

VEKTORSKO UPRAVLJANJE ASINKRONIM STROJEM

Već dugi niz godina asinkronim strojevima (motorima) se daje prednost u različitim industrijskim primjenama zbog njihove robusne konstrukcije, sigurnosti u pogonu i niske cijene. Razvoj i pad cijena uređaja energetske elektronike i razvoj komponenti za realizaciju digitalnog sustava upravljanja asinkronog motora omogućili su da asinkroni motor preuzme mjesto istosmjernog motora u elektromotornim pogonima s promjenjivom brzinom vrtnje.

Kod elektromotornih pogona s asinkronim motorima statičke i dinamičke karakteristike, kakve imaju regulirani istosmjerni elektromotorni pogoni, moguće je ostvariti sustavima koji su realizirani s orijentacijom koordinata u smjeru vektora rotorskog toka. Kao uzor za te sustave poslužio je princip djelovanja reguliranog istosmjernog motora, kod kojeg se tokom i momentom upravlja preko odvojenih ulaza.

TRANSFORMACIJA TROFAZNIH VARIJABLI

Rezultirajući vektor trofaznih varijabli

Skupu trofaznih varijabli f_a, f_b i f_c , koje mogu predstavljati trenutačne vrijednosti struja, napona i ulančanih tokova, može se pridružiti rezultirajući vektor \bar{f} . Jedinu uvjet je da projekcija vektora \bar{f} na pojedinu os trofaznog abc sustava daje trenutačnu vrijednost fazne veličine u toj osi (slika 1.1). Vektori \bar{f}_a , \bar{f}_b i \bar{f}_c predstavljaju u prostoru orijentirane fazne veličine koje djeluju u osi pojedine faze, a modul im je jednak trenutnoj vrijednosti promatrane fazne veličine.

Rezultirajući vektor \bar{f} definiran je izrazom:

$$\bar{f} = \frac{2}{3}(\bar{f}_a + \bar{f}_b + \bar{f}_c) \quad (1.1)$$

Ako trofaznom abc sustavu pridružimo kompleksnu ravninu tako da se njezina realna os poklapa s osi faze a , tada će biti:

$$\bar{f}_a = f_a \quad (1.2)$$

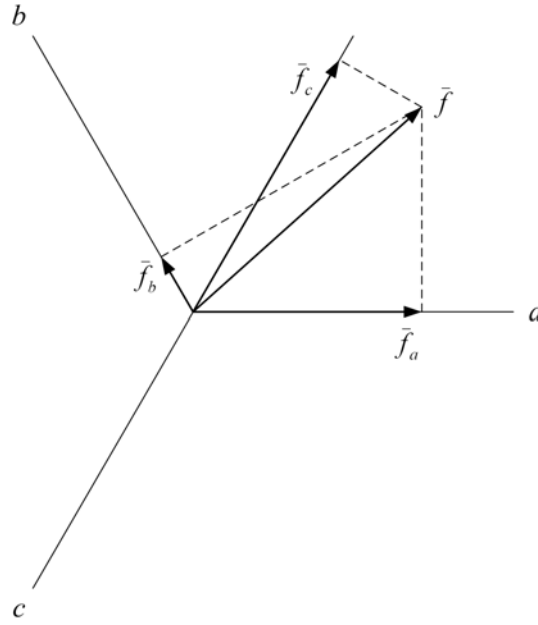
$$\bar{f}_b = \bar{a} f_b \quad (1.3)$$

$$\bar{f}_c = \bar{a}^2 f_c \quad (1.4)$$

gdje je:

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (1.5)$$

$$\bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (1.6)$$



Slika 1.1 Razlaganje rezultirajućeg vektora na komponente u trofaznom sustavu

Kompleksni operatori \bar{a} i \bar{a}^2 imaju značenje jediničnih vektora u smjeru osi b odnosno c . Veličine f_a , f_b i f_c su realni brojevi i nalaze se u realnoj osi kompleksne ravnine. Množenje tih veličina odgovarajućim jediničnim vektorom ima smisao njihove prostorne orijentacije u os dotične faze. Uvrštavanjem izraza (1.2), (1.3) i (1.4) u (1.1) dobije se rezultirajući vektor kao funkcija trenutačnih vrijednosti faznih veličina:

$$\bar{f} = \frac{2}{3} (f_a + \bar{a} f_b + \bar{a}^2 f_c) \quad (1.7)$$

Transformacija vektora iz trofaznog u dvofazni sustav (Clarkova transformacija)

Transformacija vektora iz trofaznog abc sustava u dvofazni $\alpha\beta$ sustav razmatra se uz pretpostavku da su ti sustavi međusobno nepomični. Ako se rezultirajući vektor \vec{f} izrazi pomoću dvofaznih $\alpha\beta$ i trofaznih abc varijabli (slika 1.2), može se napisati:

$$\vec{f} = f_\alpha + jf_\beta = \frac{2}{3}(f_a + \bar{a}f_b + \bar{a}^2 f_c) \quad (1.8)$$

Izjednačavanjem realnih i imaginarnih dijelova na lijevoj i desnoj strani izraza (1.8) dobiva se veza između dvofaznih i trofaznih varijabli:

$$f_\alpha = \frac{2}{3} \left[f_a - \frac{1}{2}(f_b + f_c) \right] \quad (1.9)$$

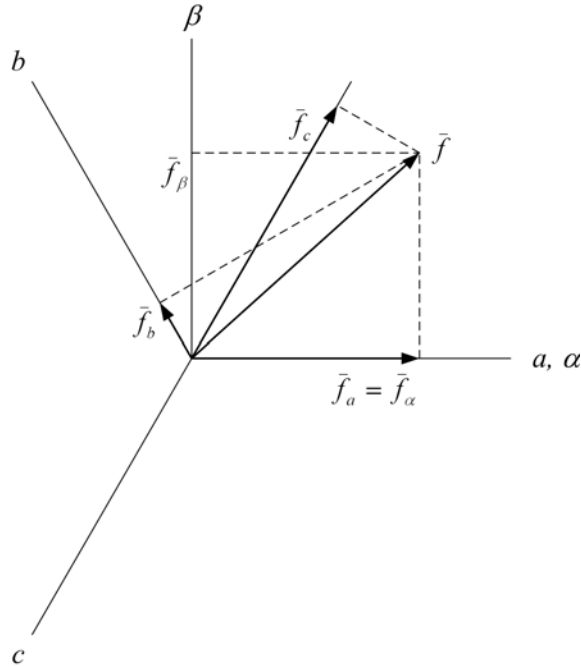
$$f_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_b - f_c) \quad (1.10)$$

Ako je zadovoljen uvjet:

$$f_a + f_b + f_c = 0 \quad (1.11)$$

izraz (1.9) se može izraziti na sljedeći način:

$$f_\alpha = f_a \quad (1.12)$$



Slika 1.2 Razlaganje rezultirajućeg vektora na komponente u dvofaznom i trofaznom sustavu

Iz izraza (1.12) i (1.10) moguće je odrediti izraze za transformacija vektora iz dvofaznog $\alpha\beta$ sustava u trofazni abc sustav:

$$f_a = f_\alpha \quad (1.13)$$

$$f_b = -\frac{1}{2}f_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}f_\beta \quad (1.14)$$

$$f_c = -\frac{1}{2}f_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}f_\beta \quad (1.15)$$

Ako je ispunjen uvjet (1.11), dvofazne varijable u cijelosti opisuju vektor iz izvornog trofaznog sustava. Ako taj uvjet nije ispunjen, formalno nije moguća transformacija vektora iz trofaznog u dvofazni sustav, jer u tom slučaju vektor u trofaznom sustavu ima tri nezavisne varijable. Stoga, vektor i u sustavu u koji se transformira mora sadržavati treću, tzv. nultu varijablu f_0 , koja je određena izrazom:

$$f_0 = \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c) \quad (1.16)$$

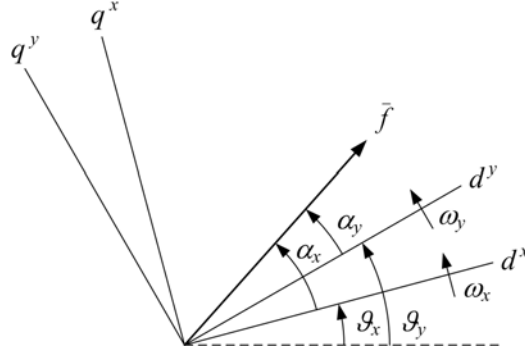
Trofazni asinkroni motor se u pravilu na mrežu spaja bez nulvodiča, pa se u daljnjem razmatranju uzima da je nulta varijabla jednaka nuli.

Transformacija vektora između dvofaznih koordinatnih sustava s različitim brzinama rotacije (Parkova transformacija)

Na slici 1.3 prikazana su dva dvofazna koordinatna sustava $(dq)^x$ i $(dq)^y$ od kojih jedan rotira kutnom brzinom ω_x , a drugi kutnom brzinom ω_y . Vektor \bar{f} može se izraziti pomoću komponenata u oba koordinatna sustava:

$$\bar{f}^x = f_d^x + jf_q^x \quad (1.17)$$

$$\bar{f}^y = f_d^y + jf_q^y \quad (1.18)$$



Slika 1.3 Prikaz položaja rezultirajućeg vektora dvofaznih varijabli u različitim koordinatnim sustavima

Na temelju slike 1.3 vektori \bar{f}^x i \bar{f}^y mogu se izraziti u eksponencijalnom obliku:

$$\bar{f}^x = |\bar{f}| \cos(\alpha_x) + j|\bar{f}| \sin(\alpha_x) = |\bar{f}| e^{j\alpha_x} \quad (1.19)$$

$$\bar{f}^y = |\bar{f}| \cos(\alpha_y) + j|\bar{f}| \sin(\alpha_y) = |\bar{f}| e^{j\alpha_y} \quad (1.20)$$

pa veza između vektora \bar{f}^x i \bar{f}^y glasi:

$$\bar{f}^y = \bar{f}^x e^{j(\alpha_y - \alpha_x)} = \bar{f}^x e^{j(\theta_y - \theta_x)} \quad (1.21)$$

gdje je:

$$\theta_x = \int_0^t \omega_x dt + \theta_x(0) \quad (1.22)$$

$$\theta_y = \int_0^t \omega_y dt + \theta_y(0) \quad (1.23)$$

Izraz (1.20) predstavlja vektorski oblik jednadžbi transformacije varijabli iz sustava $(dq)^x$ u sustav $(dq)^y$. Nakon uvrštenja (1.17) i (1.18) u (1.21) može se napisati:

$$f_d^y + jf_q^y = (f_d^x + jf_q^x) [\cos(\theta_y - \theta_x) - j\sin(\theta_y - \theta_x)] \quad (1.24)$$

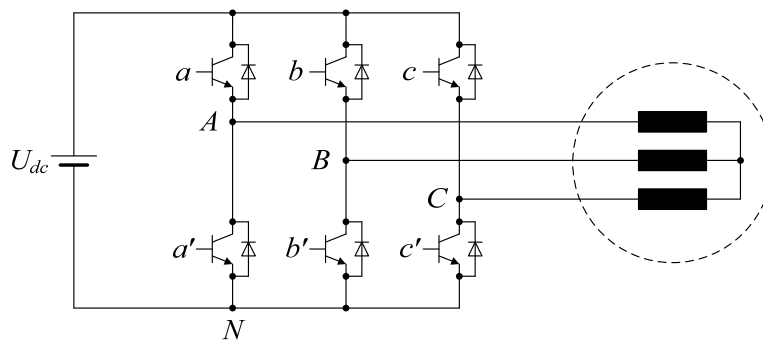
odakle se dobivaju jednadžbe transformacije koje definiraju vezu među varijablama u $(dq)^x$ i $(dq)^y$ koordinatnim sustavima:

$$f_d^y = f_d^x \cos(\theta_y - \theta_x) + f_q^x \sin(\theta_y - \theta_x) \quad (1.25)$$

$$f_q^y = -f_d^x \sin(\theta_y - \theta_x) + f_q^x \cos(\theta_y - \theta_x) \quad (1.26)$$

MODULACIJA ŠIRINE IMPULSA

Struktura trofaznog izmjenjivača u mosnom spoju s utisnutim naponom prikazana je na slici 2.1. Cilj je oblikovanje trofaznog izlaznog napona te njegovo upravljanje kako u amplitudi tako i u frekvenciji. Oblik napona na izlazu iz pretvarača određuju upravljački signali a , a' , b , b' , c i c' . Kada je gornji tranzistor u grani uključen (a , b ili c je 1), donji tranzistor u grani je isključen (a' , b' ili c' je 0).



Slika 2.1 Strukturni prikaz trofaznog izmjenjivača sa simetričnim teretom

Sinusna modulacija širine impulsa

Metoda sinusne modulacije širine impulsa zasniva se na usporedbi visokofrekvencijskog trokutastog signala nosioca u_{tri} i niskofrekvencijskog referentnog signala u_{ref} . Pri tome frekvenciju izlaznog napona određuje frekvencija referentnog signala u_{ref} , dok frekvenciju sklapanja određuje frekvencija signala nosioca u_{tri} . Frekvencija i amplituda signala u_{tri} u pravilu se drže konstantnima.

Da bi se dobio trofazni simetrični izlaz, isti signal nosioc u_{tri} uspoređuje se s tri sinusna referentna signala u_{ref} koja su međusobno pomaknuta 120° . Ovisno o odnosu između signala nosioca i referentnog signala za pojedinu fazu određuje se upravljački signal za tu fazu:

ako je $u_{ref} > u_{tri}$ gornji tranzistor u grani je uključen, a donji je isključen

ako je $u_{ref} < u_{tri}$ donji tranzistor u grani je uključen, a gornji je isključen.

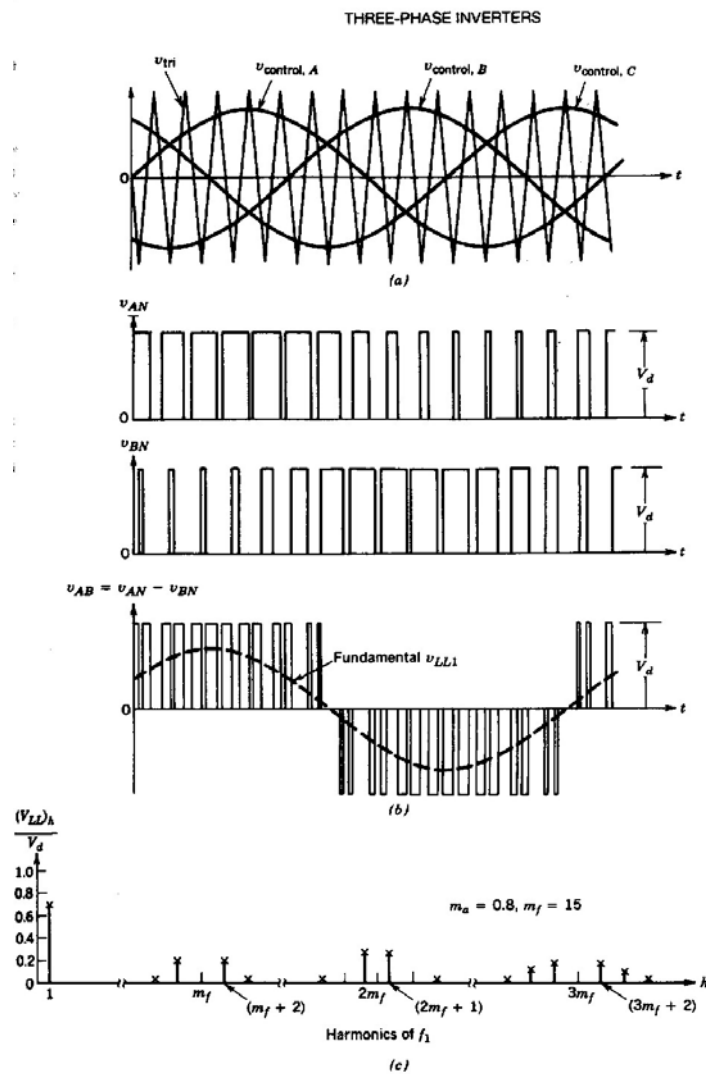
Valni oblici faznog napona u_{AN} i u_{BN} , linijskog napona u_{AB} i harmonijski spektar linijskog napona u_{AB} prikazani su na slici 2.2 za faktor frekvencijske modulacije $m_f = 15$ i faktor amplitudne modulacije $m_a = 0,8$. Isprekidanom linijom prikazan je osnovni harmonik napona u_{AB} .

Faktor amplitudne modulacije m_a definira se kao omjer vršne vrijednosti upravljačkog signala i vršne vrijednosti signala nosioca

$$m_a = \frac{\hat{v}_{control}}{\hat{v}_{tri}}. \quad (2.1)$$

Faktor frekvencijske modulacije m_f definira se kao omjer frekvencije signala nosioca i frekvencije upravljačkog signala

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}. \quad (2.2)$$



Slika 2.2 Princip upravljanja metodom sinusne modulacije širine impulsa

U linearnom režimu rada kada je $m_a \leq 1,0$, amplituda osnovnog harmonika mijenja se linearno s m_a . Vršna vrijednost osnovnog harmonika faznog napona iznosi

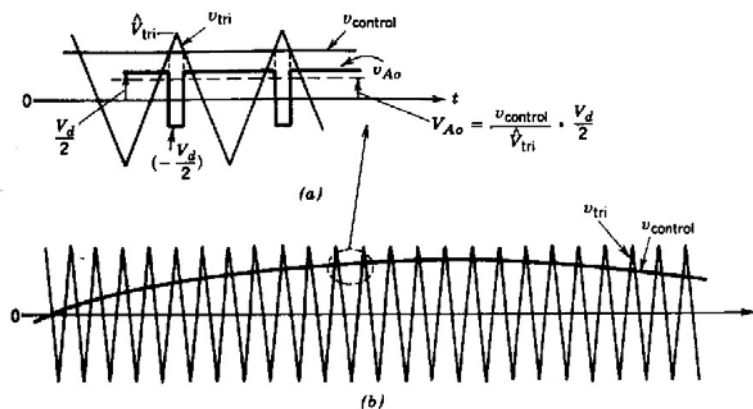
$$(\hat{u}_a)_1 = m_a \cdot \frac{U_{dc}}{2}, \quad (2.3)$$

iz čega proizlazi da efektivna vrijednost osnovnog harmonika linijskog napona iznosi

$$(\hat{u}_{ab})_1 = m_a \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot U_{dc}}{2 \cdot \sqrt{2}}. \quad (2.4)$$

Na osnovu harmonijskog spektra linijskog napona u_{AB} moguće je doći do nekih važnih karakteristike (za faktor amplitudne modulacije $m_a \leq 1,0$):

- 1) Uz pretpostavku da je m_f velik, u_{ref} se mijenja jako malo za vrijeme sklopne periode tj. možemo ga uzeti konstantnim na sklopnoj periodi. Zakon izveden na slici 2.3 možemo primijeniti na pojedinoj sklopnoj periodi. Stoga vidimo da se srednja vrijednost napona grane A mijenja iz periode u periodu po zakonu po kojem se mijenja referentni signal u_{ref} . Na osnovu ovog razmatranja može se zaključiti zašto je odabran sinusni oblik signala u_{ref} . Trenutačna srednja vrijednost napona u_{AN} odgovara upravo njegovu osnovnom harmoniku. Dakle, za $m_a < 1,0$, amplituda osnovnog harmonika se mijenja linearno s m_a (linearno područje rada).



Slika 2.3 Sinusna širinsko-impulsna modulacija

- 2) Kod trofaznih izmjenjivača vodi se računa samo za harmonike koji se javljaju u linijskim naponima.

Viši harmonici pojavljuju se oko sklopne frekvencije i njenih višekratnika Amplitude pojedinih harmonika su gotovo neovisne o m_f , iako m_f određuje frekvencije na kojima se harmonici javljaju:

$$f_h = (j \cdot m_f \pm k) \cdot f_1 \quad (2.5)$$

Ako j ima neparnu (parnu) vrijednost, harmonici postoje jedino za parne (neparne) k .

Ako se razmatra samo m_f -iti harmonik (a isto se odnosi i na njegove neparne višekratnike), fazni odnos među tim harmonicima u u_{AN} i u_{BN} je $(120 m_f)^\circ$. Ovaj fazni pomak će biti nula (višekratnik od 360°) ako je m_f neparan i višekratnik od 3, tj. na taj se način eliminira m_f -iti harmonik u linijskom naponu.

Tablica 2.1 Iznos harmonika linijskog napona u ovisnosti o iznosu faktora amplitudne modulacije

Table 8-2 Generalized Harmonics of v_{LL} for a Large and Odd m_f That Is a Multiple of 3.

$h \backslash m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

Note: $(V_{LL})_h/V_d$ are tabulated as a function of m_a where $(V_{LL})_h$ are the rms values of the harmonic voltages.

- 3) m_f bi trebao biti neparan cijeli broj. Izbor neparne vrijednosti za m_f rezultira u sljedećim simetrijama: $f(-t) = f(t)$ te $f(t) = -f(t + T/2)$ koje se odnose na vremensko ishodište. Stoga su u tom slučaju prisutni samo neparni harmonici dok parni harmonici nestaju.

Za male vrijednosti m_f ($m_f < 21$), da bi se eliminirali parni harmonici treba se koristiti sinkronizirana ŠIM, a m_f treba biti neparan cijeli broj. Često m_f treba biti višekratnik od 3 kako bi se eliminirali najdominantniji harmonici u linijskom naponu. Stoga, ako se mijenja frekvencija signala u_{ref} , potrebno je mijenjati i frekvenciju signala u_{tri} kako bi m_f

ostao neparan cijeli broj. Ako je $m_f > 21$, amplitude subharmonika, koji su posljedica asinkrone ŠIM-e, su male. Stoga, ako je m_f velik, moguća je asinkrona ŠIM-a gdje frekvenciju signala u_{tri} držimo konstantnom dok mijenjamo frekvenciju signala u_{ref} . U svakom slučaju, ako izmjenjivač napaja takav teret kakav je izmjenični motor, subharmonici koji se javljaju oko nulte frekvencije ili pak na samoj nultoj frekvenciji, iako male amplitude rezultirat će u velikim strujama što je jako nepoželjno. Stoga bi asinkronu ŠIM-u trebalo izbjegavati.

Da bi se povećala amplituda osnovnog harmonika izlaznog napona u_{AN} iznad $m_a \cdot \frac{U_{dc}}{2}$ potrebno je povećati faktor amplitudne modulacije m_a iznad 1 što rezultira premodulacijom (eng. *Overmodulation*) (sl. 8). Kada izmjenjivač radi u tom režimu rada, amplituda osnovnog harmonika ne ovisi linearno o m_a . U ovom nelinearnom području, amplituda osnovnog harmonika ovisi o m_f , a frekvenzijski spektar izlaznog napona je znatno nepovoljniji u odnosu na linearno područje rada. Bez obzira na vrijednost m_f , za nelinearni režim rada preporučuje se sinkrona ŠIM. Ova se modulacija normalno koristi u pogonima asinkronog motora, dok se izbjegava za neprekidna energetska napajanja.

Za vrijeme premodulacije ($m_a > 1$), bez obzira na vrijednosti m_f , treba se pridržavati pravila koja vrijede kad m_f ima malu vrijednost.

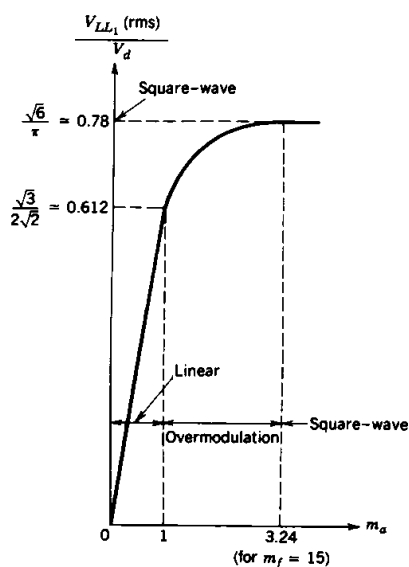


Figure 8-23 Three-phase inverter: $V_{LL1}(\text{rms})/V_d$ as a function of m_a .

Slika 2.4 Ovisnost omjera efektivne vrijednosti linijskog napona i napona istosmjernog međukruga u o faktoru amplitudne modulacije

Vektorska modulacija širine impulsa (eng. *Space Vector PWM*)

Trofazni izmjenjivač ima osam mogućih sklopnih stanja gornjih tranzistora u granama (donji tranzistori su komplementarni gornjima): šest aktivnih i dva nulta sklopna stanja. Iznosi faznih napona U_{AN} , U_{BN} i U_{CN} za svih osam sklopnih stanja tranzistora, uz simetričan teret i napon istosmjernog međukruga U_{dc} , dani su u tablici 2.2.

Tablica 2.2 Iznosi faznih napona za određeno sklopno stanje

c	b	a	U_{AN}	U_{BN}	U_{CN}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$
0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$
0	1	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$
1	0	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$
1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$
1	1	0	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$
1	1	1	0	0	0

Vektorska modulacija temelji se na prikazu faznih napona U_{AN} , U_{BN} i U_{CN} pomoću rezultirajućeg vektora u dvofaznom $\alpha\beta$ sustav. Transformacija vektora napona iz trofaznog abc sustava u dvofazni $\alpha\beta$ ostvaruje se pomoću slijedećih izraza:

$$U_{\alpha} = U_a \quad (2.6)$$

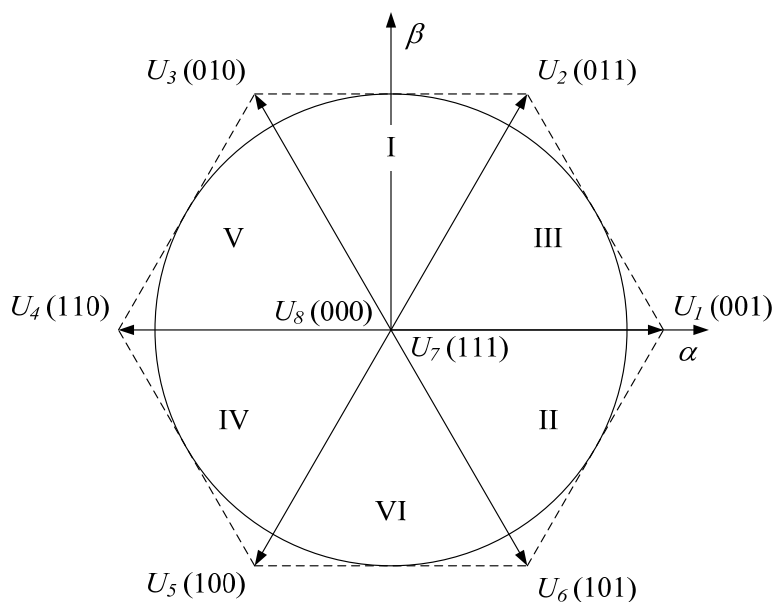
$$U_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_b - U_c) \quad (2.7)$$

Iznosi α i β komponente napona za svih osam sklopnih stanja dani su u tablici 2.3.

Tablica 2.3 Iznos α i β komponente napona za određeno sklopno stanje:

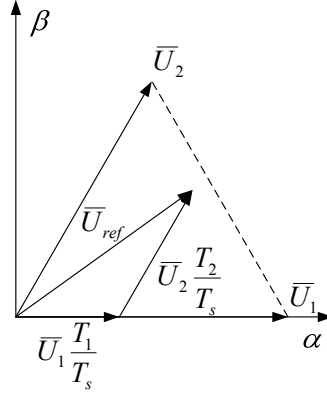
c	b	a	U_α	U_β	vektor
0	0	0	0	0	U_8
0	0	1	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0	U_1
0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$	U_3
0	1	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$	U_2
1	0	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$	U_5
1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$	U_6
1	1	0	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	0	U_4
1	1	1	0	0	U_7

Svako sklopno stanje moguće je predstaviti s odgovarajućim vektorom u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu (šest aktivnih vektora i dva nul vektora). Šest aktivnih vektora dijele $\alpha\beta$ koordinatni sustav na šest sektora. Vrhovi aktivnih vektora tvore pravilni šesterokut sa stranicama duljine $2U_{dc}/3$, dok su nul-vektori smješteni u ishodištu tog šesterokuta. Raspored aktivnih i pasivnih vektora u kompleksnoj ravnini prikazan je na slici 2.5.



Slika 2.5 Prikaz vektora u kompleksnoj ravnini

Zadatak vektorske modulacije je da aproksimira referentni vektor napona U_{ref} odgovarajućom kombinacijom dva susjedna aktivna vektora i nul-vektora. Na slici 2.6. prikazan je referentni vektor napona u sektoru III i aktivni vektori U_1 i U_2 .



Slika 2.6 Aproksimacija referentnog vektora napona U_{ref}

Za svaki kratki period T_s srednja vrijednost na izlazu iz izmjenjivača treba biti jednaka srednjoj vrijednosti referentnog vektora napona U_{ref} :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} U_{ref} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_1} U_1 dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_1}^{T_1+T_2} U_2 dt = U_1 \frac{T_1}{T_s} + U_2 \frac{T_2}{T_s} \quad (2.8)$$

gdje T_1 i T_2 predstavljaju vrijeme trajanja aktivnog vektora U_1 i U_2 , pri čemu mora biti zadovoljen uvjet $T_1 + T_2 \leq T_s$.

Ako se referentni vektor napona U_{ref} sporo mijenja unutar perioda T_s , izraz (2.8) nakon integracije poprima slijedeći oblik:

$$U_{ref} = U_1 \frac{T_1}{T_s} + U_2 \frac{T_2}{T_s} \quad (2.9)$$

Rastavljanjem referentnog i aktivnih vektora u izrazu (2.9) na realni i kompleksni dio dobije se:

$$U_\alpha + jU_\beta = \left(\frac{2}{3} U_{dc} \right) \frac{T_1}{T_s} + \left(\frac{U_{dc}}{3} + j \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \right) \frac{T_2}{T_s} \quad (2.10)$$

Izjednačavanjem realnih i imaginarnih dijelova moguće je izraziti α i β komponentu napona:

$$U_\alpha = \frac{2}{3} U_{dc} \frac{T_1}{T_s} + \frac{1}{3} U_{dc} \frac{T_2}{T_s} \quad (2.11)$$

$$U_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc} \frac{T_2}{T_s} \quad (2.12)$$

Iz izraza (2.11) i (2.12) može se odrediti vrijeme trajanja aktivnih vektora U_1 i U_2 potrebno za aproksimaciju referentnog vektora napona:

$$T_1 = T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) \quad (2.13)$$

$$T_2 = T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta \quad (2.14)$$

Na identičan način određuju se vremena trajanja aktivnih vektora i za ostale sektore. Izrazi za određivanje trajanja aktivnih vektora za sve sektore prikazani su u tablici 2.4. Vrijeme t_1 predstavlja vrijeme trajanja aktivnog vektora U_1 , U_3 ili U_5 (vektori koji predstavljaju sklopno stanje kod kojeg je uključen jedan tranzistor), dok vrijeme t_2 predstavlja vrijeme trajanja aktivnog vektora U_2 , U_4 ili U_6 (vektori koji predstavljaju sklopno stanje kod kojih su uključena dva tranzistora).

Tablica 2.4 Vremena trajanja sklopnih stanja u pojedinim sektorima

Sektor	t_1	t_2
I T1 i T2	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta$
II T2 i T3	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)$
III T3 i T4	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)$
IV T4 i T5	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)$
V T5 i T6	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)$	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)$
VI T1 i T6	$T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \frac{1}{2} (\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)$	$-T_s \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} U_\beta$

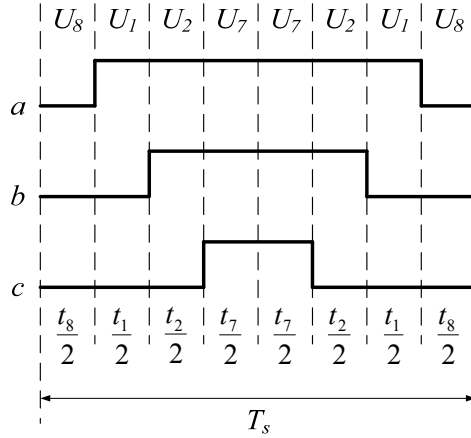
Nakon što se izračunaju vremena t_1 i t_2 , ostatak sklopne periode je namijenjen nultim vektorima U_8 i U_7 . Izrazi za t_1 i t_2 vrijede za sve tipove vektorske modulacije, dok smještaj nultih vektora U_8 i U_7 ovisi o tipu vektorske modulacije. Jednadžbe koje definiraju t_7 i t_8 su različite za svaku metodu, ali ukupno vrijeme trajanja nul vektora mora zadovoljavati uvjet:

$$t_{7,8} = T_s - T_1 - T_2 = t_7 + t_8 \quad (2.15)$$

Najpopularnija među vektorskim modulacijama širine impulsa je modulacija sa simetričnim smještajem nultih vektora, kod koje nul vektori U_7 i U_8 jednako traju:

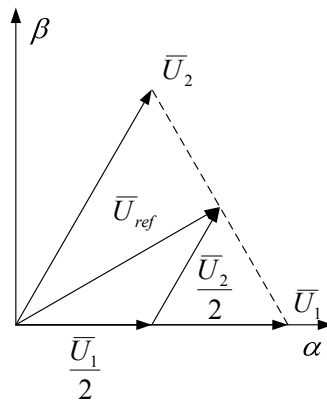
$$t_7 = t_8 = \frac{T_s - t_1 - t_2}{2} \quad (2.16)$$

Na slici 2.7 prikazani su valni oblici upravljačkih signala a , b i c unutar perioda T_s za sektor III.



Slika 2.7 Valni oblici upravljačkih signala a , b i c unutar perioda T_s

Maksimalna veličina referentnog vektora napona koja se može prikazati odgovarajućim slijedom dva susjedna vektora mijenja se s položajem referentnog vektora. Kada se referentni vektor nalazi točno između dva aktiva vektora njegova maksimalna vrijednost je najmanja. Za aproksimaciju referentnog vektora napona koji se nalazi u tom položaju, oba aktivna vektora moraju jednako trajati. Da bi bio zadovoljen uvjet $t_1 + t_2 \leq T_s$, trajanje aktivnih vektora mora biti manje ili jednako polovici periode T_s . Aproksimacija referentnog vektora napona koji se nalazi točno između dva aktiva vektora prikazana je na slici 2.8.



Slika 2.8 Maksimalna dopuštena duljina referentnog vektora napona

Pomoću slike 2.8. moguće je odrediti maksimalnu duljinu referentnog vektora napona:

$$|U_{ref}|_{\max} = \frac{1}{2}|U_1|\cos(30) + \frac{1}{2}|U_2|\cos(30) = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (2.17)$$

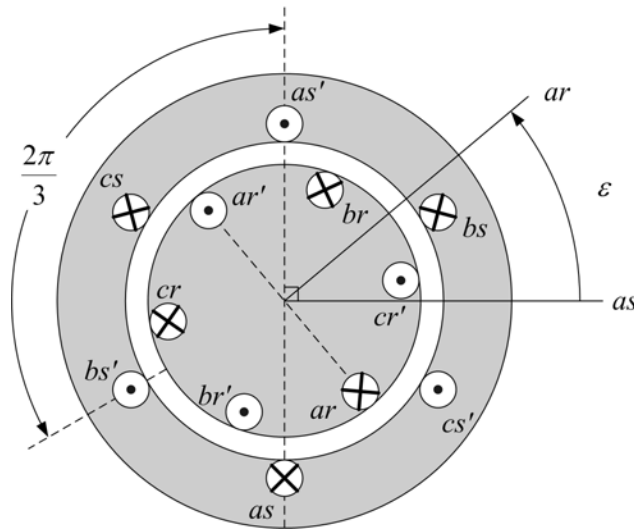
Da bi se referentni vektor mogao prikazati s dva susjedna aktivna vektora u svakom položaju, njegov modul ne smije biti veći od $\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$.

MATEMATIČKI MODEL ASINKRONOG MOTORA U DVOFAZNOM KOORDINATNOM SUSTAVU KOJI ROTIRA PROIZVOLJNOM BRZINOM

Matematički model asinkronog motora uobičajeno se razmatra uz slijedeće pretpostavke:

- motor je geometrijski i električki simetričan u svim trima fazama
- zasićenje i gubici u željezu se zanemaruju
- utjecaj potiskivanja struje u namotu statora i rotora se zanemaruje
- raspodjela protjecanja i polja u zračnom rasporu je sinusna
- otpori i induktiviteti uzimaju se kao koncentrirani parametri

Poprečni presjek simetričnog asinkronog motora prikazan je na slici 3.1.



Slika 3.1 Poprečni presjek simetričnog asinkronog motora

gdje as predstavlja os namota faze a statora, ar predstavlja os namota faze a rotora, ε predstavlja kut između istoimenih namota na statoru i rotoru.

Budući da se radi o simetričnom trofaznom namotu na statoru i rotoru, za fazne otpore statora i rotora vrijedi $R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$, odnosno $R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$.

Naponske jednadžbe statora asinkronog motora dane su izrazima:

$$u_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \quad (3.1)$$

$$u_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} \quad (3.2)$$

$$u_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt} \quad (3.3)$$

Naponske jednadžbe rotora asinkronog motora dane su izrazima:

$$u_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} \quad (3.4)$$

$$u_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} \quad (3.5)$$

$$u_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\psi_{rc}}{dt} \quad (3.6)$$

Veza između ulančanih tokova i struja statora određena je slijedećim izrazima:

$$\begin{aligned} \psi_{sa} = & (L_{\sigma s} + l_{ms})i_{sa} - \frac{1}{2}l_{ms}i_{sb} - \frac{1}{2}l_{ms}i_{sc} + \\ & + l_{sr} \cos(\varepsilon)i_{ra} + l_{sr} \cos\left(\varepsilon + \frac{2\pi}{3}\right)i_{rb} + l_{sr} \cos\left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right)i_{rc} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} \psi_{sb} = & -\frac{1}{2}l_{ms}i_{sa} + (L_{\sigma s} + l_{ms})i_{sb} - \frac{1}{2}l_{ms}i_{sc} + \\ & + l_{sr} \cos\left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right)i_{ra} + l_{sr} \cos(\varepsilon)i_{rb} + l_{sr} \cos\left(\varepsilon + \frac{2\pi}{3}\right)i_{rc} \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} \psi_{sc} = & -\frac{1}{2}l_{ms}i_{sa} - \frac{1}{2}l_{ms}i_{sb} + (L_{\sigma s} + l_{ms})i_{sc} + \\ & + l_{sr} \cos\left(\varepsilon + \frac{2\pi}{3}\right)i_{ra} + l_{sr} \cos\left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right)i_{rb} + l_{sr} \cos(\varepsilon)i_{rc} \end{aligned} \quad (3.9)$$

gdje je $L_{\sigma s}$ rasipni induktivitet faze statora, l_{ms} glavni induktivitet faze statora, a l_{sr} međuinduktivitet između faze statora i rotora kada im se osi poklapaju.

Veza između ulančenih tokova i struja rotora određena je slijedećim izrazima:

$$\begin{aligned} \psi_{ra} = & l_{sr} \cos(\varepsilon)i_{sa} + l_{sr} \cos\left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right)i_{sb} + l_{sr} \cos\left(\varepsilon + \frac{2\pi}{3}\right)i_{sc} + \\ & + (L_{\sigma r} + l_{mr})i_{ra} - \frac{1}{2}l_{mr}i_{rb} - \frac{1}{2}l_{mr}i_{rc} \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned}\psi_{rb} = l_{sr} \cos\left(\varepsilon + \frac{2\pi}{3}\right) i_{sa} + l_{sr} \cos(\varepsilon) i_{sb} + l_{sr} \cos\left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right) i_{sc} - \\ - \frac{1}{2} l_{mr} i_{ra} + (L_{\sigma r} + l_{mr}) i_{rb} - \frac{1}{2} l_{mr} i_{rc}\end{aligned}\quad (3.11)$$

$$\begin{aligned}\psi_{rc} = l_{sr} \cos\left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right) i_{sa} + l_{sr} \cos\left(\varepsilon + \frac{2\pi}{3}\right) i_{sb} + l_{sr} \cos(\varepsilon) i_{sc} \\ - \frac{1}{2} l_{mr} i_{ra} - \frac{1}{2} l_{mr} i_{rb} + (L_{\sigma r} + l_{mr}) i_{rc}\end{aligned}\quad (3.12)$$

gdje je $L_{\sigma r}$ rasipni induktivitet faze rotora, a l_{mr} glavni induktivitet faze rotora.

Rezultirajući vektori određenih fizikalnih veličina statora imaju oblik:

$$\bar{u}_s = \frac{2}{3} \left(u_{sa} + u_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.13)$$

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3} \left(i_{sa} + i_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.14)$$

$$\bar{\psi}_s = \frac{2}{3} \left(\psi_{sa} + \psi_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \psi_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.15)$$

Rezultirajući vektori rotorskih fizikalnih veličina imaju jednak oblik kao i rezultirajući vektori statorskih fizikalnih veličina, samo je indeks s zamijenjen indeksom r .

Nakon uvođenja rezultirajućih vektora naponske jednažbe statorskog i rotorskog kruga poprimaju slijedeće oblike:

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (3.16)$$

$$\bar{u}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} \quad (3.17)$$

I veze između struja i ulančanih tokova se mogu izraziti pomoću rezultirajućih vektora:

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\varepsilon} \quad (3.18)$$

$$\bar{\psi}_r = L_m \bar{i}_s e^{-j\varepsilon} + L_r \bar{i}_r \quad (3.19)$$

gdje je:

$$L_s = L_{\sigma s} + \frac{3}{2} l_{ms} \quad (3.20)$$

$$L_m = \frac{3}{2} l_{sr} \quad (3.21)$$

$$L_r = L_{\sigma r} + \frac{3}{2} l_{mr} \quad (3.22)$$

Kod asinkronih strojeva obično se sve veličine svode na statorski namot tako da se za induktivitete može napisati:

$$L_s = L_{\sigma s} + L_m \quad (3.23)$$

$$L_r = L_{\sigma r} + L_m \quad (3.24)$$

Izrazi (3.16) i (3.18) vrijede u statorskom koordinatnom sustavu, a izrazi (3.17) i (3.19) vrijede u rotorskom koordinatnom sustavu, pa između tih izraza nema izravne veze. Da bi se ti izrazi doveli u izravnu vezu nužno je sve rezultirajuće vektore transformirati u zajednički koordinatni sustav. U ovom slučaju vektori se transformiraju u koordinatni sustav koji rotira proizvoljnom brzinom ω_k . Transformacija vektora između dvofaznih koordinatnih sustava s različitim brzinama rotacije izvodi se pomoću izraza (1.21). Ako se pretpostavi da kut između statorskog i zajedničkog koordinatnog sustava iznosi ρ , tada kut između rotorskog i zajedničkog koordinatnog sustava iznosi $(\rho - \varepsilon)$.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \bigg/ \cdot e^{-j\rho} \quad (3.25)$$

$$\bar{u}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} \bigg/ \cdot e^{-j(\rho - \varepsilon)} \quad (3.26)$$

Vektori koji označavaju fizikalne veličine statora i rotora u zajedničkom koordinatnom sustavu definirani su slijedećim izrazima:

$$\bar{u}_{sk} = \bar{u}_s e^{-j\rho} \quad (3.27)$$

$$\bar{i}_{sk} = \bar{i}_s e^{-j\rho} \quad (3.28)$$

$$\bar{\psi}_{sk} = \bar{\psi}_s e^{-j\rho} \quad (3.29)$$

$$\bar{u}_{rk} = \bar{u}_r e^{-j(\rho - \varepsilon)} \quad (3.30)$$

$$\bar{i}_{rk} = \bar{i}_r e^{-j(\rho - \varepsilon)} \quad (3.31)$$

$$\bar{\psi}_{rk} = \bar{\psi}_r e^{-j(\rho - \varepsilon)} \quad (3.32)$$

Nakon transformacije izrazi za napon statora i rotora u zajedničkom koordinatnom sustavu poprimaju slijedeće oblike:

$$\bar{u}_{sk} = \bar{i}_{sk} R_s + \frac{d\bar{\psi}_{sk}}{dt} + j\bar{\psi}_{sk} \omega_k \quad (3.33)$$

$$\bar{u}_{rk} = \bar{i}_{rk} R_r + \frac{d\bar{\psi}_{rk}}{dt} + j\bar{\psi}_{rk}(\omega_k - \omega) \quad (3.34)$$

Vektori tokova statora i rotora transformiraju se u zajednički koordinatni sustav na slijedeći način:

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\varepsilon} \quad / \cdot e^{-j\rho} \quad (3.35)$$

$$\bar{\psi}_r = L_m \bar{i}_s e^{-j\varepsilon} + L_r \bar{i}_r \quad / \cdot e^{-j(\rho-\varepsilon)} \quad (3.36)$$

Nakon transformacije izrazi za tok statora i rotora u zajedničkom koordinatnom sustavu poprimaju slijedeće oblike:

$$\bar{\psi}_{sk} = L_s \bar{i}_{sk} + L_m \bar{i}_{rk} \quad (3.37)$$

$$\bar{\psi}_{rk} = L_m \bar{i}_{sk} + L_r \bar{i}_{rk} \quad (3.38)$$

Elektromagnetski moment može se izraziti pomoću vektorskog produkta rezultirajućeg vektora struje statora i rezultirajućeg vektora toka statora ili pomoću vektorskog produkta rezultirajućeg vektora struje rotora i rezultirajućeg vektora toka rotora. Ta dva momenta su istog iznosa, a suprotnog predznaka:

$$\bar{m}_e = -\frac{3}{2} p \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s = \frac{3}{2} p \bar{\psi}_r \times \bar{i}_r \quad (3.39)$$

U izrazu (3.39) p predstavlja broj pari polova asinkronog motora. Transformiranjem izraza (3.39) u proizvoljno rotirajući koordinatni sustav, oba vektora zakrenu se za isti kut, pa se njihov vektorski produkt ne mijenja. Iz toga slijedi da moment izražen pomoću struje i toka definiranih u zajedničkom koordinatnom sustavu ima oblik:

$$\bar{m}_e = -\frac{3}{2} p \bar{\psi}_{sk} \times \bar{i}_{sk} = \frac{3}{2} p \bar{\psi}_{rk} \times \bar{i}_{rk} \quad (3.40)$$

Uvođenjem izraza za tok statora (3.37), odnosno tok rotora (3.38) u izraz za moment (3.40), dobiva se:

$$\bar{m}_e = -\frac{3}{2} p (L_s \bar{i}_{sk} + L_m \bar{i}_{rk}) \times \bar{i}_{sk} = \frac{3}{2} p (L_m \bar{i}_{sk} + L_r \bar{i}_{rk}) \times \bar{i}_{rk} \quad (3.41)$$

Kako je vektorski produkt kolinearnih vektora jednak nuli, izraz za moment poprima oblik:

$$\bar{m}_e = -\frac{3}{2} p L_m \bar{i}_{rk} \times \bar{i}_{sk} = \frac{3}{2} p L_m \bar{i}_{sk} \times \bar{i}_{rk} \quad (3.42)$$

Ako se pretpostavi da se radi o kaveznom asinkronom motoru ($\bar{u}_r = 0$) i ako se indeks k ispusti iz izraza (3.33), (3.34), (3.37), (3.38) i (3.42), vodeći računa da se svi vektori nalaze u zajedničkom koordinatnom sustavu, sustav jednažbi asinkronog motora u zajedničkom koordinatnom sustavu može se zapisati na slijedeći način:

$$\bar{u}_s = \bar{i}_s R_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_s \quad (3.43)$$

$$0 = \bar{i}_r R_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\psi}_r \quad (3.44)$$

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \quad (3.45)$$

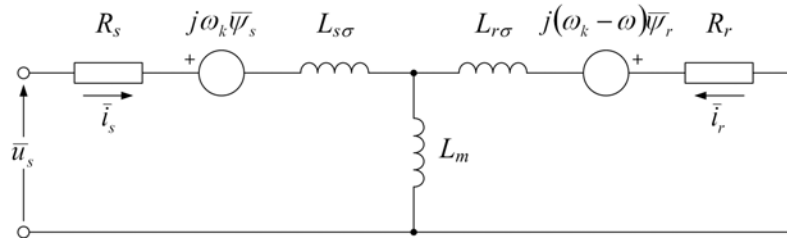
$$\bar{\psi}_r = L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r \quad (3.46)$$

$$\bar{m}_e = -\frac{3}{2} p L_m \bar{i}_s \times \bar{i}_r \quad (3.47)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_e - m_l \quad (3.48)$$

$$\omega = p\omega_m \quad (3.49)$$

Na temelju izraza (3.43) – (3.46) izvodi se električna nadomjesna shema asinkronog motora u proizvoljno rotirajućem koordinatnom sustavu (slika 3.2).

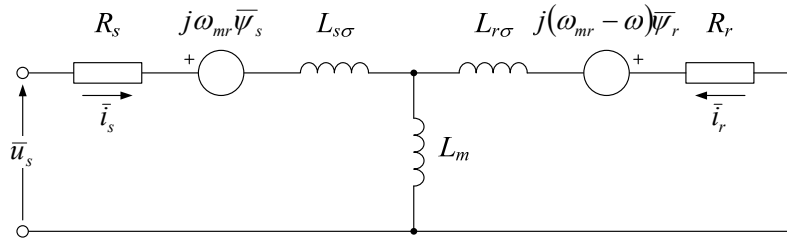


Slika 3.2 Model asinkronog motora u dvofaznom sustavu koji rotira brzinom ω_k

STRUKTURE VEKTORSKOG UPRAVLJANJA ASINKRONOG MOTORA

Vektorsko upravljanje orijentacijom rotorskog toka (eng. *Rotor Field Oriented Control*)

Matematički model asinkronog motora u koordinatnom sustavu toka rotora dobije se iz izraza (3.43) – (3.49) zamjenom proizvoljne brzine ω_k sa brzinom toka rotora ω_{mr} . Treba voditi računa da se svi vektori iz izraza (3.43) – (3.49) sada nalaze u koordinatnom sustavu toka rotora.



Slika 4.1 Model asinkronog motora u dvofaznom sustavu koji rotira brzinom ω_{mr}

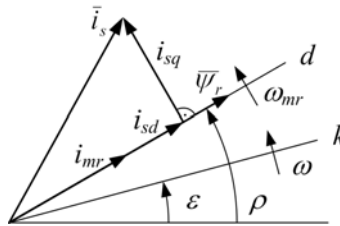
Kod vektorskog upravljanja orijentacijom rotorskog toka realna os koordinatnog sustava toka rotora se postavlja se u smjeru vektora toka rotora $\bar{\psi}_r$, pa se izraz sa tok statora može izraziti kao

$$\bar{\psi}_r = \psi_{rd} + j0. \quad (4.1)$$

Struja magnetiziranja koja stvara rotorski magnetski tok definira se kao

$$\bar{i}_{mr} = \frac{\bar{\psi}_r}{L_m} = i_{mr} + j0 = \frac{\psi_{rd}}{L_m}. \quad (4.2)$$

Odnosi među vektorima su prikazani na slici 4.2.



Slika 4.2 Odnosi među vektorima u modelu u koordinatnom sustavu toka rotora

Asinkroni motor napajan iz pretvarača frekvencije s utisnutom strujom

Ako se asinkroni motor napaja pretvarača frekvencije s utisnutom strujom nije potrebno razmatrati statorku naponsku jednadžbu. Iz izraza za tok rotora (3.46) moguće je izraziti vektor struje rotora:

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\psi}_r - \frac{L_m}{L_r} \bar{i}_s \quad (4.3)$$

Uvrštavanjem jednadžbe (4.3) u naponsku jednadžbu rotora (3.43) dobije se:

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \bar{\psi}_r - \frac{L_m}{L_r} R_r \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega) \bar{\psi}_r \quad (4.4)$$

Rastavljanjem struje statora u izrazu (4.4) na realni i imaginarni dio, i uvrštavanjem izraza (4.1) slijedi:

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} - L_m \frac{R_r}{L_r} (i_{sd} + ji_{sq}) + \frac{d\psi_{rd}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega) \psi_{rd} \quad (4.5)$$

Izjednačavanjem realnog i imaginarnog dijela i uvođenjem vremenske konstante rotora $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

dobivaju se slijedeći izrazi:

$$\frac{1}{T_r} \psi_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} \quad (4.6)$$

$$(\omega_{mr} - \omega) \psi_{rd} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} \quad (4.7)$$

Uvođenjem izraza za rotorski tok $\psi_{rd} = L_m i_{mr}$ u izraze (4.6) i (4.7), izrazi poprimaju oblik:

$$i_{mr} + T_r \frac{di_{mr}}{dt} = i_{sd} \quad (4.8)$$

$$\omega_{mr} = \omega + \frac{i_{sq}}{T_r i_{mr}} \quad (4.9)$$

Primjenom Laplaceove transformacije na izraz (4.8), odnos između struje i_{mr} i i_{sd} može se zapisati kao

$$\frac{i_{mr}(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{1}{1 + sT_r} \quad (4.10)$$

Elektromagnetski moment motora dan je izrazom:

$$\bar{m} = -\frac{3}{2} p L_m \bar{i}_s \times \frac{\bar{\psi}_r}{L_r} \quad (4.11)$$

Raspisivanjem vektorskog umnoška dobije se:

$$\bar{i}_s \times \bar{\psi}_r = \begin{bmatrix} \bar{h} & \bar{j} & \bar{k} \\ i_{sd} & i_{sq} & 0 \\ \psi_{rd} & 0 & 0 \end{bmatrix} = -\bar{k} i_{sq} \psi_{rd} \quad (4.12)$$

Ako se izraz (4.12) uvrsti u izraz (4.11) dobiva se izraz za apsolutnu vrijednost momenta:

$$m_e = \frac{3}{2} p L_m \frac{\psi_{rd}}{L_r} i_{sq} \quad (4.13)$$

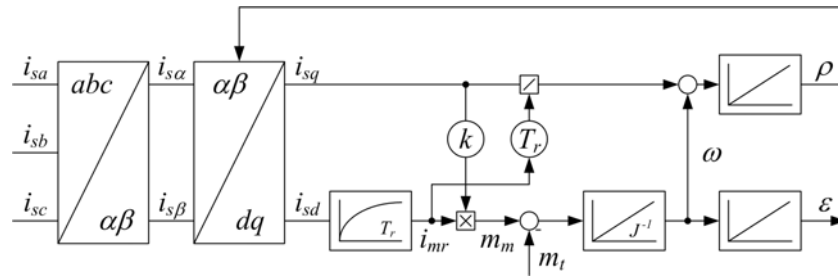
Ako se u jednadžbu (4.13) uvrsti tok rotora ψ_{rd} iz jednadžbe (4.2) dobije se:

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} i_{sq} = k_m i_{mr} i_{sq} \quad (4.14)$$

Ovaj izraz je ključan za vektorsko upravljanje asinkronog motora. Jednadžba gibanja (3.48) nakon što se u nju uvrsti izraz za moment motora (4.14) izgleda:

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m i_{mr} i_{sq} - m_t \quad (4.15)$$

Model asinkronog motora u koordinatnom sustavu vektora rotorskog toka određen izrazima (4.8), (4.9) i (4.15). Strukturna blok shema asinkronog motora prikazana je na slici 4.3.



Slika 4.3 Strukturna blok shema modela asinkronog motora napajanog iz strujnog pretvarača frekvencije

Funkcijska blok shema vektorskog upravljanja asinkronog motora napajanog iz pretvarača frekvencije s utisnutom strujom prikazana je na slici 4.4.

Uvođenjem $\frac{di_{mr}}{dt}$ iz izraza (4.8), vremenske konstante rotora $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ i koeficijenta rasipanja

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ dobiva se:

$$\bar{u}_s = \bar{i}_s R_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j\omega_{mr} \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{i_{sd} - i_{mr}}{T_r} + j\omega_{mr} \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} \quad (4.19)$$

Rastavljanjem jednadžbe (4.19) na realni i imaginarni dio i izjednačavanjem realnih i imaginarnih dijelova dobivaju se komponente vektora napona u_{sd} i u_{sq} :

$$u_{sd} = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} - \omega_{mr} \sigma L_s i_{sq} \quad (4.20)$$

$$u_{sq} = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} + \omega_{mr} \sigma L_s i_{sd} \quad (4.21)$$

Iz izraza (4.20) i (4.21) vidi se da d i q koordinate nisu u potpunosti raspregnute, tj. da se promjenom napona u jednoj osi, mijenja iznos struje u obje osi. Zbog toga se uvode slijedeći izrazi:

$$\Delta u_{sd} = \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} + \omega_{mr} \sigma L_s i_{sq} \quad (4.22)$$

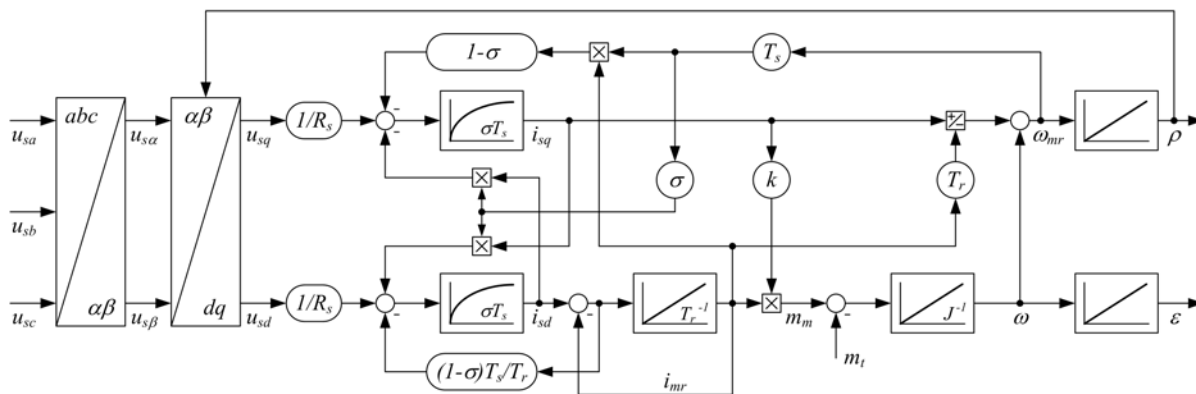
$$\Delta u_{sq} = -\omega \frac{L_m^2}{L_r} i_{mr} - \omega_{mr} \sigma L_s i_{sd} \quad (4.23)$$

Dodavanjem izraza (4.22) i izraza (4.23) izrazu (4.20), odnosno izrazu (4.21) dobivaju se izrazi koji su u potpunosti raspregnuti:

$$u_{sd} + \Delta u_{sd} = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \quad (4.24)$$

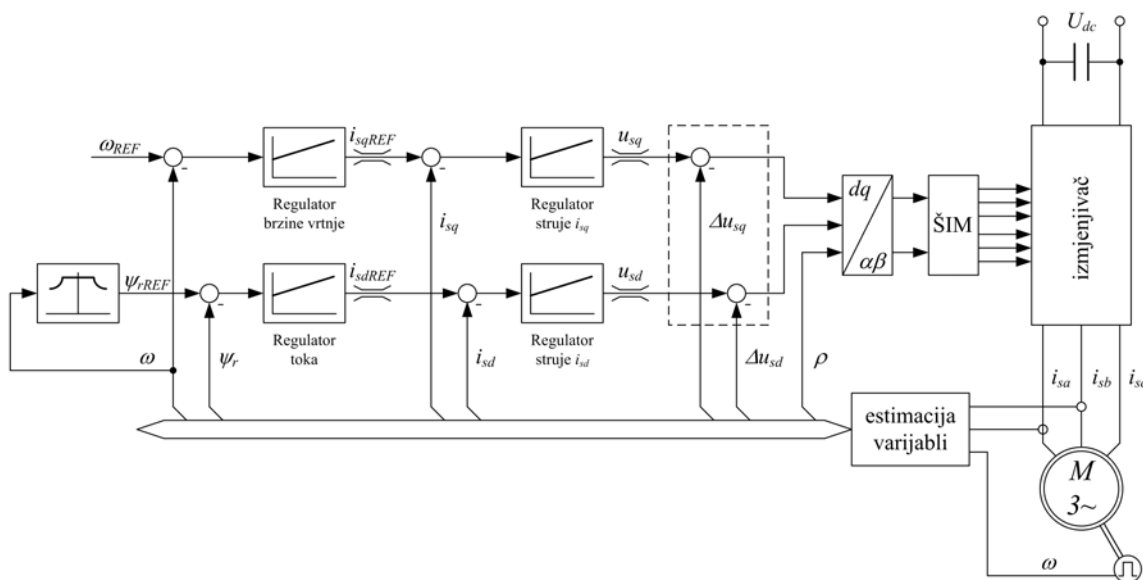
$$u_{sq} + \Delta u_{sq} = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad (4.25)$$

Izrazi (4.20) i (4.21) zajedno s izrazima (4.8), (4.9) i (4.15) tvore potpuni matematički model asinkronog motora u koordinatama toka rotora napajanog iz naponskog pretvarača frekvencije. Strukturna blok shema modela asinkronog motora u koordinatama magnetskog toka rotora napajanog iz naponskog pretvarača frekvencije prikazana je na slici 4.5.



Slika 4.5 Strukturna blok shema modela asinkronog motora napajana pretvaračem frekvencije s utisnutim naponom

Funkcijska blok shema vektorskog upravljanja asinkronog motora napajana iz naponskog pretvarača frekvencije prikazana je na slici 4.6.



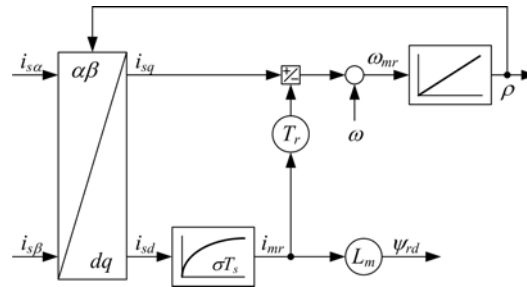
Slika 4.6 Funkcijska blok shema vektorskog upravljanja asinkronog motora s pretvaračem frekvencije s utisnutim naponom

Estimacija toka rotora uz pomoć modela toka

Posebno značenje za vektorsko upravljanje asinkronog motora u koordinatama rotorskog toka ima određivanje iznosa i kuta vektora toka rotora, tj. vektora struje magnetiziranja i_{mr} . Ako kut vektora toka rotora nije točno određen, iščezava neovisnost upravljanja u d i q osi. To konkretno

znači da djelovanje u jednoj osi (unutar regulacijskih krugova) motor osjeća kao djelovanje u objema osima.

Tok rotora, odnosno struju magnetiziranja i_{mr} moguće je rekonstruirati pomoću modela prikazanog na slici 4.7, a temelji se na izrazima (4.2), (4.8) i (4.9).

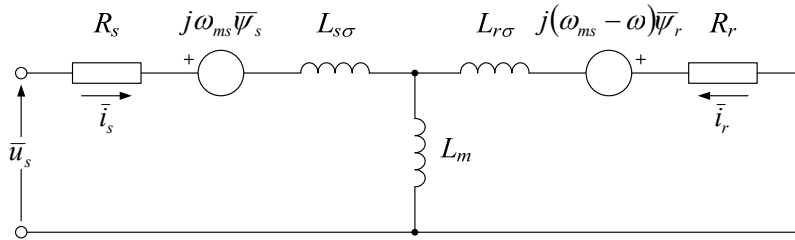


Slika 4.7 Strukturna blok shema modela rekonstrukcije toka rotora

Iznos i položaj vektora struje magnetiziranja računa se pomoću mjerenih struja statora i brzine vrtnje motora. Odstupanje vektora koji se rekonstruira modelom od stvarnog kompleksnog vektora rotorskog toka posljedica je zagrijavanja stroja, odnosno promjene magnetskog stanja stroja, te netočnost mjerenih ulaznih veličina modela. U praktičnoj realizaciji pogona nužno je u stvarnom vremenu prepoznati promjenu pojedinog parametra te je potom kompenzirati.

Vektorsko upravljanje orijentacijom statorskog toka (eng. *Stator Field Oriented Control*)

Matematički model asinkronog motora u koordinatnom sustavu toka statora dobije se iz izraza (3.43) – (3.49) zamjenom proizvoljne brzine ω_k sa brzinom toka rotora ω_{ms} . Treba voditi računa da se svi vektori iz izraza (3.43) – (3.49) sada nalaze u koordinatnom sustavu toka statora.



Slika 5.1 Model asinkronog motora u dvofaznom sustavu koji rotira brzinom ω_{ms}

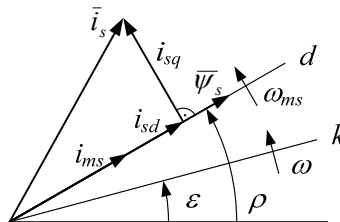
Kod vektorskog upravljanja orijentacijom statorskog toka realna os koordinatnog sustava toka statora se postavlja se u smjeru vektora toka statora $\bar{\psi}_s$, pa se izraz sa tok statora može izraziti kao

$$\bar{\psi}_s = \psi_{sd} + j0. \quad (5.1)$$

Struja magnetiziranja koja stvara rotorski magnetski tok definira se kao

$$\bar{i}_{ms} = \frac{\bar{\psi}_s}{L_m} = i_{ms} + j0 = \frac{\psi_{sd}}{L_m}. \quad (5.2)$$

Odnosi među vektorima su prikazani na slici 5.2.



Slika 5.2 Odnosi među vektorima u modelu u koordinatnom sustavu toka statora

Elektromagnetski moment motora dan je izrazom:

$$\bar{m}_e = -\frac{3}{2} p \bar{i}_s \times \bar{\psi}_s \quad (5.3)$$

Raspisivanjem vektorskog umnoška dobije se:

$$\bar{i}_s \times \bar{\psi}_s = \begin{bmatrix} \bar{h} & \bar{j} & \bar{k} \\ i_{sd} & i_{sq} & 0 \\ \psi_{sd} & 0 & 0 \end{bmatrix} = -\bar{k} i_{sq} \psi_{sd} \quad (5.4)$$

Ako se izraz (5.4) uvrsti u izraz (5.3) dobiva se izraz za apsolutnu vrijednost momenta:

$$m_e = \frac{3}{2} p i_{sq} \psi_{sd} \quad (5.5)$$

Ako se u izraz (5.5) uvrsti tok rotora ψ_{sd} iz izraza (5.2) dobije se:

$$m_e = \frac{3}{2} p L_m i_{ms} i_{sq} = k_m i_{ms} i_{sq} \quad (5.6)$$

Asinkroni motor napajan iz pretvarača frekvencije s utisnutom strujom

Iz izraza (3.45) moguće je izraziti vektor struje rotora

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_m} \bar{\psi}_s - \frac{L_s}{L_m} \bar{i}_s = \bar{i}_{ms} - \frac{L_s}{L_m} \bar{i}_s. \quad (5.7)$$

Uvrštenjem izraza (5.7) u izraz (3.46) vektor toka rotora poprima oblik

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \bar{\psi}_s - \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \bar{i}_s = L_r \bar{i}_{ms} - \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \bar{i}_s. \quad (5.8)$$

Uvrštenjem izraza (5.7) i (5.8) u naponsku jednadžbu rotora (3.43) dobije se

$$0 = R_r \bar{i}_{ms} - \frac{R_r L_s}{L_m} \bar{i}_s + L_r \frac{d\bar{i}_{ms}}{dt} - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j(\omega_{ms} - \omega) L_r \bar{i}_{ms} - j(\omega_{ms} - \omega) \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \bar{i}_s. \quad (5.9)$$

Rastavljanjem struje statora i struje magnetiziranja u izrazu (5.9) na realni i imaginarni slijedi:

$$0 = R_r i_{ms} - \frac{R_r L_s}{L_m} (i_{sd} + j i_{sq}) + L_r \frac{di_{ms}}{dt} - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \frac{d(i_{sd} + j i_{sq})}{dt} + j(\omega_{ms} - \omega) L_r i_{ms} - j(\omega_{ms} - \omega) \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} (i_{sd} + j i_{sq}) \quad (5.10)$$

Izjednačavanjem realnog i imaginarnog dijela dobivaju se slijedeći izrazi:

$$\frac{L_m}{L'_s} \frac{di_{ms}}{dt} + \frac{L_m}{L_s T'_r} i_{ms} = \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{1}{T'_r} i_{sd} - (\omega_{ms} - \omega) i_{sq} \quad (5.11)$$

$$(\omega_{ms} - \omega) \frac{L_m}{L'_s} i_{ms} - (\omega_{ms} - \omega) i_{sd} = \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{1}{T'_r} i_{sq} \quad (5.12)$$

Iz izraza (5.11) vidi se da d i q komponente struje statora nisu u potpunosti raspregnute, tj. ako se promijeni iznos d komponente struje i pri tome se ne promijeni na odgovarajući način q komponenta struje doći će do neželjene promijene struje magnetiziranja.

Raspregzanje je moguće ostvariti tako da se referentnoj vrijednosti d komponente struje statora doda iznos koji će poništiti utjecaj q komponente struje statora:

$$\tilde{i}_{sd} = \Delta i_{sd} + i_{sd} \quad (5.13)$$

Uvođenjem izraza (5.13) u izraz (5.11) slijedi

$$\frac{L_m}{L'_s} \frac{di_{ms}}{dt} + \frac{L_m}{L_s T'_r} i_{ms} = \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} i_{sd} + \frac{d\Delta i_{sd}}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} \Delta i_{sd} - (\omega_{ms} - \omega) i_{sq}$$

Iz izraza slijedi da će upravljanje biti raspregnuto ako je zbroj zdanja tri člana na desnoj strani izraza jednak nuli:

$$\frac{d\Delta i_{sd}}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} \Delta i_{sd} = (\omega_{ms} - \omega) i_{sq} \quad (5.14)$$

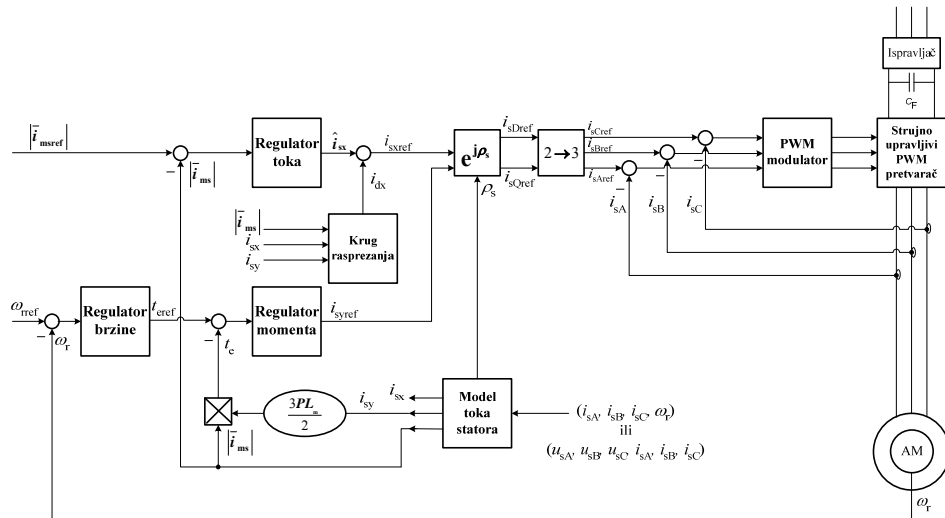
Struja raspregzanja Δi_{sd} treba iznositi

$$\Delta i_{sd} = \frac{\sigma T_r}{s\sigma T_r + 1} (\omega_{ms} - \omega) i_{sq} \quad (5.15)$$

Iz izraza (5.12) moguće je izraziti brzinu klizanja asinkronog stroja

$$(\omega_{ms} - \omega) = \frac{L_s}{L_m i_{ms} - \sigma L_s i_{sd}} \frac{s\sigma T_r + 1}{T_r} i_{sq} \quad (5.16)$$

Funkcijska blok shema vektorskog upravljanja asinkronog motora napajanog iz naponskog pretvarača frekvencije prikazana je na slici 5.3.



Slika 5.3 Funkcijska blok shema vektorskog upravljanja asinkronog motora s pretvaračem frekvencije s utisnutom strujom

Asinkroni motor napajan iz pretvarača frekvencije s utisnutim naponom

Uvrštavanjem izraza (5.2) u naponsku jednadžbu statora (3.43) dobije se:

$$\bar{u}_s = \bar{i}_s R_s + L_m \frac{di_{ms}}{dt} + j\omega_{ms} L_m i_{ms} \quad (5.17)$$

Rastavljanjem napona i struje statora u izrazu (5.17) na realni i imaginarni slijedi:

$$u_{sd} + ju_{sq} = (i_{sd} + ji_{sq})R_s + L_m \frac{di_{ms}}{dt} + j\omega_{ms} L_m i_{ms} \quad (5.18)$$

Izjednačavanjem realnog i imaginarnog dijela dobivaju se slijedeći izrazi:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_m \frac{di_{ms}}{dt} \quad (5.19)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_{ms} L_m i_{ms} \quad (5.20)$$

Iz izraza (5.19) i (5.20) vidi se da d i q koordinate nisu u potpunosti raspregnute, tj. da se promjenom napona u jednoj osi, mijenja iznos struje u obje osi. Zbog toga se uvodi raspregzanje dodavanjem napona

$$\Delta u_{sd} = 0 \text{ i} \quad (5.21)$$

$$\Delta u_{sq} = \omega_{ms} L_m i_{ms} . \quad (5.22)$$

Dodavanjem izraza (5.22) izrazu (5.20) dobivaju se izrazi koji su u potpunosti raspregnuti:

$$u_{sd} + \Delta u_{sd} = R_s i_{sd} + L_m \frac{di_{ms}}{dt} \quad (5.23)$$

$$u_{sq} + \Delta u_{sq} = R_s i_{sq} \quad (5.24)$$

Estimacija toka statora uz pomoć modela toka

Posebno značenje za vektorsko upravljanje asinkronog motora u koordinatama statorskog toka ima određivanje iznosa i kuta vektora toka statora, tj. vektora struje magnetiziranja i_{ms} . Ako kut vektora toka rotora nije točno određen, iščezava neovisnost upravljanja u d i q osi. To konkretno

znači da djelovanje u jednoj osi (unutar regulacijskih krugova) motor osjeća kao djelovanje u objema osima.

Tok statora, odnosno struju magnetiziranja i_{ms} i kut koji vektor toka statora zatvara s osi α stacionarnog koordinatnog sustava moguće je rekonstruirati pomoću izraza (5.11) i (5.12).

Iznos i položaj vektora struje magnetiziranja računa se pomoću mjerenih struja statora i brzine vrtnje motora.

Odstupanje vektora koji se rekonstruiraju modelom od stvarnog kompleksnog vektora rotorskog toka posljedica je zagrijavanja stroja, odnosno promjene magnetskog stanja stroja, te netočnost mjerenih ulaznih veličina modela. U praktičnoj realizaciji pogona nužno je u stvarnom vremenu prepoznati promjenu pojedinog parametra te je potom kompenzirati.

Model toka moguće je izvesti i na druge načine. Npr. ako se mjere naponi i struje statora, iz naponske jednadžbe statora u mirujućem koordinatnom sustavu

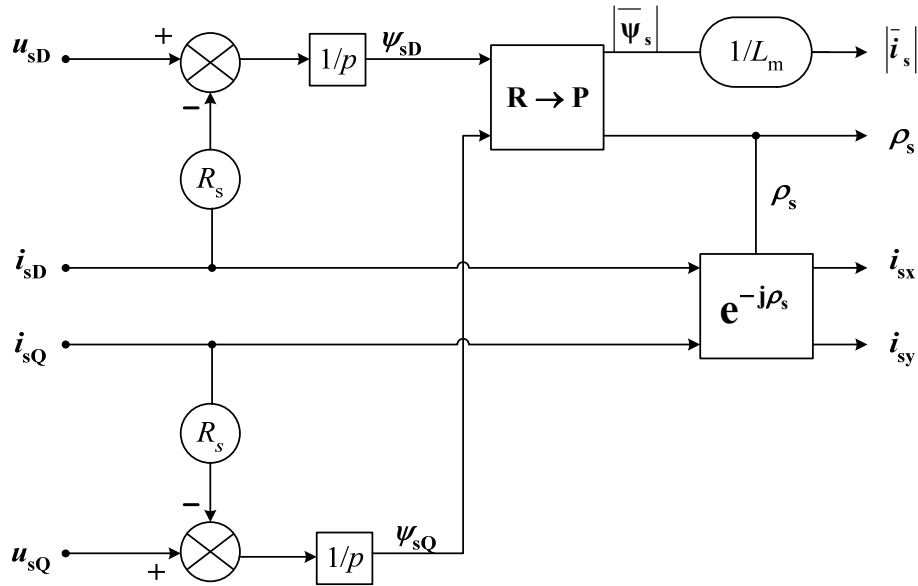
$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt}, \quad (5.25)$$

slijedi da se vektor toka statora može dobiti integracijom izraza $\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s$

$$\psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (5.26)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (5.27)$$

Kada se vektor toka rotora $\bar{\psi}_s$ podijeli s L_m , dobije se vektor struje magnetiziranja statora u stacionarnom koordinatnom sustavu, i njegov modul je jednak i_{ms} , a kut koji zatvara s osi α stacionarnog koordinatnog sustava jednak je ρ_s . Međutim, kada se koristi ova tehnika, pri nižim frekvencijama dominira otpor statora te mora biti provedena precizna kompenzacija omskog pada napona. Model toka ostvaren na ovaj način prikazan je na slici 5.4.



Slika 5.4 Model toka (u stacionarnom koordinatnom sustavu)

U praksi traže samo dva linijska napona (u_{ac} i u_{ba}), i stoga se α i β komponenta napona statora može dobiti koristeći izraz

$$u_{s\alpha} = \frac{u_{ba} - u_{ac}}{3} \quad (5.28)$$

$$u_{s\beta} = -\frac{u_{ac} + u_{ba}}{\sqrt{3}}. \quad (5.29)$$

Također komponente struje statora $i_{s\alpha}$ i $i_{s\beta}$ mogu dobiti koristeći samo dvije linijske struje (i_{sa} i i_{sb}), ako je ispunjen uvjet $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$, i u tom slučaju je

$$i_{s\alpha} = i_{sa} \quad (5.30)$$

$$i_{s\beta} = \frac{i_{sa} + 2i_{sb}}{\sqrt{3}}. \quad (5.31)$$

Model toka moguće je izvesti i direktno korištenjem jednadžbe napona statora u koordinatnom sustavu toka statora (3.43) i izraza za struju magnetiziranja (5.2)

$$\bar{u}_s = \bar{i}_s R_s + L_m \frac{d\bar{i}_{ms}}{dt} + j\omega_{ms} L_m \bar{i}_{ms} \quad (5.32)$$

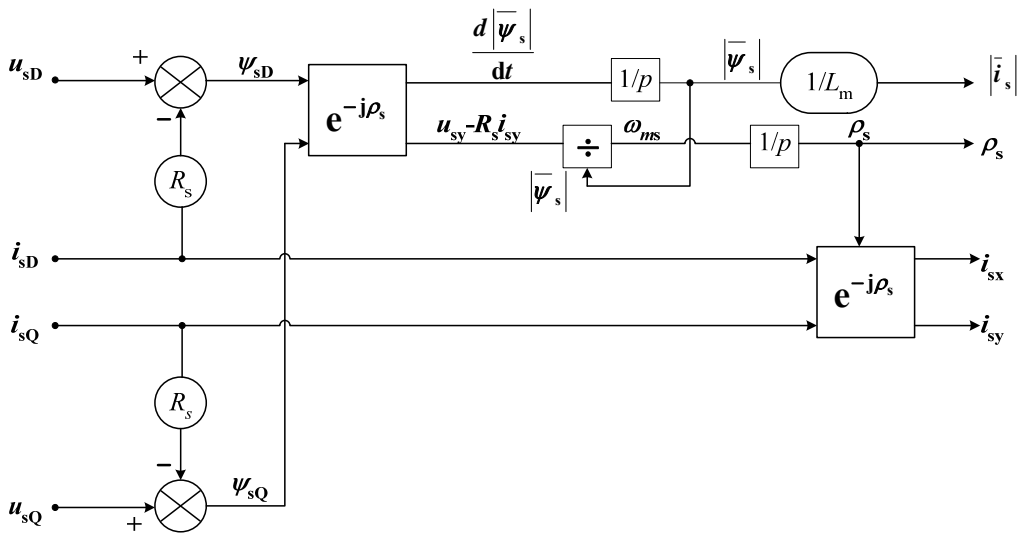
Rastavljanjem vektora napona statora, struje statora i struje magnetiziranja u izrazu (5.32) na realni i imaginarni dio, te izjednačavanjem realnog i imaginarnog dijela slijedi izraz za struju magnetiziranja

$$i_{ms} = \int \frac{u_{sd} - i_{sd} R_s}{L_m} dt \quad (5.33)$$

i brzinu vektora toka statora

$$\omega_{ms} = \frac{u_{sq} - i_{sq} R_s}{\psi_{sd}}. \quad (5.34)$$

Model toka ostvaren na ovaj način prikazan je na slici 5.5.



Slika 5.5 Model toka (u koordinatnom sustavu toka statora)

Suprotno od sheme na slici 5.4, gdje je integracija u modelu toka izvedena u otvorenoj petlji, na slici 5.5 je predstavljena zatvorena petlja što rezultira smanjenjem drifta integratora pri niskim frekvencijama.

Izravno upravljanje momentom (eng. *Direct Torque Control*)

Korištenjem izraza za tok statora i rotora moguće je struju statora izraziti u ovisnosti o toku statora i rotora

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{\psi}_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m \bar{\psi}_r}{\sigma L_s L_r}. \quad (6.1)$$

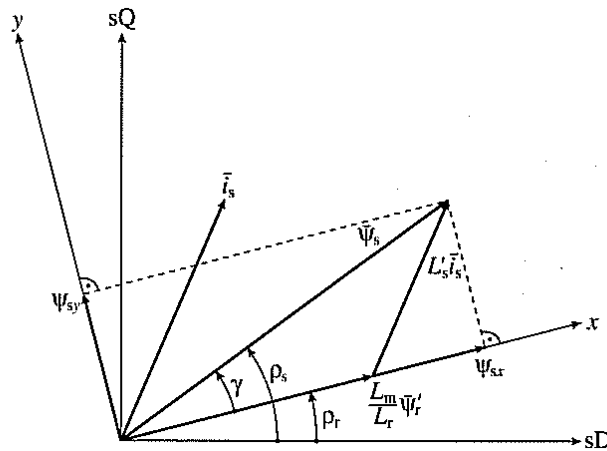
Ako se izraz (6.1) uvrsti u izraz (3.39), elektromagnetski moment se može izraziti kao vektorski produkt toka statora i toka rotora (vektorski umnožak kolinearnih vektora jednak je nuli)

$$\bar{m}_e = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_s \times \bar{\psi}_r, \quad (6.2)$$

odnosno

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_s \psi_r \sin(\rho_s - \rho_r) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_s \psi_r \sin \gamma, \quad (6.3)$$

gdje je ρ_s kut koji vektor toka statora zatvara s realnom osi statorskog koordinatnog sustava, a kut ρ_r kut koji vektor toka rotora zatvara s realnom osi statorskog koordinatnog sustava. Kut γ predstavlja kut između vektora toka statora i rotora $\gamma = \rho_s - \rho_r$.



Slika 6.1 Položaj vektora toka statora, vektora toka rotora i struje statora

Ako se pretpostavi da su iznosi vektora toka statora i rotora konstantni, elektromagnetski moment je moguće promijeniti promjenom kuta između vektora γ . Na činjenici da kut između vektora

toka statora i toka rotora određuje iznos elektromagnetskog momenta bazira se izravno upravljanje momentom.

U odnosu na vektorsko upravljanje gdje se tokom i elektromagnetskim momentom upravlja preko d i q komponente struje statora, pri izravnom upravljanju momentom izravno se upravlja tokom statora.

Iz slike se vidi da je da je pri izravnom upravljanju momentom $\psi_s \sin \gamma = \psi_{sq}$ i da q komponenta vektora toka statora određuje iznos elektromagnetskog momenta (pri konstantnom iznosu toka rotora), dok je d komponenta kolinearna s vektorom toka rotora te određuje iznos magnetskog toka.

Vremenska konstanta rotora standardnih kaveznih asinkronih motora je velika, pa se tok rotora sporije mijenja u odnosu na tok statora (može se pretpostaviti da je tok rotora konstantan). Tijekom kratke prijelazne pojave tok rotora je gotovo nepromijenjen pa se brza promjena elektromagnetskog momenta ostvaruje zakretanjem vektora toka statora.

Ako se radi jednostavnosti zanemari pad napona na otporu namota statora, naponska jednadžba statora u mirujućem koordinatnom sustavu poprima oblik

$$\bar{u}_s = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt}. \quad (6.4)$$

Iz gornjeg izraza se vidi da napon statora izravno utječe na tok statora pa je odgovarajući tok statora moguće dobiti odabirom odgovarajućeg vektora napona (tj. sklopnog stanja). U kratkom vremenskom intervalu Δt , uz vektor napona \bar{u}_s tok se promijeni za

$$\Delta \bar{\psi}_s = \bar{u}_s \Delta t. \quad (6.5)$$

Vrh vektora toka statora se pomiče za $\Delta \bar{\psi}_s$ u smjeru vektora napona statora.

Kod trofaznog izmjenjivača u mosnom spoju na raspolaganju su 8 vektora napona statora i to 6 aktivnih vektora i 2 nul vektora. Brzina promjene vektora magnetskog toka statora ovisi o iznosu vektora napona, odnosno o iznosu napona u istosmjernom međukrugu. Odabirom odgovarajućeg vektora napona mijenja se tok u željenom smjeru. Raspregnuto upravljanje momentom i tokom statora ostvareno je djelovanjem na radijalnu i tangencijalnu komponentu vektora toka statora. Te dvije komponente su izravno proporcionalne (uz zanemarenja pada napona na otporu namota

statora) komponentama vektora napona statora pa se njima upravlja odabirom odgovarajućeg vektora napona.

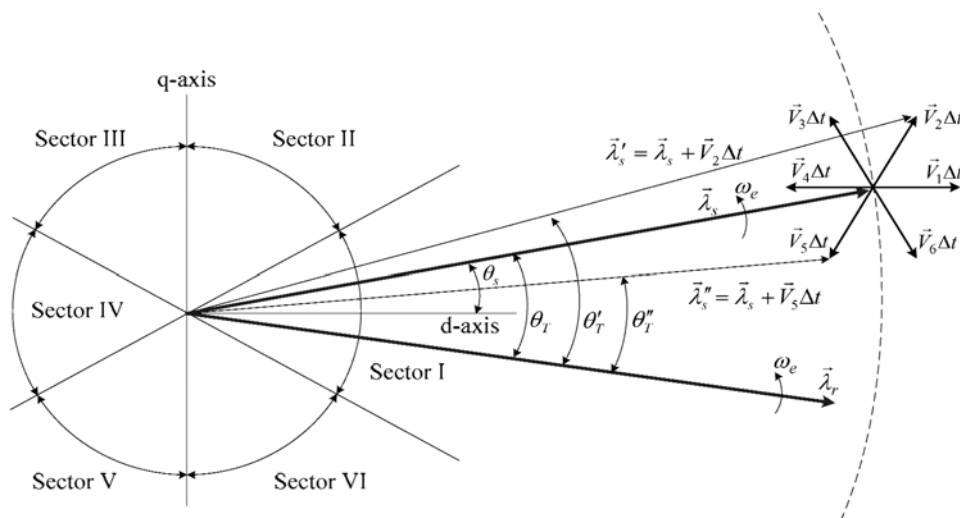
Nul vektor napona statora zaustavlja rotaciju vektora toka statora, te do promjene iznosa elektromagnetskog momenta dolazi zbog promjene položaja vektora toka rotora. Ako je prilično dugo aktivan nul vektor napona, vektor toka statora miruje (u stvarnosti se neznatno pomiče zbog pada napona na otporu namota statora) pa vektor toka rotora prelazi vektor toka statora. Kut između tih vektora mijenja predznak pa elektromagnetski moment mijenja smjer.

Pri izravnom upravljanju momentom iznos vektora toka statora i elektromagnetskog momenta želi se držati u granicama $2\Delta\psi_s$, odnosno $2\Delta M_e$.

Ako se prepostavi da se vektor toka statora nalazi u I. sektoru i da rotira u smjeru suprotnom od kazaljke na satu, za povećanje elektromagnetskog moment potrebno je vektor toka statora zakrenuti u smjeru obrnutom od smjera kazaljke na satu. Ukoliko je pri tome potrebno povećati i iznos toka statora odabire se vektor napona U_2 , a ako je potrebo smanjiti iznos toka statora odabire se vektor U_3 . Ukoliko se želi smanjiti elektromagnetski moment vektora toka statora potrebno je zakrenuti u smjeru kazaljke na satu. Ukoliko je pri tome potrebno i smanjiti iznos vektora toka statora odabire se vektor U_5 , ali ako se iznos vektora toka statora treba povećati odabire se vektor U_6 . Sličnim razmatranjem moguće je odrediti kako vektori napona statora utječu na promjenu iznosa elektromagnetskog momenta i toka statora i u svim ostalim sektorima.

Ukoliko elektromagnetski moment treba ostati ne promijenjen, odabire se nul vektor U_7 ili U_8 .

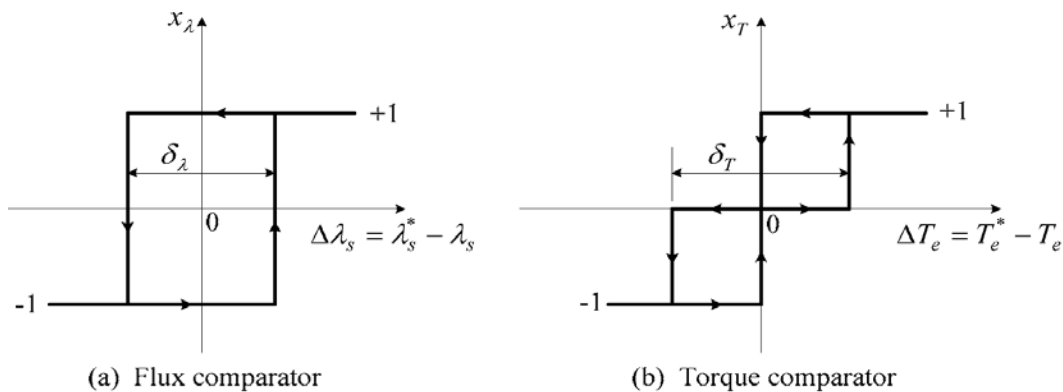
Koji od ova dva vektora se odabire ovisi o vektoru napona koji je prije njega bio aktivan. Ako je bio aktivan vektor napona kod kojega vode dvije gornje sklopke u grani odabire se vektor napona U_7 (potrebno je promijeniti stanje samo jednog para sklopki).



Slika 6.2 Odabir vektora napona statora

Pri izravnom upravljanju momentom, u svakom periodu uzorkovanja odabire se odgovarajući vektor napona statora, kako bi se iznos vektora toka i elektromagnetskog momenta držao u zadanim granicama (u zadanom histereznom pojasu). Za održavanje toka statora i elektromagnetskog momenta u predviđenim granicama koriste se histerezni regulatori.

Tokom statora upravlja dvorazinski histerezni regulator, dok elektromagnetskim momentom upravlja tororazinski histerezni regulator (slika 6.3).



Slika 6.3 Histerezni regulatori

Na osnovu izlaza iz histereznih regulatora i provedenog razmatranja kako pojedini vektor napona statora utječe na tok statora i elektromagnetski moment moguće je definirati tablicu za odabir optimalnog vektora napona statora.

$d\psi$	dm_e	I. sektor	II. sektor	III. sektor	IV. sektor	V. sektor	VI. sektor
1	1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1
1	0	u_7	u_8	u_7	u_8	u_7	u_8
1	-1	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5

-1	1	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2
-1	0	u_8	u_7	u_8	u_7	u_8	u_7
-1	-1	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4

Za odabir optimalnog vektora potrebno je znati trenutni položaj vektora toka statora, tj. potrebno je znati u kojem se sektoru vektor toka nalazi.

Kut toka statora moguće je odrediti na osnovu estimiranih komponenti vektora toka statora

$$\rho_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right). \quad (6.6)$$

Na osnovu određenog kuta moguće je odrediti sektor u kojem se vektor nalazi.

Moguće je i izbjeći upotrebu trigonometrijskih funkcija za određivanje sektora (ako nije potrebno poznavanje položaja vektora). Sektor u kojem se vektor toka statora nalazi moguće je odrediti na osnovu predznaka pojedinih komponenti vektora toka statora, što omogućuje jednostavnu implementaciju koja zahtjeva samo upotrebu komparatora.

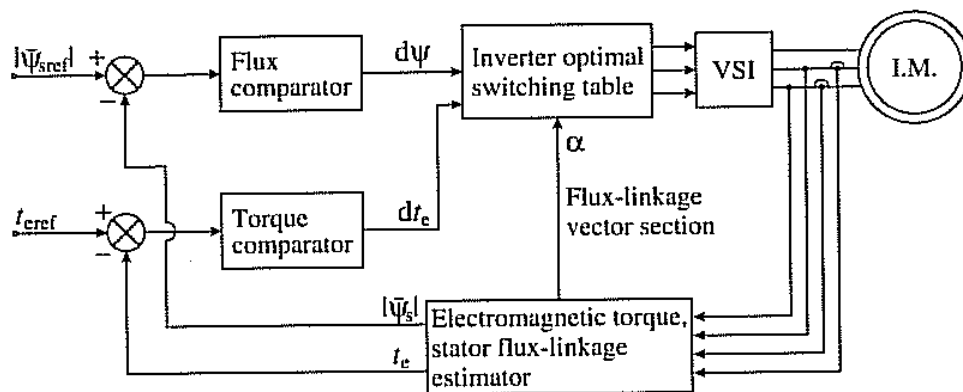
Za određivanje sektora u kojem se nalazi vektor toka statora osim poznavanja predznaka α i β komponente vektora statora, potrebno je poznavanje i b komponente.

Table 4.4 Selection of the stator flux-linkage space-vector sector

Sectors Signs of flux linkages	$\alpha(1)$ sector 1	$\alpha(2)$ sector 2	$\alpha(3)$ sector 3	$\alpha(4)$ sector 4	$\alpha(5)$ sector 5	$\alpha(6)$ sector 6
Sign of ψ_{sD}	+	+	—	—	—	+
Sign of ψ_{sQ}	(nu; — +)	+	+	(nu; + —)	—	—
Sign of ψ_{sU} = sign of $[\sqrt{3}\psi_{sD} - \psi_{sQ}]$	—	+	+	+	—	—

nu = not useful

Na slici je prikazan blok dijagram jednostavnog oblika izravnog upravljanja momentom s pretvaračem frekvencije s utisnutim naponom (eng. *Voltage Source Inverters*). U ovoj regulacijskoj strukturi upravlja se tokom statora, pa se zbog toga ovakva vrsta upravljanja naziva izravno upravljanje momentom bazirano na vektoru toka statora.



Izravno upravljanje momentom omogućuje odvojeno upravljanje elektromagnetskim momentom i tokom statora odabirom optimalnog sklopnog stanja.

Referentna vrijednost toka statora uspoređuje se sa trenutnom vrijednosti toka statora, te se dobivena razlika dovodi na ulaz dvorazinskog histereznog regulatora toka. Na isti način se i referentna vrijednost elektromagnetskog momenta uspoređuje sa stvarnom vrijednosti elektomagnetskog momenta te se pogreška dovodi na ulaz trirazinskog histereznog regulatora momenta. Vrijednosti toka statora i elektromagnetskog momenta dobivaju se estimacijom.

Izlazi iz regulatora toka i momenta, zajedno s podatkom o sektoru u kojem se vektor toka statora nalazi, koriste se za odabir optimalnog sklopnog stanja (prema tablici za odabir optimalnog vektora napona statora).

Odabir širine histereznog područja unutar kojega se žele držati vrijednosti toka statora i elektromagnetskog momenta ima značajan utjecaj. Preusko histerežno područje može rezultirati nestabilnošću, npr. vektor toka statora može izlaziti izvan zadanog područja. Širina histereznog područja toka statora uglavnom utječe na izobličenje struje statora (harmonike niske frekvencije), dok širina histereznog područja elektromagnetskog momenta utječe na frekvenciju sklapanja i sklopne gubitke.

Estimacija toka statora uz pomoć modela toka

Prilikom izravnog upravljanja momentom potrebno je odrediti α i β komponentu vektora toka statora da bi se odredio sektor u kojem se vektor toka statora nalazi te za estimaciju elektromagnetskog momenta. Estimacija toka statora opisana je u poglavlju *Vektorsko upravljanje orijentacijom statorskog toka*.

Uspješnost izravnog upravljanja momenta koristeći izraze ovisi o preciznosti estimiranja toka statora tj. o preciznosti mjerenja napona i struja i postupku integriranja. (napone nije potrebno mjeriti). Za estimaciju toka statora potrebno je i precizna vrijednost otpora namota statora. Vrijednost otpora statora se mijenja s temperaturom, pa ju je zbog toga potrebno adaptirati njegovu vrijednost. Integracija može postati problematična pri malim frekvencijama, gdje je napon statora mali te je dominantan pad napona na otporu namota statora.