

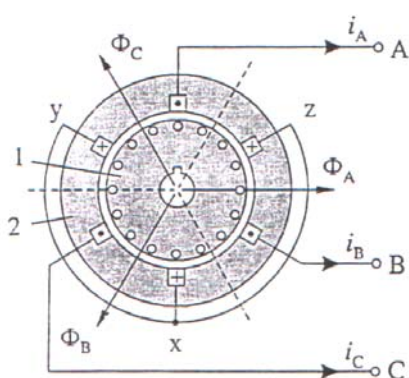
2.3 ASINHRONI MOTORI

Od Teslinog pronalaska pre više od 120 godina, pa sve do danas asinhroni motor je najvažniji pogonski motor u industriji i drugim primenama u pogonima konstantne brzine. Osnovni uzroci tome su njihova sigurnost u pogonu, jednostavnost konstrukcije kao i pristupačna cena. Međutim, sa razvojem energetske elektronike poslednjih decenija, pre svega invertora sa poluprovodničkim prekidačima, tiristorima i snažnim tranzistorima, ovaj motor jednostavne konstrukcije počinje da osvaja i polja gde su suvereno dominirali motori za jednosmernu struju – pogone sa promenljivom brzinom. Šta više, uvođenjem mikrokompjutera poslednjih godina u regulacioni deo pogona, kojim se omogućava da se uz nevelike dodatne troškove postigne izvođenje i veoma složenih algoritama upravljanja, pogoni sa asinhronim motorima, kao uostalom i sinhronim motorima raznih vrsta, postaju konkurentni pogonima za jednosmernu struju čak i u pogledu dinamičkog odziva.

2.3.1 PRINCIP RADA ASINHRONOG MOTORA

Pre nego što objasnimo princip rada asinhronog motora razmotrimo proces dobijanja obrtnog magnetnog polja u asinhronim motorima sa trofaznim namotom statora spojednim u zvezdu (*Sl. 3.1*). Sa slike vidimo da je svaki namot predstavljen u obliku jednog provodnika a jedan u odnosu na drugi su prostorno pomereni za $2\pi/3$. Iz izvora napajanja namotima statora se dovodi trofazni sistem napona pod čijim dejstvom kroz namote protiče trofazni sistem struja koje su međusobno vremenski pomerene za $T/3$, odnosno:

$$\begin{aligned} I_A &= I_m \sin \omega t \\ I_B &= I_m \sin \omega t \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ I_C &= I_m \sin \omega t \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.1)$$



Sl. 3.1. Šema magnetnog kola asinhronog motora: 1-rotor; 2-stator

Svaka od ovih struja će stvarati svoje magnetno polje odnosno magnetni fluks koji se naziva pulzirajućim. Na *Sl.3.1* je prikazan pozitivan smer struja u linijskim provodnicima i namotima statora kao i smer faznih magnetnih flukseva saglasno pozitivnom smeru faznih struja. Fazni magnetni fluks je uvek usmeren po osnim linijama statora bez obzira da li je pozitivan ili negativan i uvek prati promenu struje usled koje nastaje. Pri sinusoidalnoj promeni fazne struje u namotima, magnetni fluks faze se takođe menja po sinusnom zakonu u vremenu.

Ako pretpostavimo da struje i_A , i_B i i_C imaju isti fazni stav, odnosno da su u svakom trenutku vremena jednake po vrednosti i smeru, to će i magnetni fluksevi uslovljeni tim

strujama takođe u svakom trenutku vremena biti jednaki po vrednosti a po smeru pomereni za ugao od 120°. Ukupan fluks u takvom magnetnom kolu je jedan nuli. Kako u praksi kroz namote protiče trofazni sistem struja (Sl.3.2) očigledno je da ukupni magnetni fluks nije jednak nuli. Za određivanje vrednosti ukupnog magnetnog fluksa neophodno je raspolagati vremenskim zavisnostima promene faznih struja (Sl.3.2) odnosno faznih flukseva. Vidi se da u trenutku $t_0 = 0$ struje i_{A0} , i_{B0} i i_{C0} imaju sledeće vrednosti

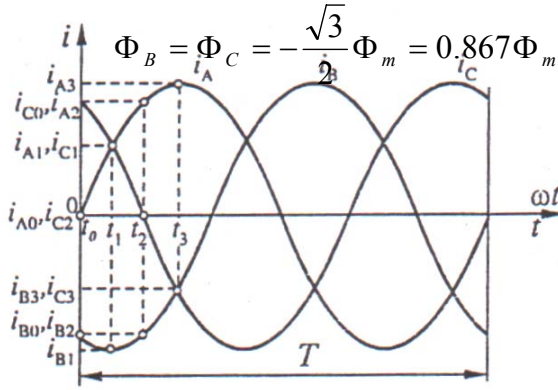
$$i_{A0} = 0 \quad (3.2)$$

$$i_{B0} = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m \quad (3.3)$$

$$i_{C0} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m \quad (3.4)$$

Saglasno sa ovim magnetni fluks faze A je nula a magnetni fluksevi faza B i C su jednaki po amplitudi i iznose:

$$\Phi_B = \Phi_C = -\frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_m = 0.867 \Phi_m \quad (3.5)$$



Sl. 3.2 Vremenska promena struje u faznim namotajima

Gde je Φ_m maksimalna vrednost fluksa po fazi. Kako je struja i_{B0} negativna to je i magnetni fluks Φ_B suprotan uslovno pozitivnom smeru prikazanom na Sl.3.1. Struja i_{C0} je pozitivna pa se i fluks Φ_C poklapa sa uslovno pozitivnim smerom prikazanim na istoj slici. Novonastalo stanje sa označenim smerovima struja i flukseva je prikazano na Sl.3.3a, a vrednost i smer rezultatnog magnetnog fluksa koji je nastao sabiranjem pulzirajućih flukseva pojedinih faza je prikazan na Sl. 3.3b.

Smer struje u provodnicima B i Z je isti i oni učestvuju u stvaranju jednog fluksa čiji je smer određen pravilom desnog zavrtnja. Ovaj fluks se zatvara kroz stator i rotor obuhvatajući provodnike B i Z (Sl.3.3a). To se odnosi i na struje koje protiču provodnicima C i Y. Sa Sl. 3.3b se vidi da je u trenutku $t_0 = 0$ ukupni magnetni fluks Φ 1,5 puta veći od maksimalne vrednosti faznog fluksa i usmeren je vertikalno naviše

$$\Phi = 2\Phi_B \cos 30^\circ = 1.5\Phi_B \quad (3.6)$$

U trenutku $t_1 = T/12$ vrednost struja i_{A1} , i_{B1} i i_{C1} u namotajima je:

$$i_{A1} = i_{C1} = 0.5 I_m \quad (3.7)$$

$$i_{B1} = -I_m \quad (3.8)$$

Ovim vrednostima struja odgovaraju vrednosti magnetnih flukseva faza:

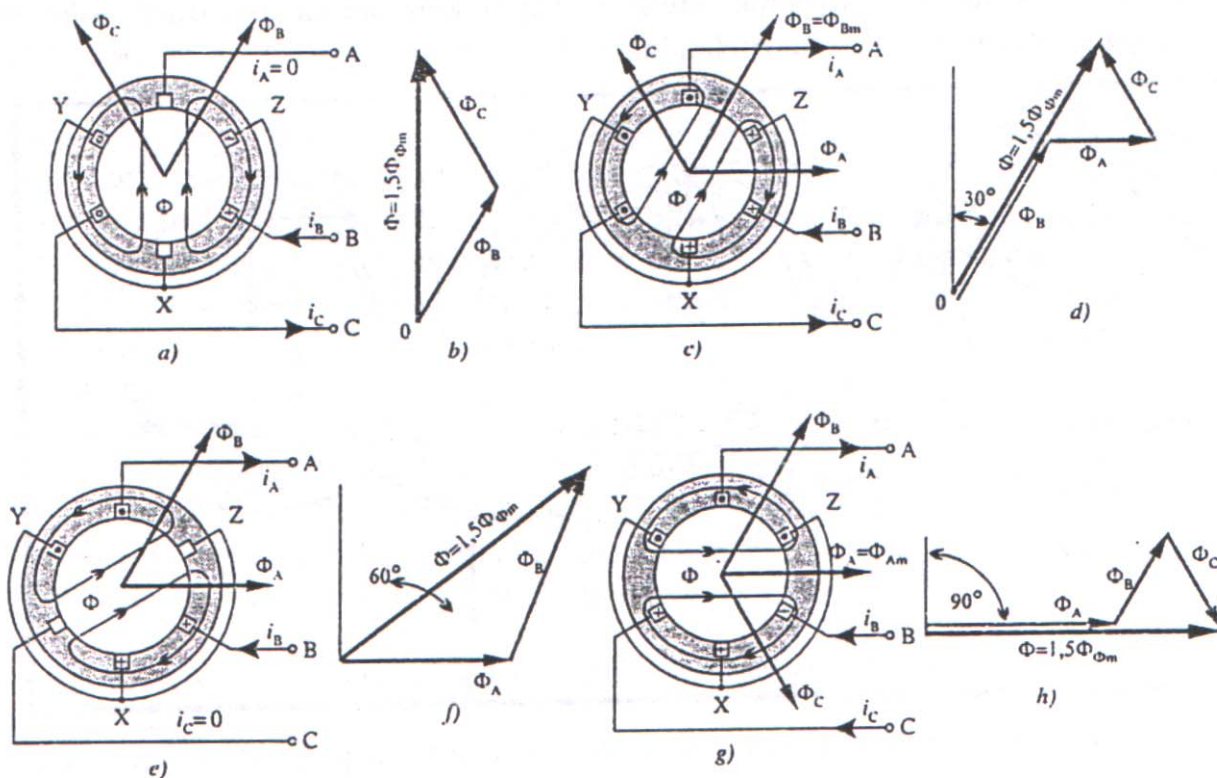
$$\Phi_A = \Phi_C = 0.5\Phi_m \quad (3.9)$$

$$\Phi_B = \Phi_m$$

Na Sl. 3.3c su prikazani smerovi struja u namotima i magnetnih flukseva faza kao i smer magnetnih linija ukupnog fluksa Φ . Sa slike se vidi da će magnetne linije sila ukupnog fluksa Φ , koje obuhvataju provodnike Z, B, X i A, Y, C skrenuti za neki ugao u smeru satne kazaljke. Sabiranjem magnetnih flukseva (Sl.3.3d) vidimo da će ukupni magnetni fluks skrenuti za ugao 30° što predstavlja 1/12 obrtaja, dok njegova vrednost ostaje nepromenjena:

$$\Phi = 1.5\Phi_m \quad (3.11.)$$

Slične situacije, za trenutke $t_2 = T/6$ i $t_3 = T/4$ su prikazane na Sl.3.3 e i f i Sl. 3.3 g i h, respektivno. Obrćući se nekom konstantnom brzinom u prostoru mašine, ukupni magnetni fluks ostaje nepromenjene vrednosti. Za period vremena od $t_0 = 0$ do $t_3 = T/4$ tj. za četvrtinu periode, fluks se okrenuo za 90° (četvrtinu obrta). Proizilazi da će za jednu periodu fluks napraviti jedan obrt.



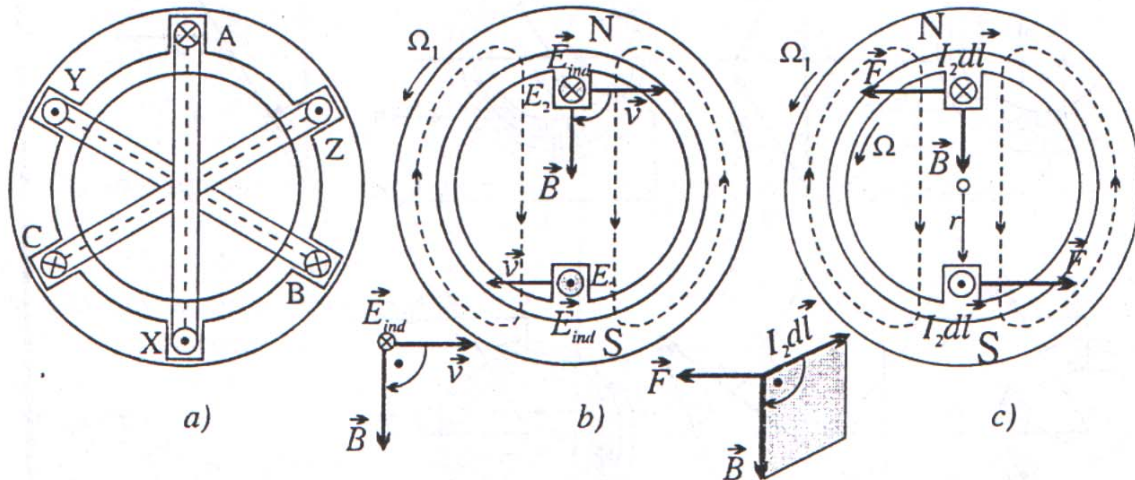
Sl. 3.3 Smerovi struja u namotajima statora i magnetni fluksovi u unutrašnjosti mašine (a,c,e,g) i ukupni magnetni fluks (b, d, f, h); a, b – za $t=0$; c, d – za $t_1=T/12$; e, f – za $t_2=T/6$; g, h – za $t_3=T/4$

Dakle, rezultatni magnetni fluks Φ sastavljen od tri pulzirajuća magnetna fluksa, je obrtni. Za dobijanje takvog magnetnog fluksa neophodno je da, kao prvo fazni namoti statora budu prostorno pomereni za neki ugao, i kao drugo da struje u faznim namotima budu pomerene po fazi za neki ugao. Pri neispunjenju jednog od ovih uslova rezultatni magnetni fluks neće biti obrtni. Analizom situacija prikazanih na Sl.3.3. možemo doći do zaključka da se smer rezultatnog magnetnog fluksa uvek poklapa sa smerom magnetnog fluksa one faze u kojoj je struja maksimalna.

Brzinu Ω_1 kojom se obrće magnetno polje nazivamo **sinhronom brzinom**. Ako sa p označimo broj pari polova, onda obrtno magnetno polje u toku jedne periode pređe $1/p$ obima kruga statora. Kako u jednoj sekundi ima f perioda, to će obrtno magnetno polje u toku jedne sekunde napraviti f/p obrtaja. Kako se brzina obrtanja obično izražava u minuti, to će brzina obrtnog magnetnog polja u minuti iznositi:

$$n_1 = 60 \frac{f}{p} \quad (3.12.)$$

Obzirom da je obrtno magnetno polje promenljivo u prostoru i vremenu to će isto biti praćeno indukovanim električnim poljem koje će usled pojave elektromagnetne indukcije dovesti do indukovanja elektromotorne sile kako u namotu statora (E_1 - elektromotorna sila samoindukcije), tako i u namotu rotora (E_2 - elektromotorna sila međuindukcije). Smer elektromotorne sile E koja se indukuje u namotu rotora objasnićemo primenom dinamičke indukcije (i ako se u datom slučaju radi o statičkoj indukciji). Naime ako provodnik stoji a magnetno polje se kreće ugaonom brzinom Ω_1 (Sl.3.4b) to možemo posmatrati kao relativno kretanje, a to znači da je magnetno polje nepokretno a da se provodnik kreće u suprotnom smeru od smera obrtnog magnetnog polja brzinom v , kao na Sl.3.4b.



Sl. 3.4 Principijelna šema rada asinhronog motora

Ako se provodnik kreće brzinom v u stalnom magnetnom polju B , to ćemo smer indukovane elektromotorne sile koja će se po zakonu dinamičke elektromagnetne indukcije indukovati u datom provodniku odrediti uz pomoć izraza

$$E_2 = \int \vec{E}_{ind} \cdot d\vec{l} = \int (\vec{v} \times \vec{B}) \cdot d\vec{l} \quad (3.13.)$$

Imajući u vidu pravila vektorskog proizvoda vektora v i B to će pravac indukovane elektromotorne sile biti u pravcu ravni koja je normalna na ravan vektora v i B a smer određujemo primenom pravila desne zavojnice i to tako da se vektor v najkraćim putem poklopi sa vektorom B . Smer kretanja desne zavojnice predstavlja i smer indukovane elektromotorne sile E_2 u namotu rotora. Imajući u vidu da su namoti rotora zatvoreni to će elektromotorna sila E_2 kroz date namote u istom smeru proterati struju I_2 , čija je aktivna komponenta istog smera kao i E_2 . Kako kroz provodnike rotora protiče struja I_2 to će na iste magnetno polje statora delovati elektromagnetnom silom.

$$\vec{F} = \int I_2 d\vec{l} \times \vec{B} \quad (3.14.)$$

Iz izraza za elektromagnetnu silu vidimo da je pravac sile normalan na ravan u kojoj se nalaze vektori $d\vec{l}$ i $\vec{B}$ a smer sile određujemo pravilom desne zavojnice, okrećući zavojnicu u smeru koji se najkraćim putem vektor $d\vec{l}$ poklopi sa vektorom $\vec{B}$. Smer napredovanja desne zavojnice određuje smer sile F (Sl.3.4c). **Na osnovu smera elektromagnetne sile F vidimo da ona pokreće rotor u smeru obrtanja obrtnog magnetnog polja.** Ovo se dešava sa svim provodnicima po obimu rotora, a zbir svih proizvoda sile i poluprečnika rotora daje obrtni elektromagnetni moment motora M_m .

Na osnovu gore izloženog zaključujemo, da kad asinhroni motor priključimo na trofaznu mrežu, rotor datog motora se obrće u smeru obrtnog magnetnog polja. Pri tome se rotor motora obrće brzinom manjom od sinhronne brzine obrtnog magnetnog polja, što je i razumljivo jer kada bi se i rotor obrtao sinhronom brzinom ne bi bilo relativnog kretanja između rotora i obrtnog magnetnog polja odnosno vektor brzine bio bi jednak nuli te na osnovu izraza (3.13.) zaključujemo da bi indukovana električna sila E_2 takođe bila jednaka nuli, a time ne bi bilo ni struje u namotima rotora. Kao posledica toga ne bi postojao ni obrtni elektromagnetni moment motora. Usled toga rotor bi počeo zaostajati, odnosno obrtati se nižom brzinom što bi dovelo do pojave relativnog kretanja rotora u odnosu na obrtno magnetno polje čime bi ponovo bili stvoreni uslovi za indukovanje elektromotorne sile E_2 a time i proticanja struje I_2 kroz namote rotora te konačno i pojave obrtnog momenta motora. Time dolazimo do drugog bitnog zaključka a to je da **rotor motora nikada ne može dostići brzinu obrtnog magnetnog polja statora.**

Kada motor radi neopterećen odnosno u praznom hodu, obrtni moment motora savladava samo moment usled trenja i ventilacije, koji je relativno mali te se rotor motora vrti brzinom bliskoj sinhronoj brzini obrtnog magnetnog polja. Ako sa n označimo brzinu obrtanja rotora, tada odnos razlike brzina obrtnog magnetnog polja i brzine rotora prema sinhronoj brzini nazivamo **relativno klizanje**:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (3.15.)$$

Vrednost klizanja većih motora kreće se u granicama od 0,01 do 0,03 a kod manjih motora od 0,03 do 0,08. Dati motori su dobili naziv asinhroni upravo zbog toga što mu se rotor ne obrće istom brzinom kao i obrtno magnetno polje.

Ako sa f_1 označimo učestanost električnih veličina statora, postavlja se pitanje kolika je učestanost f_2 indukovane elektromotorne sile E_2 . Da bi smo je odredili neophodno je najpre odrediti relativnu brzinu obrtnog polja statora u odnosu na rotor, a ona iznosi:

$$n_2 = n_1 - n \quad (3.16.)$$

Brzina n_2 fizički predstavlja brzinu presecanja provodnika rotora od strane obrtnog magnetnog polja statora. Time će učestanost f_2 indukovane elektromotorne sile E_2 iznositi:

$$f_2 = \frac{pn_2}{60} = \frac{p(n_1 - n)}{60} \cdot \frac{n_1}{n_1} = \frac{pn_1}{60} \cdot \frac{n_1 - n}{n_1} = s \cdot f_1 \quad (3.17.)$$

Vidimo da učestanost f_2 električnih i magnetnih veličina koje se javljaju na rotoru, dobijemo kad učestanost statora f_1 pomnožimo sa klizanjem s . Imajući u vidu vrednosti klizanja s , jasno je da je red veličine učestanosti rotora f_2 vrlo mali i iznosi svega nekoliko herca u normalnom režimu rada motora. Obzirom da gubici snage u gvožđu rotora zavise od kvadrata učestanosti f_2 očigledno je da će oni biti vrlo mali te da se kao takvi mogu zanemariti. U trenutku polaska motora brzina rotora jednaka je nuli tako da je klizanje motora ($s=1$), zbog čega će učestanost električnih i magnetnih veličina rotora biti jednaka učestanosti statora f_1 . Fizički posmatrano, u datom trenutku obrtno magnetno polje statora istom brzinom preseca i provodnike statora i provodnike rotora.

Ako se na rotoru nalazi isti broj namota kao i na statoru, što je redovan slučaj, to će obrtno magnetno polje statora u namotima rotora indukovati višefazne naizmenične struje, koje će takođe stvarati svoje obrtno magnetno polje. Obrtno magnetno polje rotora će se u odnosu na provodnike rotora obrtati brzinom:

$$n_2' = \frac{60 f_2}{p} = \frac{60 f_1 s}{p} = s \cdot n_1 \quad (3.18.)$$

Kako se rotor u odnosu na provodnike statora obrće brzinom n to će se obrtno magnetno polje rotora u odnosu na nepokretne provodnike statora obrtati brzinom:

$$n_2' + n = s \cdot n_1 + (1 - s)n_1 = n_1 \quad (3.19.)$$

Odnosno ***obrotno magnetno polje rotora obrće se u istom smeru i istom brzinom kao i obrtno polje statora.*** Data tvrdnja odnosi se samo na osnovne harmonike polja, jer njih jedino i analiziramo.

2.3.2. STATIČKE KARAKTERISTIKE

Statička karakteristika prikazuje analitički ili na grafički način zavisnost električnog momenta motora od brzine ili klizanja. To je osnovna karakteristika motora potrebna za analizu rada pogona sa asinhronim motorima.

Analitički izrazi za momenat u funkciji brzine rotora ili klizanja neposredno se izvode iz ekvivalentne šeme i energetskog bilansa, ali su u opštem slučaju dosta složeni. Međutim u određenim slučajevima mogu se uvesti izvesna uprošćenja koja dovode do jednostavnijih izraza koji se neposredno mogu analizirati pa i pamtiti.

Najpoznatiji i najrasprostranjeniji izraz za električni momenat motora (m_e), koji ima veliki značaj u praktičnim proračunima, je poznata *Klosova formula*, koja glasi:

$$m_e(s) = m_p \frac{2}{\frac{s}{s_p} + \frac{s_p}{s}} \quad (5.1)$$

Vrednosti m_p i s_p zovu se *prevalni momenat* i *prevalno klizanje*.

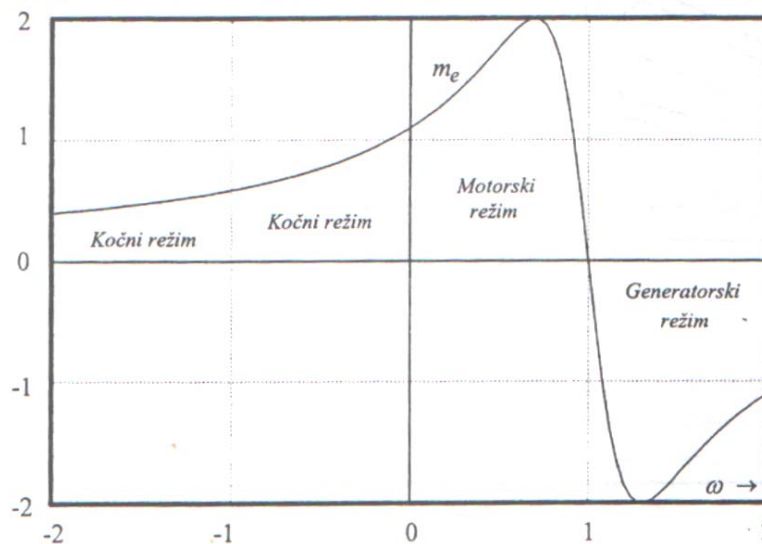
Na sl. 5.1 grafički je prikazana zavisnost momenta od brzine prema Klosovoj formuli (5.1), koje su poznate pod nazivom spoljna karakteristika asihrone mašine, s tim što je na apscisi naneta relativna brzina

rotora umesto relativnog klizanja. Prema prethodnom izlaganju, ova karakteristika važi pod sledećim uslovima:

- Da je ustaljeno stanje,
- Napon i učestanost napajanja konstantni,
- Statorska otpornost se može zanemariti,
- Struja magnećenja se može zanemariti
- Parametri mašine (R_r , L_s i L_r) ne zavise od brzine.

Karakteristika ima tri dela. U najznačajnijem, prvom kvadrantu, u opsegu $\omega = 0 \dots \omega_s$ (od mirovanja do brzine koja odgovara nominalnoj sinhronoj brzini) snaga je pozitivna, tj. mašina radi u motorskom režimu. Klizanja se tada kreću u opsegu $s = 1 \dots 0$. Glavni radni deo karakteristike nalazi se neposredno ispod sinhronne brzine ($\omega \leq 1$) do klizanja od nekoliko procenata, kada momenat dostiže samo jedan deo od maksimalnog, prevalnog momenta, zavisno od usvojene preopteretljivosti. Na ovom strmom delu karakteristike brzina dakle malo zavisi od opterećenja i bliska je sinhronoj brzini. Dalje povećavanje opterećenja može dovesti ne samo do velikih klizanja i odstupanja od sinhronne brzine, već i do prevelikih struja koje nisu dozvoljene u trajnom radu, pa i do opasnosti da se dospe u blizinu prevalnog momenta kada i stabilnost rada postaje ugrožena.

Iznad sinhronne brzine ($\omega > \omega_s$) klizanja su negativna ($s < 0$), momenti takođe, pa je i snaga negativna; mašina radi u generatorskom, kočjećem režimu i energiju koju daje mehanička strana predaje izvoru napajanja. Karakteristika ima sličan, samo obrnut oblik: sadrži skoro linearan strmi deo gde brzina malo zavisi od momenta i koji predstavlja njen radni deo, a javlja se i prevalni momenat. U praksi je za ovaj režim potrebno da budu ostvarena dva spoljna uslova: mehanička strana mora biti u stanju da ide brže od sinhronne brzine i, drugo, između asinhronne mašine i izvora napajanja ne sme biti elemenata koji nisu u stanju da provode energiju u suprotnom smeru (npr. nereversibilni energetske pretvarači).



Sl. 5.1 Karakteristika momenat-brzina prema Klosovoj formuli

Kod negativnih brzina ($\omega < 0$, $s > 1$) snaga je negativna, pa je mašina takođe u kočnom režimu, ovog puta u čitavom tom brzinskom opsegu. Obično se u praksi ovaj režim ostvaruje invertovanjem smera obrtnog polja ukrštenim prevezivanjem dveju faza.

Praktična vrednost ove mehaničke karakteristike, kao i izraza iz kojih je izvedena, dolazi u pitanje uglavnom u sledećim slučajevima:

- Kod napajanja promenljivom učestanošću, ako su učestanosti niske u odnosu na nominalnu (uglavnom ispod polovine) uticaj statorske otpornosti R_s postaje toliko značajan da se mora uzeti u obzir
- Kod sasvim malih motora (ispod 1 kW) ovaj uticaj može biti značajan i pri učestanostima bliskim nominalnoj,
- Kod motora sa kratkospojednim rotorom sa dubokim žlebovima ili dvostrukim kavezom rotorska otpornost R_r je jako zavisna, zbog strujnog potiskivanja, od učestanosti u rotoru, što se pre svega odražava u izrazitom povećanju polaznog momenta (u normalnom radu, kod malih klizanja, ovaj uticaj je mali)

2.3.4. DINAMIČKE KARAKTERISTIKE

Asinhroni motor je najsloženiji element sa gledišta proučavanja prelaznih pojava u pogonima za naizmjeničnu struju. Prelazne pojave u savremenim inverterima toliko su brze da se njihova dinamika najčešće može zanemariti u odnosu na dinamiku asinhronog motora.

Do matematičkog modela asinhronog motora dolazi se tako što se primenom elementarnih fizičkih zakona (Omov zakon, Faradejev zakon, Kirhofovi zakoni, zakon o održanju energije, Njutnova jednačina kretanja i dr.) ispiše, uz određene uprošćavajuće pretpostavke (idealizacije), niz diferencijalnih i algebarskih jednačina koje opisuju ponašanje motora.

Matematički model asinhronog motora u kompleksnoj formi (tzv. E-model) glasi:

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_s \psi_s \quad (a)$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_s - \omega)\psi_r \quad (b)$$

$$\psi_s = L_s i_s + M i_r \quad (c)$$

$$\psi_r = M i_s + L_r i_r \quad (d)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = Pm - m_m \quad (e)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (f)$$

$$m = j \frac{M}{L_r} (\bar{i}_s \psi_r - i_s \bar{\psi}_r) \quad (g)$$

$$= j M (\bar{i}_s i_r - i_s \bar{i}_r) \quad (h)$$

$$= j (\bar{i}_s \psi_s - i_s \bar{\psi}_s) \quad (i)$$

gde su:

R_s – statorska otpornost po fazi,

R_r – rotorska otpornost po fazi, svedena na stator,

L_s – statorska induktivnost po fazi,

L_r – rotorska induktivnost po fazi, svedena na stator,

M – zajednička induktivnost po fazi,

J – moment inercije po paru polova,

P – broj parova polova,

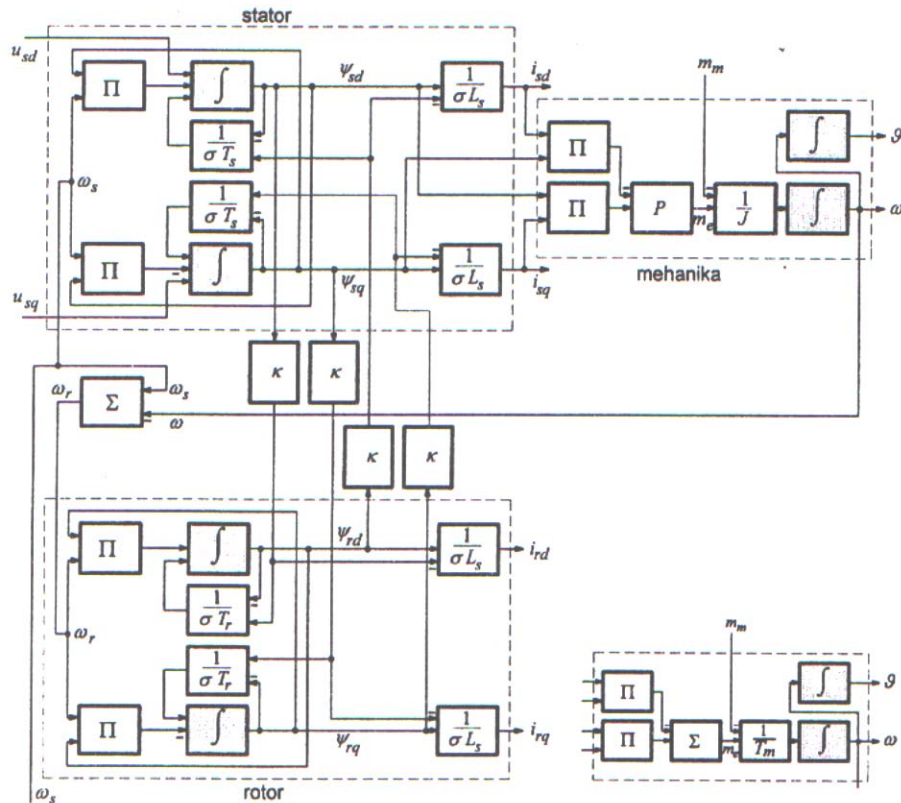
ω – uglovna brzina rotora (svedena na dvopolnu mašinu),

$m = m_e / P$ – električni momenat (moment konverzije) po paru polova,

m_e – mehanički momenat (moment opterećenja),

θ – ugao rotora.

Kada se u kompleksnom matematičkom modelu (E-model) polifazori izraze preko svojih komponenata i izvrši razdvajnje realnih i imaginarnih delova, dobija se, umesto kompleksnog, realni matematički model (B-model) koji sadrži šest diferencijalnih jednačina prvog reda i pet algebarskih jednačina. Ove jednačine su uz to i nelinearne, jer sadrže proizvode dveju promenljivih, kao što je proizvod brzine i fluksa (u naponskim jednačinama), ili struje i fluksa (u jednačinama momenta). Zbog visokog reda sistema i nelinearnosti opšta blok-šema asinhronog motora je vrlo složena i prikazana je na slici 5.2.



Sl. 5.2. Razrađena dinamička blok-šema asinhronog motora

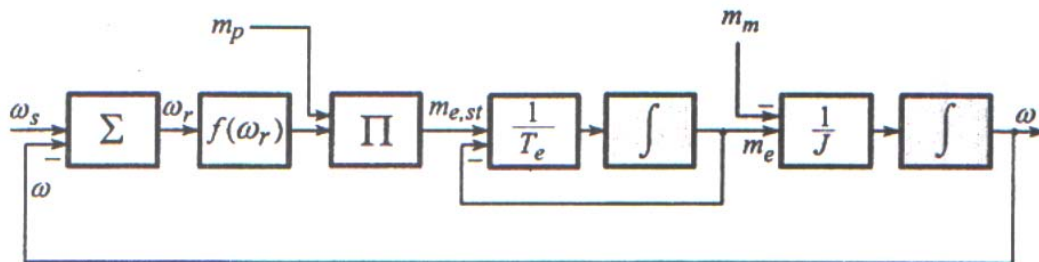
Ovakva razrađena blok-šema asinhronog motora je samo jedna od više mogućih formi jer zavise od izbora koordinatnih osa, izbora promenljivih stanja, definisanja ulaza i izlaza i drugih činilaca. Primena potpunog matematičkog modela moguća je korišćenjem računara za simulacije rada asinhronog motora. Međutim, za analitičko proučavanje i projektovanje regulisanih pogona sa asinhronim motorom, primenom poznatih i dobro razrađenih jednostavnih i brzih metoda, ovakav matematički model je neprikladan, te se pristupa redukciji reda sistema uvođenjem dodatnih uprošćavajućih pretpostavki.

Uprošćeni modeli asinhronog motora

S obzirom da se prilikom projektovanja složenih regulisanih pogona, koji pored asinhronog motora sadrže i druge elemente sa sopstvenim dinamičkim osobinama koje se ne smeju zanemariti (energetske

pretvarače, regulatore, merne organe, filtre itd.), od praktičnog značaja mogu biti samo uprošćeni modeli asinhronog motora najviše drugog reda.

Dinamički model asinhronog motora drugog reda sme sadržavati samo jedno zaostajnje prvog reda za zastupanje elektromagnetnih prelaznih procesa (umesto četiri), jer se jedan red mora sačuvati za mehaničku inerciju. Tako se dolazi do dinamičke blok-šeme prikazane na sl. 5.3.



Sl. 5.3. Dinamička blok-šema asinhronog motoradrugog reda

Ekvivalentna vremenska konstanta T_e , koja jedina izražava dinamiku elektromagnetnih procesa, treba odrediti da rezultati iz uprošćenog modela što bplje odgovaraju rezultatima iz potpunijeg modela. Dobra preporuka je da T_e iznosi:

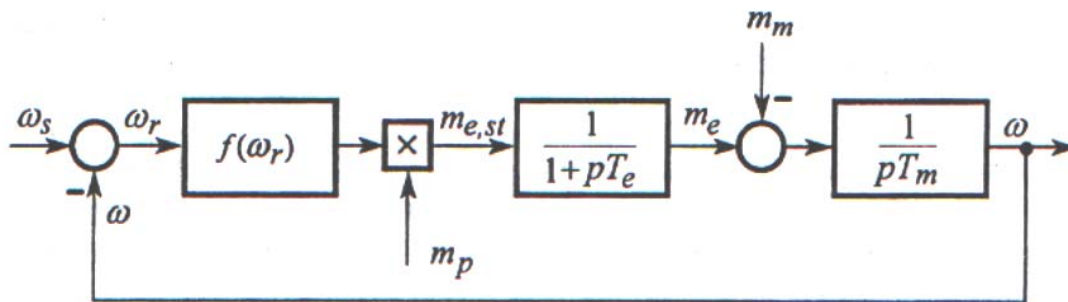
$$T_e = \sigma T_r$$

gde su:

$T_r = L_r / R_r$ – rotorska vremenska konstanta, a

$$\sigma = 1 - k^2 = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{ – ukupni koeficijent rasipanja.}$$

Posle uvođenja jediničnog sistema i Laplasove transformacije dobija se šema na sl. 5.4., koja je pogodnija za analizu regulacionih sistema.



Sl. 5.4. Dinamička blok-šema asinhronog motoradrugog reda prilagođena za analize regulacionih sistema

2.4.5. UPRAVLJANJE

Za razliku od pogona sa jednosmernom strujom, kod kojih postoji jedno ili dva rešenja za koja se može reći da su standardna, u praksi pogona sa naizmeničnom strujom postoji velika raznolikost, kako u pogledu izbora motora i energetskog pretvarača za upravljanje, tako i sa gledišta rešenja upravljanja u celini. Razlog tome je uticaj razvoja poluprovodničkih energetskih prekidača (tiristora, tranzistora itd.), pa i samih pretvarača (posebno invertora), koji je još uvek u toku i koji stalno doprinosi razvijanju novih ideja za upravljanje motorima za naizmeničnu struju.

Zbog toga je u prvom delu dat pregled šema savremenih pogona sa naizmeničnom strujom, koje se mogu smatrati da su tipične bar za svoj domen primene. Drugi deo je posvećen vektorskom upravljanju, čiji principi, kao i mogućnosti realizacije tih principa zahvaljujući razvoju mikrokompjuterske tehnike, omogućavaju da motor za naizmeničnu struju postane upravljiv sa istim kvalitetima kao motor za jednosmernu struju.

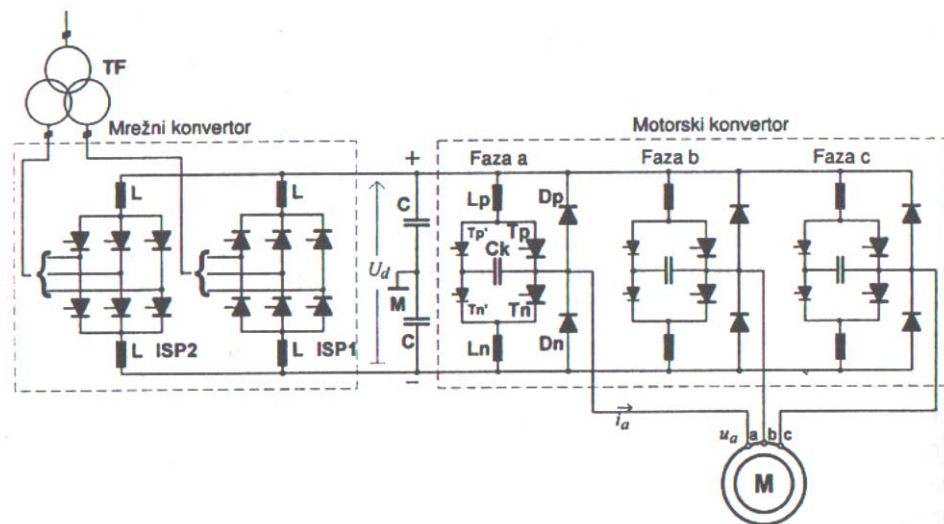
a) PREGLED TIPIČNIH ŠEMA

1. Pogon sa naponskim invertorom (VSI)

Na sl. 5.5 je energetski deo šeme upravljanja motorom za naizmeničnu struju putem menjanja učestanosti. Pretvarač učestanosti sastoji se iz dva tiristorska konvertora, jedan sa mrežne strane, drugi sa motorske strane. Između njih je jednosmerna međuveza sa krutim naponom U_d . Mrežni konvertor čine u stvari dva tiristorska trofazna, šestopulsna ispravljača u mostnoj sprezi (ISP1 i ISP2), sa prirodnom, mrežnom komutacijom. Ispravljači su sa jednosmerne strane međusobno antiparalelno vezana, a sa naizmenične su vezani za dva sekundara mrežnog transformatora TF. Jedan od njih (ISP2) predviđen je za invertorski režim, koji je potreban za rekuperaciju energije prilikom generatorskog kočenja motora. Na taj način obezbeđen je rad pogona u sva četiri kvadranta. Četiri prigušnice L služe za ograničavanje kružnih struja. Ako se rekuperacija ne predviđa, tj. Ako je dovoljan rad u samo dva kvadranta, ispravljač ISP2 i sve četiri prigušnice otpadaju, pa mrežni konvertor i transformator postaju jednostavniji.

Motorski konvertor je u stvari naponski invertor promenljive učestanosti sa prinudnom komutacijom (VSI = *Voltage Source Inverter* = invertor kao naponski izvor), takođe u sprezi trofaznog mosta. Iako se u praksi primenjuju i druga rešenja za prinudnu komutaciju, na sl. 5.5 je radi primera prikazano rešenje sa pomoćnim tiristorima. Svaka od triju grana mosta sastoji se od po dva glavna tiristora T_p (kod pozitivnog voda) i T_n (kod negativnog), koji su dimenzionisani za punu struju motora, i po dva antiparalelno vezane povratne (reaktivne) diode D_p i D_n , koje služe za otvaranje puta struji motora u vremenskim intervalima kada su napon i struja, zbog zaostajanja struje usled induktivnosti, opterećenja, suprotnog polariteta. Ostali elementi, a to su pomoćni tiristori T_p' i T_n' , prigušnice L_p i L_n i kondenzator C_k služe za izvođenje prinudne komutacije.

Sprega komutacionih elemenata koja je prikazana na slici omogućava ne samo prebacivanje struje sa jedne grane na drugu, već i potpuno obustavljanje struje kada je to potrebno. Odvijanje komutacije se može razumeti ako se kao primer, posmatra prinudno gašenje tiristora T_p i prebacivanje struje motora sa putanje (+)- L_p - T_p a na putanju (-)- D_n -a. Pri tome treba pretpostaviti da je kondenzator C_k napunjen tako da mu je



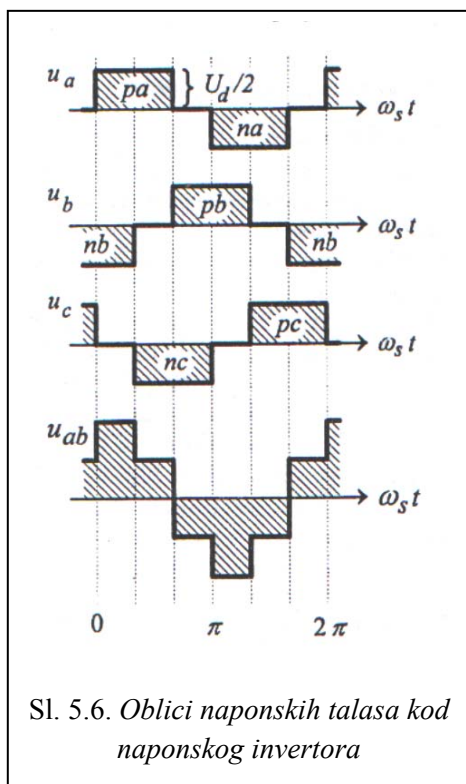
Sl. 5.5. Motor za naizmeničnu struju sa tiristorskim naponskim invertorom i bipolarnim ispravljačem (pogon u četiri kvadranta)

pozitivan kraj sa desne strane. Komutacija počinje paljenjem pomoćnog tiristora T_p , pri čemu se zatvara strujno kolo $Ck-T_p-T_p'$ sa strujom koja poništava struju koja je prethodno išla kroz glavni tiristor T_p . Posle toga napon kondenzatora blokira tiristor T_p i on ostaje u nprovodnom stanju. Struja i_a u prvim momentima prelazi na putanju $(+)-L_p-T_p'-Ck$ -a prazneći kondenzator Ck do kraja i puneći ga na suprotnu stranu. U isto vreme obrazuje se rezonantno kolo $Ck-D_p-L_p-T_p'$, koje prouzrokuje oscilujuću struju u sebi i oscilujući napon na kondenzatoru, međutim, zbog usmeračkog dejstva diode D_p i tiristora T_p' oscilacija prestaje već pri prvom silasku ove kružne struje na nulu. Tiristor T_p' prestaje da bude provodan, a kondenzator ostaje maksimalno napunjen, ali ovog puta sa pozitivnim krajem na levoj strani. Struja motora i_a sada teče putanjom $(-)-D_n$ -a i komutacija je završena. Kondenzator je spreman, da kada dođe vreme, izvrši komutaciju tiristora T_n .

Treba zapaziti da je pre početka komutacije napon u_a faze a motora, u odnosu na srednju tačku M, iznosio približno $U_d / 2$ a posle završetka nula. Talasi faznih napona na motoru su dakle pravougaonog oblika. Struja i_a zbog induktivnosti motora ne samo da posle komutacije i dalje teče u istom smeru, već i praktično zadržava istu vrednost, pošto je trajanje procesa komutacije relativno kratko. Talasi faznih struja se dakle sastoje iz više ili manje blago rastućih ili opadajućih odsečaka koji se kontinualno nadovezuju jedan na drugi – slično izobičenoj sinusoidi.

Važno je još istaći da tiristor T_p posle gašenja mora provesti izvesno minimalno vreme (vreme oporavka t_q) pod negativnim naponom i da se za to vreme ne sme izvesti nikakva nova komutacija. Ovaj napon obezbeđuje kondenzator Ck dok se još nije ispraznio, a trajanje ovog vremena zavisi od početne vrednosti napona na kondenzatoru i proizvoda kapacitivnosti kondenzatora i induktivnosti prigušnice L_p . Zahtev za vremenom oporavka tiristora predstavlja glavno ograničenje za učestanost komutacija.

Komutovanje iz faze u fazu i iz grane u granu se može vršiti na više načina. U najjednostavnijem slučaju šestopulsnog invertora u svakoj šestini periode željene izlazne učestanosti vrši se po jedna



komutacija, npr. po sledećem redostadu, počev od intervala kada provode tiristori Tpa i Tnb: Tnb se gasi, a Tnc pali, Tpa se gasi, a Tpb pali, Tnc se gasi, a Tna pali itd. Nastaju naponski talasi faznih i međufaznih napona kao na sl. 5.6. Naponi su uvek iste amplitude, a željene učestanosti. Podešavanje napona proporcionalno učestanosti što je neophodno radi održavanja nivoa fluksa u motoru, vrši se preko ispravljača. S obzirom na vreme oporavka savremenih tiristora na ovaj način se može ići do izlaznih učestanosti od nekoliko kHz, odnosno najviše do jednog kHz kod većih snaga.

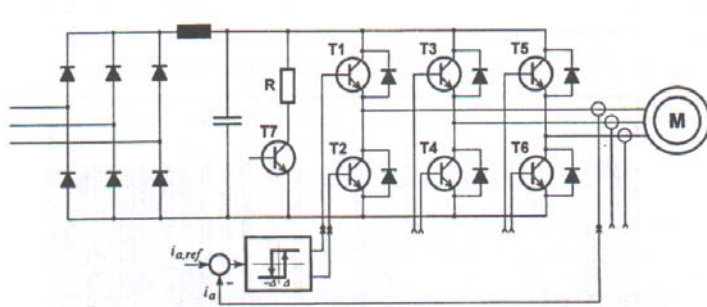
Sprega za komutovanje prikazana na sl. 5.5 omogućava i regulaciju napona unutar samog invertora. Za to je dovoljno da se napravi određena pauza između gašenja i paljenja, tj. utiče na vreme provođenja pojedinih tiristora. Talasi faznih napona biće kraći od trećine periode, pa će i efektivna vrednost napona biti manja. Ispravljači će raditi pod punim provodnim uglom, odn. biti blokirani, zavisno od režima rada motora (motorski ili generatorski), jer podešavanje napona preko njih više nije potrebno.

Međutim, pokazuje se da sve veće skraćivanje provodnog ugla invertorskih tiristora prouzrokuje sve jače izobličenje talasa motorskih struja. Znatno poboljšanje talasnih oblika, odn. suzbijanje viših harmonika u motorskim strujama, može se postići većim brojem komutacija u toku jedne šestine osnovne periode. Posebnim načinom podešavanja odnosa između radnog intervala i pauze u svakoj komutacionoj periodi, tzv. *modulacijom širine impulsa* (PWM-Pulse Width Modulation), uz maksimalnu komutacionu učestanost koju dozvoljavaju tiristori, može se postići regulacija napona sa veoma malim sadržajem harmonika u širokom opsegu kako napona tako i osnovne učestanosti.

2. Pogon sa strujno regulisanim tranzistorskim invertorom (CRPWM)

Upotreba tranzistora umesto tiristora u naponskom invertoru ima dve prednosti. Prvo, za prelazak tranzistora u neprovodno stanje nisu potrebni nikakvi dodatni komutacioni elementi, pa je inverter znatno jednostavniji, jeftiniji i pouzdaniji. Drugo, dinamika uključivanja i isključivanja je znatno brža pa su moguće i znatno veće komutacione učestanosti koje mogu dosegnuti i nekoliko desetina kHz. Zahvaljujući pojavi sve snažnijih tranzistora upotreba tiristora kao poluprovodničkog prekidača opravdana je zbog toga samo za snage koju raspoloživi tranzistori još ne mogu podneti.

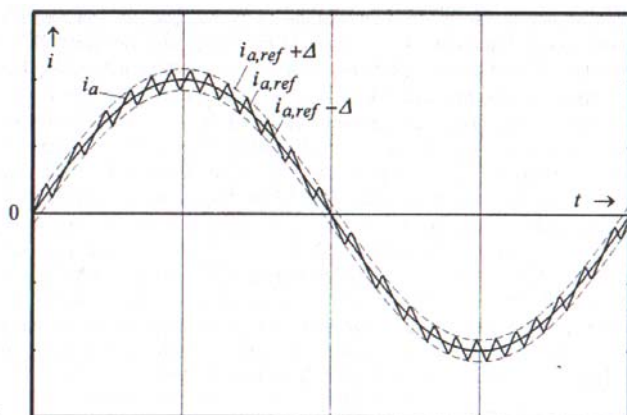
Na sl. 5.7 prikazana je uprošćena šema jednog pogona sa tranzistorskim PWM-invertorom, u kojoj se sposobnost brzog komutovanja tranzistora koristi da bi zahvaljujući povratnim vezama od statorkih struja, naponski inverter postao strujni (prikazana je samo jedna faza strujne regulacije) Merni signal struje motora i_a poredi se sa signalom referentne struje $i_{a,ref}$, koji ima talasnu formu sinusioide željene učestanosti i odgovarajuće amplitude. Razlika $\varepsilon = i_{a,ref} - i_a$ ide u bistabilni element sa histerezisom širine 2Δ (histerezisni komparator sa statičkom karakteristikom ulaz-izlaz kao na šemi). Ako je $\varepsilon > \Delta$ komparator će



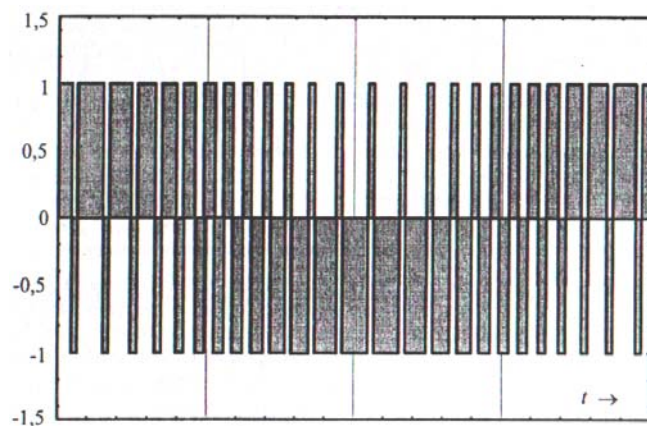
Sl. 5.7. Pogon sa struno regulisanim tranzistorskim invertorom

stanje, a tranzistor T2 posle kratkog, tzv. mrtvog vremena t_d prelazi u provodno stanje (ovo odlaganje se izvodi uz pomoć posebnih elemenata koji nisu prikazani na šemi) Napon postaje negativan i struja počinje da opada sve dok ponovo ne bude $\varepsilon > \Delta$, kada se ponovo uključuje gornji tranzistor T1 i tako dalje. U krajnjem rezultatu dobija se struja motora i_a kao na sl. 5.8, dakle struja čija se talasna forma približava sinusoidi referentne strauje $i_{a,ref}$, ali sa superponiranim talasima testeraste forme učestanosti komutacije. Ukoliko je širina histerzeza Δ manja, utoliko će talasna forma biti bliža sinusoidi, ali će i učestanost

svojim gornjim izlaznim signalom podržavati gornji tranzistor (T1) u provodnom stanju, dok će donji (T2) biti u neprovodnom. Napon te faze u_a biće pozitivan i struja će zbog induktivnog karaktera opterećenja, postepeno rasti sve dok ne bude $\varepsilon = -\Delta$. Odmah zatim nastupa promena smera razlike ε , gornji izlaz komparatora prestaje da bude aktivan i aktivira se donji. Zbog toga tranzistor T1 prelazi u neprovodno stanje, a tranzistor T2 posle kratkog, tzv. mrtvog vremena t_d prelazi u provodno stanje (ovo odlaganje se izvodi uz pomoć posebnih elemenata koji nisu prikazani na šemi) Napon postaje negativan i struja počinje da opada sve dok ponovo ne bude $\varepsilon > \Delta$, kada se ponovo uključuje gornji tranzistor T1 i tako dalje. U krajnjem rezultatu dobija se struja motora i_a kao na sl. 5.8, dakle struja čija se talasna forma približava sinusoidi referentne strauje $i_{a,ref}$, ali sa superponiranim talasima testeraste forme učestanosti komutacije. Ukoliko je širina histerzeza Δ manja, utoliko će talasna forma biti bliža sinusoidi, ali će i učestanost komutacije biti veća. Na sl. 5.9 prikazana je i talasna forma napona posmatrane faze.



Sl. 5.8. Talasni oblik struje pri modulaciji širine impulsa



Sl. 5.9. Talasni oblik napona pri modulaciji širine impulsa

Kao što se vidi, na ovaj način se praktično postiže regulacija trenutnih vrednosti naizmeničnih motorskih strauja, što ima za posledicu ne samo mali sadržaj viših harmonika u strujama, već i izvanredno brz odziv regulacionog sistema na promene reference ili dejstvo poremećaja. S druge strane, pretvaranje naponskog invertora (VSI) u strujni putem brze strujne regulacije (CRPWM-Current Regulated Pulse Width Modulation) znatno poboljšava dinamičke karakteristike motora jer se forsiranim strujnim napajanjem izbegava uticaj prelaznih pojava u statorskom kolu.

Brzina strujne regulacije je ograničena maksimalno dozvoljenom učestanošću komutovanja upotrebljenih tranzistora, pre svega zbog zagrevanja usled komutacionih gubitaka kao i minimalno dozvoljenom mrtvom remenu t_d . Slično zahtevu za vremenom oporavka t_q kod tiristora, prerano uključenje drugog tranzistora u istoj grani

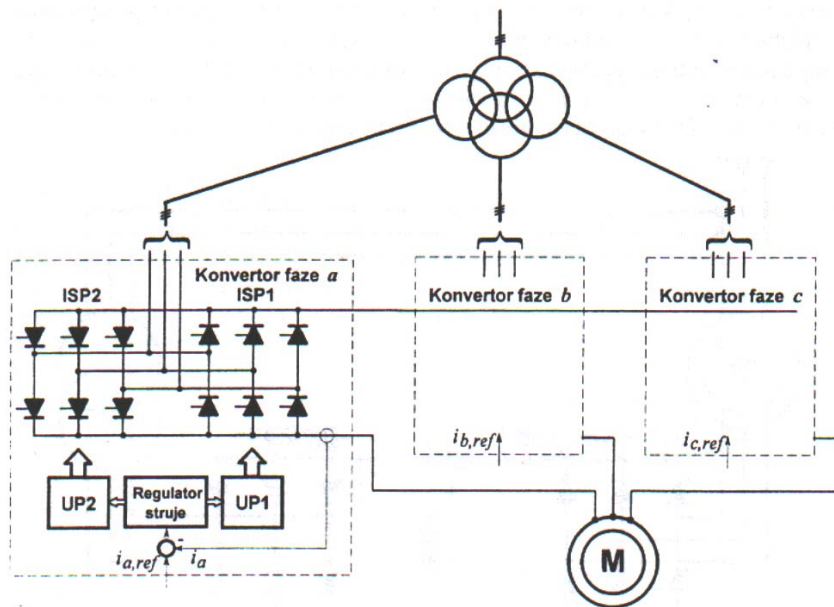
mosta posle isključenja prvog dovelo bi do kratkog spoja između pozitivnog i negativnog pola napona u jednosmernom međukolu. Glavna razlika između primene tiristora i tranzistora u tom pogledu je u tome što je to vreme kod tranzistora bitno kraće (reda 1 μ s) dozvoljene komutacione učestanosti veće pa se može postići i znatno brža strujna regulacija.

Napomenimo da se modulacija širine impulsa i strujna regulacija naponskog invertora može izvoditi i na druge načina, pa pogon na sl. 5.7 treba shvatiti samo kao primer. Isto važi i za rešenje generatorskog, odn. kočnog režima motora. Iako je u principu i ovde moguća primena dvostrukog ispravljača radi rekuperacije energije kao na sl. 5.5, predviđeno je da se zbog jednostavnog diodnog ispravljanja, energija pri kočenju troši u otporu R (sl.5.7) koji je vezan paralelno invertoru sa jednosmerne strane. Regulacija kočenja se vrši delovanjem na redno vezani tranzistor T7 na principu čopera a na osnovu merenja jednosmernog napona koji pri kočenju ima tendenciju da prekomerno raste.

3. Ciklokonvertor

Šema na sl. 5.10 (ciklokonvertor, direktni pretvarač učestanosti) oštro se razlikuje od prethodnih šema po tome što nema jednosmernog međukola niti ikakvih rezervoara energije u vidu kondenzatora ili induktivnosti u tom kolu. Pretvaranje nije dvostepeno (naizmenična struja konstantne učestanosti u jednosmernu pa zatim jednosmerna u naizmeničnu promenljive učestanosti) već direktno.

Princip rada ciklokonvertora se najlakše može shvatiti ako se najpre zamisli veoma sporo povećanje napona jednog od dva antiparalelno vezanih tiristorskih ispravljača (npr. ISP1 na sl. 5.10) počev od nule do maksimalne vrednosti a zatim smanjenje do nule, a posle toga slično ali suprotno po polaritetu, povećanje i smanjenje napona drugog ispravljača (ISP2). Ako se ovakvo upravljanje vrši po sinusnom zakonu uzastopno i to sa periodom dovoljno dugom u odnosu na periodu napajanja, na izlazu dvaju ispravljača dobiće se naizmenični napon određene niske učestanosti.



Sl. 5.10. Pogon sa ciklokonvertorom

Na sl. 5.10 prikazan je detaljnije samo konvertora za fazu a , koji se sastoji iz dva antiparalelno vezana šestopulsna tiristorska ispravljača. Sva tri konvertora su jednim polom svojih izlaza vezani zajedno, dok su suprotni polovi vezani svaki za svoju fazu motora. Sa ulazne, mrežne strane konvertori se napajaju iz posebnih sekundara četvoronamotajnog transformatora. Svaki konvertor ima svoj regulacioni sistem koji se sastoji iz regulatora struje sa povratnom vezom i referencom i iz dva upaljača (UP1 i UP2), za svaki ispravljač po jedan. Regulator je postavljen tako da u svakoj poluperiodi deluje samo na jedan od ispravljača, dok je drugi za to vreme blokiran. Svaki konvertor ima svoju referencu struje, ove reference su naizmenične veličine željene izlazne učestanosti, jednake amplitude ali međusobno fazno pomaknute za po 120 električnih stepeni, tako da se motor napaja forsiranim trofaznim strujama.

Prednost pogona sa ciklokonvertorom je pre svega u manjim gubicima, što je posledica jednostapanog pretvaranja energije. Pored toga, konvertor se sastoji iz standardnih ispravljača sa mrežnom komutacijom i tiristorima bez posebnih zahteva za kratkim vremenom oporavka. Zahvaljujući strujnoj regulaciji rekuperacija energije je moguća, pa se rad pogona, imajući još u vidu da se promenom faznog redosleda strujnih referenci može okrenuti smer obrtnog polja. Može odvijati u sva četiri kvadranta.

U podešavanju učestanosti, odnosno brzine, može se početi od same nule. Međutim, ograničena maksimalna učestanost predstavlja osnovni nedostatak ovakvog pogona. U praksi se smatra da maksimalna učestanost, preko koje distorzija sinusoide postaje preterana, iznosi $n_s f_s / 15$, gde je f_s učestanost napajanja, a n_s broj pulseva ispravljača u periodu te učestanosti. Opseg pri napajanju učestanošću od 50 Hz kod šestopulsnog ispravljača je dakle od 0 do 20 Hz. Drugi nedostatak je u velikom broju tiristora (ukupno 36) i u složenosti napojnog transformatora sa tri sekundara.

Ovi nedostaci predodređuju mesto primene ovog rešenja, to su sporohodi pogoni velikih snaga, gde je i inače, zbog velikih struja potrebno paralelno vezivanje više tiristorskih grana.

b) VEKTORSKO UPRAVLJANJE

1. Osnovna ideja

Prvih sedamdesetak godina od uvođenja asinhronog motora u upotrebu, ovaj Teslin pronalazak uglavnom se primenjivao u pogonima konstantne brzine. Tek početkom šezdesetih godina prošlog veka, zahvaljujući razvoju poluprovodičnih pretvarača učestanosti, asinhroni motori (i uopšte motori za naizmeničnu struju) postaju upravljivi na ekonomičan način i počinju da osvajaju prostor u kome vladaju motori za jednosmernu struju – oblast pogona sa promenljivom brzinom. U toj oblasti vremenom su postali ravnopravni, sa perspektivom konačnog osvajanja ove oblasti.

Pokazuje se, međutim, da novostečena elastičnost nije sama po sebi dovoljna za potiskivanje motora za jednosmernu struju u svim primenama. U pogledu brzine reagovanja na promenu zahteva motori za naizmeničnu struju znatno zaostaju za jednosmernim motorom, što sprečava njihovu upotrebu u pogonima tzv. visokih performansi, gde je potreban brz odziv. Sledeća analiza objašnjava zašto je to tako.

Upravljanje magnetnim stanjem i momentom jednosmernog motora odvija se prema jednačinama:

$$\psi_f = f(u_f, t) \quad (5.23a)$$

$$m = C \psi_f i_a \quad (5.23b)$$

Upravljanje pobudnim fluksom ψ_f preko napona u_f na induktoru i momentom m preko struje indukta i_a je međusobno nezavisno. Prvo upravljanje je doduše lenjo zbog velike magnetne inercije, ali se posle dostizanja željene konstantne vrednosti fluksa, momentom može upravljati direktno i bez ikakvog zaostajanja delovanjem na struju indukta.

Kod asinhronog motora ne postoje takve dve direktno pristupačne upravljačke veličine, već se normalno upravlja učestanošću ω_e i amplitudom (odn. efektivnom vrednošću) višefaznih statorskih veličina (npr. strojom I_s), od kojih svaka deluje i na magnetno stanje (npr. amplitudu rotorskog fluksa $|\psi_r|$) i na momenat mašine m prema jednačinama:

$$|\psi_r| = f_1(I_s, \omega_e) \quad (5.24a)$$

$$m = f_2(I_s, \omega_e) \quad (5.24b)$$

Upravljanje je dakle spregnuto. Kao kod jednosmerne mašine promena fluksa je lenja, ali je zbog međusobne zavisnosti upravljanja i promena momenta lenja.

Poznato je da kod asinhronne mašine samo ona komponenta polifazora struje (i_{sq}) koja je upravna na polifazor fluksa (ψ_r) utiče na momenat i to trenutno i proporcionalno prema jednačini:

$$m = \frac{M}{L_r} i_{sq} \psi_{rd} \quad (5.25)$$

Dakle, na sličan način kao struja indukta i_a kod mašine za jednosmernu struju prema jednačini (5.23b). Direktno i nezavisno upravljanje momentom asinhronne mašine moglo bi se dakle ostvariti preko podužne komponente statorske struje i_{sq} u sinhronom koordinatnom sistemu, pod pretpostavkom da je amplituda rotorskog fluksa pod kontrolom i konstantna. Grafička predstava koja prikazuje polifazore rotorskog fluksa i statorske struje u sinhronom koordinatnom sistemu, čak sugerise analogiju između ova dva načina proizvodnje momenta, podvodeći ih pod isti princip. Kod mašine za jednosmernu struju takođe postoji prostorno upravni odnos između magnetnog polja koje stvara struja indukta i_a i pobudnog fluksa ψ_f . Činjenica da je kod ove mašine ova slika nepomična u odnosu na stator, a da se kod asinhronne mašine obrće, u suštini nije bitna ali donosi određene komplikacije jer veličine preko kojih treba upravljati (i_{sq} i $\psi_{rd} = |\psi_r|$) nisu direktno pristupačne.

Iz ovog sledi da je za direktno i nezavisno upravljanje momentom asinhronne mašine potrebno pre svega u svakom trenutku poznavati amplitudu i položaj polifazora rotorskog fluksa ψ_r (tzv. orijentaciju polja) u odnosu na statorski koordinatni sistem, jer se novi, sinhroni koordinatni sistem sa veličinama potrebnim za upravljanje definiše u odnosu na taj polifazor. Tek ako se taj položaj, određen npr. uglom ϑ_e između neke ose vezane za stator i polifazora ψ_r , poznaje, moguće je uspostaviti vezu između pristupačnih faznih veličina i navedenih upravljačkih veličina korišćenjem određenih transformacionih formula (uz izbor $\vartheta_s = \vartheta_e$) ili na neki drugi način.

Dok je momenat direktno proporcionalan poprečnoj komponenti statorske struje i_{sq} , amplituda rotorskog fluksa određena je isključivo podužnom komponentom i_{sd} , što se može videti iz razmatranja koje sledi.

Eliminacijom polifazora rotorske struje i_r iz dveju rotorskih jednačina E-modela (b) i (d) dobija se:

$$T_r \frac{d\psi_r}{dt} + (1 + j\omega_r T_r) \psi_r = M i_s \quad (5.26a)$$

gde je:

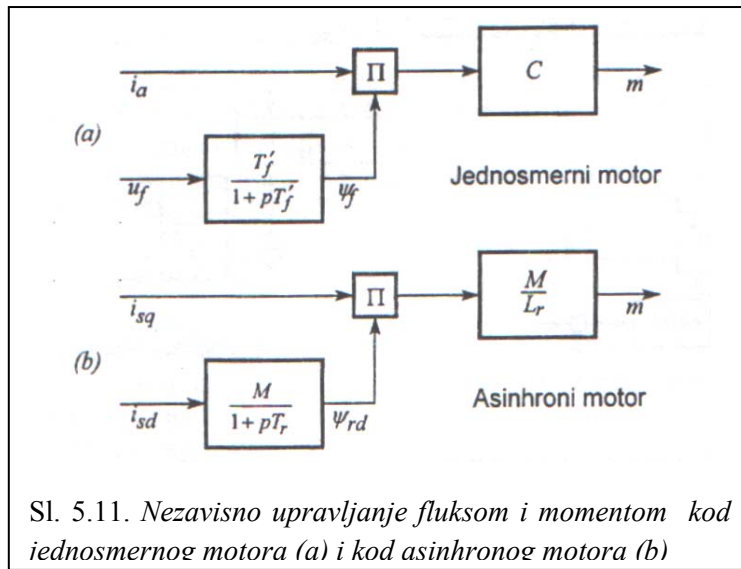
$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (5.26b)$$

rotorska vremenska konstanta. Izražena komponentama u sinhronom koordinatnom sistemu, jednačina (5.26a) se razbija u dve realne jednačine

$$T_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = M i_{sd} \quad (5.27a)$$

$$\omega_r T_r \psi_{rd} = M i_{sq} \quad (5.27b)$$

uz uslov $\psi_{rq} = 0$,



Sl. 5.11. Nezavisno upravljanje fluksom i momentom kod jednosmernog motora (a) i kod asinhronog motora (b)

od kojih prva (5.27a) daje ono što je trebalo pokazati, tj. da se ψ_{rd} , a to znači amplituda rotorskog fluksa, može podešavati nezavisno preko i_{sd} . Kao što se vidi, ovo podešavanje se odvija sa zaostajanjem prvog reda na sličan način kao što se kod jednosmerne mašine pobudni fluks ψ_f podešava preko pobudnog napona u_f .

Druga jednačina (5.27b) daje vezu između komponenata i_{sq} i ψ_{rd} s jedne strane i rotorske učestanosti ω_r , što se može iskoristiti za određivanje orijentacije fluksa, odnosno ugla θ_s .

Sve u svemu jednačine (5.25) i (5.27a) pokazuju uzete zajedno, da je i kod asinhronog motora moguće raspoređeno upavljanje kao kod jednosmernog motora: ulogu pobudnog napona u_f , kojom se doduše sa inercijom, može upravljati fluksom igra podužna komponenta statorske struje i_{sd} , a ulogu struje indukta i_a , kojom se može direktno upravljati momentom poprečna komponenta i_{sq} . Ovo poređenje prikazano je šematski na sl. 5.11a i sl. 5.11b, gde su zaostajanja prvog reda prikazana u vidu funkcija prenosa.

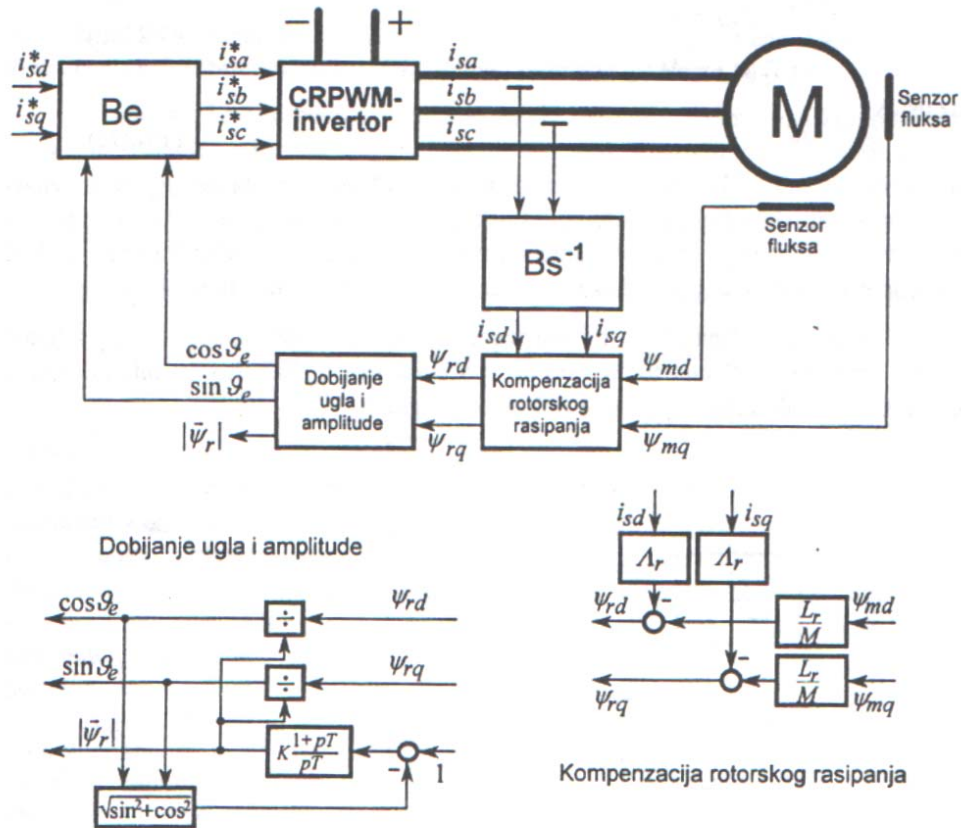
Problem određivanja orijentacije polja kod asinhronog motora rešavan je u toku razvoja vektorskog upravljanja na više načina o čemu će biti reči u sledećem izlaganju.

2. Direktno vektorsko upravljanje

U početku svoje primene orijentacija polja je određivana na osnovu merenja fluksa u mašini (tzv. *direktno vektorsko upravljanje*). Ovo merenje izvodilo se ugrađivanjem posebnih senzora magnetne

indukcije (na bazi Holovog efekta) u međugvožđu mašine ili integracijom napona indukovano u posebnom mernom namotaju u statorskim žlebovima.

Na sl. 5.12 prikazano je jedno takvo rešenje. Dva senzora (u stvari dve grupe senzora raspodeljenih u međugvožđu) postavljena su u položaj međusobno upravni osa. Oni generišu napone koji su približno proporcionalni podužnoj i poprečnoj komponenti obrtnog fluksa u međugvožđu ψ_{md} i ψ_{mq} . U terminologiji transformacija to su komponente u Bs-transformaciji, odn. u statorskom (stacionarnom) koordinatnom sistemu. Da bi se došlo do rotorskog fluksa potrebno je obračunati uticaj rotorskog rasipanja, a za to je potrebno poznavanje rasipne rotorske induktivnosti kao i podaci o podužnoj i poprečnoj komponenti statorske struje, takođe u Bs-transformaciji. To je na sl. 5.12 prikazano blokom pod nazivom *kompensacija rotorskog rasipanja* i blokom u kome se izvodi inverzna Bs-transformacija radi dobijanja komponentenata iz izmerenih faznih struja. Oba bloka su jednostavna jer se u njima obavlja samo operacija sabiranja i množenja konstantom.



Sl. 5.12. Primer realizacije direktnog vektorskog upravljanja

Realizacija prvog bloka prikazana je šematski na sl. 5.12, a u realizaciji drugog primenjena je transformaciona formula.

Dobijanje ugla i amplitude rotorskog fluksa prikazano je na sl. 5.12 u posebnom bloku koji u stvari vrši pretvaranje pravouglih koordinata u polarne prema obrascima:

$$|\vec{\psi}_r| = \sqrt{\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2} \quad (5.28a)$$

$$\cos \theta_s = \frac{\psi_{rd}}{|\vec{\psi}_r|} \quad (5.28b)$$

$$\sin \theta_s = \frac{\psi_{rq}}{|\vec{\psi}_r|} \quad (5.28c)$$

Glavni rezultat ovog bloka je podatak o uglu θ_s koji je potreban za transformisanje zadatih komponenta polifazora statorske struje u sinhronom koordinatnom sistemu i_{sd}^* i i_{sq}^* u zadate fazne struje i_{sa}^* , i_{sb}^* i i_{sc}^* . Ova *Be-transformacija* se vrši u posebnom bloku prema posebnoj transformacionoj formuli uz $\theta_s = \theta_r$. Konačno, ove tri struje služe kao reference za strujno regulisani inverter sa širinskom modulacijom impulsa CRPWM, koji potiskuje odgovarajuće trofazne struje u motor. Zadavanjem komponente i_{sd}^* zadaje se amplituda rotorskog fluksa (prema (5.27a)), a zadavanjem komponente i_{sq}^* momenat (prema (5.25)).

Direktno vektorsko upravljanje ima niz nedostataka koji su ograničavali njegovu primenu u širim razmerama. Između ostalog to su sledeći nedostaci:

- Termička i mehanička osetljivost senzora (Holovih sondi)
- Smetnje usled viših prostornih harmonika fluksa, koji potiču od zubaca, a imaju promenljivu učestanost,
- Merenje je lokalno, a potreban je prostorni integral magnetne indukcije
- Motor nije standardan.

Merenje statorskog napona i dobijanje fluksa integracijom umesto direktnog merenja pomoću sondi ima ograničenu primenu pri malim brzinama. Ova metoda se može poboljšati ugrađivanjem posebnih mernih namotaja u statorske žlebove jer tada nema uticaja pada napona usled statorskog otpora, ali se i tada dolazi do nestandardnog motora.

3. Indirektno vektorsko upravljanje

Kod indirektnog vektorskog upravljanja problem određivanja trenutnog položaja polifazora fluksa se rešava bez merenja bilo koje električne ili magnetne veličine, već merenjem položaja rotora i obračunavanjem efekta klizanja. Položaj rotora se meri inkrementalnim enkoderom koji je najčešće i inače potreban radi regulacije brzine, a obračunavanje klizanja se vrši na osnovu jednačine (5.27b). Ova jednačina u dosadašnjem izlaganju nije korišćena a dobijena je kao jedna od posledica unapred postavljenog uslova da se referentna osa poklapa sa polifazorom rotorskog fluksa.

Na sl. 5.13 prikazano je jedno takvo rešenje. Komponente statorske struje i_{sd}^* i i_{sq}^* kojima se prema jednačinama (5.27a) i (5.25) zadaje rotorski fluks ψ_{rd} i momenat m , transformišu se u trofazne referentne signale preko transformacionog bloka Be, upravljajući inverterom CRPWM na isti način kao kod direktnog upravljanja na sl. 5.12. Međutim te iste komponente se u upravljačkom delu uređaja koriste i za proračunavanje podatka o zadatom fluksu ψ_{rd} i apsolutnog klizanja (rotorske učestanosti) ω_r . Prvo proračunavanje se vrši prema (5.27a) u bloku u kome je naznačena odgovarajuća funkcija prenosa sa zaostajanjem prvog reda:

$$\psi_{rd}(p) = \frac{M}{1+pT_r} i_{sd}(p) \quad (5.29)$$

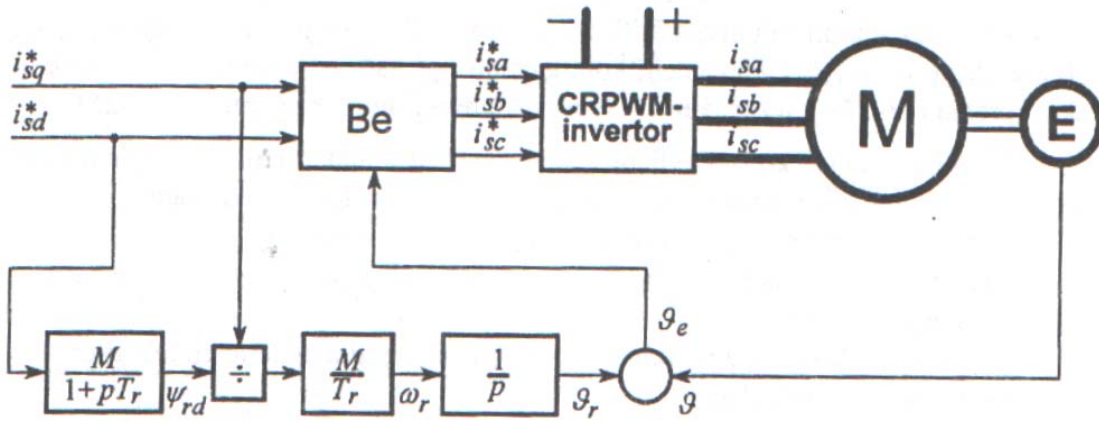
U drugom je prema jednačini (5.27b) potrebno izvršiti operaciju deljenja dveju promenljivih:

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \quad (5.30)$$

Integracijom klizanja ω_r se dobija ugao ϑ_r i konačno, sabiranjem podatka o uglu rotora ϑ iz enkodera, ugao:

$$\vartheta_e = \vartheta_r + \vartheta \quad (5.31)$$

Koji je potreban za transformaciju u bloku Be.



Sl. 5.13. Primer realizacije indirektnog vektorskog upravljanja

Za kvalitetno izvođenje indirektnog vektorskog upravljanja potrebna je visoka tačnost proračunavanja sa nelinearnim funkcijama, pa ga nije moguće izvesti analognim sredstvima. S obzirom da se relativno velika količina računskih operacija mora izvoditi u veoma kratkim vremenskim intervalima, ovo rešenje je u praksi prihvaćeno u širim razmerama tek sa uvođenjem brzih šesnaestobitnih mikrokompjutera na tržište.

Glavni nedostatak indirektnog vektorskog upravljanja je u direktnoj zavisnosti od parametara motora. U tom pogledu je posebno kritična rotorska vremenska konstanta T_r čija je vrednost podložna velikim promenama pod promenljivim uslovima rada motora.