

Vanja Ambrožič

Regulacijski sistemi

(dodatek h knjigi "Sodobne regulacije
pogonov z izmeničnimi stroji")

SAMO ZA INTERNO RABO!



Fakulteta za elektrotehniko v Ljubljani

Ljubljana, 2005

14.	Brezsenzorska regulacija AM in Neposredna regulacija navora.....	14-2
14.1	Regulacija AM brez neposrednega merjenja hitrosti ali pozicije.....	14-2
14.1.1	Brezsenzorska ocena hitrosti iz enačb stanj.....	14-3
14.1.2	Brezsenzorska ocena hitrosti s pomočjo MRAS	14-6
14.1.3	Brezsenzorska ocena hitrosti s pomočjo opazovalnika	14-9
14.1.3.1	Splošno o opazovalnikih.....	14-9
14.1.3.2	Opazovalniki v sistemih z AM	14-11
14.1.3.3	Opazovalniki v brezsenzorskih sistemih z AM	14-12
14.1.4	Brezsenzorska ocena hitrosti s pomočjo prostorskih harmonikov napetosti zaradi utorov.....	14-14
14.2	Neposredna regulacija navora.....	14-15
14.2.1	Vpliv napetosti na spremembo vektorja statorskega fluksa	14-15
14.2.2	Vpliv napetosti na spremembo vektorja statorskega fluksa v pretvorniško napajanjem motorju	14-17
14.2.3	Regulacija motorja s pomočjo Neposredne regulacije navora	14-20
14.2.3.1	Izračun vektorjev statorske napetosti in toka.....	14-21
14.2.3.2	Ocena fluksa in navora	14-23
14.2.3.3	Regulatorja fluksa in navora	14-23
14.2.3.4	Izbira napetostnega vektorja	14-24
14.2.4	Primerjava med DTC in regulacijo s pomočjo orientacije polja	14-27
14.3	Literatura.....	14-27

14. BREZSEZORSKA REGULACIJA AM IN NEPOSREDNA REGULACIJA NAVORA

V tem poglavju bomo govorili o dveh temah iz področja reguliranih izmeničnih pogonov, ki sta postali zelo aktualni v zadnjem desetletju. V prvem primeru gre za regulacijo AM brez neposrednega merjenja kota zasuka ali hitrosti s pomočjo merilnika na gredi motorja (npr. resolverja, inkrementalnega ali absolutnega dajalnika, pogl. 8.3). Drugo podpoglavje obravnava nov pristop k regulaciji izmeničnih motorjev, ti. *Neposredno regulacijo navora*.

14.1 Regulacija AM brez neposrednega merjenja hitrosti ali pozicije

Osnovna značilnost AM je zamujanje rotorja za vrtilnim poljem, ki ga izražamo z relativno vrednostjo - slipom. Slip pa je odvisen od trenutne obremenitve motorja. Ker pa je bremenski navor na splošno neznan in lahko hipoma spreminjajoča se veličina, se z njim spreminja tudi trenutni slip. V standardnih pogonih, kjer hitrost merimo s pomočjo dajalnika (npr. resolverja ali inkrementalnega dajalnika), lahko slip izračunamo iz razlike med znano frekvenco vrtilnega polja in merjeno hitrostjo.

V industrijski praksi je uporaba merilnika hitrosti (oz. pozicije) pogostokrat povezana z precejšnjimi težavami: mehansko občutljivi dajalnik je treba pravilno centrirati, signali o poziciji od dajalnika do mikroročunalnika nivoja nekaj V pa so pogosto obremenjeni z motnjami (zlasti ob velikih razdaljah med motorjem in procesnim računalnikom), ne gre pa tudi prezreti stroške dajalnika. Zastavi se vprašanje: ali je možno hitrost določiti brez njene neposredne meritve, kljub temu, da je odvisna od trenutne, nam neznanne obremenitve? Rešitev tega problema ponujajo posebej razvite metode za brezsenzorsko ("senzor" v tem primeru pomeni dajalnik pozicije) ugotavljanje hitrosti AM (angl. sensorless ali encoderless, nem. sensorlos).

V zadnjem desetletju je v ta namen bilo razvitih nekaj metod. Večina izhaja iz meritve edinih enostavno dostopnih električnih veličin: napetosti on toka statorskega navitja, nekatere pa izkoriščajo parazitne efekte, ki so posledica zgradbe motorja. Treba je povedati, da ne obstaja nek univerzalen pristop, ki bi zadovoljivo deloval v vseh obratovalnih stanjih motorja. Večina teh metod se srečuje s težavami pri nizkih vrtilnih hitrostih (zlasti pri mirujočem rotorju: $\omega = 0$), ob spreminjanju parametrov stroja (induktivnosti in upornosti) ali pri zelo majhnih obremenitvah (slip praktično enak nič). V tem poglavju bomo podali nekaj osnovnih metod, ki slonijo na našem dosedanem poznavanju teorije strojev in regulacijske tehnike. Bralcu prepuščamo, da bolj zapletene metode (npr. z uporabo Kalmanovega filtra) razišče sam.

14.1.1 Brezsenzorska ocena hitrosti iz enačb stanj

Ocena hitrosti s pomočjo enačb stanj izhaja iz osnovnih napetostnih enačb statorskega in rotorskega navitja zapisanih s pomočjo magnetnih sklepov (5.13) in (5.14). Pri tem sta obe enačbi zapisani v statorskem koordinatnem sistemu (SKS) s komponentama a in b . Zapis vektorske enačbe za statorsko napetost v SKS je:

$$R_S(i_{Sa} + j i_{Sb}) + \frac{d}{dt}(\Psi_{sa} + j \Psi_{sb}) = u_{Sa} + j u_{Sb}. \quad (14.1)$$

Ločitev na realne (os a) in imaginarne komponente (os b) rezultira z enačbama, ki sta enaki v obeh oseh, zato ju strnimo v skupno enačbo:

$$R_S i_{Sa,b} + \frac{d\Psi_{sa,b}}{dt} = u_{Sa,b}. \quad (14.2)$$

V (7.7) pa je bil definiran izraz za komponenti statorskega fluksa v SKS:

$$\Psi_{Sa,b} = L_S i_{Sa,b} + L_0 i_{Ra,b}. \quad (14.3)$$

Po drugi strani, pri izvorni rotorski napetostni enačbi je treba upoštevati, da je zapisana v lastnem, rotorskem koordinatnem sistemu (RKS). V nadaljevanju bomo enačbe statorskega in rotorskega navitja opazovali v skupnem, statorskem koordinatnem sistemu. Zato je treba rotorske veličine transformirati v SKS ob upoštevanju kota med sistemoma, to je kota rotorja ε (glej tudi Poglavje 5)¹:

$$\vec{\Psi}_R^{SKS} = \vec{\Psi}_R^{RKS} e^{j\varepsilon} = \Psi_{Ra} + j \Psi_{Rb}$$

oziroma

$$\vec{\Psi}_R^{RKS} = \vec{\Psi}_R^{SKS} e^{-j\varepsilon}.$$

Enake relacije veljajo tudi za rotorski tok. Ob upoštevanju zadnjega izraza se napetostna enačba rotorskega navitja (5.14) spremeni v obliko

¹ Naj še enkrat poudarimo, da je rotorski fluks proporcionalen magnetilnemu toku rotorja: $\vec{\Psi}_R = L_0 \vec{i}_{mR}$.

$$R_R \vec{i}_R^{SKS} e^{-j\varepsilon} + \frac{d}{dt} (\vec{\Psi}_R^{SKS} e^{-j\varepsilon}) = R_R \vec{i}_R^{SKS} e^{-j\varepsilon} + \frac{d\vec{\Psi}_R^{SKS}}{dt} e^{-j\varepsilon} - j\omega \vec{\Psi}_R^{SKS} e^{-j\varepsilon} = 0$$

Krajšanje eksponentalnega dela in zapis vektorjev s komponentama a in b nas pripelje do izraza

$$R_R (i_{Ra} + j i_{Rb}) + \frac{d}{dt} (\Psi_{Ra} + j \Psi_{Rb}) - j\omega (\Psi_{Ra} + j \Psi_{Rb}) = 0,$$

z ločitvijo na realni in imaginarni del pa dobimo dve enačbi

$$R_R i_{Ra} + \frac{d\Psi_{Ra}}{dt} + \omega \Psi_{Rb} = 0, \quad (14.4)$$

$$R_R i_{Rb} + \frac{d\Psi_{Rb}}{dt} - \omega \Psi_{Ra} = 0. \quad (14.5)$$

Enačbi za obe osi se razlikujeta (v nasprotju s statorskimi enačbami (14.3)), zato ju moramo pisati ločeno.

V (7.1) je rotorski fluks bil definiran s pomočjo tokov, ki ga proizvajata

$$\Psi_{Ra,b} = L_R i_{Ra,b} + L_0 i_{Sa,b}. \quad (14.6)$$

Iz prejšnje enačbe lahko izrazimo rotorski tok

$$i_{Ra,b} = \frac{\Psi_{Ra,b} - L_0 i_{Sa,b}}{L_R}. \quad (14.7)$$

Po vstavitvi ene izmed komponent rotorskega toka (npr. v osi a) v ustrezno napetostno enačbo (14.4), lahko izrazimo vrtilno hitrost motorja:

$$\omega = \frac{\frac{L_0 i_{Sa}}{T_R} - \frac{\Psi_{Ra}}{T_R} - \frac{d\Psi_{Ra}}{dt}}{\Psi_{Rb}}. \quad (14.8)$$

V naslednjem koraku izrazimo rotorski fluks iz prejšnje enačbe s pomočjo statorskega fluksa, kot sledi iz Poglavlja 7.3.2.2 (7.8):

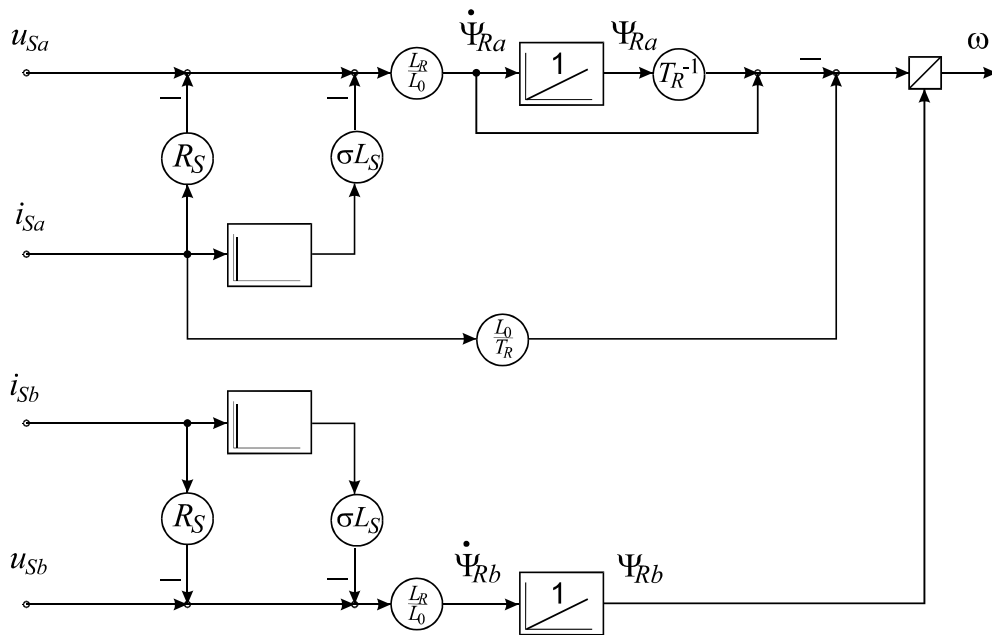
$$\Psi_{Ra,b} = \frac{L_R}{L_0} (\Psi_{Sa,b} - \sigma L_S i_{Sa,b}) = \frac{L_R}{L_0} \left(\int (u_{Sa,b} - R_S i_{Sa,b}) dt - \sigma L_S i_{Sa,b} \right) \quad (14.9)$$

Statorski fluks smo v prejšnji enačbi izračunali z integriranjem razlike med statorsko napetostjo in omskega padca napetosti.

Odvod rotorskega toka iz (14.9) je

$$\frac{d\Psi_{Ra,b}}{dt} = \frac{L_R}{L_0} \left(\frac{d\Psi_{Sa,b}}{dt} - \sigma L_S \frac{di_{Sa,b}}{dt} \right) = \frac{L_R}{L_0} \left(u_{Sa,b} - R_S i_{Sa,b} - \sigma L_S \frac{di_{Sa,b}}{dt} \right). \quad (14.10)$$

Iz zadnjih treh enačb sledi blokovna shema prve brezsenzorske metode ocene vrtilne hitrosti rotorja AM (slika 14.1). V shemi smo predpostavili, da so transformacije iz trifaznega v dvofazni sistem v SKS že izračunane.

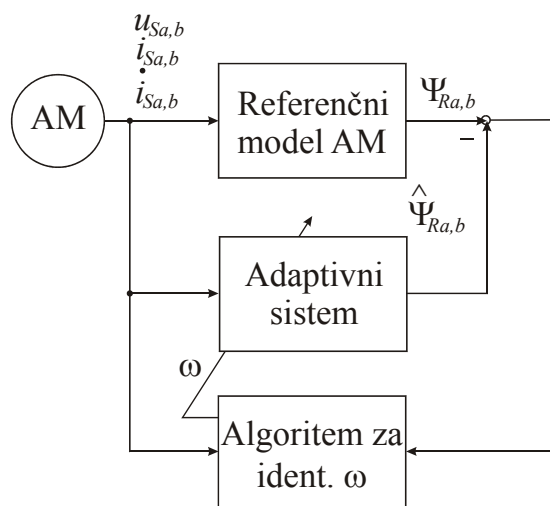


Slika 14-1: Shema za oceno vrtilne hitrosti AM brez mehanskega senzorja

V tem postopku srečujemo veliko motorskih parametrov. Kot je bilo že večkrat poudarjeno, se le-ti med obratovanjem spreminjajo, s tem pa vplivajo na končno izračunano hitrost. Poleg tega vsebuje algoritem dve odprtozančni integraciji in odvoda, ki so, vsak na svoj način, lahko zelo problematični. Kljub temu deluje predstavljeni princip relativno dobro, razen v področju nizkih vrtilnih hitrosti. Omenjeni način brezsenzorskega ugotavljanja hitrosti predstavlja le osnovno inačico, ki je doživela številne spremembe in izboljšave z namenom odpraviti omenjene inherentne slabosti.

14.1.2 Brezsenzorska ocena hitrosti s pomočjo MRAS

Modelsko referenčni adaptivni sistem (angl. Model Referencing Adaptive System - MRAS) sloni na primerjavi dveh modelov za ugotavljanje ene izmed internih veličin stroja (spremenljivke stanja), običajno rotorskega fluksa oz. magnetilnega toka. Prvi (referenčni) model je zasnovan tako, da so njegove enačbe neodvisne od hitrosti. V drugem (adaptivnem) modelu je enaka ocenjena izhodna vrednost (oznaka $\hat{\Psi}$) rotorskega fluksa odvisna od ocenjene hitrosti rotorja. V osnovi deluje MRAS tako, da poskuša zmanjšati razliko med izhodnima veličinama s spremembo ocenjene hitrosti. Pri tem mora celoten sistem delovati stabilno ob čim bolj natančni in hitri prilagoditvi hitrosti vrtenja (slika 14.2).



Slika 14-2: Principielna blokovna shema MRAS

Enačba za ugotavljanje rotorskega fluksa v SKS iz statorske napetosti in toka (14.9) je osnova za referenčni model MRAS, saj je neodvisna od rotorske kotne hitrosti.

Adaptivni sistem je funkcijsko odvisen od opazovane veličine ω . V poglavju 6.1 smo že podali diferencialni enačbi, ki določata komponenti magnetilnega toka rotorja v SKS (6.3). Ob množenju enačbe z medsebojno induktivnostjo L_0 dobimo komponenti rotorskega fluksa v SKS, ki bosta ocenjena izhoda iz adaptivnega sistema:

$$\frac{d\Psi_{Ra}}{dt} = \frac{L_0}{T_R} i_{Sa} - \frac{\Psi_{Ra}}{T_R} - \omega \Psi_{Rb}$$

(14.11)

$$\frac{d\Psi_{Rb}}{dt} = \frac{L_0}{T_R} i_{Sb} - \frac{\Psi_{Rb}}{T_R} + \omega \Psi_{Ra}.$$

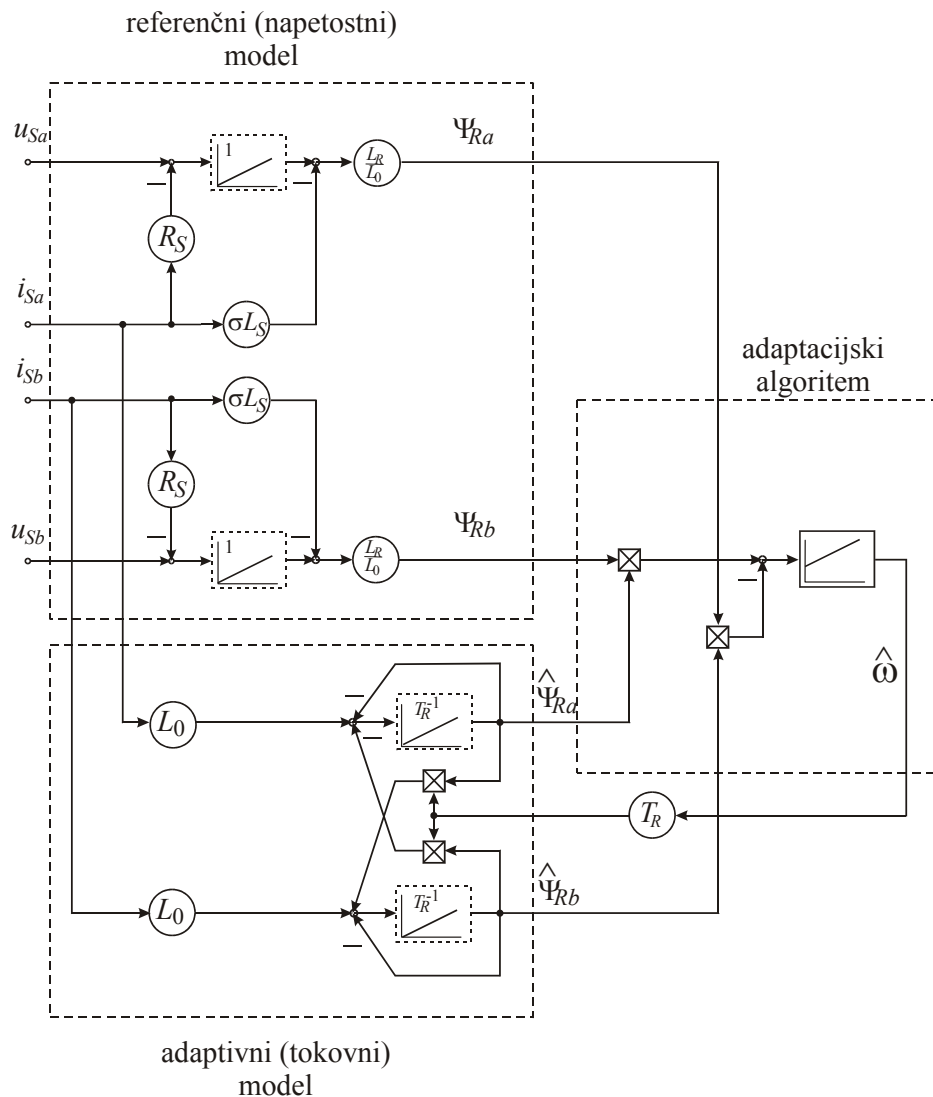
Za razliko od enačbe referenčnega modela, ki sta enaki v obeh koordinatah, podajamo referenčni enačbi za obe osi SKS ločeno, saj se izraza razlikujeta. Matrični zapis enačb (14.11) je

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{Ra} \\ \dot{\Psi}_{Rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_R} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{Ra} \\ \Psi_{Rb} \end{bmatrix} + \frac{L_0}{T_R} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{A}} \bar{\Psi}_R^{SKS} + \mathbf{B} i_S^{SKS}. \quad (14.12)$$

S tem smo dobili enačbe stanj za rotorski fluks v obliki, ki jo poznamo že iz pogl. 6. V omenjenem poglavju smo zatrдили, da morajo v linearnih sistemih elementi ocenjene vhodne matrike $\hat{\mathbf{A}}$ biti konstante (časovno invariantne veličine). Dejansko pa v pričujočem primeru v matriki nastopa tudi iskani ω , torej časovno odvisna spremenljivka. Povedali smo tudi, da kljub temu vhodno matriko lahko obravnavamo kot kvaziinvariantno, saj se med obdelovanjem mikroročunalniškega algoritma, torej znotraj zelo kratkega intervala vzorčenja (T_V), hitrost zelo malo spremeni.

Prav ta odvisnost matrike od iskane hitrosti je osnova MRAS metode. Morebitna razlika med izračunanim rotorskim fluksom iz (14.10) in fluksom izračunanim iz (14.12) kaže na napačno vrednost vhodne matrike $\hat{\mathbf{A}}$ oziroma kotne hitrosti ω . Ustreznim algoritmom, ki zagotavljata stabilnost in zadovoljivo dinamiko zmanjševanja pogreška med sistemoma, je zadolžen za iskanje hitrosti, ki naj bi bila enaka dejanski vrednosti. Le-to dosežemo, ko bo razlika ocene rotorskega fluksa pri obeh sistemih enaka nič.

Slika 14-3 kaže detajlno blokovno shemo realizacije MRAS. Referenčni model je znan kot *napetostni model*, saj ga temeljimo na meritvi napetosti (in toka, za izračun sicer majhnega omskega padca napetosti). Adaptivni model (*tokovni model*) sloni na meritvi toka,



Slika 14-3: Detajlna blokovna shema MRAS

Oba opazovana modela dejansko oblikujeta po dve izhodni vrednosti (komponenti rotorskega fluksa v SKS), kjer naj bi istoležne komponente izenačile z zadovoljivo dinamiko ob stabilni konvergenci ocenjene rotorske hitrosti k svoji dejanski vrednosti. Ob upoštevanju *Popovljevega kriterija hiperstabilnosti* [2] lahko združimo izhode po naslednji enačbi:

$$\varepsilon_{\omega} = \hat{\Psi}_{Ra} \Psi_{Rb} - \hat{\Psi}_{Rb} \Psi_{Ra}.$$

Pogrešek ε_{ω} bo enak nič, ko postanejo istoležne komponente rotorskega fluksa adaptivnega in referenčnega modela enake, to je, ko je ocenjena hitrost v matriki $\hat{\mathbf{A}}$

adaptivnega modela enaka dejanski hitrosti. Zato moramo prek ε_ω spreminjati ocenjeno hitrost do popolne odprave pogreška. Za doseganje dobre dinamike zmanjševanja pogreška lahko uporabimo klasični PI regulator, preko katerega zaključimo adaptacijsko zanko.

Na žalost se pri realizaciji MRAS pojavljajo problemi, ki jih že poznamo iz dosedanjega gradiva. Ena izmed težav je povezana z identifikacijo ostalih parametrov stroja (induktivnosti in upornosti) ter njihovim spremljanjem med obratovanjem stroja². Hitrost bomo lahko pravilno ocenili le ob ujemanju parametrov obeh modelov z dejanskim stanjem v motorju.

Druga težava je povezana z že omenjeno odprtozankno integracijo. Zato v novejših realizacijah MRAS integratorje zamenjamo s členi prvega reda ob ustreznih kompenzacijah:

14.1.3 Brezsenzorska ocena hitrosti s pomočjo opazovalnika

14.1.3.1 Splošno o opazovalnikih

V tem poglavju si bomo ogledali nekatere značilnosti *opazovalnikov*, ki se pogosto uporabljajo pri identifikaciji stanj nekega elektromotorskega sistema. Namen te knjige ni detajlno podajanje splošne teorije opazovalnikov, zato bomo omenili le osnove, potrebne za razumevanje uporabe opazovalnikov v reguliranih elektromotorskih pogonih. Bralec bo podrobnejše opise našel v številni literaturi [npr. 6, 7].

Opazovalnik (angl. observer, nem. Beobachter) nekega dinamičnega sistema $S(\bar{x}, \bar{u}, \bar{i})$, ki je podan z vektorji stanj \bar{x} , vhodi \bar{u} in izhodi \bar{i} je nek drug sistem $\hat{S}(\hat{x}, \hat{u}, \hat{i})$, katerega ocenjena stanja \hat{x} konvergirajo proti vrednostim \bar{x} neodvisno od stanj vektorjev \bar{x} in \bar{u} [6].

Opazovalnike, katerih koncept za dinamične sisteme je prvi predstavil Luenberger [7], največkrat uporabljamo za ugotavljanje neznanih spremenljivk stanja.

Enačbe stanj in izhodov nekega multivariabilnega sistema smo že predstavili v pogl. 6.1:

² Spomnimo se: med obratovanjem se induktivnosti spreminjajo odvisno od nivoja fluksa (histereza), upornosti pa s temperaturo.

$$\dot{\vec{x}} = \mathbf{A}\vec{x} + \mathbf{B}\vec{u} \quad (14.13)$$

$$\vec{i} = \mathbf{C}\vec{x}.$$

V omenjenem sistemu smo predpostavili, da je vektor izhodov sistema odvisen le od vektorja stanj. Predpostavka velja za večino dinamičnih sistemov (npr. za modela AM in SM v SKS ali KSP). V redkih primerih pa je izhodni vektor odvisen še od vektorja vhodov:

$$\vec{i} = \mathbf{C}\vec{x} + \mathbf{D}\vec{u}.$$

Zato bomo v nadaljevanju predpostavili stanje $\mathbf{D} = 0$, ki velja za večino dinamičnih sistemov, kot je npr. AM. Popolni opazovalnik za omenjeni sistem je določen z naslednjo enačbo

$$\hat{\vec{x}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\vec{x}} + \mathbf{H}\vec{u} + \mathbf{G}\vec{i}. \quad (14.14)$$

Z oznako $\hat{}$ smo označili ocenjena stanja in oceno matrike \mathbf{A} . Red ocenjenih vektorjev in matrike mora ustrezati redu opazovanega sistema. Opazovalnik vsebuje tudi matriko ojačenj \mathbf{G} , ki določa lastnosti opazovalnika. Pogrešek ε med vektorjema stanj opazovanega sistema (14.13) in opazovalnika (14.14) je³

$$\vec{\varepsilon} = \vec{x} - \hat{\vec{x}}$$

Ocenjeni vektor stanj bo enak dejanskemu, ko bo pogrešek ε enako nič. Dobro dimenzionirani opazovalnik bo v čim krajšem času omogočil konvergenco med ocenjenimi in opazovanimi veličinami. Iz zadnje enačbe, (14.13) in (14.14) sledi, da je odvod pogreška

$$\begin{aligned} \dot{\vec{\varepsilon}} &= \dot{\vec{x}} - \dot{\hat{\vec{x}}} = \mathbf{A}\vec{x} + \mathbf{B}\vec{u} - \hat{\mathbf{A}}(\vec{x} - \vec{\varepsilon}) - \mathbf{G}\mathbf{C}\vec{x} - \mathbf{H}\vec{u} = \\ &= \hat{\mathbf{A}}\vec{\varepsilon} + (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{G}\mathbf{C})\vec{x} + (\mathbf{B} - \mathbf{H})\vec{u}. \end{aligned} \quad (14.15)$$

Iz definicije opazovalnika sledi, da mora pogrešek ocene konvergirati proti nuli neodvisno od vektorjev stanj in vhodov. Ta pogoj je izpolnjen, če

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{A}} &= \mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C}, \\ \mathbf{B} &= \mathbf{H}. \end{aligned} \quad (14.16)$$

V tem primeru velja:

³ Oznake za pogrešek ne gre mešati z enako oznako za kot zasuka rotorja.

$$\dot{\vec{\varepsilon}} = \hat{\mathbf{A}}\vec{\varepsilon}.$$

Vrednosti $\vec{\varepsilon}$ konvergirajo proti nič, le če je $\hat{\mathbf{A}}$ ti. *stabilnostna matrika*. Pri časovno invariantnih sistemih pomeni to, da se lastne vrednosti matrike nahajajo na levi polravnini.

Matrika \mathbf{G} je edina neodvisna od opazovanega procesa. Zato je njena izbira ključnega pomena pri snovanju opazovalnika. V literaturi omenjajo nekaj načinov za izbiro matrike \mathbf{G} , ki jih na tem mestu ne bomo posebej obravnavali [7].

14.1.3.2 Opazovalniki v sistemih z AM

Matrike sistema za AM, ki je definiran v SKS in KSP smo že podali v pogl. 6. Omenili smo že, da so pri linearnih sistemih (kot je to model AM v SKS) matrike časovno invariantne. Dejansko pa v matriki stanj \mathbf{A} nastopa tudi mehanska hitrost ω , ki pa je v servopogonih časovno spremenljiva veličina. Pri definiranju matrik za relacije med statorskimi napetostmi in tokovi smo lahko v prvem približku zanemarili spreminjanje ω , saj so mehanske konstante veliko večje od električnih, torej se električni prehodni pojavi končajo bistveno pred mehanskimi spremembami, kotno hitrost pa smo merili s pomočjo mehanskega merilnika. V primeru brezsenzorske regulacije pa je ω neznanka, ki jo je treba oceniti, zato bomo morali že znane matrike nekoliko spremeniti.

Pri opazovalniku je torej matrika $\hat{\mathbf{A}}$ enaka matriki stanj \mathbf{A} , s to razliko, da nastopa v njej ocenjena, torej neznana, rotorska hitrost.

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_R}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_R} & \frac{(1-\sigma)\hat{\omega}}{\sigma} \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_R}\right) & -\frac{(1-\sigma)\hat{\omega}}{\sigma} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_R} \\ \frac{1}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\hat{\omega} \\ 0 & \frac{1}{T_R} & \hat{\omega} & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (14.17)$$

Ostale matrike sistema so

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Vektorja vhodov in izhodov sta enaka za oba sistema

$$\vec{u} = \vec{u}_s = \begin{bmatrix} u_{Sa} \\ u_{Sb} \end{bmatrix} \quad \vec{y} = \vec{i}_s = \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix},$$

vektor stanj opazovalnika pa je sestavljen iz ocenjenih stanj opazovanega sistema

$$\hat{\vec{x}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{Sa} \\ \hat{i}_{Sb} \\ \hat{i}_{mRa} \\ \hat{i}_{mRb} \end{bmatrix}. \quad (14.18)$$

Predno nadaljujemo z analizo delovanja opazovalnika, ki ga uporabljamo za brezsenzorsko detekcijo hitrosti, lahko na tem mestu ugotovimo še eno izmed koristnih lastnosti opazovalnikov. Iz definicije opazovalnika sledi, da je njihov namen ugotoviti neznana stanja nekega sistema. V primeru AM v SKS (14.18) so stanja sistema merljivi, torej znani komponenti statorskega toka ter komponenti magnetilnega toka rotorja oz. rotorskega fluksa (ponovno: med njima je le medsebojna induktivnost L_0). Opazovalnik v tej fazi lahko uporabimo za ugotavljanje komponent fluksa, ki jih rabimo za oceno njegove amplitude in položaja oz. položaja KSP, ki je vezan na rotorski fluks. Zato opazovalnik rotorskega fluksa dodamo k trem že znanim metodam za njegovo ugotavljanje, ki smo jih spoznali v pogl. 7). Seveda v tem primeru morajo biti parametri matrike $\hat{\mathbf{A}}$, vključno s hitrostjo ω znani. Hitrost rotorja v tem primeru moramo meriti z enim izmed merilnikov iz pogl. 8.3.

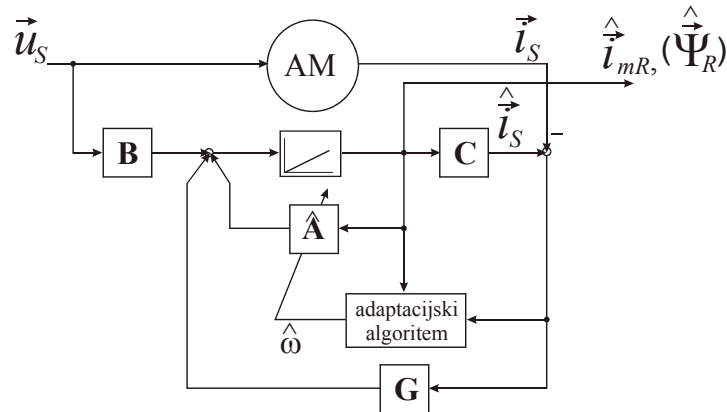
Opazovalnik v sistemih brez mehanskega senzorja je naslednja, še zahtevnejša stopnja.

14.1.3.3 Opazovalniki v brezsenzorskih sistemih z AM

Opazovalnik v sistemu z AM, katerega element matrike je neznanka (iskana kotna hitrost rotorja ω) zahteva dodatne spremembe osnovnih postavitev. Njegova enačba stanj se glasi

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{\mathbf{A}}\hat{x} + \mathbf{B}\bar{u} + \mathbf{G}(\hat{i}_s - \bar{i}_s), \quad (14.19)$$

blokovno shemo pa kaže Slika 14-4 [2, 8].



Slika 14-4: Blokovna shema uporabe opazovalnika za brezsenzorsko ugotavljanje hitrosti AM

Sestavni del tega ti. *opazovalnika polnega reda* (angl. full order state observer) je razlika med vektorjema statorskega toka. Le-ta (oz. njeni komponenti v SKS) je po eni strani merljiva veličina, po drugi strani pa spremenljivka stanj. Njuno razliko ojačamo prek matrike \mathbf{G} .

Če pogreška komponent statorskega toka označimo z

$$\varepsilon_{ia} = i_{Sa} - \hat{i}_{Sa} \quad \text{in} \quad \varepsilon_{ib} = i_{Sb} - \hat{i}_{Sb} \quad (14.20)$$

lahko vhod v adaptacijski algoritem definiramo kot

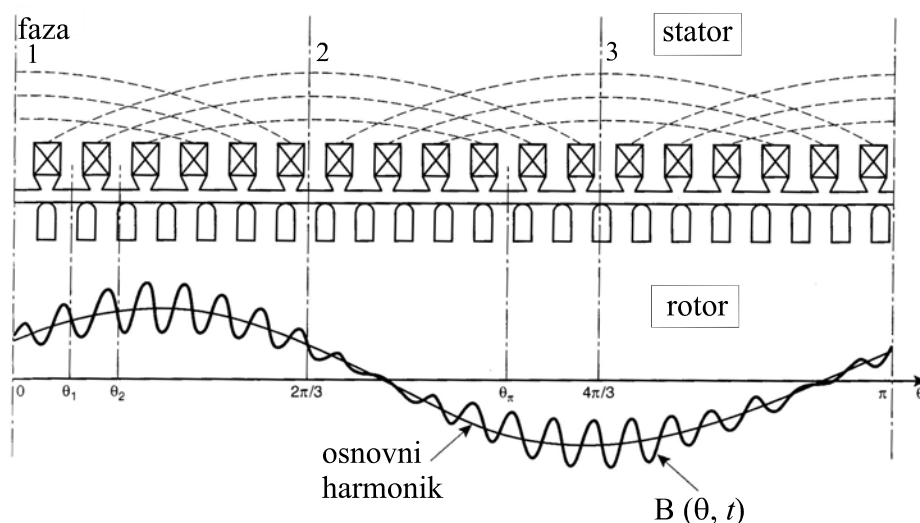
$$\hat{\xi} = \varepsilon_{ia} \hat{i}_{mRb} - \varepsilon_{ib} \hat{i}_{mRa},$$

kjer je izraz odvisen od pogreška tokov in ocenjenih (torej nemerljivih) vrednosti magnetilnega toka. Ob pravilno ocenjeni $\hat{\xi}$ bodo dosežene vrednosti dejanskih tokov in ocene fluksa ter posledično dejanske vrtilne hitrosti ω . Zato $\hat{\xi}$ pripeljemo na nek regulator (običajno navaden PI regulator), katerega izhod je ocenjena vrednost hitrosti $\hat{\omega}$.

Pričujoča shema deluje pravilno tudi v področju nizkih hitrosti, še vedno pa ostaja problem pravilnega podajanja parametrov motorja. Nekatere naprednejše inačice opazovalnikov omogočajo njihovo precejšnjo robustnost, to je neodvisnost od parametrov motorja, kar dodobra izniči vpliv spreminjanja le-teh med obratovanjem stroja.

14.1.4 Brezsenzorska ocena hitrosti s pomočjo prostorskih harmonikov napetosti zaradi utorov

Utori na površini rotorja in statorja ob vrtenju povzročajo višje harmonike na fluksu v zračni reži, ki pa inducirajo harmonike na statorski napetosti. Slika 14-5 kaže razmere v magnetni gostoti v odvisnosti od utorov. Hitrost lahko določimo iz amplitude harmonika ali njegove frekvence. Harmoniki zaradi utorov imajo bistveno manjšo amplitudo od osnovne komponente fluksa (nekaj procentov), zato moramo s posebnimi metodami izolirati osnovni harmonik. Običajno se to rešuje s seštevanjem faznih komponent fluksa, hkrati pa je treba s posebnim vezjem odstraniti tretji harmonik fluksa. Za realizacijo metode je potrebno imeti dostop do ničlišča motorja.



Slika 14-5: Oblika magnetne gostote v odvisnosti od rotorskih in statorskih utorov

Po harmonski analizi tokovnega signala in dekompoziciji frekvenc, lahko rotorsko hitrost izračunamo iz izraza

$$\omega = \frac{2\pi}{z}(f_u - f_0), \quad (14.21)$$

kjer je z število utorov, f_u utorovna harmonska frekvenca (odvisna od hitrosti) ter f_0 osnovna motorska frekvenca.

Podobno metode uporabljamo tudi pri diagnosticiranju in predikciji mehanskih poškodb motorja (npr. zloma palic).

14.2 Neposredna regulacija navora

14.2.1 Vpliv napetosti na spremembo vektorja statorskega fluksa

Metoda *neposredne regulacije navora* (angl. Direct Torque Control – DTC) je nastala v drugi polovici osemdesetih let prejšnjega stoletja [1, 3, 4, 10, 11]. Sodi med metode, ki so v določenih primerih učinkovita alternativa regulaciji v koordinatah rotorskega polja, zlasti v primerih regulacije brez mehanskega merilnika hitrosti (pogl. 14.1).

Pri metodi orientacije polja so elektromagnetne veličine zapisujejo v koordinatnem sistemu, ki je vezan na rotirajoče rotorsko polje (KSP). Pri DTC se prostorski vektorji napetosti, toka in fluksa obdelujejo v fiksnem, statorskem koordinatnem sistemu (SKS), katerega abscisa kaže v smer prve faze statorskega navitja. Metoda učinkovito deluje kako pri AM, tako tudi pri SM.

Bistvo pristopa izhaja iz napetostne vektorske enačbe za statorsko navitje (5.13). Iz nje sledi, da bo prostorski vektor napetosti na statorskem navitju povzročil spremembo vektorja fluksa v smeri delovanja napetosti (če zanemarimo vpliv ohmskega padca napetosti na desni strani enačbe):

$$\frac{d\vec{\Psi}_s(t)}{dt} = \vec{u}_s(t) - R_s \vec{i}_s(t) \quad (14.22)$$

Poskusimo ugotoviti, kakšni bodo dejanski učinki pritisnjene napetosti na fluks. V SKS lahko vektor fluksa definiramo z naslednjim izrazom:

$$\vec{\Psi}_s(t) = \Psi_s(t) e^{j\lambda(t)} \quad (14.23)$$

Odvod prostorskega vektorja fluksa bo

$$\frac{d\bar{\Psi}_s(t)}{dt} = \frac{d\Psi_s(t)}{dt} e^{j\lambda(t)} + j\omega_{mS}(t)\Psi_s(t)e^{j\lambda(t)}, \quad (14.24)$$

kjer je

$$\omega_{mS}(t) = \frac{d\lambda(t)}{dt} \quad (14.25)$$

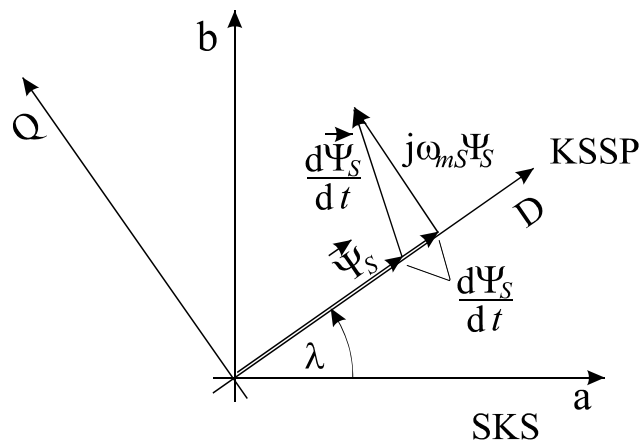
krožna frekvenca statorskega fluksa.

Spremembo statorskega fluksa bomo najlaže ovrednotili, če jo opazujemo v koordinatnem sistemu, katerega abscisa kaže v smeri fluksa, torej v *koordinatnem sistemu statorskega polja* (KSSP). Ob prevedbi iz SKS, v katerem smo fluks prvotno prikazali (14.22), v KSSP moramo upoštevati kot med dvema sistemoma (kot vektorja statorskega fluksa λ)⁴. Enačbo, zapisano v SKS, moramo torej množiti s spremenljivko $e^{j\lambda}$.

V KSSP bo odvod statorskega fluksa sestavljen iz vzdolžne (D) in prečne komponente (Q):

$$\vec{u}_s \approx \frac{d\bar{\Psi}_s(t)}{dt} = \frac{d\Psi_{SD}(t)}{dt} + j \frac{d\Psi_{SQ}(t)}{dt} = \frac{d\Psi_s(t)}{dt} + j\omega_{mS}(t)\Psi_s(t), \quad (14.26)$$

kar nazorno kaže slika 14.6.



Slika 14-6: Komponente spremembe statorskega fluksa v KSSP

⁴ Podobno operacijo smo naredili pri zapisu veličin iz SKS v RKS in obratno (poglavje 5).

Iz enačbe sta razvidna učinka, ki ju, pod vplivom statorske napetosti, povzročata komponenti odvoda statorskega fluksa v KSSP:

- vzdolžna komponenta na osi D povzroča spremembo velikosti fluksa,
- prečna komponenta (Q os) pa povzroča rotacijo vektorja polja, ki mu rotor sinhronsko ali asinhronsko sledi, odvisno od izbranega tipa izmeničnega stroja. Ali drugače povedano: prečna komponenta spremembe fluksa povzroča navor.

V primeru pritisnjene ničelne statorske napetosti ($\vec{u}_s = 0$) se bo fluks zanemarljivo spremenil v smeri ohmskega padca napetosti (14.22).

Iz povedanega vidimo, da ob pravilni izbiri napetostnega vektorja lahko vplivamo hkrati na fluks in navor.

14.2.2 Vpliv napetosti na spremembo vektorja statorskega fluksa v pretvorniško napajanjem motorju

Kot bomo videli v nadaljevanju, so se prvotni DTC algoritmi realizirali ob uporabi analognih in digitalnih vezij ter pomnilnikov. Sodobne DTC pristope realiziramo s pomočjo mikroprocesorskih sistemov. Za oba pristopa velja, da je neka izbrana napetost pritisnjena za nek kratek čas – čas vzorčenja T_V . Ob zadosti majhnem T_V se diferencialna enačba (14.22) spremeni v diferenčno obliko

$$\frac{\Delta \vec{\Psi}_s}{T_V} = \vec{u}_s - R_s \vec{i}_s$$

Sprememba vektorja fluksa je potemtakem

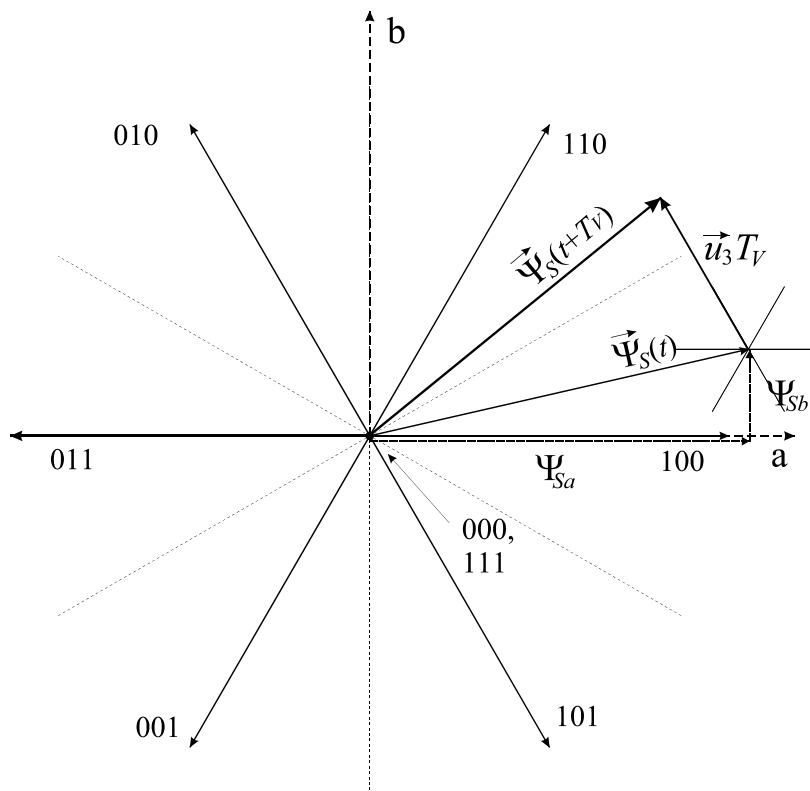
$$\Delta \vec{\Psi}_s = (\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s) T_V \quad (14.27)$$

V tradicionalnih DTC je T_V običajno 50 μ s.

Za napajanje pri DTC uporabljamo klasičen pretvornik z vmesnim napetostnim tokokrogom V pogl. 4 smo že videli, da tak pretvornik s svojimi tranzistorskimi stikali lahko ustvari šest aktivnih prostorskih vektorjev napetosti ($\vec{u}_1 - \vec{u}_6$) ter en ničelni vektor (\vec{u}_0 ali \vec{u}_7):

$$\vec{u}_s = \vec{u}_n \quad n = \{0, 7\}$$

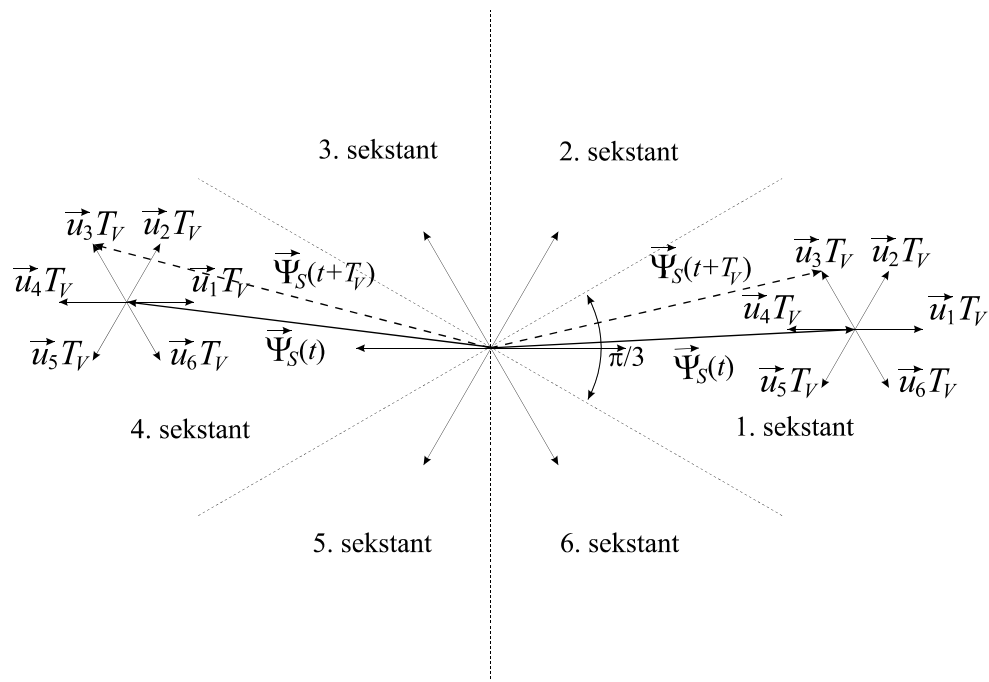
Spremembo vektorja fluksa, kot posledica delovanja aktivnega prostorskega vektorja napetosti pretvornika v trajanju T_V kaže slika 14.7.



Slika 14-7: Primer spremembe vektorja fluksa v času T_V ob delovanju prostorskega vektorja \vec{u}_3

Učinek nekega prostorskega vektorja napetosti pretvornika na spremembo statorskega fluksa je odvisen od trenutne lege vektorja fluksa. Slika 14-8 kaže primera dveh različnih leg vektorja fluksa. Celoten prostor delovanja vektorjev napetosti je razdeljen na šest sekstantov. Vsak sekstant je dodeljen enemu izmed prostorskih vektorjev napetosti pretvornika v intervalu $[-\pi/6, +\pi/6]$ od prostorskega vektorja napetosti pretvornika⁵. Na sliki sta torej vektorja fluksa narisana v 1. in 4. sekstantu. Poglejmo, kako bo napetostni vektor \vec{u}_3 (kombinacija stikal 010) vplival na spremembo fluksa. V prvem primeru bo omenjeni vektor zmanjšal velikost fluksa in ga hkrati zavrtel v pozitivni smeri. Če pa se fluks nahaja v 4. sekstantu, bo taisti napetostni vektor imel ravno nasprotni učinek: povečal bo vrednost fluksa in ga zavrtel v negativni smeri.

⁵ Pazi: takšna delitev sekstantov se razlikuje od položaja sekstantov, ki smo jih določili pri razlagi delovanja pretvornika v pogl. 4 (npr. sliki 4.10 in 4.12).



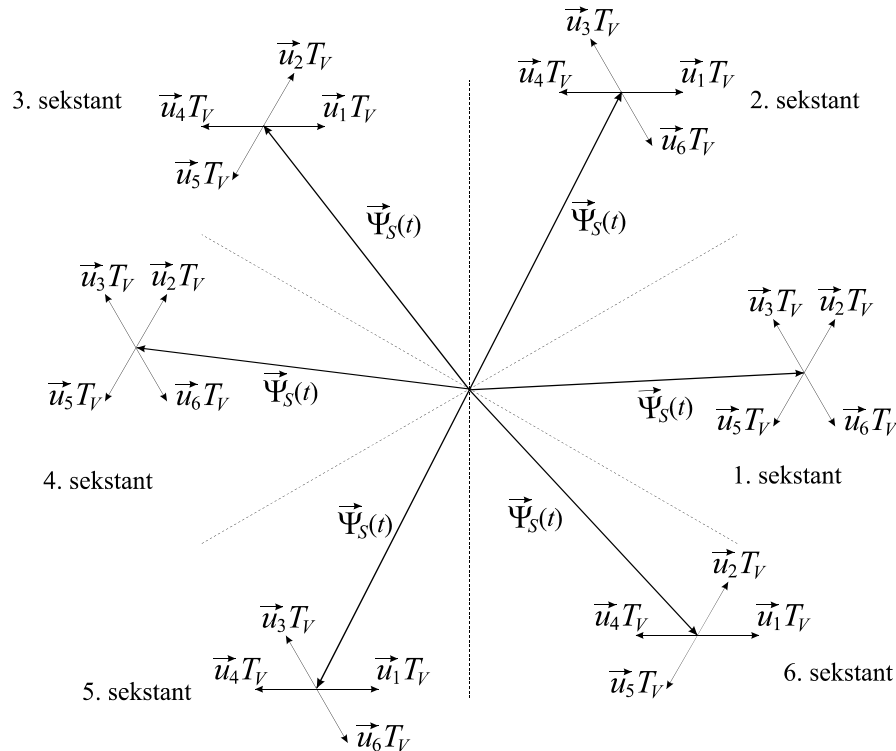
Slika 14-8: Delovanje pretvorniške napetosti \vec{u}_3 na vektor statorskega fluksa v različnih sektantih

S slike je razvidno tudi dejstvo, da je pri legah vektorja fluksa v 1. in 4. sektantu, vpliv napetostnih vektorjev \vec{u}_1 in \vec{u}_4 na rotacijo fluksa, s tem pa tudi na navor, minimalen. Njun pretežni učinek je občutno zmanjšanje ali povečanje velikosti fluksa, kar pa pri normalnem obratovanju ni zaželeno (pod nazivnimi vrtljaji naj bi magnituda fluksa ostala konstantna – konstantno vzbujanje). Zato teh vektorjev v omenjenih sektantih ne uporabljamo.

Naslednja slika kaže lege vektorja fluksa v različnih sektantih ter "koristne" prostorske vektorje napetosti pretvornika. Pri tem ne gre pozabiti, da napetostne vektorje, ki nasprotujejo smeri vrtenja fluksa (npr. \vec{u}_1 in \vec{u}_6 v 2. sektantu, ob pozitivni smeri vrtenja fluksa), uporabljamo za njegovo upočasnitev. Namreč, če smo v prejšnjem trenutku fluks preveč zavrteli tako, da prehitveva želeni vektor fluksa, v naslednjem trenutku ga je treba upočasniti. V nasprotnem primeru lahko pride do prehitrega vrtenja fluksa v želeni smeri.

V prejšnjem primeru smo upočasnitev vrtenja vektorja fluksa oziroma ustvarjanje nasprotnega navora dosegli preko napetostnih vektorjev, ki nasprotujejo smeri vrtenja fluksa. Ta pristop imenujemo *strategija aktivnega vektorja* (AV). Kljub zelo učinkoviti upočasnitvi vrtenja je neželeni učinek takega pristopa nenehno premikanje fluksa naprej in nazaj, kar povzroča velike oscilacije navora. Zato je včasih bolje uporabiti "mehkejši" pristop; za upočasnitev prehitro vrtečega fluksa uporabimo ničelni vektor (*strategija ničelnega vektorja* – NV). Ničelni napetostni vektor lege vektorja fluksa ne

bo spremenil (razen majhne spremembe zaradi ohmskega padca napetosti (14.27)), s čimer bo prehitro vrteči se vektor fluksa počakal na vektor svoje želene vrednosti.



Slika 14-9: "Uporabni" prostorski vektorji napetosti pretvornika v odvisnosti od položaja vektorja fluksa

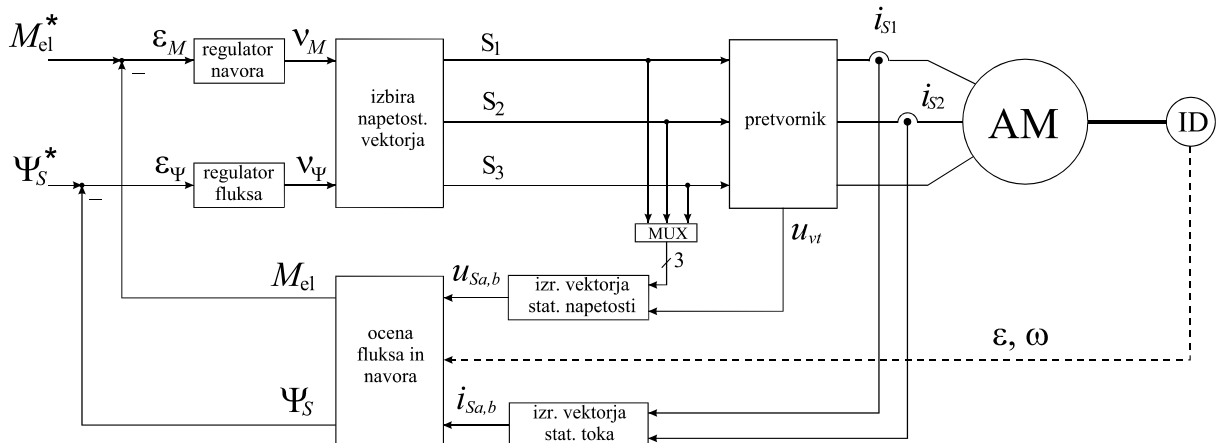
Dejanska sprememba vektorja fluksa je ob zanemarjanju omskega padca napetosti odvisna od treh faktorjev (14.27):

- projekcije izbranega vektorja napetosti na vektor statorskega fluksa,
- trajanja intervala vzorčenja ter
- napetosti vmesnega tokokroga (pogl. 14.2.3.1).

14.2.3 Regulacija motorja s pomočjo Neposredne regulacije navora

Blokovna shema na sliki 14.10 kaže osnovni princip delovanja klasičnega DTC pogona. Želeni vrednosti regulacijskega sistema na prikazani shemi sta električni navor in amplituda statorskega fluksa. Pogreška navora in amplitude statorskega fluksa sta označena z ε_M in ε_Ψ (**Pozor: oznaki sta podobni simbolu za kot zasuka rotorja ϵ !**). Na sliki sta seveda prikazani le subordinirani regulacijski zanki. Želena vrednost navora dobimo iz hitrostne regulacijske zanke, enako kot pri ostalih pogonih (npr. sliki 7.1 in

7.2). Želena vrednost fluksa je odvisna od delovnega področja; če naj motor obratuje z podnazivnimi vrtljaji mora biti fluks konstanten, v nadnazivnem področju pa ga moramo zmanjševati proporcionalno s hitrostjo (slabljenje polja, pogl. 3.1.5.3). V nadaljevanju bomo opisali posamezne dele blokovne sheme DTC.



Slika 14-10: Regulacijska shema DTC

14.2.3.1 Izračun vektorjev statorske napetosti in toka

Meritev oziroma izračun vektorjev statorskega toka in napetosti je potreben zaradi nadaljnje ocene fluksa in navora motorja. Oba vektorja izrazimo z njunima komponentama v SKS (a in b). Iz že znanih enačb (5.5) sledi, da je za prikaz vektorja toka v SKS potrebna meritev samo dveh faznih tokov: i_{S1} in i_{S2} .

Neposredna meritev faznih napetosti v pretvorniško napajanem motorju je zaradi njene pravokotne oblike lahko težavna (pogl. 8.2), zato pri DTC uporabljamo drugačen princip. Kot bomo videli v nadaljevanju, je rezultat DTC algoritma stanje tranzistorjev pretvorniškega vezja s_1 , s_2 in s_3 (blok "izbira napetostnega vektorja" na slik 14.10). Iz trenutnega stanja tranzistorjev in ob znani napetosti vmesnega tokokroga u_{vt} , lahko zelo enostavno izračunamo trenutni vrednosti komponent napetosti v SKS.

Na sliki 4.7 so narisane vrednosti faznih napetosti za različna stanja stikalnih elementov pretvornika, slika 4.8 pa kaže razdelitev napetosti za stanja stikal 100. Videli smo, da je fazna napetost u_{Sn} ene izmed faz vedno $\pm 2/3u_{vt}$, preostalih dveh pa $\mp 1/3u_{vt}$. Ob vnosu teh šest različnih kombinacij faznih napetosti v enačbo (4.1), smo dobili šest različnih prostorskih vektorjev napetosti, ki jih lahko realiziramo s trifaznim pretvornikom.

Vsakega izmed šestih prostorskih vektorjev napetosti lahko zapišemo v statorskem koordinatnem sistemu (SKS) s pomočjo komponent u_{Sa} in u_{Sb} , ki ju izračunamo iz (4.1) in (5.5). Tabela 14.1 kaže stikalne kombinacije pretvornika s pripadajočim prostorskim vektorjem napetosti ter izračunanih vrednosti napetosti koordinat a in b .

$s_1s_2s_3$	\vec{u}_{S_n}	u_{Sa}/u_{vt}	u_{Sb}/u_{vt}
100	\vec{u}_{S1}	1	0
110	\vec{u}_{S2}	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$
010	\vec{u}_{S3}	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$
011	\vec{u}_{S4}	-1	0
001	\vec{u}_{S5}	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$
101	\vec{u}_{S6}	$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$

Tabela 14.1: Komponenti napetosti v SKS v odvisnosti od kombinacije stikal pretvornika

Vrednosti komponent napetosti iz tabele lahko izračunamo tudi z matrično enačbo, kjer vstavimo vrednosti stanj posameznih stikal (0 ali 1).

$$u_{Sa,b}(s_{1,2,3}) = u_{vt} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix}. \quad (14.28)$$

V mikroprocesorsko krmiljenem pogonu so stanja stikal znana, saj jih dobimo iz modulacijskega algoritma (npr. SVM ali DTC). S pomočjo predhodne enačbe nato lahko izračunamo trenutno vrednost pritisnjene statorske napetosti (prek njenih dveh komponent v SKS).

Napetost vmesnega tokokroga u_{vt} bi morala biti načeloma konstantna, za kar naj bi skrbel usmernik. V praksi pa njena vrednost lahko niha (npr. pri zaviranju), zato je za natančno določitev dejanske napetosti običajno potrebna še dodatna meritev u_{vt} .

14.2.3.2 Ocena fluksa in navora

Komponenti vektorja statorskega fluksa lahko izračunamo (ocenimo) na več načinov, npr. s postopkom, ki smo ga že opisali v pogl. 7.3.2.2.

Električni navor lahko izračunamo iz komponent vektorjev statorskega fluksa in toka v SKS, kar sledi iz (5.17).

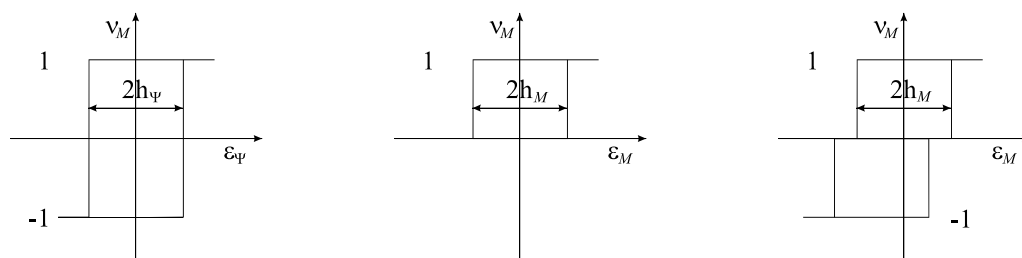
$$M_{el}(t) = \frac{2}{3} p |\bar{\Psi}_s(t) \times \bar{i}_s(t)| = \frac{2}{3} p \{(\Psi_{Sa} + j\Psi_{Sb}) \times (i_{Sa} + ji_{Sb})\} \quad (14.29)$$

Iz vektorskega produkta dveh vektorjev, ki ju izrazimo z njunima komponentama v kompleksni ravnini a, b sledi [2, 10]

$$M_{el}(t) = \frac{2}{3} p (\Psi_{Sa} i_{Sb} - \Psi_{Sb} i_{Sa}). \quad (14.30)$$

14.2.3.3 Regulatorja fluksa in navora

Za reguliranje fluksa in navora pri DTC uporabljamo histerezne regulatorje v različnih izvedbah (Slika 14-11). Izbira inačice regulatorja je odvisna od uporabljenega motorja in regulacijskih zahtev.



Slika 14-11: Nekateri možni tipi histereznih regulatorjev statorskega fluksa in električnega navora v DTC

Izbira histereznega regulatorja s samo dvema ali tremi možnimi izhodnimi stanji omogoča visoko dinamiko z najhitrejšo možno spremembo položaja vektorja fluksa s pomočjo napetostnega vektorja. Po drugi strani pa to nenehno preklapljanje med dvema ali tremi stanji (t.i. "bang-bang" efekt) v stacionarnem stanju povzroča nenehno ostro spreminjanje položaja fluksa in, posledično, oscilacije navora motorja. Krčenje histereznega pasu $2h$ takšne oscilacije zmanjšuje, po drugi strani pa povzroča pogostejše spreminjanje napetostnega prostorskega vektorja napetosti oziroma kombinacije stikal pretvorniškega mostiča. S tem dosežemo neželjeno povečanje števila

preklopov tranzistorjev in posledično večje preklopne izgube. Zato je izbira širine pasu regulatorja kompromis med željo po čim manjših oscilacijah po eni, ter čim manjših preklopnih izgub po drugi strani.

14.2.3.4 Izbira napetostnega vektorja

V pogl. 14.2.2 smo omenili možni strategiji DTC: AV in NV. Od izbrane strategije je odvisna izbira napetostnega vektorja pretvornika, ki je posledica stanja izhoda histereznih regulatorjev navora in fluksa: v_M, v_Ψ (glej tudi sliko 14.10). V naslednji tabeli so prikazani izbrani napetostni vektorji, s tem pa posledično stanja stikal pretvornika, ki veljajo za vektor statorskega fluksa v 1. sekstantu. V ostalih sekstantih aktivne vektorje spremenimo v skladu s filozofijo, uporabljeno v prvem sekstantu. Zaradi enostavnosti razlage smo predpostavili, da sta oba regulatorja enaka skrajnji levi obliki na sliki 14.11.

	v_M, v_Ψ			
	1, 1	1, -1	-1, -1	-1, 1
Strategija NV	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_0 ali \vec{u}_7	\vec{u}_0 ali \vec{u}_7
Strategija AV	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_5	\vec{u}_6

Tabela 14.2: Izbira napetostnega vektorja pretvornika v odvisnosti od izhoda regulatorja in izbrane strategije (velja za 1. sekstant)

Razlika med strategijama je razvidna, ko je dejanski navor večji od dejanskega (zadnja dva stolpca), torej ko vektor dejanskega fluksa prehiteva želenega. Pri strategiji AV bomo drastično spremenili položaj fluksa, tako da ga zavrtimo v nasprotno smer od zelene smeri vrtenja. Posledica tega je zelo hitro zmanjšanje navora. Katerega izmed vektorjev \vec{u}_5 ali \vec{u}_6 bomo pri tem izbrali, je odvisno od tega ali je trenutna magnituda fluksa večja ali manjša od želene. Izbrani napetostni vektor ustreza kombinaciji stikal pretvornika, ki jih preklapljam v intervalu T_V .

Pri strategiji NV izberemo previdnejši pristop. Ob prevelikem dejanskem navoru (vektor dejanskega fluksa prehiteva vektor želenega fluksa), bomo izbrali ničelni napetostni vektor. Le-ta bo vrtenje vektorja fluksa začasno ustavil (razen majhne spremembe v smeri ohmskega padca napetosti). V tem položaju bo fluks "počakal" na svojo želeni vektor. Posledično se bo zmanjšalo število sprememb položaja dejanskega fluksa naprej in nazaj okrog želenega vektorja, ki je značilno za AV metodo.

Prednosti AV in NV strategije s zbrane v naslednji tabeli.

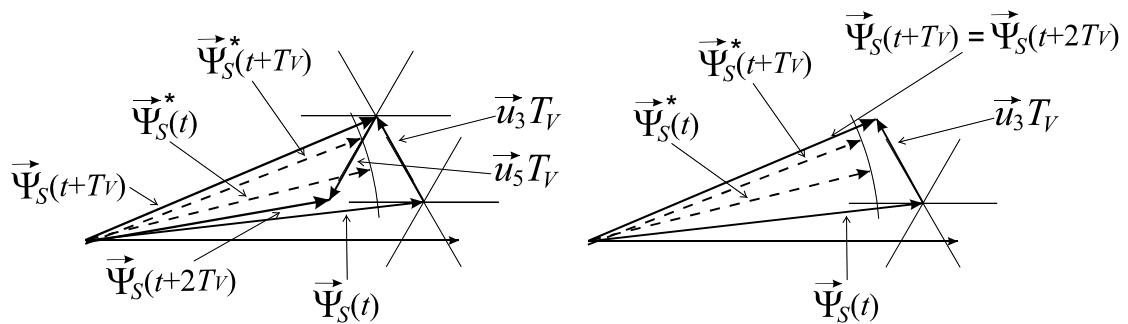
strategija	prednosti	pomanjkljivosti
AV	<ul style="list-style-type: none"> • zelo učinkovito zaviranje pri poljubni frekvenci • štirikvadrantno obratovanje 	<ul style="list-style-type: none"> • višja preklopna frekvenca • povečane oscilacije fluksa in navora
NV	<ul style="list-style-type: none"> • nižja preklopna frekvenca • bolj gladek potek fluksa in navora 	<ul style="list-style-type: none"> • slabo zaviranje pri vseh frekvencah • nezmožnost štirikvadrantnega obratovanja

Tabela 14.3: Primerjava strategij AV in NV

Slika 14-12 kaže princip delovanja AV in NV strategije v stacionarnem stanju. Zaradi nazornejšega prikaza smo spremembe vektorjev zelo poudarili. V praksi so te spremembe manj izrazite. V obeh primerih smo zanemarili spremembo fluksa zaradi omskega padca napetosti iz (14.27). S črtkanima linijama je na obeh slikah prikazan vektor želenega fluksa v trenutkih (t) ter ($t+T_V$). Zaradi stacionarnega stanja in sinusne oblike faznih fluksov, se vektor giblje po krožnici. V trenutku t je treba vektor dejanskega fluksa zarotirati v pozitivno smer in mu hkrati zmanjšati dolžino. Ker se vektor fluksa nahaja v prvem sekstantu, bomo v ta namen uporabili vektor \vec{u}_3 , ki bo aktiven skozi celotni interval vzorčenja T_V . Nov vektor fluksa (v trenutku ($t+T_V$)) bo sedaj prehitel vektor želenega fluksa in hkrati imel manjšo magnitudo. Ker v trenutku ($t+T_V$) nov vektor želenega zaostaja za dejanskim fluksom, je slednjega treba upočasniti, hkrati pa mu je treba zmanjšati magnitudo, ki je večja od magnitude želenega fluksa.

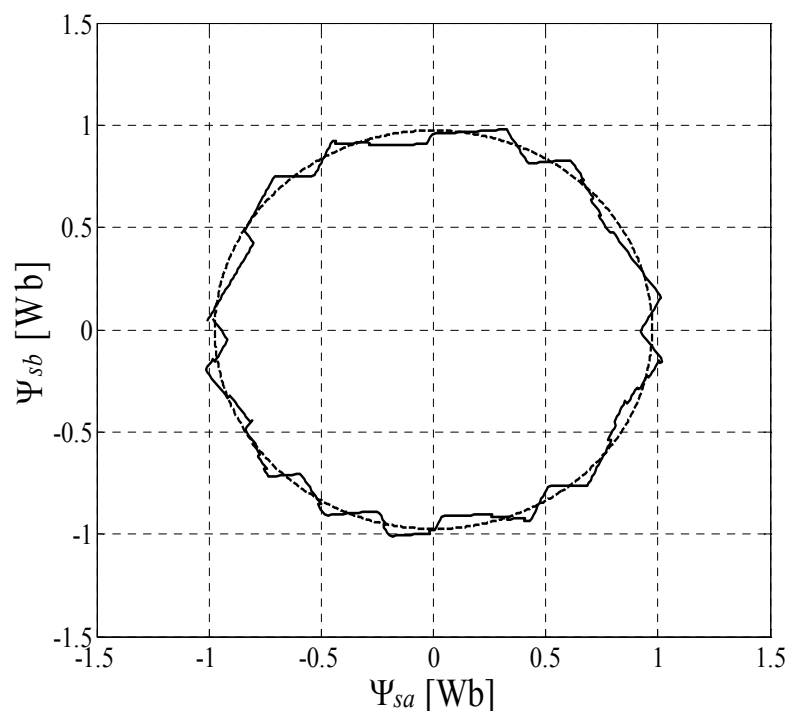
Odziva regulatorjev navora in fluksa se v tej točki razlikujeta v odvisnosti od izbrane metode. Pri AV strategiji bomo v ta namen uporabili aktivni vektor \vec{u}_5 (fluks je še vedno v prvem sekstantu), ki bo fluks zarotiral v nasprotni smeri in mu zmanjšal magnitudo. S tem smo dobili nov vektor fluksa v trenutku ($t+2T_V$), ki pa sedaj precej zaostaja za želeno vrednostjo in ima občutno manjšo magnitudo. Takšno močno preskakovanje dejanskega vektorja naprej in nazaj od želenega fluksa je posebnost AV metode.

Pri uporabi NV strategije uporabljamo bolj umirjen pristop: v točki ($t+T_V$) bomo fluks »ustavili« tako, da pritisnemo ničelni vektor. Na ta način bo fluks »počakal« na želeno vrednost, s tem bodo njegove oscilacije bistveno manjše.



Slika 14-12: Princip delovanja AV (levo) in NV strategije DTC (desno)

Slika 14-13 kaže potek statorskega fluksa v statorskem koordinatnem sistemu (SKS) v stacionarnem stanju pri osnovni različici AV DTC neobremenjenega AM. V stacionarnem stanju imajo zeleni fazni fluksi sinusno obliko, torej ima njihov rezultantni vektor konstantno magnitudo in se vrti s konstantno kotno hitrostjo. Narisana krožnica je prikaz položajev vrhov rezultantnega vektorja statorskega fluksa tekom ene polne periode, ko vektor naredi polni krog. Vrh vektorja zelenega fluksa sledi pravilni krožnici. Po drugi strani pa vrh vektorja dejanskega fluksa niha okrog zelene vrednosti, kot posledica trenutno pritisnjene napetostnega vektorja pretvornika. Odstopanje je odvisno od izbrane širine pasu histereznega regulatorja.



Slika 14-13: Poteka želene (črtkana linija) in dejanske vrednosti (polna linija) statorskega fluksa v SKS pri DTC

14.2.4 Primerjava med DTC in regulacijo s pomočjo orientacije polja

DTC kaže nekaj osnovnih razlik v primerjavi z vektorsko regulacijo v KSP:

1. Enostavnost realizacije: Prvotni pristopi k DTC so zahtevali zelo enostavna vezja, ki so bila sestavljena iz analognih in digitalnih vezij, ki so bili zadolženi za realizacijo primerjav in histereznih regulatorjev. Stanja stikal pretvornika, ki so ustrezala prostorskemu napetostnemu vektorju pretvornika (slika 14.10) so bila shranjena v EEPROM pomnilniku. Po drugi strani pa realizacija vektorske regulacije v KSP zahteva uporabo hitrih mikroprocesorskih komponent. Zaradi svoje zapletenosti in potrebe po uporabi SVM pri novejših variantah DTC, o katerih tukaj ne bomo razpravljali, pa je uporaba mikroprocesorjev tudi pri DTC postala obvezna.
2. Visoka dinamika: Regulacija v KSP s pomočjo SVM je primer kaskadne regulacije, katerega notranja zanka je zadolžena za realizacijo tokovnega vira (tokovne regulacije). Pri DTC tokovne zanke ni, kar po eni strani omogoča hitrejšo regulacijo navora, po drugi strani pa zahteva nadtokovno zaščito. K odlični dinamiki DTC prispeva tudi uporaba histereznih regulatorjev, ki omogočajo najhitrejšo možno spremembo navora. Celo optimalni parametri PI regulatorji pri regulaciji v KSP so kompromis med prenihanjem in dinamiko spremembe navora, ki je zato slabša od dinamike pri DTC. Negativna lastnost histereznih regulatorjev pa je občutno nihanje navora (angl. ripple), kot posledica "bang-bang" efekta.
3. Višja frekvenca vzorčenja: V izogib prevelikim oscilacijam navora uporabljamo pri DTC bistveno krajše intervale vzorčenja (tipično 50 μ s; frekvenca vzorčenja 10 kHz). Hkrati moramo zmanjšati tudi širino histerez regulatorjev. Tipični intervali vzorčenja vektorske regulacije v KSP so 100 μ s (frekvenca vzorčenja 10 kHz).
4. Nižja preklopna frekvenca: Kljub zahtevam iz prejšnje točke, je preklopna frekvenca pri klasičnem DTC bistveno manjša od frekvence pri regulaciji v KSP. To pa posledično pomeni tudi manjše preklopne izgube. Slaba stran DTC pa se kaže v spremenljivi odvisnosti preklopne frekvence od delovne točke – sinhronske frekvence statorskega polja oziroma hitrosti motorja [1]. Pogoni z DTC so hrupnejši in bolj moteči za posluževalca prav zaradi značilnega frekvenčnega pasu preklopov tranzistorjev pretvornika

14.3 Literatura

- [1] Ambrožič V., Buja G., Bertoluzzo M., Menis R.: "An Assessment of the Inverter Switching Characteristics in DTC Induction Motor Drives", IEEE Trans. Pow. Electron., Vol. 20, No. 2, pp. 457-465, March 2005.
- [2] Bose B. K.: "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 2002

- [3] Buja G., Bertoluzzo M., Menis R.: "Performance analysis of a DFTC drive", vabljeno predavanja, ERK, Portorož, 24.-26.sept. 2001, pp. 21-27
- [4] Depenbrock M.: "*Direct Self-Control of Inverter-Fed Induction Machine*", IEEE Trans. Pow. Electron., Vol. 3, No. 4, pp. 420-429, Oct. 1988.
- [5] Holtz J.: "Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives", IEEE PCC-Yokohama, 1993
- [6] Levine W. S. (editor): "The Control Handbook", CRC Press & IEEE Press, Boca Raton, 1996
- [7] Luenberger D.: "*Observers for Multivariable Systems*", IEEE Trans. Autom. Control, 11, 1966
- [8] Rajashekara K., Kawamura A., Matsuse K. - uredniki: "Sensorless Control of AC Motor Drives – Speed and Position Sensorless Operation", zbirka izbranih člankov, IEEE Press, Piscataway, 1996
- [9] Takahashi and T. Noguchi, "*A New Quick-Response and High-Efficient Control Strategy of an Induction Motor*", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA-22, No. 5, pp. 820-827, Sept./Oct. 1986.
- [10] Vas P.: "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, Oxford, 1998