su oni kratko spojeni pojavljuje se struja kao posledica elektromagnetne indukcije.

Princip formiranja obrtnog momenta na vratilu rotora može se na elementaran način objasniti posmatrajući deo razvijenog rotora kroz koji prodiere magnetno polje čija je brzina obrtanja označena sa Ω_{ob} a smer prikazan na slici (4.24).

Pretpostavimo da se rotor obrće ugaonom brzinom $0 \leq \Omega_{meh} < \Omega_{ob}$ gde znak jednakosti na levoj strani označava stanje mirovanja rotora. Ekvivalentan slučaj imamo kada se provodnik rotora koji je izložen dejstvu radijalne komponente nepokretnog magnetnog polja smera \otimes kreće ugaonom brzinom $\Omega_{ob} - \Omega_{meh}$ u desno. Smer indukovane ems u provodniku i smer struje određeni su pravilom tri prsta desne ruke. Pri ovako određenom smeru struje i magnetnog polja, na provodnik rotora delovaće elektrodinamička sila \vec{F}_p u pravcu i smeru prikazanom na slici (4.24). Vektor momenta sile koja deluje na provodnik u odnosu na osu obrtanja rotora je $\vec{M}_p = \vec{r} \times \vec{F}_p$. Vektorski zbir ovih momenata daje rezultatni obrtni momenat asinhronog motora. Na osnovu izloženog sledi zaključak da je $\Omega_{ob} - \Omega_{meh} \neq 0$ uslov za indukovanje elektromotorne sile u namotajima rotora i pojavi električne struje. Kad rotor miruje $\Omega_{meh} = 0$, obrtno magnetno polje će dovesti do indukovanja ems u provodnicima rotora koja je iste učestanosti kao i na statoru. Kako su provodnici rotora kratko spojeni u njima će se kao posledica indukcije pojaviti struja čiji je intenzitet višestruko veći od nominalnih vrednosti. Pokretanjem rotora struja će se smanjivati a učestanost indukovane ems rotora i struje biće proporcionalna razlici $\Omega_{ob} - \Omega_{meh}$



Slika 4.24: Generisanje elektrodinamičke sile na rotoru

Jasno je da se elektromotorna sila u u provodnicima rotora ne bi mogla indukovati ako su brzina provodnika i brzina magnetnog polja iste $\Omega_{ob} = \Omega_{meh}$

jer je relativna brzina provodnika prema brzini magnetnog polja nula pa su linije magnetnog polja nepokretne u odnosu na provodnik. Ovo praktično znači da kad bi se rotor obrtao sinhronom brzinom Ω_{ob} onda se ne bi indukovala ems u provodnicima, pa struja u provodnicima rotora ne bi postojala, zatim ne bi postojale elektrodinamičke sile koje deluju na provodnike pa prema tome ni moment elektromagnetnih sila. Ako je mehanička brzina manja od sinhronne brzine $\Omega_{ob} > \Omega_{meh}$ mašina radi kao motor. Ako je mehanička brzina obrtanja veća od sinhronne brzine mašina radi kao generator. Međusobnim delovanjem rezultatnog magnetnog fluksa i magnetno pobudne sile rotora stvara se obrtni momenat pri svim brzinama izuzev pri sinhronoj brzine jer tada nema idukovanja u rotoru ,to jest , ne presecaju se radijalne linije obrtnog magnetnog polja sa aksijalnim provodnicima rotora. Iz prethodne analize sledi da elektromagnetni momenat rotora može biti

$$M_e = K_M \Phi_{ob} N_{re} I_r \sin \delta \quad (4.34)$$

U izrazu (4.34), K_M predstavlja konstantnu koja zavisi od konstruktivnih karakteristika mašine, Φ_{ob} je maksimalna vrednost obrtnog fluksa po polu, $N_{re} I_r$ magnetnopoludnu silu rotora, $\delta = \angle(\overline{\Phi_{ob}}, \overline{I_r})$ ugao između fazora struje rotora i fazora fluksa magnetnog polja

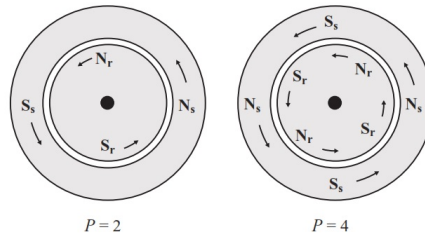
Razlika između ugaone brzine obrtnog magnetnog polja i mehaničke brzine rotora definiše ugaonu brzinu klizanja Ω_{sl} a količnik ugaone brzine klizanja i sinhronne brzine definiše bezdimenzionu veličinu koju nazivamo klizanje s :

$$s = \frac{\Omega_{sl}}{\Omega_{ob}} = 1 - \frac{\Omega_{meh}}{\Omega_{ob}} \quad (4.35)$$

Učestanost naizmeničnih veličina rotora f_r vezana je sa učestanošću statorskih veličina f sledećim izrazom:

$$f_r = s f$$

Ova učestanost se u literaturi naziva učestanost klizanja. Na slici (4.25) se može uočiti da magnetna polja statora i rotora koji se obrću, zadržavaju međusobni nepromenljiv položaj, tako da uvek južni pol rotorskog magnetnog polja kasni za severnim polom obrtnog magnetnog polja. Na slici(4.25) date se principijelni modeli dvopolne i četvoropolne mašine. Severni polovi rotora i statora su označeni sa N_s i N_r a južni sa S_s S_r .



Slika 4.25: Prikaz dvopolne i četvorpolne mašine

4.7.1 Primer za vežbu

Rotor četvorpolnog trofaznog asinhronog motora pri učestanosti 50Hz napona napajanja statora se obrće brzinom $n_{meh} = 1468 \frac{ob}{min}$.

- Izračunati brzinu obrtnog magnetnog polja $\Omega_{ob} [\frac{rad}{s}]$ i $[n_{ob} \frac{ob}{min}]$
- Izračunati $\Omega_{meh} [\frac{rad}{s}]$
- Izračunati klizanje s
- Odrediti ugaonu učestanost struje rotora.

4.8 Ekvivalentni električni model

Kao i u slučaju jednosmernog motora ekvivalentni električni model asinhronog motora je ekstremno važan za analizu i predikciju radnih performansi motora. Ako pođemo od činjenice da je veza između rotora i statora uspostavljena preko elektromagnetne indukcije možemo izvesti sledeće zaključke. U namotajima faza statora se usled samoindukcije javlja kontraelektromotorna sila koja se od napona po fazi statora razlikuje za pad napona na impedansi koju čine omska otpornost faze statora R_s i reaktansa $X_{ls} = \omega L_{ls}$ usled rasipne komponente magnetnog polja. Učestanost kontra elektromotorne sile ista je kao i učestanost naizmeničnog napona napajanja a njena efektivna vrednost iznosi:

$$E_s = K_e f \Phi_{ob} \quad (4.36)$$

gde K_e predstavlja konstantu čija vrednost zavisi od konstruktivnih karakteristika mašine, broja navojaka i načina izvodjenja namotaja. Ako napon faze statora označimo sa U_s tada je :

$$\overline{U}_s = (R_s + j\omega L_{ls}) \overline{I}_s + \overline{E}_s \quad (4.37)$$

Za obrtni magnetni fluks u međugvožđu važi $\overline{\Phi}_{ob} = L_m \overline{I}_m$ gde je \overline{I}_m struja magnećenja koja je komponenta struje statora \overline{I}_s statora, i u fazi je sa fluksom. Trenutna vrednost ems samoindukcije u namotajima statora e_s je proporcionalna $\frac{d\overline{\Phi}_{ob}}{dt}$ odakle sledi da \overline{E}_s fazno prednjači fazoru obrtnog magnetnog fluksa za $\frac{\pi}{2}$ odnosno:

$$\overline{E}_s = j\omega L_m \overline{I}_m = jX_m \overline{I}_m \quad (4.38)$$

Druga komponenta struje statora \overline{I}_r se prenosi na rotor transformatorskim dejstvom. Učestanost ems i struje indukovane u namotajima rotora je $f_r = sf$. Efektivna vrednost indukovane ems po fazi rotora iznosi:

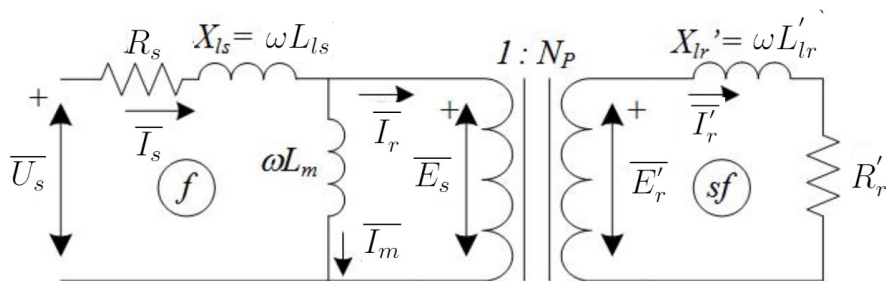
$$E'_r = K_e N_p f_r \Phi_{ob} = K_e N_p s f \Phi_{ob} \quad (4.39)$$

gde N_p predstavlja odnos transformacije namotaja rotora prema namotajima statora. Kako je namotaj rotora kratko spojen važi sledeća relacija u kolu rotora:

$$\overline{E}'_r = \left(R'_r + js\omega L'_{lr} \right) \overline{I}'_r \quad (4.40)$$

- R'_r otpornost po fazi rotora,
- L'_{lr} rasipna induktivnost po fazi rotora,
- \overline{E}'_r fazor indukovane ems faze rotora.

Ekvivalentni električno kolo po fazi asinhronog motora gde su statorski i rotorski deo razdvojeni idealnim transformatorom sa prenosnim odnosom N_p nalazi se polazeći od izraza: (4.37),(4.38),(4.40)



Slika 4.26: Ekvivalentno električno kolo po fazi asinhronog motora-veza stora i rotora modelovana je pomoću idealnog transformatora

Na osnovu relacija između struja i indukovanih ems statora i rotora $I_r = N_p I_r'$; $E_r' = N_p s E_s$ i (4.40) i (4.39)

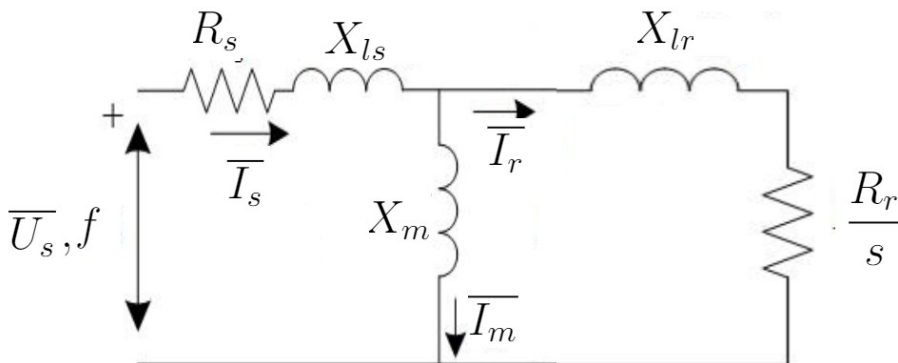
$$\bar{I}_r = \frac{N_p^2 s E_s}{R_r' + j X_{lr}'} = \frac{E_s}{\frac{R_r}{s} + j X_{lr}} \quad (4.41)$$

U izrazu (4.41) R_r i X_{lr} su otpornost i reaktansa rasipanja rotora svedene na stator i određene su pomoću izraza:

$$R_r = \frac{R_r'}{N_p^2}$$

$$X_{lr} = \frac{\omega L_{lr}'}{N_p^2}$$

Izrazi (4.37), (4.38) i (4.41) određuju ekvivalentno električno kolo faze asinhronog motora (4.27) gde je idealni transformator kojim je modelovana veza rotor/stator izostavljen zato što izraz (4.41) modeluje uticaj rotora pomoću impedanse $\bar{Z}_r = \frac{R_r}{s} + j X_{lr}$ na strani statora.



Slika 4.27: Ekvivalentno kolo faze asinhronog motora svedeno na stranu statora

4.8.1 Analiza ekvivalentnog kola

Ulazna aktivna snaga trofaznog asinhronog motora prema oznakama na slici (4.27) je:

$$P_{ul} = 3U_s I_s \cos \phi \quad (4.42)$$

Snaga gubitaka u statoru potiče od otpornosti R_s i iznosi:

$$P_{gs} = 3R_s I_s^2 \quad (4.43)$$

Snaga obrtnog magnetnog polja dobija se kada od ulazne snage oduzmu gubici u statoru.

$$P_{ob} = 3 \frac{R_r}{s} I_r^2 \quad (4.44)$$

Snaga gubitaka u rotoru potiče od otpornosti R_r i iznosi:

$$P_{gr} = 3R_r I_r^2 \quad (4.45)$$

Izlazna snaga motora, koja predstavlja proizvod momenta motora i mehaničke brzine obrtanja, dobija se kad se od snage obrtnog magnetnog polja oduzmu gubici snage u rotoru.

$$P_{iz} = P_{ob} - P_{gr} = 3R_r I_r^2 \frac{1-s}{s} \quad (4.46)$$

Mehanička snaga na vratilu manja je od izlazne snage za mehaničke gubitke usled trenja i ventilacije. Momenat koji razvija asinhroni motor je:

$$M = \frac{P_{iz}}{\Omega_{meh}} = \frac{3}{\Omega_{meh}} I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} \quad (4.47)$$

Koristeći (7) dobija se $\Omega_{meh} = \frac{2}{p}\omega(1-s)$ pa zamenom u (19) sledi izraz za momenat:

$$M = \left(\frac{p}{2}\right) \frac{P_{ob}}{\omega} \quad (4.48)$$

4.8.2 Računski primer

Poznati su sledeći podaci o radu asinhronog vučnog motora nazivne snage $P = 200kW$:

$p = 4$, $f = 50Hz$, $s = 0.02$;

Statorski namotaji su spregnuti u zvezdu a linijski napon iznosi $U_l = 1420V$. Poznati su otpornost i reaktansa magnetnog rasipanja po fazi statora $R_s = 0.4\Omega$ $X_{ls} = 1.2\Omega$. Otpornost i reaktansa magnetnog rasipanja po fazi rotora svedena na stator su $R_r = 0.3\Omega$ $X_{lr} = 1\Omega$. Reaktansa magnećenja $X_m = 25\Omega$. Gubici na ventilaciju i trenje su konstantni i iznose $P_{fV} = 3.6kW$.

Izračunati

- Fazni napon motora U_s
- Kompleksnu ulaznu impedansu po fazi motora \overline{Z}_e
- Kompleksnu vrednost struje satora \overline{I}_s
- Sinhronu brzinu $\Omega_s [\frac{rad}{s}]$; $n_s [\frac{ob}{min}]$

- Mehaničku brzinu obrtanja $\Omega_{meh}[\frac{rad}{s}]$; $n_{meh}[\frac{rad}{s}]$
- Mehaničku snagu $P_{iz} - P_{fv}$
- Mehanički momenat na vratilu motora.
- Ulaznu električnu snagu P_{ul}
- Stepem korisnog dejstva η
- Mehanički momenat na vratilu rotora.

Rešenje

- Kako je poznat linijski napon $U_l = 1420V$ a stator je povezan u zvezdu sledi da je $U_s = \frac{U_l}{\sqrt{3}} = 820V$
- prema slici(8) ekvivalentna ulazna impedansa je:

$$\overline{Z}_e = R_s + jX_{ls} + \frac{jX_m \left(\frac{R_r}{s} + jX_{lr} \right)}{\frac{R_r}{s} + j(X_m + X_{lr})}$$

Zamenom brojnih vrednosti nalazimo: $\overline{Z}_e = 10.9 + j8.2\Omega$ ili $\overline{Z}_e = 13.62e^{j0.643}\Omega$

- Kompleksna vrednost struje statora po fazi se nalazi:

$$\overline{I}_s = \frac{U_s}{\overline{Z}_e} = \frac{820}{13.62e^{j0.643}} = 60.2e^{-j0.643}A$$

Struja I_s zaostaje za faznim naponom U_s za ugao $\phi = 0.643[rad] = 0.643\frac{180}{\pi} = 36,8^\circ$

- $\Omega_{ob} = \frac{2}{p}2\pi f = 50\pi[\frac{rad}{s}]$ $n_s = \frac{2}{p}60f = 1500[\frac{ob}{min}]$
- Mehanička brzina rotora je:

$$\Omega_{meh} = (1 - s)\Omega_{ob} = 49\pi[\frac{rad}{s}]; \quad n_{meh} = (1 - s)n_s = 1470[\frac{ob}{min}]$$

- Da bi izračunali izlaznu snagu (18) potrebno je odrediti struju I_r . Prema slici(8) je :

$$I_r = \frac{E_s}{\sqrt{\frac{R_r^2}{s^2} + X_{lr}^2}}$$

Pošto smo odredili \overline{I}_s iz iraza (9) sledi

$$\overline{E}_s = \overline{U}_s - (R_s + jX_{ls})\overline{I}_s = 752.6 - j39.8[V]$$

U gornjim izrazima je eksponencijalna forma kompleksne struje prevedena u algebarsku formu na poznati način.

Efektivna vrednost se nalazi jednostavno: $E_s = \sqrt{752.6^2 + 39.8^2} = 753.6[V]$ Sada se nalazi $I_r = \frac{753.6}{15.033} = 50.14[A]$

- Prema izrazu (18) izlazna sanga je:

$$P_{iz} = 3R_r I_r^2 \frac{1-s}{s} = 110.87[kW]$$

- Mehanička snaga je $P_{meh} = P_{iz} - P_{fv} = 110.87 - 2 = 108.87[kW]$
- Ulazna električna snaga je:

$$P_{ul} = 3U_s I_s \cos \phi = 3 \times 820 \times 60.2 \times \cos(-0.643) = 118.52[kW]$$

$U_s = 820[V]$ fazni napon; I_s struja po fazi statora ϕ fazni ugao između struje i napona.

- stepen korisnog dejstva motora je:

$$\eta = \frac{P_{meh}}{P_{ul}} = \frac{108.87}{118.52} \approx 0.92$$

- Mehanički momenat na vratilu rotora se nalazi iz količnika mehaničke snage i ugaone brzine obrtanja rotora:

$$M_{meh} = \frac{P_{meh}}{\Omega_{meh}} = 707[Nm]$$

4.9 Mehanička karakteristika asinhronog motora

Osnovna karakteristika koja određuje mogućnost i način primene određenog tipa električnog motora u vuči je njegova mehanička karakteristika koja predstavlja funkcionalnu zavisnost momenta na vratilu motora od ugaone brzine motora. Kad je u pitanju asinhroni motor bazna mehanička karakteristika se određuje kada su trofazni naizmenični napon napajanja i učestanost tog napona konstantni. Polazeći od izraza (4.44) i (4.48) dobijamo izraz za momenat koji razvija asinhroni motor:

$$M = \frac{3p}{2} I_r^2 \frac{R_r}{s\omega} \quad (4.49)$$

Da bi odredili struju I_r složeni deo električnog kola sa slike (4.27) kojim modelujemo fazu asinhronog motora zamenićemo ekvivalentnim Tevenenovim generatorom. Kompleksnu impedansu ekvivalentnog generatora čine paralelno vezana impedansa statora $\overline{Z}_s = R_s + jX_{ls}$ i impedansa $\overline{Z}_m = jX_m$ dok kompleksna ems ekvivalentnog Tevenenovog generatora je jednaka naponu na rekatansi magnećenja X_m . Prema navedenom je:

$$\overline{Z}_T = \frac{jX_m(R_s + jX_{ls})}{R_s + j(X_m + X_{ls})} = R_T + jX_T \quad (4.50)$$

$$\overline{E}_T = \frac{jX_m U_s}{R_s + j(X_m + X_{ls})} \quad (4.51)$$

$$I_r^2 = \frac{E_T^2}{(R_T + \frac{R_r}{s})^2 + (X_T + X_{ls})^2} \quad (4.52)$$

$$M = \frac{3p R_r}{2 s \omega} \frac{E_T^2}{(R_T + \frac{R_r}{s})^2 + (X_T + X_{ls})^2} \quad (4.53)$$

Izraz za momenat (4.53) se nalazi zamenom (4.52) u (4.49) Iz prethodno rešenog primera uočava se sledeća konstruktivno tehnička karakteristika elemenata impedansi po fazi asinhronog motora: $X_m \gg \sqrt{R_s^2 + X_{ls}^2}$. Koristeći ovu činjenicu moguće je dobiti jednostavne aproksimacije izraza (4.50) i (4.51) :

$$\overline{E}_T \approx U_s \quad (4.54)$$

$$\overline{Z}_T \approx R_s + jX_{ls} \quad (4.55)$$

Aproksimacijama (4.54) i (4.55) se dobija uprošćena šema po fazi asinhronog motora prikazane na slici (4.29) i pojednostavljen izraz za efektivnu vrednost struje rotora:

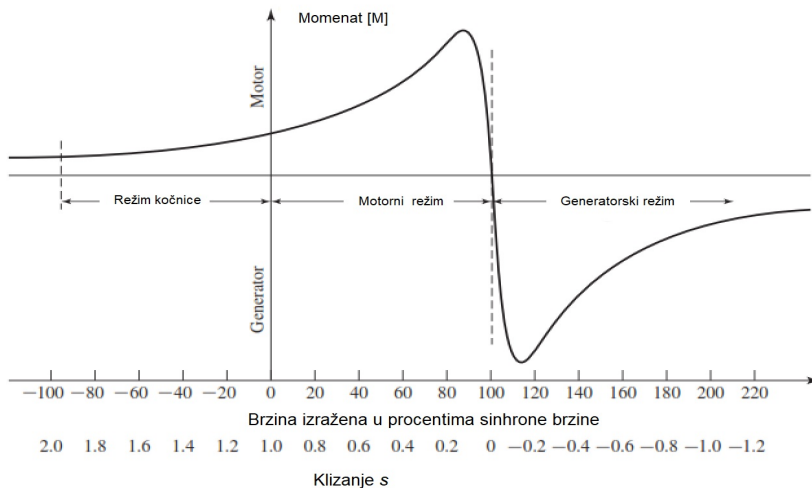
$$I_r = \frac{U_s}{\sqrt{(\frac{R_r}{s} + R_s)^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2}} \quad (4.56)$$

Kad u izrazu (4.49) zamenimo (4.56) dobijamo izraz za momenat asinhronog motora u funkciji klizanja s .

$$M = \frac{3p R_r}{2 s \omega} \frac{U_s^2}{(\frac{R_r}{s} + R_s)^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2} \quad (4.57)$$

Izraz (4.57) predstavlja mehaničku karakteristiku asinhronog motora sa dve vrste parametara od kojih su otpornosti induktivnost i broj polova konstruktivni parametri dok su fazni napon i učestanost spoljni ulazni parametri koji

mogu predstavljati upravljive ulazne veličine. Tipična mehanička karakteristika asinhronne mašine prikazana je na slici (4.28):



Slika 4.28: Mehanička karakteristika asinhronne mašine u režimu kočnice, motornom režimu i generatorskom režimu

4.9.1 Analiza krive $M = f(s)$

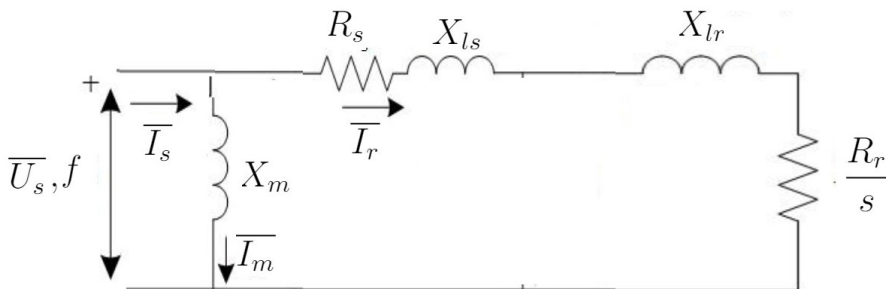
Iz izraza (4.35) sledi $1 - s = \frac{n_{meh}}{n_s}$ gde je $n_{meh}[\frac{ob}{min}]$ brzina rotora a $n_s[\frac{ob}{min}]$ sinhrona brzina. Oblast promene klizanja $0 < s < 1$ motornom radu odgovara radu asinhronne mašine gde je mehanička brzina rotora manja od sinhronne brzine i $M = f(s) > 0$. Kad je $1 < s < 2$ brzina obrtanja rotora je suprotnog smera u odnosu na smer obrtnog magnetnog polja. Ovaj režim se realizuje ako se pri obrtanju rotora promeni smer obrtnog magnetnog polja promenom redosleda faza trofaznog sistema napajanja asinhronnog motora. Kako je u ovom slučaju promenjen smer brzine obrtnog magnetnog polja, pozitivni momenat (4.57) je kočni momenat. Ali nepovoljna okolnost ovog tipa kočenja je zbog energije koja se rasipa u smoj mašini izazivajući naglo zagrevanje mašine. To je razlog da ovakav tip kočenja nema primenu u vući. Treći režim rada asinhronne mašine kad je $s < 0$ je veoma bitan za vučne aplikacije električne mašine. U ovom režimu smerovi brzina rotora i obrtnog polja su isti ali je brzina rotora veća od sinhronne brzine i momenat je negativan. Ako posmatramo izraz za snagu obrtnog manetnog polja (4.44) negativna vrednost P_{ob} u ovom režimu rada odgovara procesu kada se mehanička snaga na vratilu mašine konvertuje u električnu i posredstvom

obrnog magnetnog polja vraća u mrežu. Ovaj režim rada naziva se regenerativno kočenje a konverzija energije rekuperacija. Sa stanovišta vuče od interesa su motorni režim rada i regenerativni režim rada asinhronne mašine pa je iz tog razloga potrebno odrediti vrednosti momenta pri pokretanju, maksimalnu vrednost momenta a zatim skicirati krivu promene momenta u motornom i generatorskom radu. Pri polasku je $n_{meh}[\frac{ob}{min}] = 0$ odnosno $s = 1$ pa iz izraza (4.57) sledi :

$$M_{pol} = \frac{3p R_r}{2 \omega} \frac{U_s^2}{(R_r + R_s)^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2} \quad (4.58)$$

Maksimalna vrednost momenta se dostize kada je i snaga na otporniku $\frac{R_r}{s}$ maksimalna.

Posmatrajmo uprošćeno ekvivalentno električno kolo faze motora prikazano na slici (4.29).



Slika 4.29

Prema uslovu prenosa maksimalne snage, poznatom iz kursa Elektrotehnike, snaga na otporniku $\frac{R_r}{s}$ je maksimalna, kada je unutrašnja impedansa generatora jednaka impedansi potrošača:

$$\frac{R_r}{s} = \sqrt{R_s^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2}$$

Vrednost klizanja s pri kome momenat motora dostiže maksimalnu vrednost je:

$$s_m = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2}} \quad (4.59)$$

Analogno, u režimu regenerativnog kočenja vrednost klizanja pri kome se dostiže maksimalna vrednost kočnog momenta je ;

$$s_g = -\frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2}} \quad (4.60)$$

Maksimumi momenta u motornom režimu M_{vmax} i režimu kočenja M_{gmax} su:

$$M_{vmax} = \frac{3p}{4\omega} \frac{U_s^2}{\sqrt{R_s^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2} + R_s} \quad (4.61)$$

$$M_{gmax} = \frac{3p}{4\omega} \frac{U_s^2}{\sqrt{R_s^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2} - R_s} \quad (4.62)$$

Ako zanemarimo otpornost R_s i X_{ls} tada sledi da je $M_{vmax} = M_{gmax}$ a izraz za momenat je:

$$M = \frac{3p R_r}{2 s\omega} \frac{U_s^2}{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_{lr})^2} \quad (4.63)$$

Koristeći vezu između ugaonih učestanosti rotorskih i statorskih električnih veličina $\omega_r = s\omega$. Formula (4.63) setransformiše u sledeći izraz:

$$M = 3 \left(\frac{p}{2}\right) \left(\frac{U_s}{\omega}\right)^2 \frac{R_r \omega_r}{R_r^2 + (\omega_r L_{lr})^2} \quad (4.64)$$

Ako je $\frac{R_r}{s}$ istog reda veličine kao X_{lr} sledi $\frac{R_r}{sX_{lr}} \rightarrow K_o > 0$. Ovo je slučaj kada je $s_m < s \leq 1$ iz formule (4.64) sledi da je:

$$M = \frac{3p}{2(1 + K_o^2)} \frac{R_r U_s^2}{\omega X_{lr}^2} \frac{1}{s} \sim \frac{1}{s} \quad (4.65)$$

Ako se radna tačka ($M_{e1, n_{meh1}}$) na mehaničkoj karakteristici nalazi u ovoj oblasti, tada će poremećaj koji uzrokuje povećanje momenta proizvesti smanjenje klizanja odnosno povećanje brzine i udaljavanje od radne tačke. Suprotnu pojavu imamo pri pojavi poremećaja koji dovodi do smanjenja momenta. Tada će brzina težiti da se smanji što takođe dovodi do udaljavanja od radne tačke ali u drugom smeru. Opisana reakcija na poremećaj momenta je primer nestabilne ravnoteže jer sistem reaguje na poremećaj težeći da se udalji od radne tačke. Prema ovome delu mehaničke karakteristike u oblasti klizanja $1 > s \geq s_m$ nije moguće ostvariti stabilnu ravnotežu radnog momenta motora i momenta opterećenja koji mu se suprotstavlja. Ako je $\frac{sX_{lr}}{R_r} \rightarrow 0$ što je tačno u oblasti malih klizanja, odnosno kad je mehanička brzina takva da je klizanje u opsegu $s_g < s < s_m$:

$$M_{em} = 3 \left(\frac{p}{2}\right) \left(\frac{1}{R_r}\right) \left(\frac{U_s}{\omega}\right)^2 \omega_r \sim s \quad (4.66)$$

Ovaj region mehaničke karakteristike predstavlja region stabilne ravnoteže jer su promene izazvane poremećajem ravnoteže i brzine suprotnog znaka što

ima za posledicu ponovno uspostavljanje ravnoteže nakon prestanka dejstva poremećaja. Prema tome ovaj region u motornom i generatorskom režimu rada asinhronne mašine je pogodan za upravljanje u smislu stabilnosti. Međutim iz mehaničke karakteristike u ovom regionu uočava se nepovoljna osobina koja je karakteristika rada mašine sa konstantnim naponom i učestanošću jer velikim promenama momenta $M_{max} \geq M \geq 0$ odgovaraju male promene brzine. Prema izrazu (4.36) sledi:

$$\frac{E_s}{f} = K_e \Phi_{ob}$$

Kako je $E_s \approx U_s$ i $\omega = 2\pi f$ izraz (4.66) postaje:

$$M = K_{mp} \Phi_{ob}^2 \omega_r \quad (4.67)$$

K_{mp} je konstanta koja zavisi od konstruktivnih karakteristika i ne utiče na veličine kojima je moguće kontrolisati momenat asinhronne mašine. Izraz (4.67) ima fundamentalni značaj jer se zaključuje da je pri konstantnom fluksu momenat proporcionalan učestanosti klizanja dok je pri konstantnoj vrednosti učestanosti klizanja momenat proporcionalan kvadratu fluksa. Momentom se može upravljati kontrolom fluksa ili/i učestanosti klizanja.

Cilj prethodne analize bio je pronalaženje analitičkih izraza za mehaničku krivu asinhronog motora koja će jasno naznačiti kojim električnim veličinama se može vršiti upravljanje momentom. Konačno nakon višestrukih aproksimacija dobijen je izraz (4.67). Da bi na očigledan način pokazali da se učinjenim aproksimacijama ne uvodi nedozvoljeno velika greška izračunavamo momentne krive u zavisnosti od brzine obrtanja primenjujui najpre formulu (4.53) a zatim i aproksimativne formule (4.57) i (4.64). Parametri motora sa spregom namotaja u zvezdu su:

$$U_l = 2300V; R_s = 0.029\Omega; X_{ls} = 0.226\Omega; X_m = 13.04\Omega;$$

$$X_{lr} = 0.226\Omega; R_r = 0.022\Omega; f = 60Hz; p = 4$$

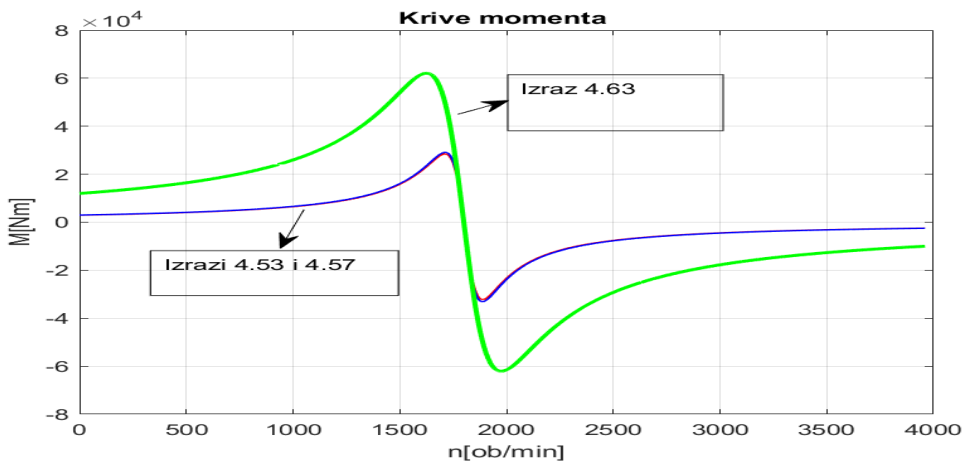
Programski sistem MATLAB ima izvanredne mogućnosti za rešavanje ovih problema, jer prepoznaje kompleksne brojeve napisane na uobičajen način i operacije između kompleksnih brojeva. Efektivna vrednost kompleksne veličine Z se dobija jednostavnom naredbom $\text{abs}(Z)$. Funkcijski program u Matlabu za izracunavanje momenta i brzine pri zadatim parametrima motora i poznatom klizanju s ima sledeći kod:

```
function [Mo, Moa, n_meh] = momenat (Rs, Xs, Xm, Rr, Xr, f, Ul, p, s)
%Izracunavanje M=f(s)
```

```

Us=U1/sqrt(3);% pretvaranje linijskog napona u fazni;
w_e=2*pi*f;% Ugaona ucestanist napona i struje
Wob=2/p*w_e;
Wmeh=(1-s)*Wob;%Ugaona brzina obrtanja rotora u [rad/s]
n_meh=60*Wmeh/(2*pi);%Ugaona brzina rotora u [ob/min]
Zs=R_s+j*Xs;% Impedansa po fazi statora;
Zm=j*Xm;% Impedansa magnećenja
Zr=Rr/s+j*Xr;% Impedansa rotora svedena na stator;
%ZAMENA Ekvivalentne seme statorskog kola
sa ekvivalentnim Tevenenovim generatorom
Z_T=Zs*Zm/(Zs+Zm);% Tevenenova impedansa
E_T=Us*Zm/(Zs+Zm);% Tevenenova ems
I_r=E_T/(Z_T+Zr);
I_r=abs(I_r);% Struja rotora prema (4.52)
Mo=3*p/2*I_r^2*Rr/(s*w_e);% Momemnat prema (4.53)
Ira=Us/(Zs+Zr);
I_ra=abs(Ira);% struja rotora prema (4.56)
Moa=3*p/2*I_ra^2*Rr/(s*w_e);% Momenat prema (4.57)
end

```



Slika 4.30: Grafici momenta u motornom i generatorskom režimu

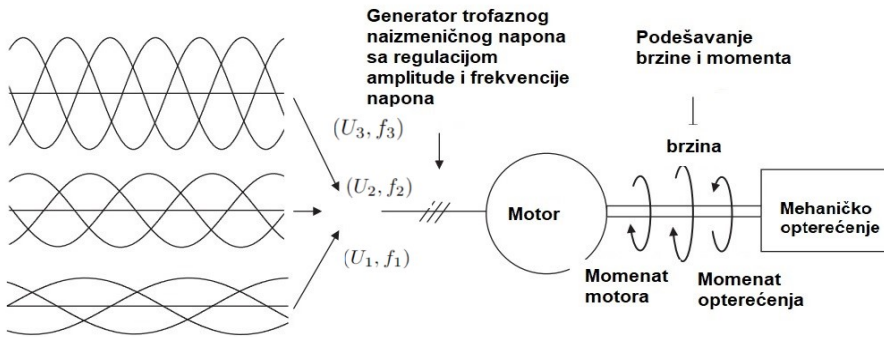
Iz dijagrama na slici (4.30) uočava se da je izraz (4.57) dobra aproksimacija izraza (4.53) u celom opsegu brzina od pokretanja do brzina koje odgovaraju generatorskom režimu rada mašine. Izraz (4.63) predstavlja dobru aproksimaciju krive momenta u oblasti stabilnog rada asinhronne mašine gde se sve krive momenta poklapaju.

Kako je prema prethodnoj analizi upravljanje radom asinhronne mašine upravo u oblasti gde se sve tri krive poklapaju, zaključujemo da učinjene aproksimacije daju mogućnost da se odrede jednostavni izrazi kojima se povezuju ulazne električne veličine sa izlaznim momentom i brzinom obrtanja vučnog asinhronog motora odnosno sa vučnom silom i brzinom elektrovučnog vozila.

Vučni dijagram ima tri karakteristična regiona. U prvom je vučna sila približno konstantna ili blago opada u delu od nulte brzine koja odgovara momentu pokretanja vozila pa do nominalne brzine a snaga u ovom regionu raste do dostizanja nominalne vrednosti. Segmenti od nominalne do maksimalne brzine su region konstantne snage gde važi $F_v v = const$ i region slabljenja polja gde je $F_v v^2 \approx const$. Podsetimo se da količnik maksimalne i nominalne brzine definiše elastičnost elektrovučnog vozila i da je to važan kvalitativni pokazatelj tehničko eksploatacionih karakteristika. Kada smo analizirali mehaničku karakteristiku asinhronne vučne mašine zaključili smo da je stabilan u motornom režimu moguć između brzine koja odgovara maksimalniom momentu i sinhronne brzine. Jasno je da je stabilan rad vučnog motora koji se napaja iz trofaznog izvora konstantne efektivne vrednosti naizmeničnog napona i konstantne učestanosti vezan za jedan uzak region u kome su velike promene momenta funkcionalno zavisne od veoma ograničenih promena brzine. Cilj upravljanja vučom je postizanje kontrolisane promene brzine u širokim granicama uz kontrolu snage vučnog motora i zaštitu od preopterećenja.

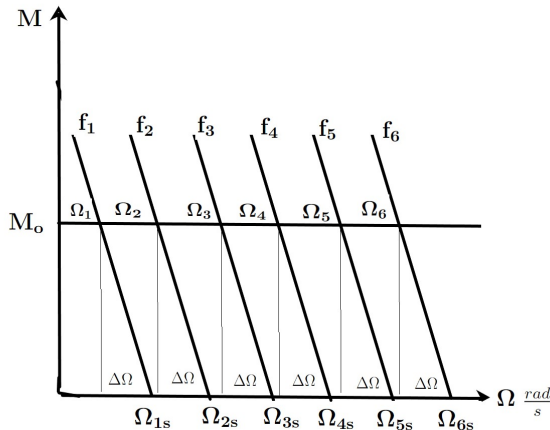
4.9.2 Karakteristike rada vučnog motora u regionu konstantne vučne sile

Prema slici (2.13) vučna sila je konstantna prvom delu karakteristike $F_v = f(v)$ odakle sledi neophodnost da vučni motor ima sposobnost da razvije konstantan momenat koji dovodi do početnog ubrzanja lokomotive. Rotaciona brzina motora praktično je proporcionalna učestanosti naizmeničnog napona napajanja usled malog klizanja $s < 0.25s_m$. Samo povećanje učestanosti dovešće do značajnog smanjenja momenta što se vidi iz izraza (4.53) i njegovih aproksimacija datih izrazima (4.57) i (4.63). Neophodno je da proporcionalno rastu frekvencije raste i napon jer se tako omogućava postizanje konstantnog momenta u oblasti rasta brzine do dostizanja nominalne brzine. Principijska šema ovakve regulacije podrazumeva postojanje naizmeničnog trofaznog izvora koji ima mogućnost regulisanja učestanosti i amplitude naizmeničnog napona. Na slici (4.31) je prikazan princip takvog sistema za upravljanje brzinom asinhronog motora.



Slika 4.31: Principialna šema pogona vučnog motora sa U, f upravljanjem

Održavanje konstantnog odnosa napona i učestanosti dovodi do translacije mehaničke karakteristike asinhronog motora kao što je to prikazano na slici (4.32)



Slika 4.32: Regulacija rada u režimu konstantnog momenta. $\Delta\Omega$ predstavlja razliku mehaničke i sinhronne brzine i ta razlika je konstantna

Konstantan momenat koji je potrebno realizovati $M_o = f(\Omega_{meh})$ je horizontalna prava. Kose linije predstavljaju karakteristike motora za učestanosti napona statora koje su označene sa f_1, \dots, f_6 i napone U_{s1}, \dots, U_{s6} . Ovim učestanostima odgovaraju ugaone brzine obrtnog magnetnog polja označene sa $\Omega_{1s} \dots \Omega_{6s}$. U preseku $M_o = f(\Omega_{meh})$ i mehaničkih karakteristika motora

koje odgovaraju navedenim učestanostima pri konstantnom fluksu $\Phi \approx \frac{U_{sk}}{2\pi f_k}$, $k = 1, 2, \dots$ nalaze se radne tačke koje odgovaraju različitim mehaničkim ugaonim brzinama rotora. Jednake vrednost ugaone brzine klizanja $\Delta\Omega$ su rezultat paralelno pomerenih mehaničkih karakteristika vučnog motora.

U ovom regionu vučni motori od pokretanja pa do dostizanja nominalne brzine razvijaju konstantan momenat $M_{em} = M_o = const$ zahvaljujući održavanju konstantnog fluksa obrtnog magnetnog polja odnosno konstantnog količnika napona na statoru i njegove učestanosti. Pri tom je važno napomenuti da se $\Delta\Omega$ odnosno ω_r održava na konstantnoj vrednosti.

4.9.3 Karakteristike rada asinhronog motora u regionu konstantne snage

Kada je U, f upravljanjem dostignuta nominalna brzina, nominalni napon motora i nominalni momenat motora, snaga koja je rasla približno linearno sa brzinom, (jer je momenat održavan na konstantnoj vrednosti) je dostigla svoju nominalnu vrednost. Dalje je potrebno održavati ovu snagu konstantnom što znači da je potrebno polazeći od (4.67) definisati zakon promene momenta tako da je:

$$M\Omega_{meh} = P = const \quad (4.68)$$

Polazeći od izraza za momenat (4.67), kada je napon dostigne svoju krajnju vrednost, izraz za momenat postaje:

$$M = \frac{K'_M}{\omega^2} \omega_r \quad (4.69)$$

Prema (4.69) režim konstantne snage je moguće ostvariti kada proporcionalno sa rastom ω imamamo konstantnu vrednost klizanja s tako da je količnik $\frac{\omega_r}{\omega} = const$ odnosno momenat je obrnuto proporcionalan mehaničkoj brzini rotora.

$$M \sim \frac{1}{f} = \frac{P}{\Omega_{meh}} \quad (4.70)$$

Analizom izraza (4.59) mozemo uočiti da, ako zanemarimo otpornost R_s statora i reaktansu X_{ls} statora, maksimum učestanosti klizanja u stabilnom režimu rada asinhronog vučnog motora iznosi $max(\omega_r) = \frac{R_r}{L_{lr}}$.

Prema tome početak regiona konstantne snage određen je radnom tačkom dostizanja nominalnog momenta i nominalne ili bazne brzine dok je granica regiona konstantne snage određena onom učestanošću ω pri kojoj je $\omega_r \approx s_m \omega$.

4.9.4 Rad asinhronog motora u oblasti slabljenja magnetnog polja

U oblasti slabljenja magnetnog polja raste učestanost tako da maksimalna vrednost momenta ili prevalni momenat opada kao kvadratna hiperbola učestanosti ω . Ovo se može i dobiti iz jednačine (4.66) ako je $\omega_r = \max(\omega_r) \approx \frac{R_r}{L_{lr}}$. Tada je:

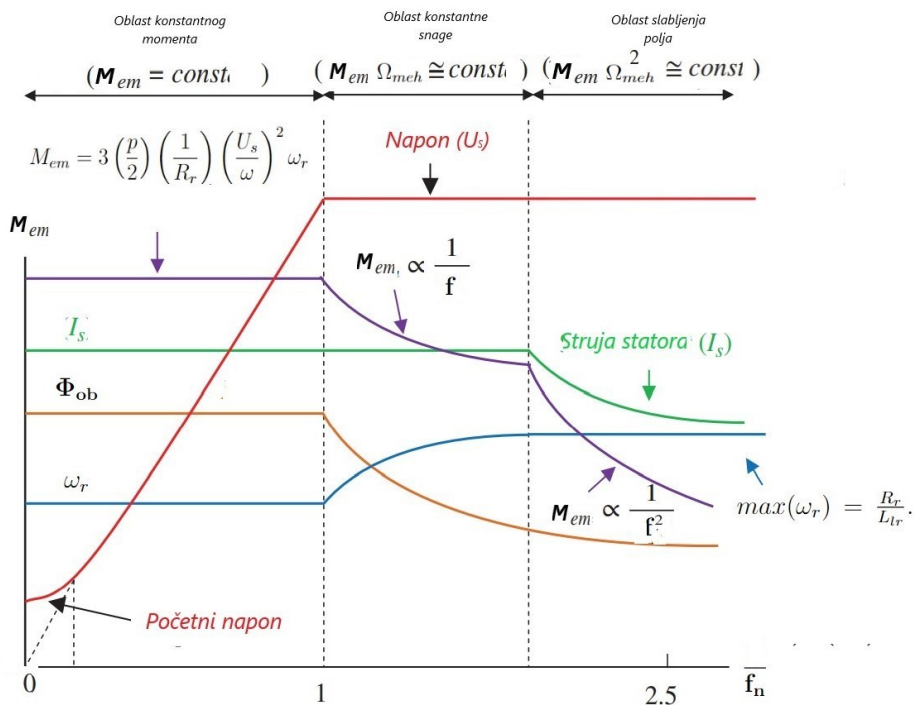
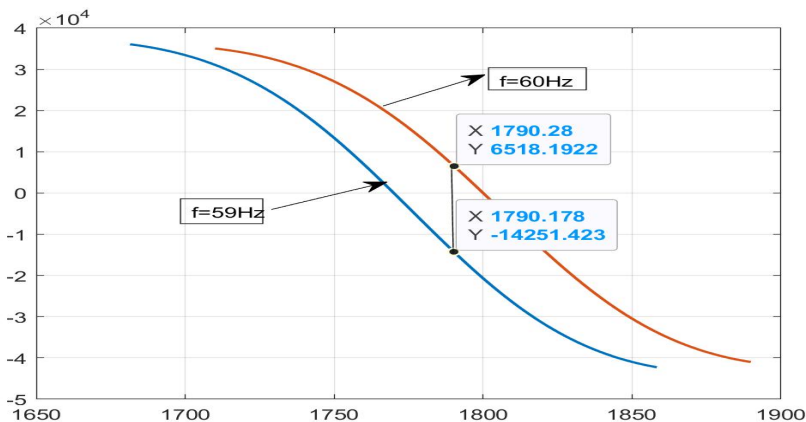
$$M_{vmax} \approx \frac{3p}{4} \left(\frac{U_s}{\omega} \right)^2 \frac{1}{L_{lr}}$$

$$M_{vmax} \omega^2 = const$$

Kada momenat motora dostigne vrednosti prevalnog momenta nastupa region koji definiše maksimalnu brzinu koja se može postići. Kod asinhronih vučnih motora odnos između bazne brzine koja odgovara dostignutoj nominalnoj snazi motora i maksimalno moguće brzine iznosi 1:2.5. Pri tom je momenat, koji odgovara brzini kada se dostiže nominalna snaga, 40% maksimalnog momenta motora. Eksploataciona kriva $M = f(\Omega)$ sa naznačenim oblastima U, f upravljanja prikazana je na slici (4.33).

4.9.5 Generatorski režim rada-električno kočenje

Prirodna mehanička karakteristika asinhronne mašine predstavlja osnov za realizaciju električnog kočenja, gde se ne zahteva dodatna oprema za mehaničko prevezivanje mašine iz režima vuče u režim kočenja a osim toga opseg električnog kočenja se proširuje gotovo do zaustavljanja. Na slici (4.34) prikazane su dve krive momenta asinhronog motora. Na krivoj momenta koja odgovara učestanosti $f = 60Hz$ odnosno sinhronoj brzini obrtanja $n_s = 1800 \frac{ob}{min}$ brzini $n_1 \approx 1790 \frac{ob}{min}$ odgovara vučni momenat $M_1 \approx 6518Nm$ ako bi upravljanjem smanjili učestanost na $f = 59Hz$ pri istoj brzini mašina radi u generatorskom režimu razvijajući negativan momenat koji dovodi do usporavanja vozila. Na ova način je promenjena uloga asinhronne mašine i bez komplikovanih prevezivanja ostvaren režim električnog kočenja.

Slika 4.33: Karakteristike momenta $M_{em} = f(U, f)$ za asinhronu vučnu motore

Slika 4.34: Prelazak iz režima vuče u režim električnog kočenja

Negativna mehanička snaga se na krajevima motora transformiše u električnu snagu gde je fazni ugao između struje i napona $\frac{\pi}{2} < \phi < \pi$ odnosno

$\cos \phi < 0$. Da bi se ova snaga rekuperacijom vratila u mrežu neophodno je da konvertori između vučnog motora i kontaktne mreže imaju sposobnost dvosmernog toka električne snage a osim toga neophodno je procesiranje snage konverzije i podešavanjem amplitude i učestanosti izvora prema mreži .