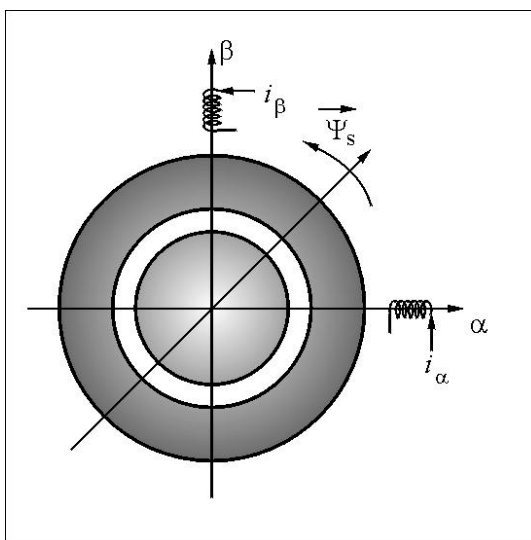


Slika 41.

Kod mašina jednosmerne struje strujni plati statora i strujni plati rotora su nepokretni u odnosu na stator. To se postiže tako što u rotoru imamo naizmenične struje. Kod mašina naizmenične struje, imamo naizmenične struje u statoru koje omogućavaju da se u mašini postigne obrtno polje.

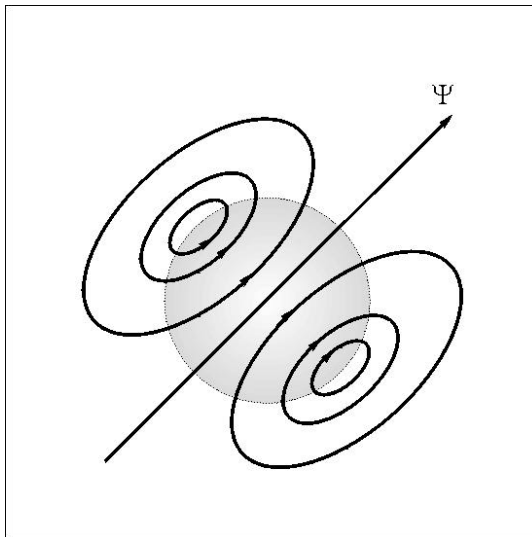
Obično se primenjuju trofazne mašine, ali mi ćemo radi jednostavnosti započeti analizu sa dvofaznim.

Sve mašine naizmenične struje na statoru imaju bar 2 namotaja.

Slika 1.  $\alpha$ ,  $\beta$  – ose namotaja u kojima postoje naizmenične struje.

Kada je fazni stav između ovih naizmeničnih struja (jednakih po amplitudi) jednak uglu između osa namotaja ( $90^\circ$ ), tada statorski fluks rotira brzinom  $\omega_s$  u odnosu na stator.

Sinusoidalno raspodeljene namotaje koji imaju osu  $\alpha$  simbolično ćemo predstavljati namotajem na osi koja je normalna na konturu.

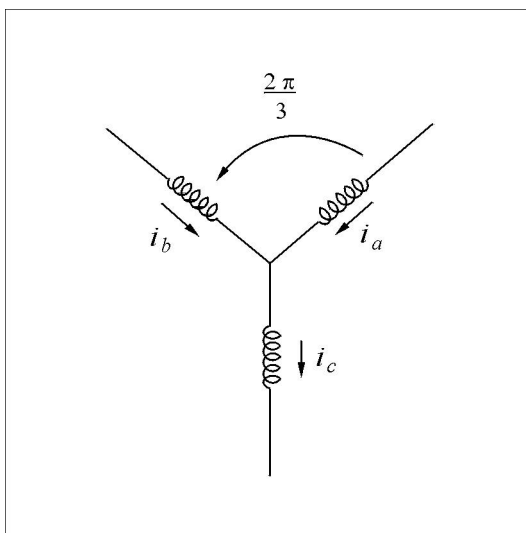


$$i_a = I_m \cos \omega_S t$$

$$i_b = I_m \sin \omega_S t$$

**Slika 2.** Vektor statorskog fluksa predstavlja ovakvu raspodelu fluksa.

Kod trofaznih mašina struje su fazno pomerene za onoliko koliki je prostorni ugao između njihovih namotaja.



$$i_a = I_m \cos \omega_S t,$$

$$i_b = I_m \cos \left( \omega_S t - \frac{2p}{3} \right),$$

$$i_c = I_m \cos \left( \omega_S t - \frac{4p}{3} \right).$$

**Slika 3.** Trofazna mašina.

Važi pravilo: imamo fluks konstantne amplitude koji se pri rotaciji ne menja. Koliko god da ima namotaja, struje su fazno pomerene za prostorni ugao između osa namotaja.

Propuštanjem naizmenične struje kroz barem dva namotaja na statoru možemo da postignemo obrtno magnetno polje const amplitude—ovako rade sve mašine naizmenične struje.

Mašine naizmenične struje se dele na dve velike grupe – sinhronne i asinhronne.

$$\vec{M}_{em} = k \cdot \vec{\Phi}_S \times \vec{\Phi}_R$$

(1)

$$\vec{M}_{em} = k^* \cdot \vec{\Phi}_S \times \vec{F}_R$$

$\vec{M}_{em}$  – je rotorska magnetopobudna sila

Fluks rotora mora da bude pod nekim stalnim uglom u odnosu na fluks statora da bi napravio moment.

Kod sinhronih mašina, rotor se obrće u sinhronizmu sa statorskim fluksom  $\vec{\Psi}_S$ .

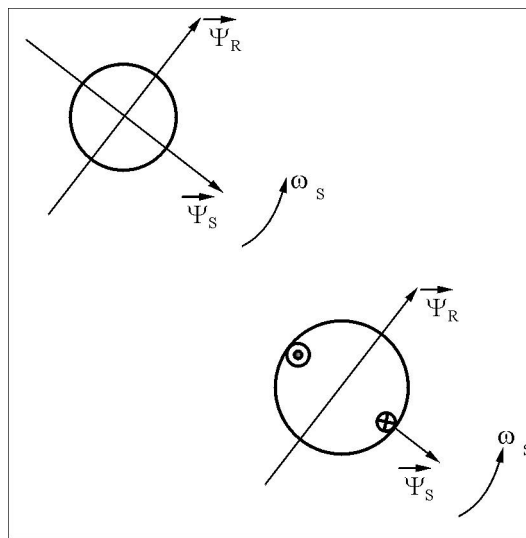
$$\omega_R = \omega_S \quad (2)$$

$$\omega_R = \frac{\omega_S}{p} \quad (3)$$

$p$  – broj pari polova.

Kod sinhronih mašina, ugaona brzina obrtanja rotora je jednaka ugaonoj brzini obrtanja statorskog fluksa.

Kod sinhronih mašina, na rotoru postoji ili permanentni magnet koji daje neki pobudni fluks, pa se onda pobuda obezbeđuje tako što rotorski fluks prati statorsko polje stalno, pod uglom od npr.  $90^\circ$ . Sinhrono obrtanje polja statora i rotora dovodi do konstantnog ugaonog pomeraja između statorskog i rotorskog fluksa.



Slika 4. Prikaz ugaonog pomeranja statorskog i rotorskog fluksa.

Sinhrona mašina može na sebi imati namotaj kroz koji teče jednosmerna struja, koja će prouzrokovati postojanje rotorskog fluksa, i taj fluks mora da bude u sinhronizmu sa statorskim fluksom. I na jedan i na drugi način, rotor ima neko svoje polje koje se u odnosu na sam rotor ne pomiče. Kroz rotor mora da teče jednosmerna struja, da bi fluks rotora bio nepomičan u odnosu na rotor, jer proticanje naizmjenične struje kroz jedan set namotaja dovodi do rotacije fluksa u odnosu na same namotaje. Da bi se ugao od  $90^\circ$  između fluksa statora i fluksa rotora održavao, potrebno je da brzina kojom rotira fluks statora bude jednaka brzini rotiranja rotora. Kod asinhronih mašina naizmjenične struje protiču i kroz stator i kroz rotor.

## ***U, f regulacija***

Često se u aplikacijama zahteva variranje brzine. Kod asinhronih motora napajanog iz mreže to nije moguće (karakteristika je tvrda). Brzina asinhronih motora se može varirati (ali ne kontinualno, već diskretno (u koracima)) promenama napona napajanja, promenom otpora rotora i promenom broja pari polova.

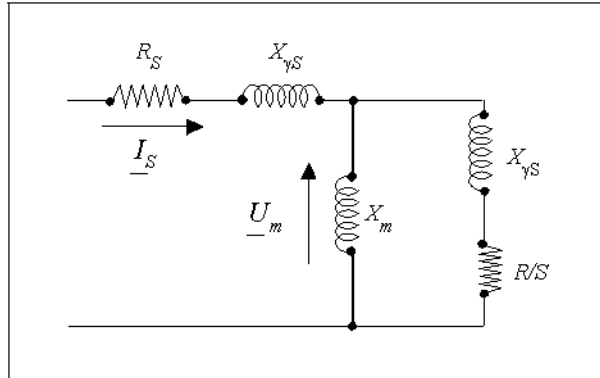
Kako možemo kontinualno menjati brzinu asinhronih motora?

Ako variramo učestanost napajanja, variramo i sinhronu brzinu (pomeramo karakteristiku levo–desno). Sinhrona brzina se dobija na preseku karakteristike i apcise. Sinhrona brzina je jednaka količniku učestanosti napajanja i broja pari polova.

Strmina mehanièke karakteristike zavisi od kvadrata fluksa. I  $M_{PM} \sim \Psi^2$ .

Ako bi uspeli da  $\Phi$  održavamo konstantno tada bi mogli da mehanièku karakteristiku asinhronog motora transliramo tako da je obezbeđena konstantna strmina i konstantna  $M_{PR}$  da bi sinhrona brzina bila približna uèestanosti napajanja.

Kako napajati asinhroni motor da frekvencija bude promenljiva, a da fluks u vazduš nom zazoru ostane konstantan?



Slika 42.

$$\underline{\Psi}_m = \frac{U_m}{j\omega_s} = \frac{U_s - (R_s - jX_{gS})I_s}{j\omega_s} \quad (95)$$

Ako pretpostavimo da:  $R_s I_s \ll U_s$  i  $X_{gS} I_s \ll U_s$  tada dobijemo i izraz:

$$\underline{\Psi}_m \cong \frac{U_s}{j\omega_s} \quad (96)$$

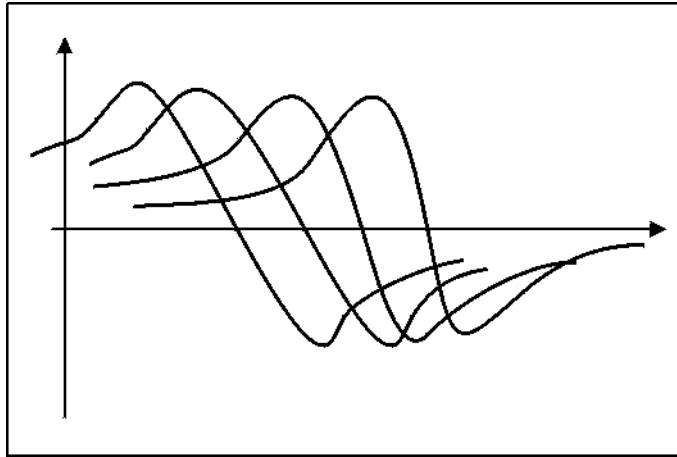
Ako održavamo const.  $\frac{U}{f} \Rightarrow |\Psi_m| \cong const$  i  $M_{PR} \cong const$  pa je

$$S = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} \cong const \quad (97)$$

strmina maksimalne karakteristike.

Primetimo da asinhroni motor može imati èitavu familiju transliranih karakteristika ukoliko

$$\frac{U}{f} = const.$$



Slika 43.

Kako treba da izgledaju fazni naponi da bi ovo postigli?

Za nominalne uslove rada, primer:

$$\begin{aligned} U_{nom} &= 220 \text{ V} \\ U_a &= U_{nom} \sqrt{2} \cos(2\pi \cdot 50 t) \\ U_b &= U_{nom} \sqrt{2} \cos\left(2\pi \cdot 50 t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (98)$$

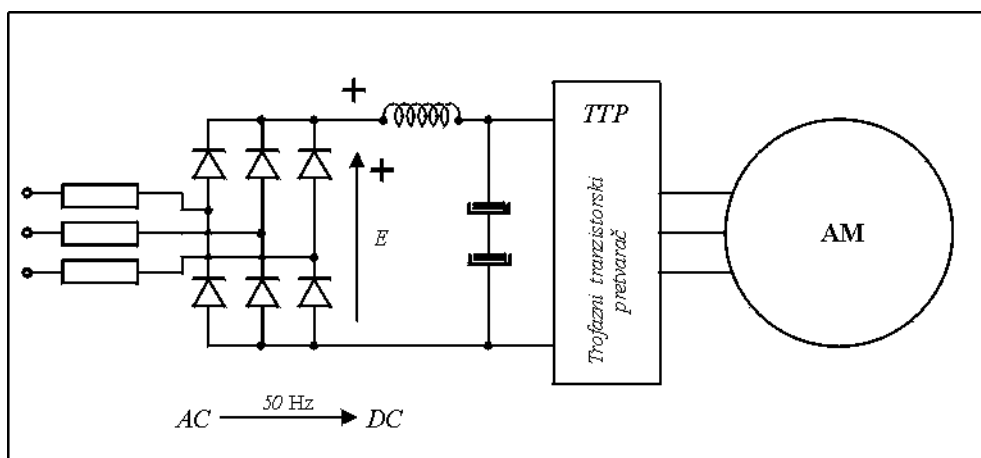
Ako želimo da motor radi na novoj učestanosti

$$\begin{aligned} f_{new} &= a f_{nom} \quad (f^{new} = 20 \text{ Hz}; \quad a = 0,4) \\ U_a &= a U_{nom} \sqrt{2} \cos(2\pi a f_{nom} t) \\ U_b &= a U_{nom} \sqrt{2} \cos\left(2\pi a f_{nom} t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (99)$$

Kako sad dobiti ovakav napon?

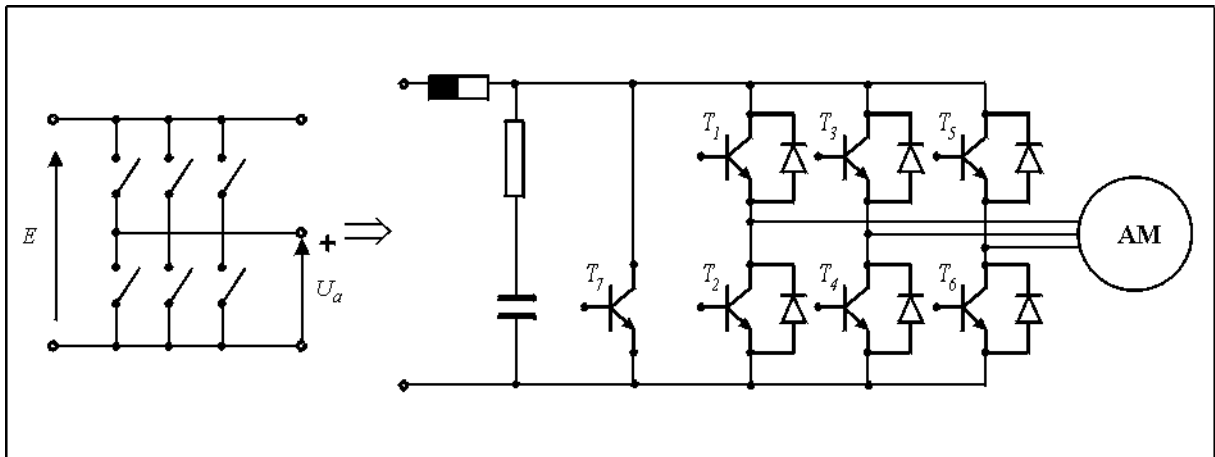
Motor se napaja iz naročitog pogonskog pretvarača koji će obezbediti trofazni sistem napona kontinualno promenljive amplitude i kontinualno promenljive učestanosti.

U najvećem broju primene asinhronih motora energija se crpe iz gradske mreže i dovodi se na:



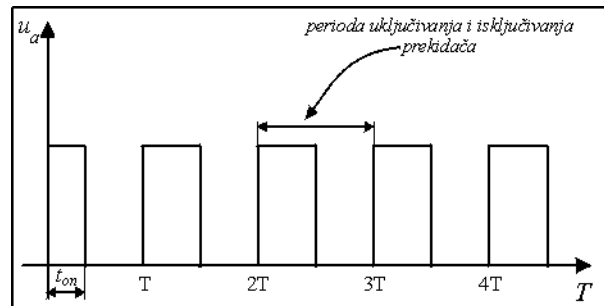
Slika 44.

Trofazni tranzistorski pretvaraè ima zadatak da snagu i energiju jednosmerne struje pretvori u snagu i energiju naizmenične struje sa kontinualno promenljivom uèestanoš  $\omega$  i naponom.



Slika 45.

Pošto na izlazu imamo samo dva diskretna stanja kontinualnost napona i uèestanosti postizemoš irinskom modulacijom:



Slika 46.

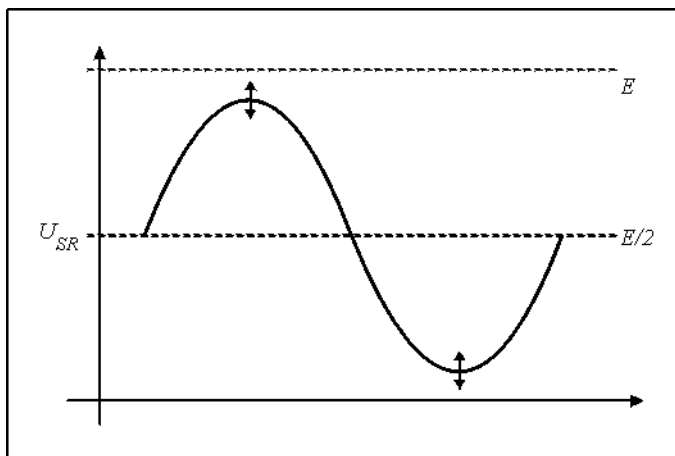
Srednja vrednost napona u jednoj periodi:

$$U_{SR} = \frac{1}{T} \int_{NT}^{(N+1)T} U_a dt = \frac{t_{ON}}{T} E \quad (100)$$

Ako vreme  $t_{ON}$  variramo iz periode u periodu to æ se i  $U_{SR}$  menjati.

$$t_{ON}^A = \frac{T}{2} + \frac{T}{2} \frac{a U_m \sqrt{2}}{E/2} \cos(a 2\pi f_{nom} t) \quad (101)$$

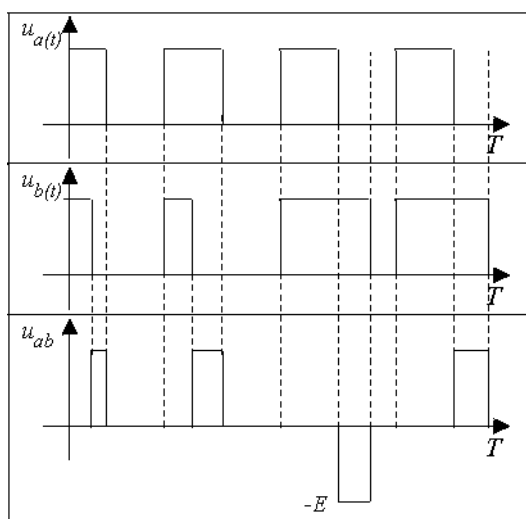
$U_{SR}$  u jednoj periodi se menja u vremenu:



Slika 47.

Kontinualnom promenom  $a$  menjamo amplitudu i frekvenciju.

Nemožemo obezbediti da trenutna izlazna vrednost napona invertora i faza vrednost napona odgovara željenoj, ali širinskom modulacijom obezbeđujemo da  $U_{SR}$  varira i da promena u vremenu  $U_{SR}$  odgovara željenoj vrednosti.

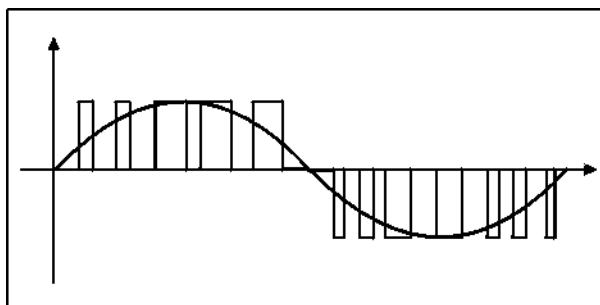


Slika 48.

Linjski napon (napon između dve faze) može imati tri nivoa  $\{+E, 0, -E\}$

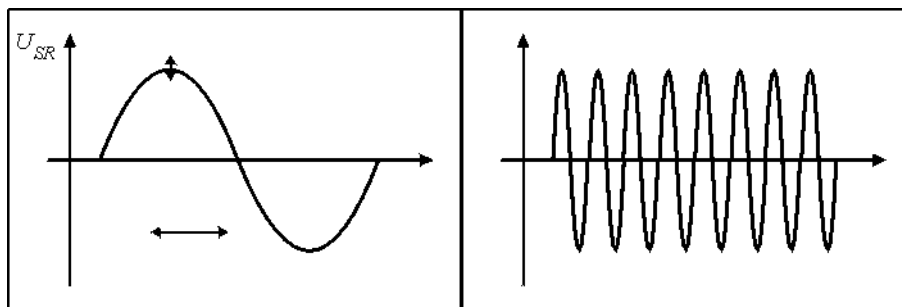
Pošto napon sadrži VF komponentu sledi da i struja sadrži naizmeničnu komponentu.

Impulsi imaju svoju širinu tako da rezultujuća srednja vrednost odgovara željenoj promeni napona na motoru.



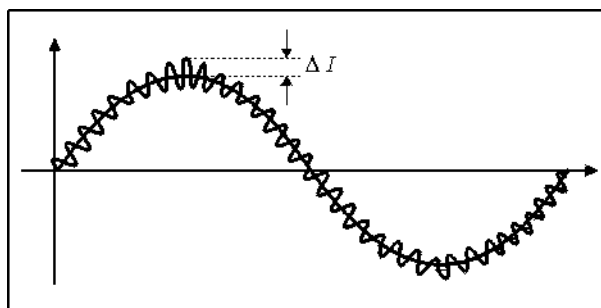
Slika 49.

Možemo podeliti ovaj napon (u svakoj periodi) na :



Slika 50.

VF-komponenta na učestanosti š irinske modulacije, ova komponenta se dobija  $U_{ab}(t) - U_{ab}^{SR}(t)$  pri čemu  $U_{ab}^{SR}(t)$  – predstavlja promenu srednje vrednosti napona u jednoj periodi komutacije, pa u vremenu. Posledica VF komponente je valovitost struje (ripl)



Slika 51.

Ripl:

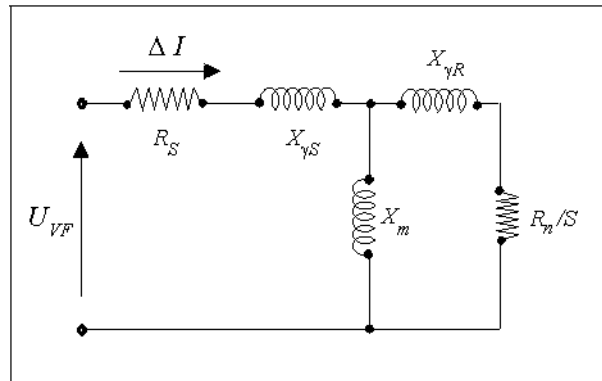
$$\Delta I \sim \frac{E}{f_M L_{ge}} \quad (102)$$

$$\Delta I \sim \frac{E}{L_{ge} w_M} \quad (103)$$

gde je  $w_M = \frac{2p}{T}$ .

Povećanjem učestanosti komutacije, struja ima sve finiji oblik.

Skin efekat je takva pojava koja dovodi do umanjenja rasipnih induktivnosti i reaktansi.



Slika 52.

Posmatrajmo zamensku šemu, ali napajanu samo VF komponentom. Ukoliko je frekvencija napajanja jako velika u kHz, a motor se obræe pristojnim brzinama 2–3 obrtaja godišnje ( $S = 1$ ).

Na Slici 50. reaktansa magneænjenja je mnogo veæa od ostalih elemenata pa je možemo zanemariti. Omske otpornosti su redovno znatno manje od reaktanse rasipanja pa sašeme ostaje

$$\Delta I \cong \frac{E}{L_{ge} \omega_M} \quad (104)$$

U nastojanju da umanjimo valovitost bilo bi dobro da poveæamo reaktansu rasipanja, ali to nije dobro jer  $M_{PR}$  je obrnuto proporcionalan sa  $L_{ge}$ :

$$\begin{aligned} &\Rightarrow \Delta I \downarrow \\ L_{ge} \uparrow & \\ &\Rightarrow \Delta M_{PR} \downarrow \end{aligned} \quad (105)$$

Asinhroni motor napajan iz pogonskog pretvaraæa trofaznim sistemom napona varijabilne amplitude i uæestanosti konstruišemo tako da reaktansa rasipanja budeš to je moguæe manja kako bi se postigla visoka preopteretljivost.

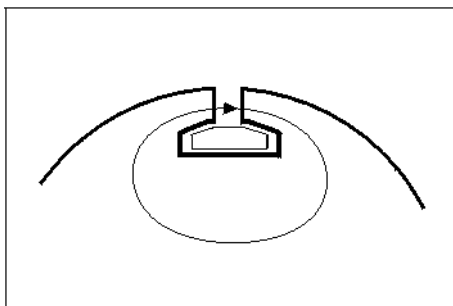
$$\frac{M_{PR}}{M_{nom}} \uparrow \sim \quad (106)$$

Problem valovitosti struje za umanjenje  $L_{ge}$  spreæava se tako š to se primenjuju visoke uæestanostiš irinske modulacije 10 kHz, 20 kHz.

Kod asinhronih motora napajanih iz pogonskog pretvaraæa primenjujemo drugaèiju konstrukciju jer kod njih nema potrebe da umanjujemo polaznu struju, jer kod njih nepostoji velièina koja se naziva polazna struja. Oni nikada ne polaze u rad takoš to se na njih dovodi napon nominalne velièine, i nikada ne dolazi do situacije da pri  $\omega_R = 0$  na motor dovodimo  $U_{nom}, f_{nom}$ . Zato takve asinhronne motore pravimo da maksimiziramo preopteretljivost, odnosno minimiziramo  $L_{ge}$ .

### Otvoren leb

Oblik rotorskog žleba koji rezultuje malom reaktansom rasipanja je otvoren žleb



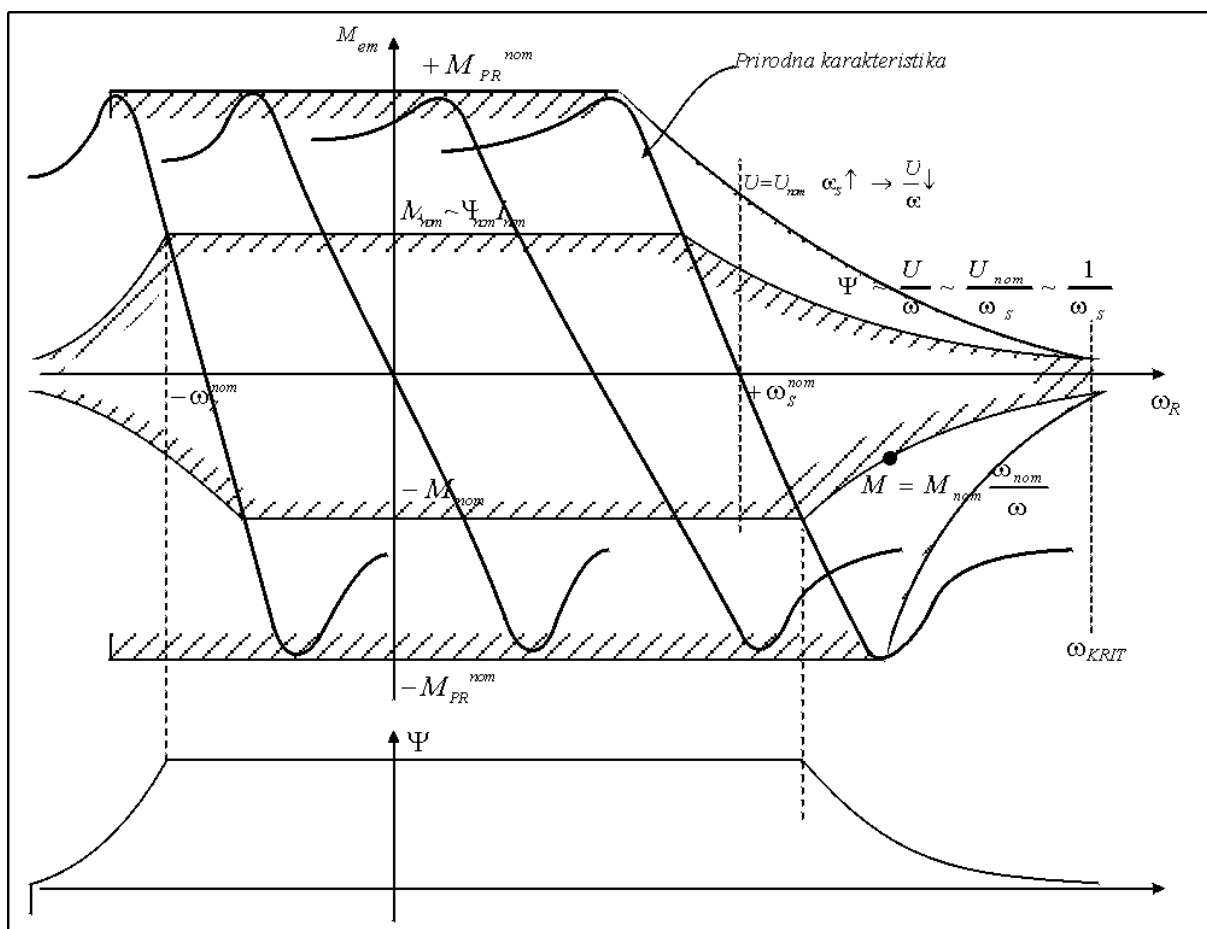
Slika 53.

Reaktansa rasipanja je mala, jer linije polja rasipnog fluksa moraju veliki deo puta proći kroz vazduh

$$L_g = \frac{H^2}{R_m} \quad (107)$$

Šta bi se dogodilo ka bi ovakav jedan motor priključili direktno na gradsku mrežu bez pogonskog pretvarača?

Pošto je  $L_{ge} \sim 0,1$  dobijamo da je  $I_p \cong 10 I_{nom}$ .



Slika 54. Familija karakteristika za različite učeštanosti.

Geometrijsko mesto tačka na  $M\omega$  dijagramu koje za zadatu brzinu definiše najveći moment koji možemo imati u trajnom radu naziva se eksploataciona karakteristika.

Prirodna karakteristika asinhronog motora je mehanička karakteristika za nominalno napajanje. Ako ukrstimo faze motora (izmenjamo faze b i c), promeniæ se smer u kome rotira obrtno polje.

Zahvaljujuæi pogonskom pretvaraæu moæemo menjati i smer okretanja motora, kontinualno menjati sinhronu brzinu.

Objašnjenje kako se promenom znaka u argumentu cos sledeæe jednaæine vidi da se menja smer obrtanja motora

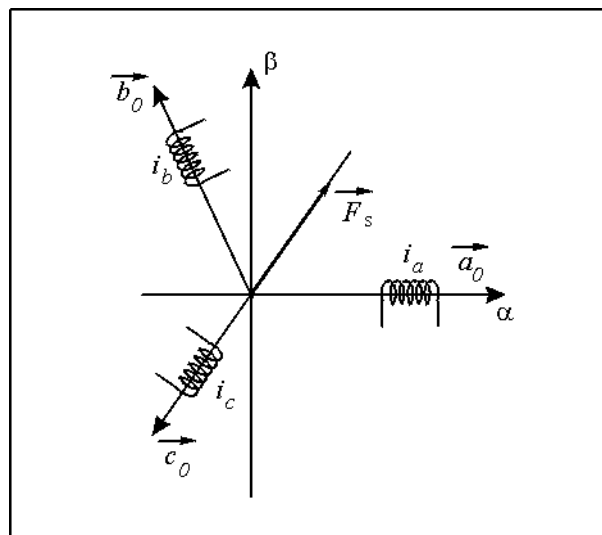
$$U_a = a U_{nom} \sqrt{2} \cos(2p - a f_{nom} t)$$

$$\begin{aligned} \vec{a}_0 &= \vec{a}_0 \\ \vec{b}_0 &= -\frac{1}{2}\vec{a}_0 + \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{b}_0 \\ \vec{c}_0 &= -\frac{1}{2}\vec{a}_0 - \frac{\sqrt{3}}{2}\vec{b}_0 \end{aligned}$$

$$\vec{F} = i_a \vec{a}_0 + i_b \vec{b}_0 + i_c \vec{c}_0 +$$

$$\begin{aligned} \vec{i}_a &= I_m \cos \omega t \\ \vec{i}_b &= I_m \cos \left( \omega t - \frac{2p}{3} \right) \\ \vec{i}_c &= I_m \cos \left( \omega t - \frac{4p}{3} \right) \end{aligned}$$

Oдавde se vidi da bilo koje od stuja  $i_a, i_b, i_c$  kad zamene mesta vektor  $\vec{F}$  æ menjati smer obrtanja, rad se stavi negativno  $\omega$ , opet se vrti u suprotnom smeru.



Slika 55.

Kontinualnom varijacijom parametara  $\omega_s$  u programu koji izraæunava  $t_{ON}$  transliramo karakteristiku levo desno.

Ako za nominalni moment optereæenja æelimo da menjamo brzinu to moæemo da radimo kontinualno pomerajuæi karakteristiku (umanjenjem ili poveæanjem uæestanosti).

Nominalna brzina je ona pri kojoj indukovana *ems* nominalno pobuðene mašine, rezultuje nominalnim naponom.

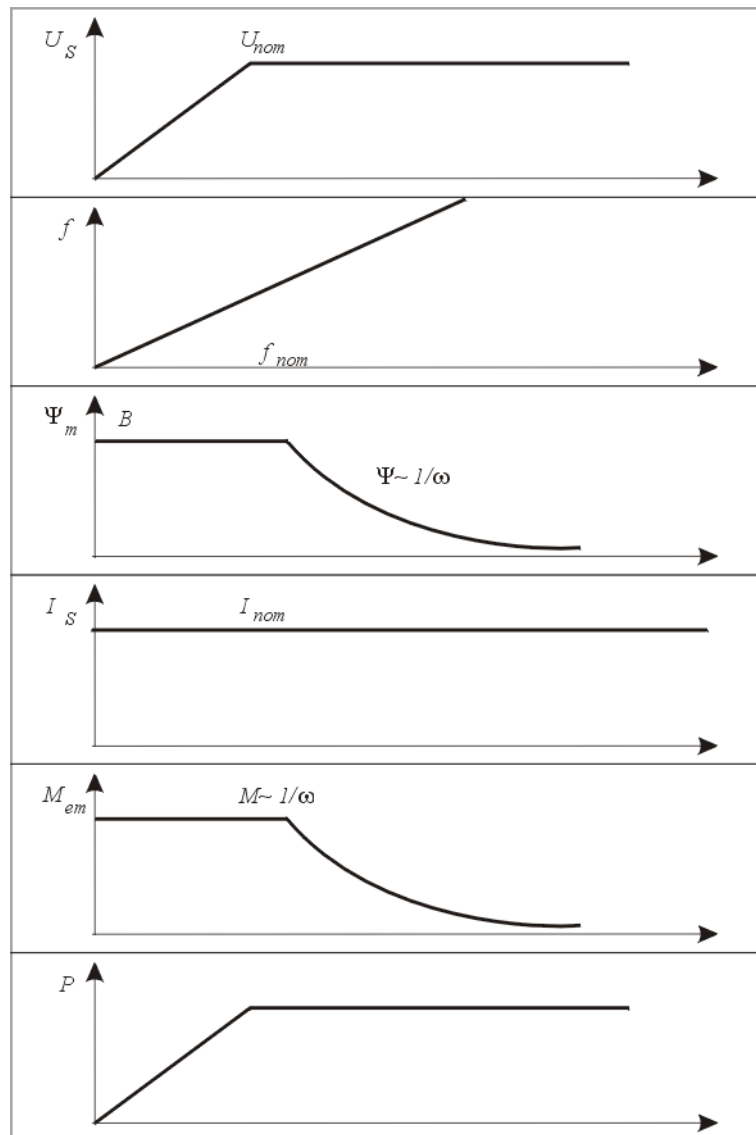
Nominalni napon je najveći napon koji mašina može da izdrži pri stalnom radu. Ako dovedemo veći može doći do trajnog oštećenja izolacije.

Možemo povećati učestanost iznad nominalne, ali ne možemo napon povećati jer je on već dostigao nominalnu vrednost pri nominalnoj brzini. Iznad nominalne brzine odnos  $\frac{U}{f}$  opada. Jedino između  $-W_s^{nom}$  i  $+W_s^{nom}$  možemo održati konstantan fluks.

Iznad nominalne brzine, održavajući  $U_{nom}$  i povećavajući učestanost ulazimo u oblast slabljenja polja.

Kod mašina jednosmerne struje ulaskom u oblast slabljenja polja morali smo da smanjujemo pobudnu struju, kod asinhronih motora to se događa automatski. Pošto smo doveli  $U_{nom} = const$ , a

$$\uparrow \quad \frac{U}{f} \neq const \text{ a } \Psi \downarrow \sim \frac{1}{\omega}.$$



Slika 56.

Pogonski pretvarači se prave da ne mogu davati veći napon od nominalnog (nije moguće povećati  $U$  iznad  $U_{nom}$ ).

U zoni konstantnog fluksa u trajnom radu možemo postići nominalni  $M$ . U zoni konstantnog momenta,  $M_{nom}$  definiše eksploatacionu karakteristiku.

Kad dođemo u slabljenje polja  $J$  opada proporcionalno sa brzinom, a pošto je  $M_{em} \sim \Psi I$ , i pošto  $I$  nemožemo povećavati iznad  $I_{nom}$  sledi da  $M$  na eksploatacionoj karakteristici opada srazmerno uèestanosti napona.

Koja je najveća brzina sa kojom možemo raditi u zoni konstantne snage?

Brzinu mašine jednosmerne struje u oblasti slabljenja polja je ogranièavalo umanjenje magnetnog otpora jarna i polova iz èega sledi za istu magnetnopolobudnu silu induktivnost prouzrokuje veći fluks reakcije, narušavaju se uslovi za održavanje indukcije  $b_R$  u zoni linijske komutacije koja nam je tako bitna da obezbedimo elektriènu komutaciju (linearnu komutaciju).

Kod asinhronih motora problem je sledeći: ako tranzijentna eksploataciona karakteristika padne ispod eksploatacione, taèka gde se one seku je maksimalna brzina.

Tranzijentna eksploataciona karakteristika je skup taèaka u  $M\omega$  dijagramu koje su dostižne u kratkotrajnom radu (definisano prevalnim momentom).

Uvećanjem uèestanosti mi takođe transliramo mehanièku karakteristiku i iznad nominalne brzine æemo imati nekakvu meh.karakteristiku. Međutim, za razliku od rada ispod nominalne brzine, kada se pri translaciji nisu menjali strmina i prevalni moment (jer se nije menjao fluks u vazdušnom zazoru), pri translaciji iznad  $\omega_{nom}$ . Kad  $\Psi \downarrow$  menja se strmina koja zavisi od  $\Psi^2$  i menja se prevalni  $M$  koji takođe zavisi od  $\Psi^2$  ( $\Psi^2$  opada se  $\omega^2$ ).

$$\omega_{KRIT} = \frac{M_{pr}^{nom}}{M_{nom}} \omega_{nom} \quad (108)$$

$M_{pr}^{nom}$  prevalni moment koji imamo za nominalni fluks u vazdušnom zazoru.

Prevalni moment u zoni slabljenja polja opada sa  $\omega^2$ .

$$M_{PR}(\omega) = \left( \frac{\omega_{nom}}{\omega} \right)^2 M_{pr}^{nom} \quad (109)$$

i pri  $\omega_{KRIT}$  tranzijentna eksploataciona karakteristika seèe se sa eksploatacionom karakteristikom.

Motor može raditi i iznad kritiène brzine, ali nemože razvijati nominalnu snagu (razvijamo mali moment), radi ispod karakteristike konstantne snage

$$\omega_{KRIT} [r.j.] = M_{pr}^{nom} [r.j.] = \frac{1}{j X_g [r.j.]} \quad (110)$$

[r.j.] znaèi svedene vrednosti (relativne jedinice)

Preopteretivost po momentu jednaka je preopteretivosti po brzini

Širina oblasti konstantne snage zavisi od parametra  $X_{ge}$  i to što je  $X_{ge}$  manje to  $M_{PR}$  raste kao i  $\omega_{KR}$ .

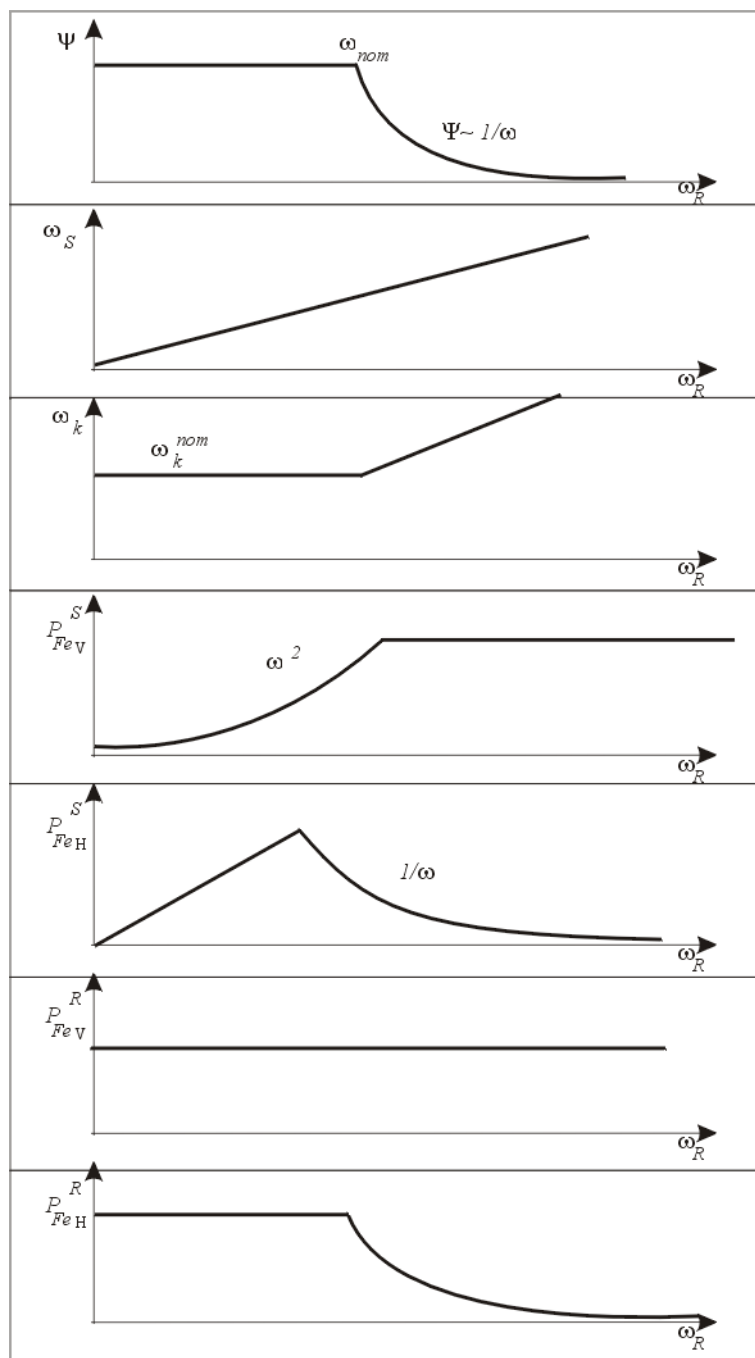
Pretpostavka da asinhroni motor radi u eksploatacionoj karakteristici:  $v$ -vihorne struje,  $h$ -histerezis.

Uèestanost statora (uz pretpostavku da je  $S$  malo), prati brzinu obrtanja (prava linija).

Ako radimo na eksploatacionoj karakteristici tada je  $M$  do nominalne brzine const.

Pošto je  $M_{em} \sim \omega_K \Psi_m^2$  za konstantan i nominalni moment i za konstantno i nominalno  $\Psi$  imamo konstantnu nazivnu  $\omega_K$ . Iznad nominalne brzine potreban nam je  $M_{em}$

$$M_{em} = M_{nom} \cdot \frac{\omega_{nom}}{\omega} \sim \omega_K \Psi_m^2 \left( \frac{\omega_{nom}}{\omega} \right)^2 \quad (111)$$



Slika 57.

Kada je karakteristika  $P$  const sledi

$$M_{em} = M_{nom} \cdot \frac{W_{nom}}{W} \sim W_K(W) \Big|_{W > W_{nom}} \sim \frac{M_{nom}}{(\Psi_m^{nom})^2} \frac{W}{W_{nom}} \quad (112)$$

drugim reëima u zoni slabljenja polja pri const. snazi klizanje raste

$$W_K(W) \Big|_{W > W_{nom}} = W_K^{nom} \cdot \frac{W}{W_{nom}} \quad (113)$$

Šta se događa sa relativnim klizanjem? S je konstantno.

$$S(\omega) = \frac{\omega_K^{nom} \cdot \frac{\omega}{\omega_K^{nom}}}{\omega} \quad (114)$$

apsolutno klizanje se uvećava  $S(\omega) = S_{nom}$

Zbog uvećanja apsolutnog klizanja u praktičnoj primeni treba voditi računa da će zbog klizanja brzine doći do izražaja frekvencijska zavisnost parametara rotora (obično smo ih zanemarivali).

Gubici usled vihornih struja statora zavise  $f^2$  i  $\Psi^2 \approx B^2$ .

Gubici usled histerezisa zavise od  $\omega_s$  i oni linerno rastu.

U zoni slabljenja polja

$\Psi \uparrow, \omega^2 \uparrow P_{FeV}^S \sim \omega^2 \Psi^2$  ostaju konstantni.

$P_{FeH}^R \sim \omega \Psi^2$  lagano opada.

Gubici usled vihornih struja u rotoru mnogo su manji od gubitaka u statoru.

$P_{FeV}^R \sim \omega_K^2 \Psi^2$ ;  $P_{FeH}^R = \text{const}$  jer se ne menja ni uèestanost ni  $\Psi$ .

U zoni slabljenja polja  $P_{FeV}^R = \text{const} \sim \omega^2 \Psi^2$ ;  $P_{FeH}^R, \omega \uparrow \Psi^2 \downarrow$

### Skalarno upravljanje asinhronim motorom

Šta smo do sada naučili o asinhronom motoru: njegovu zamensku šemu, jednačine stacionarnog stanja, eksploatacionu i prirodnu karakteristiku, bilans snage. Takođe znamo da je moguće varirati brzinu asinhronog motora veoma teško ako je on napajan iz mreže (promenom broja pari polova, otpornicima u rotoru itd), a da je najbolje varirati uèestanost. Takođe smo uočili da je za varijaciju uèestanosti napajanja asinhronog motora potreban jedan pretvarač snage (konvertor, invertor) i obično je to trofazni tranzistorski pretvarač. Uočili smo da asinhroni motor radi u zoni konstantnog fluksa, koji je ujedno i maksimalni fluks. Tada motor u trajnom radu može dati nominalni moment, a tranzijentno prevalni moment. U tom režimu rada potrebno je održavati konstantnim odnos  $U/f$  želimo da fluks održimo konstantnim, a to će konstantnim održati strminu karakteristike i prevalni moment. Fluks na grani magnećenja jednak je količniku napona i uèestanost, a mi taj napon (zanemarenjem pada napona na rednoj impedansi) smatramo jednakim naponu napajanja i tako smo došli do odnosa  $U/f = \text{const}$ . U zoni iznad nominalne brzine, napon održavamo na nominalnoj vrednosti, a uèestanost se menja, i tada radimo u zoni konstantne snage. Za ovu zonu, uočili smo da eksploataciona karakteristika opada po zakonu  $1/\omega^2$  (to je u stvari funkcija koja opisuje promenu prevalnog momenta). Takođe smo uočili da se te dve karakteristike seku na brzini koju zovemo kritična, koja je obično 2–4 puta veća od nominalne i koja predstavlja granicu rada sa const. snagom. Iznad ove brzine mašina može da radi, ali ne sa const. snagom. Kod primena asinhronog motora, svrha je da postignemo onu brzinu koju želimo pri svim opterećenjima koja mogu biti razna.

Sada želimo da kažemo nešto o skalarnom upravljanju, a kad god govorimo o upravljanju, moramo da znamo čime to upravljamo i šta od tog upravljanja očekujemo. Upravljamo asinhronim motorom; naše upravljačke varijable su napon statora i uèestanost napajanja. Na osnovu zadatog napona i uèestanosti, u nekom mikrokontroleru izvršavamo širinsku modulaciju (*pulse width modulation*–impulsno širinska modulacija), a ona će određivati nekakva vremena  $t_{ON}$ . Ovako dobijenim impulsima upravljamo trofaznim tranzistorskim pretvaračem koji je povezan sa asinhronim motorom.

$$(U_s, \omega_s) \rightarrow mc \rightarrow \begin{matrix} PWM \\ (I, M) \\ t_{ON} \end{matrix} \rightarrow TTP \rightarrow AM$$

Znaèi, naš objekat (ono èime upravljamo) je asinhroni motor, a izvš ni organ kojim motor nagonimo da se ponš a onako kako želimo je trofazni tranzistorski pretvaraè. Kompletna linija koja opisuje upravljaèki objekat je sledeaa: na osnovu odreèenog napona i uèestanosti, nekavim relacijama (koje smo nagovestili izrazom  $t_{ON} = \dots$ ) u okviru nekog mikrokontrolera generišemo impulse odreèeneš irine, kojima doèaravamo promenu srednje vrednosti napona. Impulse dovodimo na trofazni tranzistorski pretvaraè, i napajamo asinhroni motor trofaznim sistemom napona varijabilne uèestanosti i amplitude.

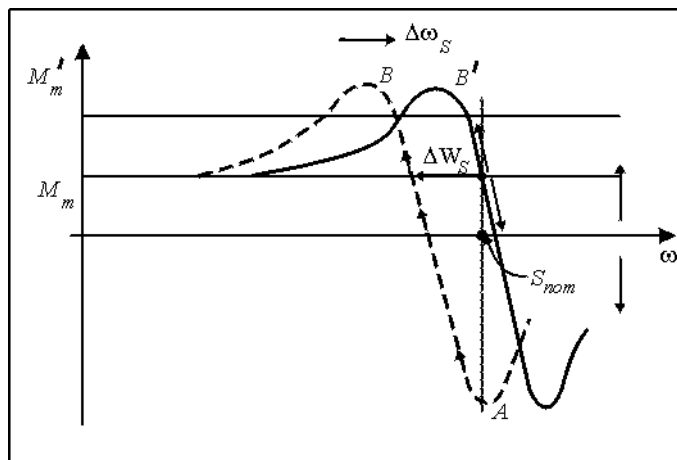
Naš cilj je da :

1.–Brzina kojom se motor obræ odgovara željenoj brzini:  $\omega_R = \omega_R^*$  gde je  $\omega_R^*$  zadata brzina.

2.–Minimiziramo gubitke u motoru (da bismo smanjili potrošnju elektriène energije, ali to nije najveći problem. Najveći problem je to š to uvećani gubici zagrevaju motor, š to dovodi do unš tenja izolacije i poveæanja rizika otkaza. Osim toga toplotna predstavlja i vrstu ekološkog zagaðenja).

Kako æmo zadovoljiti prvi zahtev?

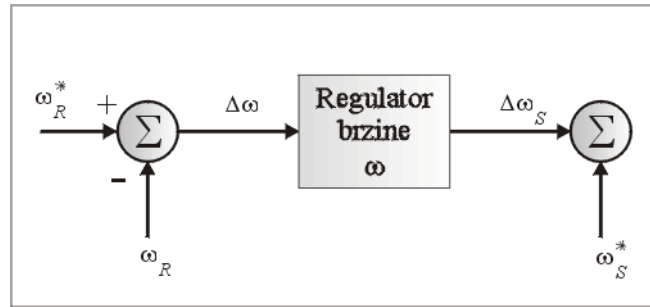
Mi kontrolišemo samo sinhronu uèestanost. Za jednu odreèenu sinhronu brzinu, sama brzina kojom æ se motor okretati zavisi od momenta optereæenja. Varijacijom momenta optereæenja menja se brzina kojom se motor obræ. Ako sinhronu brzinu dršimo konstantnom tada æ odstupanje brzine obrtanja motora od željene da bude definisano nominalnim ili nazivnim klizanjem.



Slika 58.

Karakteristika asinhronih motora je strma. Klizanje koje imamo za nominalni momenat se naziva nominalno klizanje.  $S_{nom}$  je relativna vrednost klizanja: apsolutna vrednost klizanja je  $S_{nom} \cdot \omega_s$ , i to æ otprilike biti greška (odstupanje brzine od nominalne). Ako je dovoljno brzinu održavati u opsegu  $\pm S_{nom} \cdot \omega_s$ , tj. ako je to dovoljna taènost, onda ne moramo preduzimati naknadne mere. Ako je potrebno preciznije zadavati (tj. ako nismo zadovoljni š to æ brzina varirati u zoni oko sinhrona za iznos klizanja), moramo preduzimati naroèite mere—moramo da imamo nekakav regulator brzine.

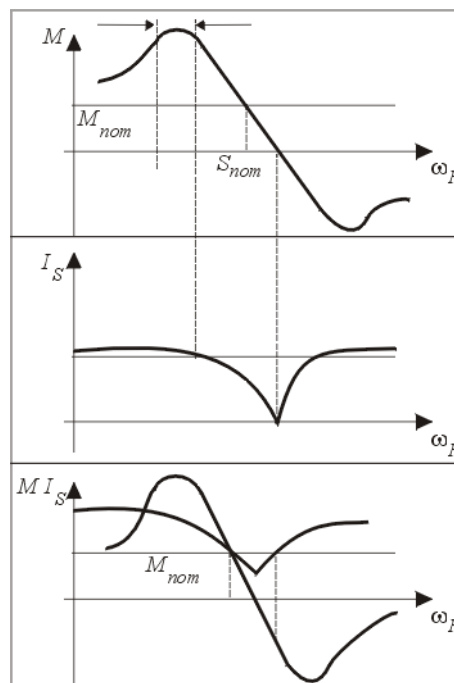
Regulator brzine æ na osnovu detektovane greške u brzini dati korekciju sinhronu uèestaosti.



Slika 59.

Znaèi, po pitanju zadovoljavanja prvog zahteva možemo zakljuèiti sledeæe: ako konstantnom držiimo uèestanost napajanja, brzina æ sa optereæenjem varirati za iznos nominalnog klizanja. U nekim sluèajevima, to je sasvim zadovoljavajuæe. Postoje i aplikacije u kojima takav naèin podêš avanja brzine nije zadovoljavajuæi i kada moramo na osnovu detektovanog odstupanja brzine da pomoæu regulatora brzine odredimo korekciju uèestanosti napajanja. Pri tom se moment poveæava, a brzina se smanjuje. Daæemo korekciju uèestanosti napajanja – poveæaæemo je i imaæemo novu karakteristiku (nacrtanu punom linijom)

Recimo da je moment bio negativan i da smo na prethodnoj karakteristici radili u radnoj taèki A. Odjednom se moment promeni i postane pozitivan; ako ne menjamo sinhronu uèestanost još uvek smo na istoj karakteristici i dolazimo u radnu taèku B. Znaèi, brzina je opala za  $\Delta\omega_S$ . Radili smo na prvoj karakteristici, za neê to nižu statorsku uèestanost u radnoj taèki A (negativan momenat). Ukoliko se odjednom moment poveæa i postane pozitivan, ako hoæemo da odižiimo brzinu moramo da promenimo uèestanost. Zaê to? Opala je brzina i moramo poveæati uèestanost napajanja. Uveæanjem uèestanosti napajanja možemo tako podesiti mehanièku karakteristiku da za isti moment imamo radnu taèku B' koja daje istu brzinu obrtanja rotora na željenoj vrednosti.



Slika 60.

Šta se deêava kada se redni motor napaja naizmeniènom strujom? Treba poæi od izraza za moment – on je srazmeran kvadratu struje. Poê to je struja naizmenièna treba integraliti po periodi da bi se dobio srednji moment itd.

Da bi smo znali koliko je odstupanje brzine obrtanja rotora od željene, moramo znati koliko je  $\omega_R$  (nije pomoću tahometra jer je skup).

Posmatrajmo grafik  $M(\omega)$ –mehaničku karakteristiku:

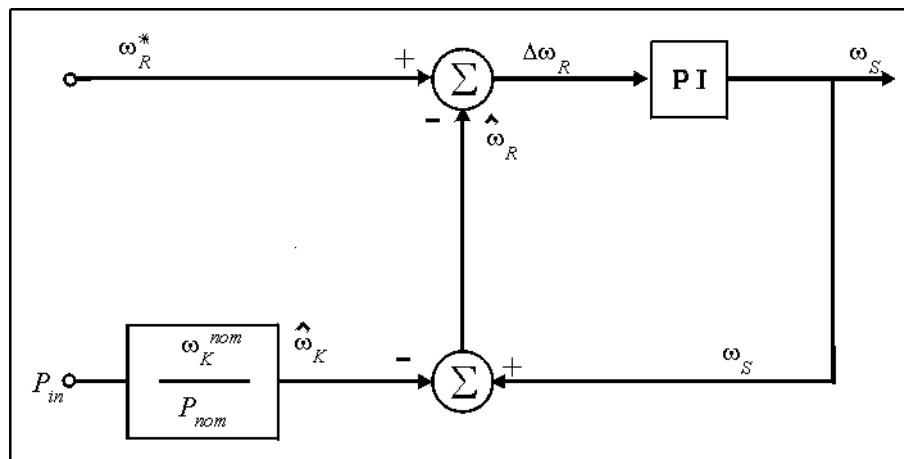
Dobra je ideja da merenjem efektivne vrednosti struje statora procenimo kolika je ugaona brzina obrtanja rotora. Međutim, problem je taj što istu vrednost struje imamo i za motorni i za generatorski režim rada ako su momenti iste amplitude, a različitog znaka. Znači, posmatranjem samo statorske struje ne možemo znati u kojoj se od dve označene tačke nalazimo. Zato ipak nećemo da radimo tako.

Da bi odredili ugaonu brzinu obrtanja rotora, moramo da znamo sinhronu brzinu i uèestanost klizanja. Kada bi nam bila poznata uèestanost klizanja, mogli bi da odredimo  $\omega_R$  zato što nam je poznata i sinhrona brzina (nju zadajemo preko uèestanosti statorskog napona), uèestanost klizanja možemo proceniti tako što ćemo elektromagnetni moment podeliti sa nazivnom vrednošću momenta i pomnožiti sa nazivnom vrednošću klizanja:

$$\omega_R = \frac{\omega_s}{|p|} - \omega_K \quad (115)$$

$$\hat{\omega}_K = \frac{M_{em}}{M_{nom}} \cdot \omega_{K nom} \approx \frac{P_{in}}{P_{nom}} \cdot \omega_{K nom} \quad (116)$$

Pretpostavljamo da se nalazimo u zoni u kojoj je mehanička karakteristika motora linearna (a moramo se nalaziti u toj zoni jer je to jedina zona u kojoj je struja  $I_s$  u prihvatljivim granicama). Mi znamo da ona nije baš linearna, međutim, približno možemo smatrati da je klizanje u ovoj zoni proporcionalno momentu opterećenja. Tako možemo smatrati da je odnos nominalnog momenta i nominalnog klizanja poznat (to je strmina karakteristike). Možemo proceniti klizanje na ovaj način. Naravno, mi ne znamo moment. Ne možemo meriti moment, ali možemo meriti snagu (to je jednostavno merenjem struje i napona). Ako i brojilac i imenilac pomnožimo sa sinhronom brzinom  $\omega_s$ , dobijemo da je  $M_{em} \cdot \omega_s$  približno ulazna snaga  $P_{in}$  (približno zbog faktora korisnog dejstva), a  $M_{nom} \cdot \omega_s$  je  $P_{nom}$ . Kako će onda izgledati regulator brzine?



Slika 61.

Na slici je:  $\omega_R^*$  –brzina kojom želimo da se rotor obræ (referentna vrednost),  $\hat{\omega}_R$  – procenjena brzina rotora koja se dobija kada od  $\omega_s$  oduzmemo procenjenju brzinu klizanja  $\hat{\omega}_K$ .

Klizanje se određuje na osnovu ulazne snage i nju je potrebno meriti, pomnožiti je sa odnosom  $\frac{W_K^{nom}}{P_{nom}}$ .

Detektovana greška u brzini propustila se kroz nekakav PI regulator koji će dati sinhronu brzinu, a ona ulazi u algoritam za širinsku modulaciju (taj algoritam čine formule za  $t_{ON}$ ). Regulator ne mora da bude PI, može da bude i bilo koji drugi.

Pri ovome smo zanemrali dve bitne stvari:

1.–Oslonili smo se na to da nam je poznata strmina karakteristike (klizanje smo procenili kao odnos  $\frac{P_m - W_K^{nom}}{P_{nom}}$ ), a ona zavisi od kvadrata fluksa. Znači da bi na ovakav način mogli da podiš avamobrzinu, moramo da imamo regulaciju fluksa. Moramo da pouzdano održavamo fluks na željenoj vrednosti, tj. da ga reguliš emo.

2.–Mehaničku karakteristiku smo dobili iz zamenske š eme za stacionarna stanja. Tu š emu smo izveli tako š to smo pretpostavili da su prelazni procesi u električ nom podsistemu motora (koji je četvrtog reda) okončani. Zato smo izvode u četiri diferencijalne jednačine izjednačili sa nulom. Zato nam zamenska š ema važi samo onda kada posmatramo pojave i procese koji su po svojoj prirodi mnogo sporiji od vremenskih konstanti koje određuju trajanje prelaznih procesa u električ nom podsistemu motora. Ako se za trenutak vratimo na četiri diferencijalne jednačine naponskog balansa u dq koordinatnom sistemu, videćemo da se pojavljuju rotorska i statorska vremenska konstanta:

$$t_R = \frac{L_R}{R_R} \quad t_S = \frac{L_{gS}}{R_S} \quad (117)$$

š to su sve brojevi koji se kreću u opsegu 1 ms...500 ms.

Diferencijalne jednačine koje opisuju prelazne pojave u električ nom podsistemu asinhronog motora možemo linearizovati, dobiti matricu A i njene sopstvene vrednosti će biti neki brojevi. Ti brojevi će odgovarati polovima i nulama koje se na vremenskoj osi preslikavaju u oblast (1–500) ms. Ako posmatramo procese: promenu brzine, promenu fluksa koji se odvijaju sa dinamikom koja se meri sekundama ( $t \gg t_S, t_R$ ), onda možemo zanemariti prelazne procese u električ nom podsistemu asinhronog motora, i smatrati da motorom možemo upravljati oslanjajući se na zamensku š emu za stacionarna stanja i mehaničku karakteristiku. Ovaj princip, dakle, možemo primeniti onda kada željena brzina reagovanja, propusni opsezi, trajanje prelaznih pojava koje ćemo kreirati biva daleko iznad  $t_S, t_R$ . Nama su zapravo zamenska š ema i mehanička karakteristika model, a model nikada ne opisuje realnost već opisuje realnost do one mere koliko je potrebno da bismo je dalje tretirali.

Dakle, promena svih relevantnih veličina: statorskog napona  $U_S$ , statorske učestanosti  $W_S$ , ugaone brzine rotora  $W_R$ , fluksa i momenta, određena je vremenskim konstantama:  $t \gg t_S, t_R$ .

Moramo reći kako zadovoljavamo uslov da je fluks konstantan.

### Regulacija fluksa

Ukoliko važi:

$$W_S [r.j.] \gg R_S [r.j.] \quad (118)$$

[r.j.] su relativne jedinice.

Tada možemo zanemariti pad napona na rednim elementima:

$$\underline{\Psi}_m = \frac{U_S - (R_S + jW_S L_{gS})I_S}{jW_S} \quad (119)$$

gde je  $\underline{I}_s = I_d + j I_q$ .

$$\underline{\Psi}_m = \frac{U_s - I_s}{j\omega_s} \approx \frac{U_s}{j\omega_s} \quad (120)$$

Ako bi želeli da budemo sasvim precizni, èak i pri velikim brzinama bilo bi potrebno da napon napajanja variramo u funkciji statorske struje da bi fluks održali konstantnim.

$$\underline{U}_s = j\omega_s \underline{\Psi}_s^* + R_s I_s \quad (121)$$

$\underline{\Psi}_s^*$  željena vrednost statorskog fluksa.

Kada motor radi na nominalnoj brzini, da li je potrebno odstupati od odnosa  $U/f = \text{const}$ , tj. da li je potrebno varirati statorski napon da bi se fluks održao konstantnim pri varijacijama momenta opterećenja?

Pri varijacijama momenta opterećenja varira statorska struja. Ako hoæemo da fluks bude konstantan, ems prouzrokovana tim fluksom mora biti const.. Poš to je potreban statorski napon jednak zbiru ems i pada napona na statorskom otporu, odgovor je: da, potrebno je varirati statorski napon da bi se fluks održao konstantnim kod varijacije opterećenja pri bilo kojim brzinama (èak i pri onim brzinama gde je  $\omega_s$  znatno veæ od nominalne). U veæini sluæajeva to se zaista moæe zanemariti jer se radi o malim brojevima, pa za sve brzine koje su velike održavanje odnosa  $U/f = \text{const}$  daje željeni fluks. Problem se moæe javiti jedino u sluæaju kada relacija (117) nije zadovoljena.

Šta se dogaða pri veoma malim brzinama?

Pretpostavimo da tvrdoglavo održavamo odnos  $U/f = \text{const}$ , i to konkretno

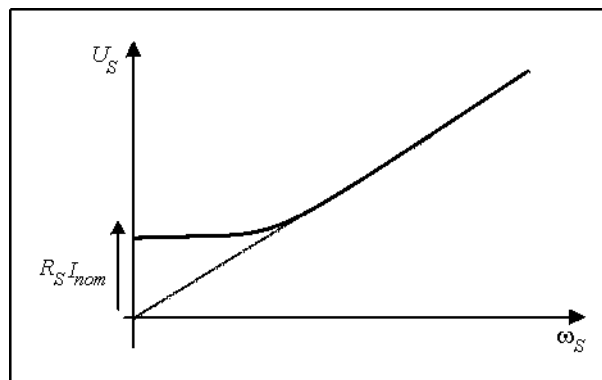
$$\frac{U_s}{\omega_s} = \Psi_s^{nom} \quad (122)$$

Ako je uèestanost jako bliska nuli, napon æe takoðe biti blizak nuli – nema struje, nema ni fluksa. Znaèi, pri malim brzinama moramo odstupiti od zakona  $U/f = \text{const}$ . Ta odstupanja od zakona  $U/f = \text{const}$  pri malim brzinama prouzrokovana su prvenstveno potrebom da statorski napon savlada termogeni pad napona na statorskom otporu.

Pretpostavimo da je struja  $I_s$  u fazi sa ems, dobiaæemo da potrebna vrednost  $U_s$ :

$$U_s = \sqrt{(R_s I_s)^2 + (\omega_s \Psi_s^*)^2} \quad (122)$$

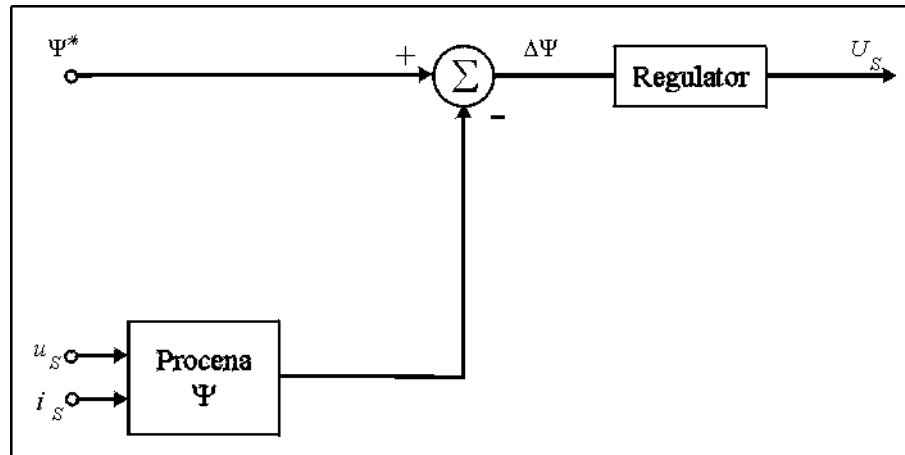
š to se moæe prikazati i grafièki:



Slika 62.

Za male brzine, zbog termogenog pada napona mora se odstupiti od odnosa  $U/f = \text{const}$  za  $\omega_s = 0$ , da bi imali nazivnu struju potreban nam je isključivo napon  $R_s I_{nom}$ , jer je pri nultoj uèestanosti ems jednaka nuli. Oèigledno je potrebno poveæati napon u odnosu na krivu  $U/f = \text{const}$ .

Dijagram na Slici 62. omogućava nam da, ako je struja jednaka nominalnoj, da fluks bude konstantan. Međutim, veæ smo uoèili da fluks zavisi i od momenta optereæenja. Ako uslovi u kojima koristimo motor i upravljaèki zahtevi traže da precizno regulišemo fluks, i u sluèaju kada optereæenje varira, ne možemo ovako prosto (feed forward) zadavati napon, veæ moramo znati koliki je fluks i napraviti regulator fluksa.



Slika 63.

Kriva  $U/f$  uz tzv RI kompenzaciju definisanu gornjom formulom omogućava podëšavanje fluksa na željenu vrednost za poznato nominalno optereæenje. Ako želimo fluks da regulišemo u svim uslovima, onda moramo da imamo procenu fluksa i regulator fluksa koji æe podesiti statorski napon na željenu vrednost.

Informativno (nije potrebno znati):

$$\Psi_{a_s} = \int (U_{a_s} - R_s i_{a_s}) dt, \text{ ovo je a - komponenta fluksa}$$

$$\Psi_{b_s} = \int (U_{b_s} - R_s i_{b_s}) dt, \text{ ovo je b - komponenta fluksa}$$

$$\Psi = \sqrt{\Psi_{a_s}^2 + \Psi_{b_s}^2} \text{ -amplituda statorskog fluksa}$$

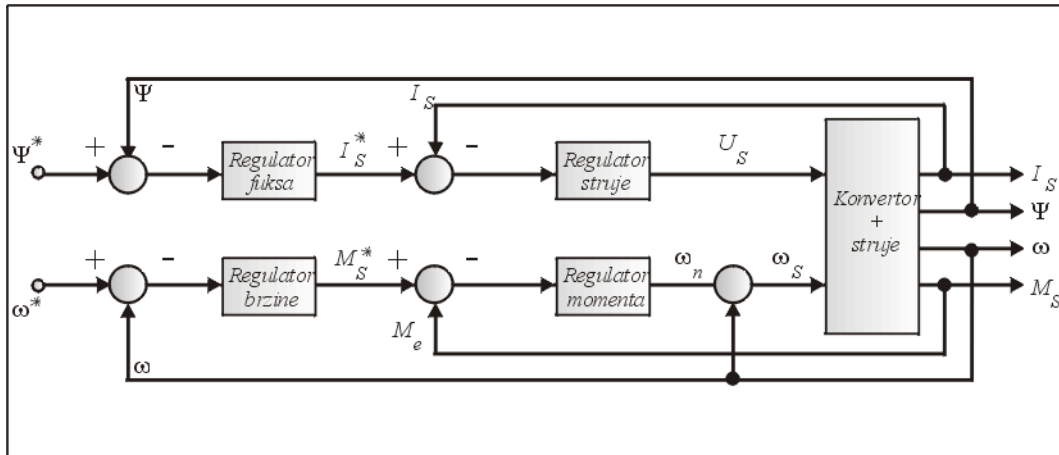
(124)

$$\hat{T}_e = \frac{3P}{4} (\Psi_{a_s} i_{b_s} - \Psi_{b_s} i_{a_s})$$

U osnovi, kod ovog naèina upravljanja radimo sledeæe: variramo napon da bi održali fluks na željenoj vrednosti i variramo uèestanost napajanja da bi transliranjem karakteristika brzinu održali na željenoj vrednosti.

Imamo dve upravljaèke promenljive: amplitudu i uèestanost statorskog napona.

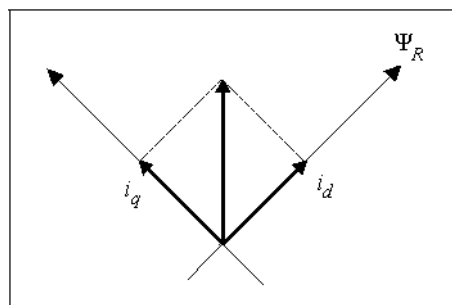
Amplitudu variramo tako da fluks održimo na željenoj vrednosti, a uèestanost tako da brzinu održimo na željenoj vrednosti.



Slika 64.

Setimo se dinamičkog modela u dq koordinatnom sistemu. Tu smo videli da su struje, napon i fluksni obuhvati u stvari vektori. Značajne osobine vektora su: amplituda, brzina kojom se vrti (učestanost) i faza (trenutni položaj). Kod ovakvog načina upravljanja sporog, koji zanemaruje dinamiku, upravljamo samo dvema veličinama napona: amplitudom i učestanošću, a to su skalarne veličine— ne upravljamo vektorom. Zato se ovakav način upravljanja zove skalarno upravljanje (vezano za sporu dinamiku, kod koje se prelazne pojave električnog podsistema mogu zanemariti).

Ukoliko zanemarimo sve redne padove napona, zaključujemo da nije potrebno praviti nekakav regulator fluksa— održavanjem  $U/f = \text{const}$  sve će biti u redu. Pri malim brzinama to neće izgledati tako, već kao po gornjoj formuli, a samo za nominalnu struju možemo tabelarano zadavati napon u odnosu na učestanost blisku  $U/f$ , ali uz RI kompenzaciju i tada će fluks biti na željenoj vrednosti pri nominalnoj struji. Neće ni sa ovim pristupom biti na željenoj vrednosti pri varijaciji momenta opterećenja. Ako želimo da održimo fluks na željenoj vrednosti i pri varijaciji momenta opterećenja, moramo napon određivati na osnovu odstupanja brzine. Tada, jasno,  $U_s$  i  $\omega_s$  neće više biti međusobno zavisne veličine. Od skalarnog upravljanja možemo očekivati upravljanje strujom, brzinom i momentom sa vremenskim konstantama koje se mere sekundama. Ako je potrebno regulisati moment jednog asinhronog motora brže i kvalitetnije (roboti, pozicioniranje), u ciklusima od po nekoliko desetina ms, potrebno je imati brzu regulaciju, jer ne možemo zanemariti dinamiku električnog podsistema. Tada treba primeniti vektorsko upravljanje, koje se od skalarnog razlikuje po tome da se, osim amplitudom i učestanošću, upravlja i fazom struja i napona.



Slika 65.

Vektorsko upravljanje ćemo proučavati. Ono zahteva da znamo gde se nalazi rotorski fluks i da možemo q i d komponente struje da zadajemo proizvoljno, tj. da možemo da upravljamo uglom struje i napona.

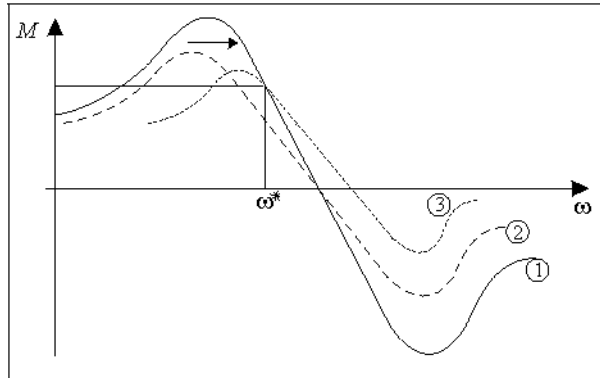
Treba samo da znamo da je vektorsko upravljanje potrebno primeniti tamo gde treba brzo upravljati momentom, brže od vremenskih konstanti koje definišu u električnom podsistemu pogona. Takve aplikacije podrazumevaju upotrebu motora (sinhronog ili asinhronog) kao servo—motora. Kod servo—

motora pojavljaju se senzori na osovini (koji smo tako želeli da izbegnemo kod skalarnog pogona), pretvarač, šifirski modulator i regulator struje koji ima zadatak da vrlo brzo, precizno u odnosu na položaj fluksa zadaje komponente statorske struje. Obično se ovakve servo–primene javljaju kod robota, alatnih mašina itd., gde obično postoji nekakav centralni računari. Ove aplikacije ne mogu zadovoljiti skalarno upravljanje, već je potrebno vektorsko.

O asinhronom motoru treba da kažemo još dve stvari.

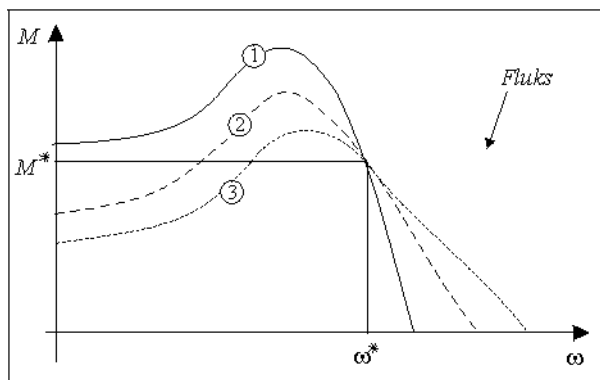
Kako ćemo da minimiziramo gubitke motora (drugi zahtev)?

Želimo da se motor obrće brzinom  $\omega_{nom}$ , pri nekom konstantnom momentu. Da bismo zadovoljili oba zahteva i minimizirali gubitke, moramo imati neki stepen slobode–ovde ga nemamo, jer je zahtevom za momentom i brzinom sve određeno. Možemo li jednu istu radnu tačku zadovoljiti različitim parovima vrednosti  $U_s$  i  $\omega_s$ ?



Slika 66.

Umanjenjem odnosa  $U/f$  umanjavamo fluks, a time i prevalni moment i strminu (jer su prevalni moment i strmina karakteristike proporcionalni kvadrati fluksa). Smanjivanjem odnosa  $U/f$  dobijamo karakteristiku označenu brojem 2 na Slici 66. na kojoj se vidi da će brzina da opadne. Međutim, smanjenjem fluksa možemo povećati uèestanost i translirati karakteristiku tako da ona izgleda kao kriva 3 na slici. Drugim reèima, jednu istu radnu tačku možemo zadovoljiti sa beskonaèno mnogo parova  $U_s$  i  $\omega_s$ –možemo varirati fluks.



Slika 67.

Ovi parovi se razlikuju po amplitudi fluksa. Za određeni teret uvek postoji vrednost fluksa ispod nominalne koja rezultuje minimalnim gubicima.

Da bismo to pokazali, vratimo se na model u dq koordinatnom sistemu u kome je dq koordinatni sistem postavljen kolinearno sa fluksom:

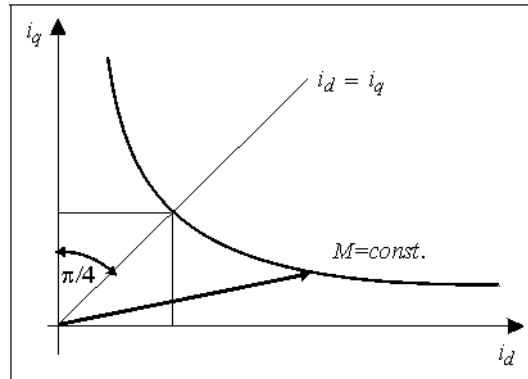
$$\Psi_Q = 0$$

$$M_{em} \approx \Psi_D i_q = M i_d i_q \quad (125)$$

Pretpostavljamo da gubici postoje samo u statorskom namotaju:

$$P_g \approx P_{cu}' = R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (126)$$

Tada gubitke možemo minimizirati tako što ćemo u  $i_q(i_d)$  dijagramu izabrati radnu tačku  $i_d = i_q$



Slika 68. Hiperbola konstantnog momenta.

gubici su srazmerni dužini potega.