

5

PŘIROZENÉ ŘÍZENÍ

V roce 1994 byla švédským vědcem Ragnarem Jönssonem prvně publikována metoda pro řízení asynchronního motoru (ASM) bez použití čidla rychlosti pod názvem *Natural Field Orientation* (NFO). Název byl sice nový, ale nejednalo se o radikální novinku, neboť se tato metoda opírá o základní principy vektorového řízení a během předchozích let bylo možné v odborných publikacích nalézt několik metod, jenž jsou NFO velice blízké.

Narozdíl od klasického vektorového řízení se NFO nesnaží cíleně identifikovat magnetický tok (polohu a velikost) uvnitř stroje, nýbrž vyhodnocuje přímo synchronní úhlovou rychlost statorových veličin na základě jednoduchého matematického modelu ASM. Prostou integrací synchronní úhlové rychlosti získáme transformační úhel nutný pro transformaci statorových veličin do synchronních souřadnic. Pro získání informace o aktuální poloze magnetického pole tedy není nutná integrace rozdílu statorového napětí a úbytku na statorovém odporu (abychom vypočetli magnetický tok), která s sebou nese problém s driftem při nízkých otáčkách motoru.

V dalším textu budu tuto metodu označovat anglickou zkratkou NFO, nebo počestnějším názvem "přirozené řízení".

Základní vlastnosti NFO

V dostupných publikacích o metodě přirozeném řízení (NFO) ^[12, 13, 31] jsou uváděny tyto její hlavní znaky:

- nevyžaduje měření mechanické rychlosti
- je nezávislá na změně rotorových parametrů (týká se výpočtu synchronní úhlové rychlosti)
- pracuje spolehlivě i při velmi nízkých otáčkách
- není náročná na výkon řídicího procesoru
- vstupními veličinami jednoduchého matematického modelu ASM jsou pouze statorová napětí a proudy
- zvláštní důraz je kladen především na přesnou identifikaci statorového napětí
- metoda má široké aplikační možnosti od jednoduchých pohonů bez uzavřené regulační smyčky až po náročné servopohony

5.1 Použitý matematický model ASM

Při odvozování rovnic matematického modelu ASM vhodného pro metodu NFO vycházím ze vztahů uvedených v kapitole 4.

Napěťové rovnice v synchronních souřadnicích

Asynchronní motor lze matematicky popsat následujícími rovnicemi vyjádřenými v souřadném referenčním systému dq rotujícím úhlovou rychlostí ω_S , tedy synchronně s magnetickým polem.

$$\bar{u}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\Psi}_S}{dt} + j\omega_S \bar{\Psi}_S \quad [5-1]$$

$$0 = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} + j(\omega_S - \omega) \bar{\Psi}_R \quad [5-2]$$

kde

$$\bar{\Psi}_S = L_S \bar{i}_S + L_m \bar{i}_R \quad [5-3]$$

$$\bar{\Psi}_R = L_R \bar{i}_R + L_m \bar{i}_S \quad [5-4]$$

Mechanické děje popisuje rovnice momentové rovnováhy (viz kapitola 4.3)

$$m_i = J \frac{d\omega}{dt} + m_z = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \text{Im} \{ \bar{\Psi}_S \cdot \bar{\Psi}_R^* \} \quad [5-5]$$

Tyto základní rovnice lze snadno upravit na tvar vhodný pro konkrétní způsob řízení.

Jak již bylo řečeno, metoda NFO je variantou vektorového řízení. Jejím cílem je tedy nezávislé řízení magnetického toku a momentu ASM, podobně jako je tomu u DC motoru s cizím buzením.

Matematický model motoru použitý metodou NFO vychází ze statorových napěťových rovnic ASM. Proto se zdá být logické považovat NFO za modifikované vektorové řízení s orientací na statorový tok (*Stator Field Oriented Control*). Ve většině případů vektorového řízení s orientací na statorový magnetický tok je úhel natočení prostorového vektoru statorového toku počítán z komponent tohoto vektoru ve statorových souřadnicích $\alpha\beta$. Obě komponenty jsou výsledkem integrace rozdílu statorového fázového napětí a úbytku na statorovém odporu. Tento způsob je však negativně ovlivněn chybou způsobenou driftem integrátoru při nízkých hodnotách statorové frekvence.

V následujících kapitolách budou odvozeny rovnice pro matematický model ASM s uvažováním orientace synchronně rotujícího systému dq buď na vektor rotorového anebo statorového magnetického toku.

5.1.2 Orientace na rotorový tok

Při řízení budeme udržovat amplitudu vektoru rotorového magnetického toku konstantní (mimo oblast odbuzování), a směr prostorového vektoru Ψ_R svážeme s reálnou osou d synchronně rotujícího souřadného systému. Pro reálnou a imaginární složku rotorového toku potom platí

$$\Psi_{Rd} = \bar{\Psi}_R, \quad \Psi_{Rq} = 0. \quad [5-6]$$

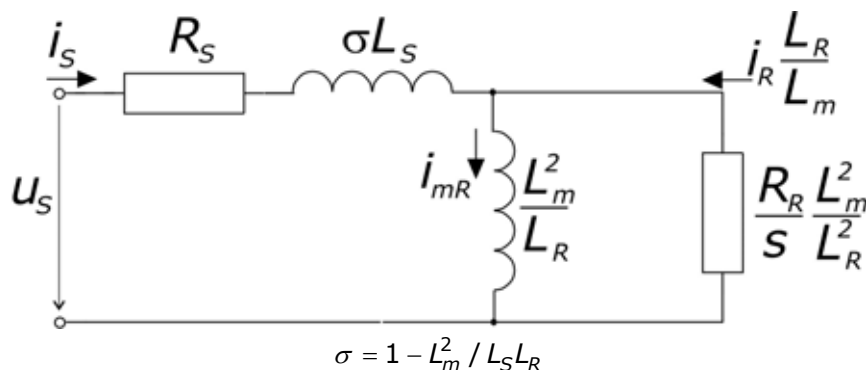
Vektor rotorového toku se vzhledem ke statoru pohybuje synchronní rychlostí ω_{SR} a vzhledem k rotoru skluzovou rychlostí ω_{Sl} .

Dále je pro další odvozování vhodné vycházet z modifikovaného náhradního obvodu ASM odvozeného v kapitole 4.2.4 a vykresleného na obrázku 5-1. V tomto obvodu je rozptylová indukčnost rotoru "přesunuta" na statorovou stranu. Rotorový proud má potom pouze činnou složku. Takto modifikované schéma přesto nepozbývá fyzikálního smyslu, jak bylo odvozeno v kapitole 4.2.4.

Ve schématu je zaveden fiktivní magnetizační proud i_{mR} , jenž reprezentuje rotorové magnetické pole Ψ_R , a pro nějž platí

$$\bar{i}_{mR} = \bar{i}_S + \frac{L_R}{L_m} \bar{i}_R = \bar{i}_S + (1 + \sigma_R) \bar{i}_R, \text{ kde } \sigma_R = \frac{L_R \sigma}{L_m}. \quad [5-7]$$

Vektory rotorového toku a magnetizačního proudu rotují synchronně, přičemž tokotvorná složka statorového proudu i_{Sd} je souběžná s magnetizačním proudem i_{mR} . Momentotvorná složka statorového proudu i_{Sq} je k nim kolmá.



Obr.5-1: Modifikovaný náhradní obvod ASM s rozptylovými indukčnostmi na statorové straně

Proud i_{mR} je přímo úměrný rotorovému toku Ψ_R . Z rce [5-4] a [5-7] lze odvodit, že $\bar{\Psi}_R = L_m \bar{i}_{mR}$. V případě, že budeme veličiny vyjadřovat v souřadném systému dq , jehož osa d je svázána s vektorem rotorového toku, nebude mít ani Ψ_R ani i_{mR} žádnou kolmou složku q .

Jestliže tedy vyloučíme z rovnic [5-3] a [5-4] rotorový proud dosazením z [5-7], lze napětové rovnice [5-1] a [5-2] upravit, při platnosti [5-6] na tvar

$$u_{Sd} = R_S i_{Sd} + \sigma L_S \frac{di_{Sd}}{dt} - \omega_{sR} \sigma L_S i_{Sq} + (1 - \sigma) L_S \frac{di_{mR}}{dt} \quad [5-8]$$

$$u_{Sq} = R_S i_{Sq} + \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt} + \omega_{sR} \sigma L_S i_{Sd} + (1 - \sigma) L_S \omega_{sR} i_{mR} \quad [5-9]$$

$$0 = \frac{R_R}{L_R} L_m (i_{mR} - i_{Sd}) + L_m \frac{di_{mR}}{dt} \quad [5-10]$$

$$0 = -\frac{R_R}{L_R} L_m i_{Sq} + (\omega_{sR} - \omega) L_m i_{mR} \quad [5-11]$$

Proměnná ω je mechanická úhlová rychlost rotoru a ω_{sR} je synchronní úhlová rychlost (rychlost otáčení souřadného systému dq svázaného s vektorem rotorového magnetického toku).

Za předpokladu [5-6] plyne pro moment vztah

$$m_i = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_R} \text{Im} \left\{ \Psi_{Rd} (i_{Sd} + j i_{Sq}) \right\} = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_R} \Psi_{Rd} i_{Sq}. \quad [5-12]$$

Rovnice [5-12] ukazuje, že je moment ASM v případě, že je magnetický tok Ψ_R konstantní, určen velikostí momentotvorné složky statorového proudu i_{Sq} . Podobnost s cizí buzeným DC motorem je více než jasná ($M \approx I_b I_a$).

Upravením rovnic [5-8] až [5-12] lze získat vztahy, jenž se velmi často vyskytují v literatuře právě v souvislosti se souřadným systémem rotujícím synchronně s magnetickým tokem rotoru.

$$\tau_R \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} = i_{Sd} \quad [5-13]$$

$$\omega_{sR} = \omega + \frac{i_{Sq}}{\tau_R i_{mR}} = \omega + \omega_{sl}, \text{ kde } \omega_{sl} \text{ je skluzová úhlová rychlost} \quad [5-14]$$

$$\text{kde } \tau_R = \frac{L_R}{R_R},$$

$$m_i = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m^2}{L_R} i_{mR} i_{Sq} = \frac{3}{2} p_p L_S (1 - \sigma) i_{mR} i_{Sq}. \quad [5-15]$$

Tyto rovnice vycházejí z předpokladu, že známe pozici vektoru rotorového toku.

5.1.3 Orientace na statorový tok

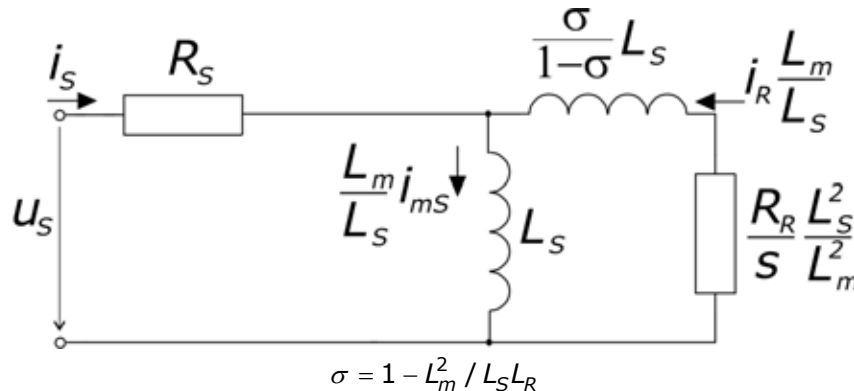
Při řízení budeme udržovat amplitudu vektoru statorového magnetického toku konstantní (mimo oblast odbuzování), a směr prostorového vektoru Ψ_S svážeme s reálnou osou d synchronně rotujícího souřadného systému. Pro reálnou a imaginární složku statorového toku potom platí

$$\Psi_{Sd} = \bar{\Psi}_S, \quad \Psi_{Sq} = 0. \quad [5-20]$$

Dále je pro další odvozování vhodné vycházet z modifikovaného náhradního obvodu ASM odvozeného v kapitole 4.2.4 a vykresleného na obrázku 5-2.

Ve schéma je uveden tzv. statorový magnetizační proud i_{mS} , jenž vytváří statorové magnetické pole Ψ_S , a pro nějž platí

$$\bar{i}_{mS} = \frac{L_S}{L_m} \bar{i}_S + \bar{i}_R = (1 + \sigma_S) \bar{i}_S + \bar{i}_R, \quad \text{kde } \sigma_S = \frac{L_S \sigma}{L_m}. \quad [5-21]$$



Obr.5-2: Modifikovaný náhradní obvod ASM s rozptylovými indukčnostmi statoru na rotorové straně

Proud i_{mS} je přímo úměrný statorovému toku Ψ_S . Z rce [5-3] a [5-21] lze odvodit, že $\bar{\Psi}_S = L_m \bar{i}_{mS}$. V případě, že budeme veličiny vyjadřovat v souřadném systému dq , jehož osa d je svázána s vektorem statorového toku, nebude mít ani Ψ_S and i_{mS} žádnou kolmou složku q .

Jestliže tedy vyloučíme z rovnic [5-3] a [5-4] rotorový proud dosazením z [5-21], pak lze napětovou rovnici [5-1] upravit, při platnosti [5-20] na tvar

$$u_{Sd} = R_S i_{Sd} + L_m \frac{di_{mS}}{dt} \quad [5-22]$$

$$u_{Sq} = R_S i_{Sq} + L_m \omega_s i_{mS} \quad [5-23]$$

Statorové rovnice v souřadném systému dq s orientací na statorový tok jsou velice jednoduché a bez křížených vazeb mezi osami d a q . Bohužel totéž vůbec neplatí o rotorových napětových rovnicích. Pokud z nich vyloučíme substitucí z jiných rovnic rotorové proudy a toky, dostaneme značně nepřehledné vztahy s bohatými kříženými vazbami mezi osami d a q , a s členy obsahujícími mechanickou úhlovou rychlost. Tato nepoměrná komplikovanost byla také jedním z důvodů, proč **jsem zvolil pro další odvozování rovnic matematického modelu ASM referenční systém svázaný s vektorem rotorového magnetického toku**. Dalším důležitým důvodem pro tuto volbu byl způsob

výpočtu magnetizačního proudu. Při orientaci na statorový tok bych musel použít rovnici [5-22]. Ovšem předpokladem smysluplného použití této rovnice je přesná identifikace statorového napětí (fázového napětí na svorkách ASM). To je bez použití měření tohoto napětí, které je samo o sobě problematické, podmínkou obtížně splnitelnou (viz kapitola 5.4). V souřadném systému svázaném s rotorovým tokem lze pro výpočet magnetizačního proudu využít vztahu [5-13]. V tomto případě je problematické přesné určení rotorové časové konstanty, ovšem ve srovnání s identifikací statorového napětí je to problém snadněji řešitelný.

Je třeba poznamenat, že volba vhodné orientace synchronních souřadnic dq je téměř vždy diskutabilní. Můžeme použít rotorový, statorový anebo hlavní (ve vzduchové mezeře) magnetický tok. Vždy je třeba uvážit mnoho faktorů, jako např.: možnosti (a přesnost) měření vstupních veličin, možnost adaptace proudově a tepelně závislých parametrů ASM, rychlost výpočtu matematického modelu (taktování), a jiné.

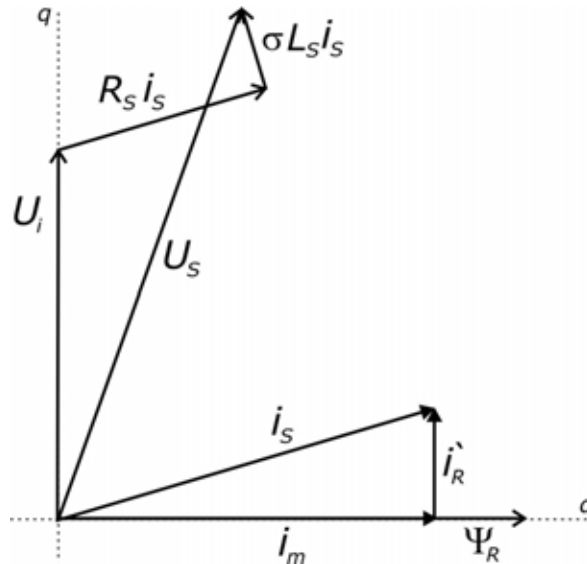
5.2 Princip metody

Původní patent^[52] a publikace^[12, 13] Ragnara Jonssona popisují metodu NFO jako nepřímé vektorové řízení, ve kterém se ze statorových napěťových rovnic jednoduchým způsobem vyhodnocuje statorová synchronní frekvence. K tomu je zapotřebí znát velikost indukovaného napětí U_i (ve člancích bývá toto napětí nazýváno také napětím ve vzduchové mezeře – *airgap voltage* – anebo napětím za statorovým odporem – *voltage behind the stator resistance*), referenční hodnotu magnetizačního (nebo tokotvorného) proudu I_m a parametr $(1-\sigma)L_S$ náhradního obvodu ASM.

Připomínám, že je v dalších vztazích uvažována orientace synchronně rotujícího systému dq na vektor rotorového magnetického toku, který je v rovnicích reprezentován rotorovým magnetizačním proudem I_{mR} . Synchronní úhlová rychlost je dále v textu označována místo ω_{SR} pouze ω_s .

Podstata metody vychází z analogie s řízením cize buzeného DC motoru, kde je buzení udržováno na konstantní úrovni ($I_b = konst$), což umožňuje řídit nezávisle otáčky změnou kotevního napětí ($U_a \approx I_b \omega$) a moment změnou kotevního proudu ($M \approx I_b I_a$) – viz kapitola 2.1.1.

Moment produkovaný ASM závisí podle rovnic [5-5] a [5-12] na interakci prostorového vektoru statorového proudu i_S (respektive jeho momentotvorné složky i_{Sq}) a prostorového vektoru magnetického toku (v našem případě rotorového Ψ_R). Pro maximální výsledný moment je třeba zajistit, aby byl magnetický tok rotoru vždy kolmý k momentotvorné složce proudu – obr.5-3. Podle náhradního obvodu z obr.5-1 obsahuje modifikovaný rotorový proud pouze činnou složku, neboť má rotorový obvod pouze rezistivní část.



Obr.5-3: Fázorový diagram vztahující se k obrázku 5-1

Na rozdíl od většiny metod vektorového řízení se v případě NFO nesnažíme identifikovat skutečnou pozici a amplitudu vektoru magnetického pole, nýbrž se předpokládá, že motor sám vygeneruje takové magnetické pole, jaké si přejeme, pokud použijeme vhodných řídicích signálů^[12].

Hlavním předpokladem správného řízení je udržování magnetického toku (potažmo magnetizačního proudu, jenž tento tok vyvíjí) na konstantní hodnotě (kromě oblasti odbuzování).

Pro magnetizační proud I_{mR} , produkující Ψ_R , platí v ustáleném stavu podle náhradního schéma na obrázku 5-1 vztah

$$I_{mR} = \frac{U_i}{\frac{L_m^2}{L_R} \omega_s} = \frac{U_i}{(1-\sigma)L_S \omega_s}, \text{ kde } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_R} \quad [5-31]$$

z něhož plyne, že pro udržování proudu I_{mR} (a tím i Ψ_R) na konstantní hodnotě stačí udržovat konstantní poměr U_i/ω_s . Kde U_i je napětí indukované na příčné větvi náhradního obvodu z obrázku 5-1 a ω_s je úhlová rychlost točivého magnetického pole rotoru. Tato skutečnost je podstatou přirozeného řízení ASM.

Jinými slovy: pro dané indukované napětí U_i je vždy možné vyprodukovat požadovaný magnetizační proud I_{mR} vhodnou změnou synchronní frekvence ω_s .

Hodnotu úhlové rychlosti ω_s odvodíme z [5-31]

$$\omega_s = \frac{U_i}{(1-\sigma)L_S I_{mR}} \quad [5-32]$$

Úhel ϑ_s , jež získáme integrací ω_s , potom slouží pro správnou transformaci řídicích signálů ze synchronních do statorových souřadnic, což zajistí požadovanou orientaci točivého magnetického pole uvnitř motoru a tudíž i vytvoření momentu o požadované velikosti.

Indukované napětí U_i lze snadno vypočítat z naměřených statorových napětí a proudů, přičemž platí (podle obr.5-1), že

$$\bar{U}_i = \bar{U}_S - R_S \bar{I}_S - \sigma L_S \frac{d\bar{I}_S}{dt} \quad [5-33]$$

Při zanedbání činitele rozptylu ($\sigma=0$) lze vztah zjednodušit na

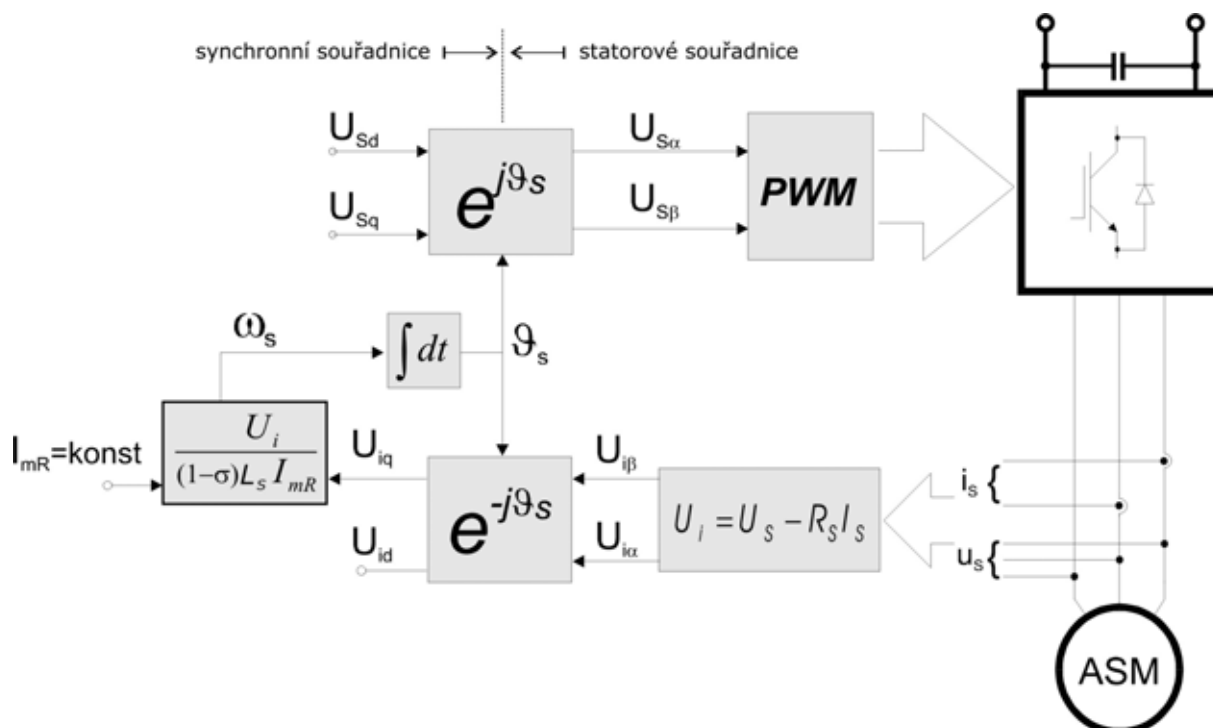
$$\bar{U}_i = \bar{U}_S - R_S \bar{I}_S. \quad [5-34]$$

Identifikace natočení magnetického pole uvnitř ASM je obecně nejsložitější při nízkých otáčkách motoru. Napětí je v takových stavech velmi nízké a tudíž velmi špatně měřitelné, resp. odhadnutelné. Dalšími nepříznivými faktory jsou DC ofset proudových čidel a nepřesnost parametrů náhradního obvodu ASM použitých v jeho matematickém modelu.

V publikacích o NFO je uváděno, že je metoda funkční i při nulové statorové frekvenci, kdy je nulové i indukované napětí. Podmínkou je ovšem konstantní nabuzení ASM na správnou hodnotu. V takovém případě je motor připraven okamžitě vytvořit na základě vhodných řídicích signálů potřebný moment. Jakákoliv změna velikosti nabuzení ASM vede ke ztrátě (byť krátkodobé) ortogonalitě mezi tokotvornou a momentotvornou složkou statorového proudu. Záleží potom na řídicím systému, jak rychle dokáže tento nežádoucí stav napravit.

Na obrázku 5-4 je uvedeno zjednodušené blokové schéma vystihující princip přirozeného řízení (NFO). Z měřených napětí a proudů se ve statorových souřadnicích $\alpha\beta$ vypočítávají podle rovnice [5-34] indukovaná napětí $U_{i\alpha}$ a $U_{i\beta}$, která jsou transformována do souřadnic dq rotujících úhlovou rychlostí ω_s . Výsledkem jsou dva stejnosměrné signály U_{id} a U_{iq} . Pro další výpočty se používá pouze imaginární složka U_{iq} , neboť reálná část U_{id} by měla být při správném řízení a správných hodnotách parametrů modelu ASM nulová (viz fázorový diagram na obrázku 5-3). Eventuální odchylku U_{id} od nulové hodnoty lze použít pro kompenzaci vzniklé chyby (viz kapitola 5.5). Vypočtený úhel ϑ_s se používá v blocích pro transformaci souřadných systémů^[12].

Řídicí stejnosměrné signály U_{sd} a U_{sq} (výstup nadřazené regulace otáček, resp. momentu) jsou transformovány, s respektováním úhlu ϑ_s , do statorových souřadnic a vstupují do PWM generátoru, jenž na jejich základě vytváří řídicí pulsy pro střídač.



Obr.5-4: Zjednodušené blokové schéma řídicího jádra NFO

Jak je patrné z rovnic [5-31] až [5-34], není při výpočtech používán parametr R_R . To znamená, že řízení polohy magnetického pole uvnitř motoru je nezávislé na teplotních změnách rotorového odporu, což lze považovat za výhodou této metody.

5.2.1 Výpočet synchronní úhlové rychlosti ω_s

Doposud uvedené vztahy pro výpočet U_i jsou formulovány vzhledem k stacionárnímu souřadnému systému $\alpha\beta$.

$$\bar{u}_{i\alpha\beta} = \bar{u}_{S\alpha\beta} - R_S \bar{i}_{S\alpha\beta} - \sigma L_S \frac{d\bar{i}_{S\alpha\beta}}{dt} \quad [5-35]$$

Při výpočtu ω_s je však nutno pracovat se stejnosměrnými signály. Je tedy zapotřebí transformovat vektor $\bar{u}_{i\alpha\beta} = u_{i\alpha} + ju_{i\beta}$ do synchronně rotujících souřadnic dq , jež se vzhledem ke statoru pohybují úhlovou rychlostí ω_s ($\bar{u}_{idq} = u_{id} + ju_{iq}$). Rovnici [5-35] tedy transformujeme vynásobením členem $e^{-j\theta_s}$, a po rozdělení na reálnou (d) a imaginární (q) část dostaneme

$$u_{id} = u_{Sd} - R_S i_{Sd} - \sigma L_S \frac{di_{Sd}}{dt} + \omega_s \sigma L_S i_{Sq} \quad [5-36]$$

$$u_{iq} = u_{Sq} - R_S i_{Sq} - \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt} - \omega_s \sigma L_S i_{Sd} \quad [5-37]$$

Srovnáním rovnic [5-36],[5-37] s rovnicemi [5-8],[5-9] dostaneme vztahy

$$u_{id} = \frac{L_m^2}{L_R^2} \frac{di_{mR}}{dt} = (1 - \sigma) L_S \frac{di_{mR}}{dt} \quad [5-38]$$

$$u_{iq} = \frac{L_m^2}{L_R^2} \omega_s i_{mR} = (1 - \sigma) L_S \omega_s i_{mR} \quad [5-39]$$

Z rovnic [5-37] a [5-39] vyjádříme úhlovou rychlost ω_s

$$\omega_s = \frac{u_{iq}}{(1 - \sigma) L_S i_{mR}} = \frac{u_{Sq} - R_S i_{Sq} - \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt}}{\sigma L_S i_{Sd} + (1 - \sigma) L_S i_{mR}} \quad [5-40]$$

Za předpokladu, že bude $i_{mR} = \text{konst}$, pak z rovnice [5-10] vyplývá, že $i_{mR} = i_{Sd}$ a rovnice [5-40] se zjednoduší na

$$\omega_s = \frac{u_{Sq} - R_S i_{Sq} - \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt}}{L_S i_{mR}} \quad [5-41]$$

Následnou integrací ω_s získáme úhel natočení ϑ_s , tedy požadovanou pozici magnetického pole uvnitř řízeného ASM užitou pro transformaci veličin ze statorového do synchronního souřadného systému a naopak

$$\vartheta_s = \int \omega_s dt . \quad [5-42]$$

5.2.2 Výpočet mechanické úhlové rychlosti ω

Pokud chceme jakýkoliv systém řídit, je nezbytné monitorovat průběžné jeho stav. Regulace bez zpětné vazby je neefektivní, ne-li zbytečná. Chceme-li, aby se motor otáčel požadovanou rychlostí, musíme nejprve zjistit jeho skutečnou rychlost, porovnat ji s žádanou hodnotou a podle regulační odchylky přizpůsobit řídicí signály.

Hodnotu ω lze získat odečtením skluzové rychlosti ω_{sl} od rychlosti synchronní ω_s

$$\omega = \omega_s - \omega_{sl} \quad [5-43]$$

Přičemž skluzovou rychlost lze vypočítat dle vztahu

$$\omega_{sl} = \frac{R_R}{L_R} \frac{i_{Sq}}{i_{Sd}}. \quad [5-44]$$

Další možností je použití tzv. adaptivního a referenčního modelu (*MRAS - Model Reference Adaptive System*). Mechanická rychlost se získá přizpůsobováním zesílení systému tak, aby byla odchylka výstupních hodnot referenčního a adaptivního modelu nulová.

Pokud budeme uvažovat pouze ustálené stavy a $\sigma=0$ ($L_S=L_R$), lze z předešlých rovnic odvodit vztah

$$\omega = \frac{u_{Sq} - (R_S + R_R) i_{Sq}}{L_S i_{mR}}. \quad [5-45]$$

5.3 Odstranění vazeb mezi napěťovými rovnicemi

Z rovnic [5-8] a [5-9] lze vysledovat z hlediska použití napěťové rovnice statoru pro řízení ASM jednu nepříznivou skutečnost. V rovnici pro napětí v reálné ose (q) figuruje imaginární (d) složka proudu a naopak. Podstatou vektorového řízení je nezávislá regulace obou kolmých složek proudu (d – tokotvorné, q – momentotvorné). Za výstupní řídicí signály, z nichž se v modulátoru vychází při určování spínání výkonových prvků ve střídači, jsou považovány právě signály u_{Sd} a u_{Sq} . Pro docílení nezávislého řízení obou složek statorového proudu je tedy nutné odstranit křížné vazby v napěťových rovnicích v reálné (q) a imaginární (d) ose^[33].

Statorová napěťová rovnice pro imaginární osu [5-8] obsahuje prvek

$-\omega_S \sigma L_S i_{Sq} + (1 - \sigma) L_S \frac{di_{mR}}{dt}$. To znamená, že reálná složka statorového proudu i_{Sq} ovlivňuje výslednou imaginární složku statorového napětí. Obdobně je tomu v napěťové rovnici [5-9], kde vazbu mezi reálnou a imaginární osou reprezentuje člen

$+\omega_S \sigma L_S i_{Sd} + (1 - \sigma) L_S \omega_S i_{mR}$.

Pokud budeme předpokládat konstantní i_{mR} , tedy $di_{mR}/dt=0$, pak můžeme tvrdit, že složky statorového proudu lze řídit nezávisle, pokud budou k výstupním napěťovým signálům u_{Sd_ref} , u_{Sq_ref} připočteny tzv. odvazbující (*decoupling*) signály u_{dd} , u_{dq}

$$u_{dd} = -\omega_S \sigma L_S i_{Sq} \quad [5-46]$$

$$u_{dq} = \omega_S \sigma L_S i_{Sd} + (1 - \sigma) L_S \omega_S i_{mR} \quad [5-47]$$

Signály u_{Sd_ref} a u_{Sq_ref} bývají většinou výstupem regulátorů proudů i_{Sd} a i_{Sq} .

Přičtením odvazbujících signálů u_{dd} a u_{dq} k rovnicím [5-8] a [5-9] tedy získáme řídicí signály u_{Sd} a u_{Sq} , jenž budou transformovány do statorových souřadnic, a zpětně tedy ovlivní nezávisle velikost obou složek statorového proudu v synchronních souřadnicích^[33].

$$u_{Sd} = u_{Sd_ref} + u_{dd} = R_S i_{Sd} + \sigma L_S \frac{di_{Sd}}{dt} \quad [5-48]$$

$$u_{Sq} = u_{Sq_ref} + u_{dq} = R_S i_{Sq} + \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt} \quad [5-49]$$

V některých aplikacích se k výstupům PI regulátorů proudů i_{Sd} a i_{Sq} , tedy signálům u_{Sd_ref} a u_{Sq_ref} , přičítají také napěťové úbytky na statorovém odporu a rozptylové indukčnosti. Regulátoru se tím "ulehčí" – nebude muset regulovat příliš razantně – což by mělo učinit regulaci stabilnější.

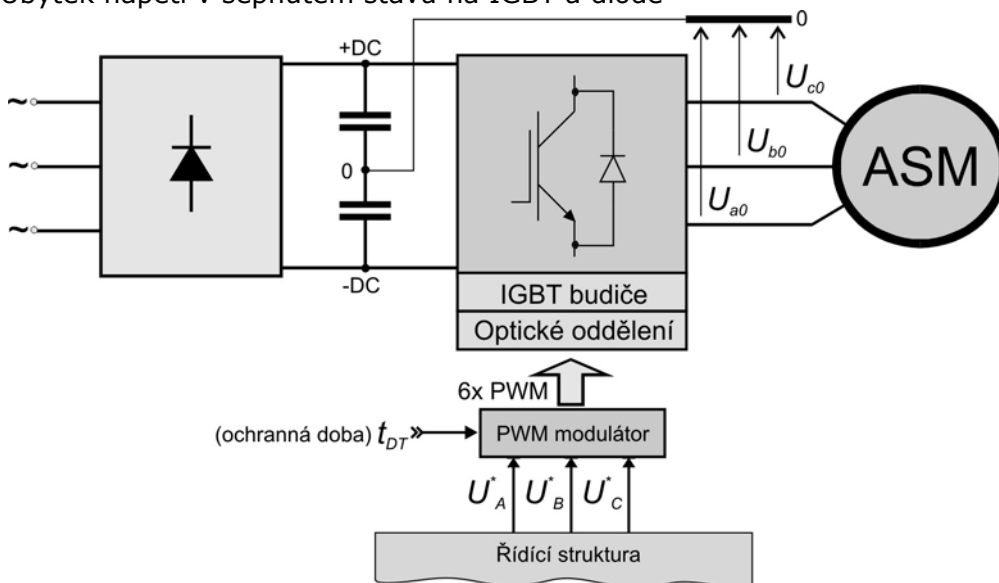
5.4 Rekonstrukce statorového napětí

Metoda NFO vyžaduje informaci o aktuální hodnotě napětí na výstupu střídače, nebo přesněji řečeno, na svorkách motoru. Přesné měření tohoto modulovaného napětí prakticky nepřichází v úvahu. K tomu bychom potřebovali snímač s velmi širokým frekvenčním pásmem, neboť výstupní napětí je složeno z velmi úzkých pulsů s rychlým nárůstem napětí (du/dt). Odfiltrováním vyšších harmonických složek napětí s sebou zase přináší fázový posun, který kvalitativně znehodnocuje celou regulaci. Pomocí speciálních obvodů lze měřit pouze šířku těchto pulsů a ze známého napětí DC meziobvodu potom rekonstruovat fázová napětí uvnitř procesoru^[53]. Informace o výstupním napětí lze však získat i bez použití speciálního měřicího zařízení. Použijeme k tomu referenční hodnoty napětí vstupující do modulátoru a model napěťového IGBT střídače, který bude vystihovat jeho nelineární vlastnosti.

Co se myslí onou nelinearitou střídače? Jde o vztah mezi hodnotou řídicího napětí, které vstupuje do PWM modulátoru v procesoru (U_A^*) a skutečným fázovým napětím (U_{A0}) na výstupu střídače (obr.5-5).

Všechny zdroje nelinearit jsou způsobeny IGBT tranzistorem a antiparalelní diodou, respektive jejich neideálními spínacími charakteristikami. Na celkovém zobrazení výstupního napětí se nejvíce podílí následující parametry a veličiny:

- Vkládaná ochranná doba (anglicky *deadtime*, *blanking time* nebo *shoot-through delay*)
- Zpoždění dané optočleny a budiči
- Zapínací a vypínací přechodové děje v IGBT
- Úbytek napětí v sepnutém stavu na IGBT a diodě



Obr.5-5: Část pohonu ilustrující souvislost mezi vstupním napětím modulátoru (U_A^*) a výstupním napětím střídače (U_{A0})

Abychom mohli tyto zdroje nelinearit eliminovat, musíme znát jejich charakter a velikost. Ochranná doba bývá u většiny řídicích metod konstantní stejně jako spínací PWM frekvence. Charakteristiky IGBT tranzistorů a antiparalelních diod ale závisí na aktuálním pracovním režimu střídače. V tomto textu bude analyzován a kompenzován pouze vliv ochranných dob. Ovšem při analýze naměřených průběhů se samozřejmě nevyhne podstatnému vlivu ostatních činitelů.

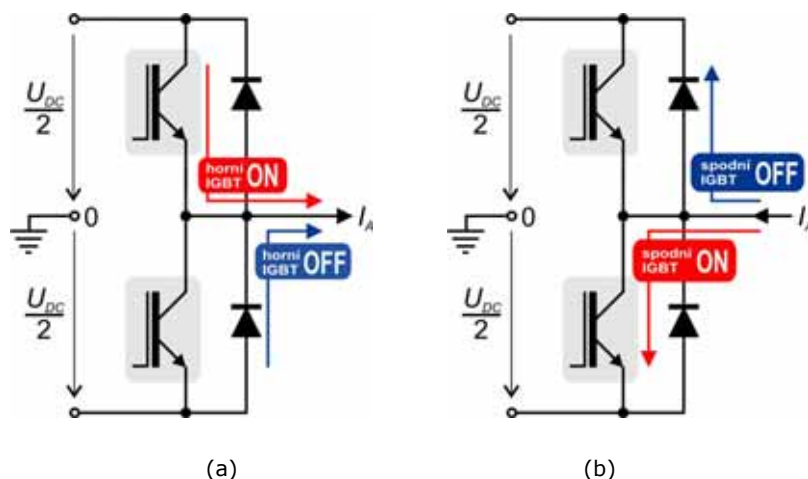
Je třeba zdůraznit, kdy je kompenzace nelinearit vůbec přínosná. Obecně je to v pohonech bez zpětné regulační vazby, jako je například skalární (U/f) řízení bez měření proudu a otáček. V takovém řídicím systému se předpokládá, že výstupní napětí střídače lineárně odpovídá vstupnímu zadání modulátoru. Pokud je ovšem zavedena proudová

regulace, tedy zpětná vazba měřených fázových proudů, a výstupem proudových regulátorů je řídicí napětí, pak nás míra nelinearity střídače již tolik nepálí, protože pokud bude dostatečně rychlá proudová regulační smyčka a vysoká PWM frekvence, pak si regulátory doregulují proudy na požadovanou hodnotu i přes značnou nelinearitu střídače (kromě mezních stavů nulového a plného "otevření" tranzistorů). Zcela jiná situace ale nastává, pokud uvažujeme systém s proudovou regulační smyčkou, ale zároveň potřebujeme znát aktuální hodnoty fázových napětí (např. kvůli výpočtům rovnic matematického modelu motoru). Pokud nemáme k dispozici kvalitní měřicí zařízení, musíme se spokojit s napětím zadávaným do modulátoru (U_A^* , U_B^* , U_C^* - obr.5-5). Toto napětí se ale od skutečného podstatně liší.

Ochranná doba a PWM

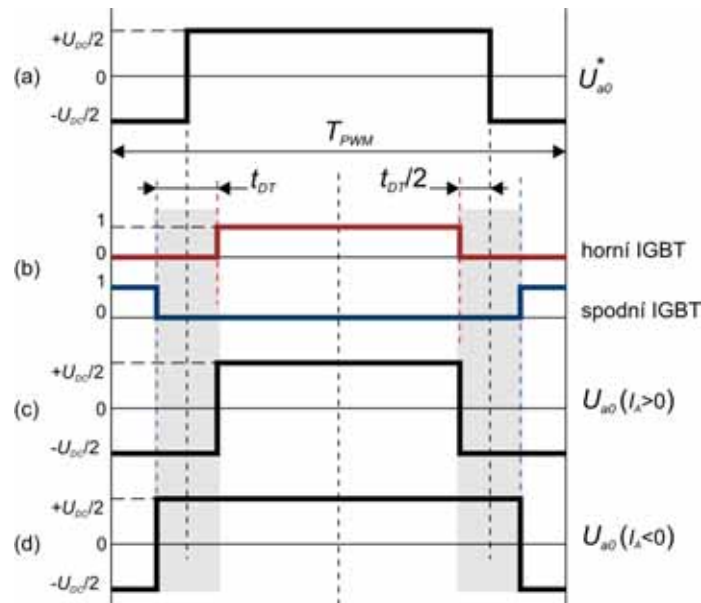
Vzhledem ke konstantní spínací PWM frekvenci a neideálním spínacím vlastnostem IGBT (doba vypnutí je delší než doba sepnutí), je nutno vkládat do řídicích signálů pro tranzistory ve stejné větvi tzv. ochranné doby, které zabrání zkratu DC napětí, tedy stavu kdy jsou oba (komplementární) tranzistory jedné větve sepnuty ve stejný okamžik.

Tato krátká ochranná doba ale bohužel znamená změnu šířky pulsu napětí (a tím i střední hodnoty napětí během spínací PWM periody) na výstupu střídače ve srovnání se zadávaným řídicím napětím modulátoru. To má za následek zkreslení průběhů fázových proudů a oscilace otáček a momentu motoru.



Obr.5-6: Cesta proudu fáze **A** v příslušné větvi IGBT střídače pro $I_A > 0$ (a) a pro $I_A < 0$ (b)

Na obr.5-6 je zobrazena větev 3-fázového IGBT můstku, pomocí níž se řídí jedno z výstupních fázových napětí střídače. Abychom mohli sepnout horní tranzistor, musí být spodní ve vypnutém stavu a naopak. Pokud by se IGBT choval jako ideální spínač, bylo by možno tuto operaci provést ve stejném okamžiku. Bohužel, u IGBT je charakteristické, že je doba sepnutí kratší než doba vypnutí. Pokud bychom tedy v jednom momentě vypnuli spodní a sepnuli horní tranzistor, došlo by ke zkratu napětí v DC meziobvodu, neboť by byly oba tranzistory sepnuty. Tomu lze zabránit zavedením tzv. ochranných dob t_{DT} do řídicích signálů.



Obr.5-7: Průběhy řídicích signálů a žádaných (U_{AN}^*) a skutečných (U_{AN}) napětí pro fázi **A** IGBT střídače

Ochranná doba tedy zpozdí zapínací signál pro horní IGBT vzhledem k signálu pro vypnutí spodního IGBT. Tato situace je ilustrována na obr.5-7. První průběh (obr.5-7a) zobrazuje žádané napětí U_{A0}^* pro fázi **A** (vzhledem ke středu napětí DC meziobvodu) během jedné PWM periody (T_{PWM}). Na obr.5-7b jsou řídicí signály pro oba tranzistory příslušné větve 3-fázového můstku s respektováním ochranných dob. V tomto případě uvažujeme symetrickou (center-aligned) PWM modulaci, kde jsou řídicí signály symetrické podle osy přesně uprostřed T_{PWM} . Proto jsou skutečné řídicí signály příslušně posunuty o $t_{DT}/2$ v čase sepnutí i vypnutí, aby byla symetrie zachována.

Během ochranné doby tedy ani jeden z tranzistorů není v sepnutém stavu. To by znamenalo, že je výstupní napětí U_{A0} na plovoucím potenciálu (tzv. ve vzduchu). Díky anti-parallelním diodám a indukčností ASM tomu tak ale není.

ASM má charakter induktivní zátěže. To znamená, že se brání okamžitému přerušení proudu ve fázi naindukovaným napětím. Kdybychom nepoužili antiparalelních diod, mohlo by indukované napětí při vypnutí IGBT tranzistoru tento tranzistor zničit. Diody ale proudu umožní spojitou komutaci.

Proud se během ochranné doby uzavírá přes spodní antiparalelní diodu v případě, že proud ve fázi **A** teče ze střídače do motoru ($I_A > 0$; obr.5-6a) a výstupní napětí je tedy připojeno k negativnímu potenciálu DC meziobvodu ($U_{A0} = -U_{DC}/2$). V opačném případě, kdy proud teče z motoru do střídače ($I_A < 0$; obr.5-6b), vede horní dioda a $U_{A0} = +U_{DC}/2$.

Výsledkem zavedení ochranných dob je tedy různé výstupní fázové napětí střídače U_{A0} od požadovaného napětí U_{A0}^* . Jeho střední hodnota (resp. délka kladného pulsu) je menší pro proud $I_A > 0$ (obr.5-7c) a větší pro proud $I_A < 0$ (obr.5-7d).

Důsledkem takto zkráceného napětí je také zkrácený proud motorem. Vztah mezi žádaným a skutečným napětím na výstupu střídače lze v případě, že uvažujeme pouze vliv ochranných dob, popsat rovnicí

$$u_{A0} = u_{A0}^* - \text{sgn}(i_A) \cdot \frac{t_{DT}}{T_{PWM}} \cdot u_{DC} \quad [5-50]$$

Výstupní napětí během ochranné doby není určeno řídicími signály, ale polaritou proudu příslušné fáze. Odchylka od žádané hodnoty napětí je při neměnné spínací periodě (T_{PWM}) a ochranné doby (t_{DT}) konstantní a vždy opačná, než je polarita aktuálního proudu.

5.4.2 Kompenzace vlivu ochranné doby

Z provedené analýzy vyplývá nejjednodušší způsob kompenzace vlivu ochranné doby na výstupní napětí střídače. Vychází se přitom z rovnice [5-50], která popisuje vztah mezi žádaným napětím zadávaný do modulátoru a skutečným napětím na výstupu střídače. Abychom dostali na výstupu střídače skutečně takové napětí, jaké požadujeme, musíme

k referenční hodnotě u_{A0}^* přičíst člen $\operatorname{sgn}(i_A) \cdot \frac{t_{DT}}{T_{PWM}} \cdot u_{DC}$. Pokud bude tento součet

vstupovat do modulátoru, bude vliv ochranné doby na zkreslení výstupního napětí kompenzován.

Tento princip kompenzace ale není dostatečně přesný při průchodu fázového proudu nulou. V této oblasti je nutné kompenzaci modifikovat. Při praktické realizaci jsem proto vypočítával kompenzační napětí v závislosti na aktuální hodnotě proudu v okolí nuly.

Pokud označíme kompenzační napětí ΔU_{DT} , lze pro něj napsat vztahy

$$\begin{aligned} \Delta U_{DT} &= + \frac{t_{DT}}{T_{PWM}} u_{DC} && \text{pro } I > I_{min} \\ \Delta U_{DT} &= + \frac{t_{DT}}{T_{PWM}} u_{DC} \cdot \frac{I}{I_{min}} && \text{pro } |I| < I_{min} \\ \Delta U_{DT} &= - \frac{t_{DT}}{T_{PWM}} u_{DC} && \text{pro } I < -I_{min} \end{aligned} \quad [5-51]$$

kde t_{DT} je ochranná doba, T_{PWM} je PWM perioda ($1/f_{PWM}$), u_{DC} je napětí DC meziobvodu, I je aktuální hodnota fázového proudu a I_{min} určuje šířku pásma, ve kterém prochází proud I nulou.

Kompenzace ostatních nelinearit střídače

Kromě ochranné doby mají vliv na nelinearitu napěťového IGBT střídače i další faktory uvedené v úvodu kapitoly 5.4.

Vliv zapínacích a vypínacích dob IGBT a zpoždění budičů jsem uvažoval společně, neboť je ve střídači použit modul s integrovanými budiči. Měřením jsem zjistil, že je doba vypnutí asi o 1 μ s delší než doba sepnutí. Tato vlastnost IGBT, která je obecně považována za negativní, paradoxně zmírňuje vliv ochranné doby na zkreslení napětí na výstupu střídače. Kompenzační napětí tedy nemusí být tak velké jak je uvedeno v rovnici [5-51].

Vliv úbytků napětí na IGBT v sepnutém stavu jsem vzhledem k jeho malým hodnotám v porovnání s již zmíněnými vlivy zanedbal.

5.4.3 Eliminace vlivu kolísání napětí DC meziobvodu

Stejnoseměrné napětí DC meziobvodu není nikdy konstantní. Jeho aktuální velikost je ovlivněna typem zdroje DC napětí (usměrňovač, baterie, dynamo), kvalitou a velikostí filtračního kondenzátoru a režimem práce střídače (odebíraný proud, generátorický nebo motorický režim).

Uvažujme vektor řídicího napětí $u_{S\alpha\beta}$ (obr 5-8). Velikosti jeho složek jsou dány výstupem regulační struktury (v synchronních souřadnicích dq) a transformací do statorového souřadného systému $\alpha\beta$. Toto napětí předpokládá v DC meziobvodu konstantní maximální napětí U_{DC_max} . Ve skutečnosti však bývá skutečné napětí u_{DC} menší než U_{DC_max} a zvlněné. Pokud neprovedeme jeho kompenzaci, bude na výstupu střídače generováno také zvlněné napětí (nebude to čistá sinusovka) o menší amplitudě než požadujeme.

Pro kompenzaci platí vztah

$$u_{S\alpha\beta_elim} = \left(\frac{u_{DC}}{U_{DC_max}} \right) \cdot u_{S\alpha\beta}, \quad [5-52]$$

kde $u_{S\alpha\beta_elim}$ je kompenzované napětí, u_{DC} je měřené napětí DC meziobvodu, U_{DC_max} je maximální hodnota napětí DC meziobvodu (vztažná hodnota pro převod napětí do poměrných souřadnic) a $u_{S\alpha\beta}$ je vstupní žádané napětí.

5.5 Korekce změny parametrů ASM

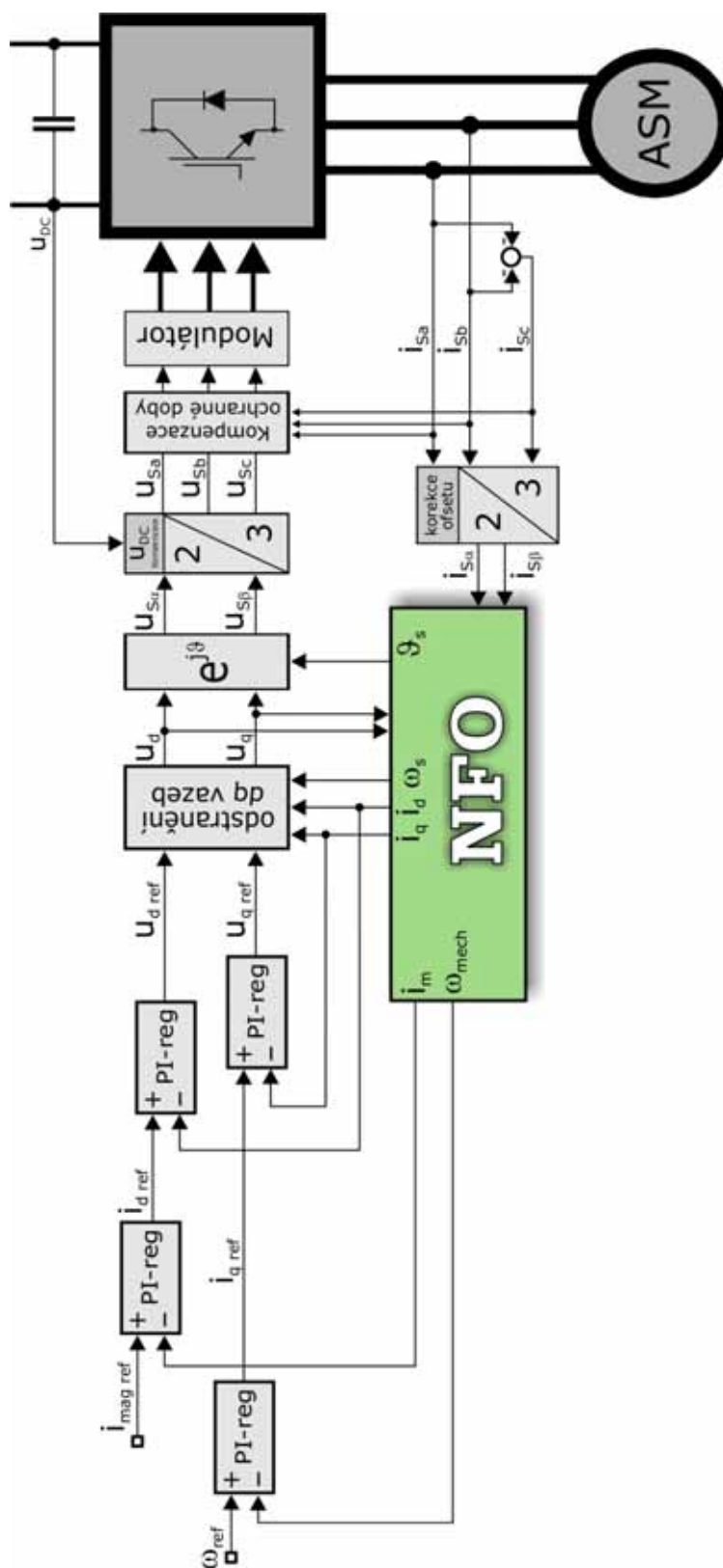
Pro realizaci metody NFO je nutné znát hlavně hodnoty statorového odporu R_S a magnetizační indukčnosti L_m . Bohužel, ani jeden z těchto parametrů ASM není během provozu pohonu konstantní. Odpor R_S závisí na oteplení motoru a L_m na velikosti proudu. Rozptylové indukčnosti lze považovat za konstantní.

Velikost odporu statorového vinutí je možné identifikovat při nulové rychlosti nezatíženého motoru, například ihned po jeho nabuzení. Řídící napětí u_{Sd} bude mít konstantní velikost danou žádanou hodnotou budícího proudu a napětí u_{Sq} bude nulové. Statorové frekvence je nulová a nulové by mělo být i indukované napětí v motoru počítané dle rovnice [5-34]. Pokud tomu tam není, znamená to, že je hodnota R_S použita pro výpočet indukovaného napětí odlišná od skutečné a je třeba tuto hodnotu upravit. Zde je vhodné poznamenat, že toto platí za předpokladu přesné identifikace velikosti fázového napětí motoru (kapitola 5.4).

Identifikaci parametru L_m lze provést při vyšší rychlosti otáčení ASM. Pokud je odpor R_S identifikován správně, půjde odchylka U_{id} od nulové hodnoty na vrub špatné identifikaci L_m .

5.6 Regulační struktura

Blokové schéma uvedené na obrázku 5-4 obsahuje značná zjednodušení uvažující pouze ustálený stav a je vhodné jen pro principiální představu.



Obr.5-8: Struktura řízení ASM metodou NFO s nadřazenou otáčkovou vazbou

Na obr.5-8 je zobrazena navržená regulační struktura pro řízení otáček ASM bez čidla rychlosti. Informaci o stavu pohonu nám poskytují měřené fázové proudy (I_a, I_b) a měřené napětí DC meziobvodu IGBT střídače (U_{DC}). Jádrem celé struktury je blok

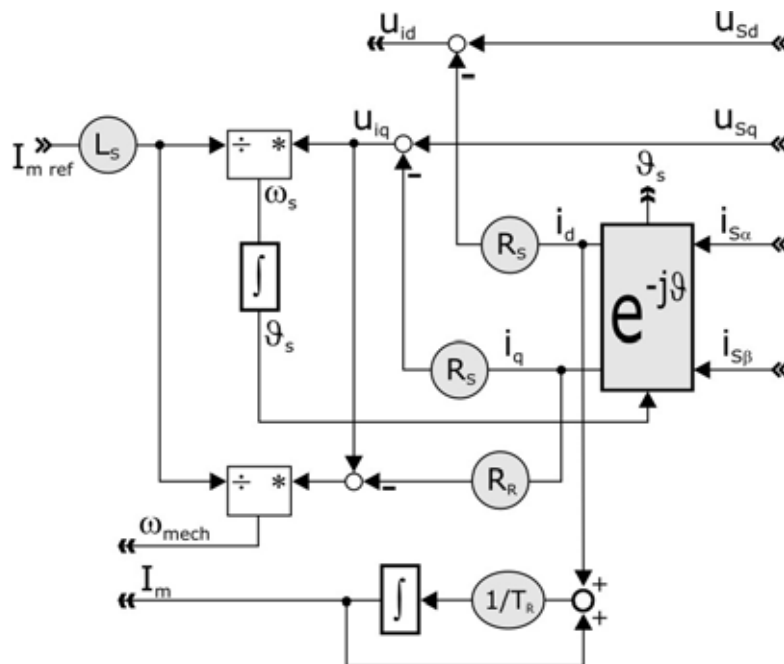
označený jako NFO. Obsahuje matematický model ASM popsáný rovnicemi z kapitoly 5.2. Vnitřní uspořádání tohoto bloku je popsáno dále (obr.5-9).

Do NFO bloku vstupují proudy ve satorových souřadnicích $\alpha\beta$ a napětí U_{Sd} a U_{Sq} v synchronním souřadném systému. Proudů I_α a I_β se vypočtou pomocí Clarkovy transformace z fázových proudů I_a, I_b . Výstupem NFO bloku je zejména úhel ϑ_s , reprezentující aktuální polohu vektoru magnetického toku uvnitř motoru, jenž je nezbytný pro transformaci souřadného systému dq (synchronně rotujícího) do $\alpha\beta$ (stojícího) a naopak. Dalšími výstupními veličinami jsou proudy I_d a I_q , které společně se synchronní úhlovou rychlostí ω_s vstupují do odvažujícího bloku (rovnice [5-48] až [5-49]). Zpětnou vazbu pro regulátor otáček tvoří další výstupní veličina NFO bloku – odhadnutá úhlová rychlost rotoru ASM (rovnice [5-45]). Vypočtený magnetizační proud i_m zase slouží jako zpětná vazba pro regulátor magnetizačního proudu, respektive toku.

Výstupem regulátorů proudů I_d (regulace tokotvorné složky) a I_q (regulace momentotvorné složky) jsou napětí U_{d_ref} a U_{q_ref} , která vstupují do bloku odvažbení. Odvažbené signály U_d a U_q jsou transformovány do satorových souřadnic U_α a U_β (zpětnou Parkovou transformací pomocí vypočteného úhlu ϑ_s). V tomto bloku je zároveň eliminován vliv kolísání napětí DC meziobvodu. Signály U_α a U_β jsou poté zpětnou Clarkovou transformací převedeny do trojfázového systému a je do nich zahrnuta kompenzace vlivu ochranné doby. Napětí U_a, U_b a U_c pak vstupují do PWM modulátoru jako referenční signály.

Výpočet NFO modelu, proudová regulace a PWM modulace, společně s AD převodem probíhají v rychlé (vnitřní) regulační smyčce (125 μ s). Ostatní bloky jsou počítány s 8x pomalejším taktem (1ms).

Na obr.5-9 je blokově znázorněn matematický model ASM, tedy blok označený na obr.5-8 jako NFO. Proudů jsou ze satorových souřadnic $\alpha\beta$ transformovány do synchronních souřadnic dq . Pak je s pomocí rovnice [5-34] vypočítána v souřadnicích dq část indukovaného napětí U_{iq} , která je následně použita pro výpočet synchronní úhlové rychlosti ω_s dle klíčové rovnice [5-41]. Integrací ω_s dostáváme úhel ϑ_s , který je nutný pro Parkovu transformaci. Velikost mechanické rychlosti ω_{mech} se počítá dle rovnice [5-45]. Výstupem NFO bloku je i indukované napětí u_{id} , které lze využít k adaptaci parametrů ASM, a magnetizační proud I_m , jenž se používá pro regulaci toku.



Obr.5-9: Blokové schéma reprezentující matematický model ASM na principu NFO

Obsah

5.1 POUŽITÝ MATEMATICKÝ MODEL ASM	1
5.1.2 ORIENTACE NA ROTOROVÝ TOK.....	2
5.1.3 ORIENTACE NA STATOROVÝ TOK.....	4
5.2 PRINCIP METODY	5
5.2.1 VÝPOČET SYNCHRONNÍ ÚHLOVÉ RYCHLOSTI ω_s	8
5.2.2 VÝPOČET MECHANICKÉ ÚHLOVÉ RYCHLOSTI ω	8
5.3 ODSTRANĚNÍ VAZEB MEZI NAPĚŤOVÝMI ROVNICEMI.....	9
5.4 REKONSTRUKCE STATOROVÉHO NAPĚTÍ.....	10
5.4.2 KOMPENZACE VLIVU OCHRANNÉ DOBY	13
5.4.3 ELIMINACE VLIVU KOLÍSÁNÍ NAPĚTÍ DC MEZIIOBVODU.....	13
5.5 KOREKCE ZMĚNY PARAMETRŮ ASM.....	14
5.6 REGULAČNÍ STRUKTURA	14

Pozn.: Tento dokument je jednou z kapitol mé disertační práce nazvané "Řízení asynchronního motoru bez použití snímače rychlosti" na Katedře elektrických pohonů a trakce (FEL ČVUT Praha).

Poslední aktualizace: 6. září 2004

Autor: Petr Kadaník

Email: petr@kadanik.cz