

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

Edice Habilitační a inaugurační spisy, sv. 231

ISSN 1213-418X

Petr Blaha

**ALGORITMY
PRO BEZSNÍMAČOVÉ ŘÍZENÍ
ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ**

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav automatizace a měřicí techniky

Ing. Petr Blaha, Ph.D.

**ALGORITMY PRO BEZSNÍMAČOVÉ ŘÍZENÍ
ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ**

**THE ALGORITHMS FOR SENSORLESS AC INDUCTION
MOTOR CONTROL**

ZKRÁCENÁ VERZE HABILITAČNÍ PRÁCE



BRNO 2007

KLÍČOVÁ SLOVA

Asynchronní motor, bezsnímačové řízení, přímé řízení toku, průběžná identifikace,
...

KEYWORDS

AC induction motor, sensor-less control, direct flux control, on-line identification, ...

HABILITAČNÍ PRÁCE JE ULOŽENA:

Ústav automatizace a měřicí techniky
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Kolejní 4
612 00 Brno
Czech Republic

OBSAH

ODBORNÁ CHARAKTERISTIKA UCHAZEČE	4
1 ÚVOD	5
2 MODELOVÁNÍ CHOVÁNÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU	6
2.1 Matematický model motoru ve stojícím souřadnicovém systému	7
2.2 Matematický model motoru v obecném souřadnicovém systému	8
2.3 Ekvivalentní mechanický model	9
2.3.1 <i>Vzájemné vztahy mezi elektrickými a mechanickými veličinami</i>	9
2.3.2 <i>Mechanický ekvivalent Γ-modelu asynchronního motoru</i>	10
3 METODA PDSFC	11
3.1 Popis metody PDSFC	11
3.1.1 <i>Výběr vhodného úhlového posunutí</i>	12
3.1.2 <i>Posunutí vektoru magnetického pole statoru</i>	12
3.1.3 <i>Nastavení modulu vektoru statorového toku</i>	13
3.1.4 <i>Výpočet statorového napětí</i>	13
3.1.5 <i>Omezení vypočteného vektoru statorového napětí</i>	13
3.1.6 <i>Grafické vysvětlení případu omezení statorového napětí</i>	14
3.1.7 <i>Omezení statorového proudu</i>	14
3.1.8 <i>Pulsně šířková modulace</i>	15
3.2 Simulační výsledky	15
3.3 Testy na reálném motoru	16
4 PRŮBĚŽNÁ IDENTIFIKACE STATOROVÉHO ODPORU	22
4.1 Rozdělení identifikačních metod	22
4.2 Metody pro identifikaci odporu statoru	23
4.3 Identifikace statorového odporu z ustálených průběhů napětí a proudu	24
4.3.1 <i>Ekvivalentní obvod</i>	24
4.3.2 <i>Algoritmus pro odhad statorového odporu</i>	24
4.3.3 <i>Modifikovaný algoritmus</i>	25
4.3.4 <i>Reálný experiment pro odhad odporu statoru</i>	26
4.4 Závislost indukčnosti statoru na budícím proudu	26
5 ZÁVĚR	27
LITERATURA	28
ABSTRACT	31

ODBORNÁ CHARAKTERISTIKA UCHAZEČE



Petr Blaha (1973) absolvoval v letech 1987 až 1991 Střední průmyslovou školu v Jedovnicích, obor Automatizační technika. V letech 1991 až 1996 studoval na Fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, obor Kybernetika, automatizace a měření. Poslední semestr strávil v rámci projektu Tempus v Paříži na Ecole Supérieure d'Ingenieurs an Electrotechique et Electronique, kde vypracoval svoji diplomovou práci na téma Implementace GSM HR kodéru řečového signálu na signálovém

procesoru TMS 320C30. Za diplomovou práci získal cenu děkana.

Po absolvování FEI VUT v Brně v roce 1996 zde nastoupil na denní formu doktorského studia. Během doktorského studia se věnoval samočinnému nastavování PID regulátorů, Fuzzy regulátorům a aplikaci řídicích algoritmů do programovatelných automatů. V závěru doktorského studia absolvoval čtyřměsíční stáž ve Francii na Ecole National Supérieure d'Ingenieurs Electrotricien de Grenoble. Ve spolupráci s Alina Besancon-Voda realizoval sadu nástrojů PIDlib, pro samočinně se nastavující regulátory rozkmitáváním pomocí relé. Dále vyvinul metodu pro identifikaci Coulombova tření. Na toto téma napsal doktorskou práci s názvem Coulomb Friction Identification Using Harmonic Balance Method of Two Relay System, kterou úspěšně obhájil v roce 2001.

Doktorské studium na rok přerušil (1999-2000) z důvodu absolvování základní vojenské služby ve Vyškově. Zde pracoval v oblasti DTP ve Skupině zabezpečení velení. Působil zde také jako učitel výpočetní techniky na kurzech CONAMS (Course of NATO Military Staff) a jako správce počítačové učebny.

V roce 2000 nastoupil jako člen Centra aplikované kybernetiky, kde dosud působí. V rámci spolupráce s firmou Freescale Semiconductors pracuje na vývoji algoritmů pro bezsnímačové řízení elektrických pohonů a sadě nástrojů pro zjednodušený převod algoritmů do cílových procesorů.

Do pedagogické praxe se zapojil ihned po nástupu na doktorské studium a to ve cvičeních z předmětů Praktická řídicí technika a Signály, procesy, soustavy. Po absolvování doktorského studia převzal předmět Moderní teorie řízení. Tento předmět částečně přepracoval a figuruje v navazujícím magisterském studiu jako Algebraické a robustní řízení. V současné době zavádí nový předmět navazujícího magisterského studia s názvem Modelování a identifikace. Dosud vedl 2 diplomové práce a 4 bakalářské práce, všechny úspěšně obhájené. Je školitelem studenta v doktorském programu oboru Technická kybernetika.

Byl a je členem řešitelského týmu několika grantů. Sám se podílel na získání grantu FRVŠ 1081/1999 Inteligentní regulátory a grantu Motorola Foundation „Education and research in motion control.“

1 ÚVOD

Asynchronní motory jsou spolehlivější, levnější, lehčí a mají jednodušší konstrukci ve srovnání se stejnosměrnými motory. To je důvod, proč se tyto motory používají pro širokou škálu aplikací. Jejich nevýhodou je podstatně složitější algoritmus řízení z důvodu větší složitosti matematického popisu. Dnešní výpočetní technika a výkonová elektronika si s touto nevýhodou dovede poradit, což je důvod, proč se asynchronní motory používají i v místech, kde je požadavek na proměnnou rychlost otáčení a kde se dříve používaly pouze stejnosměrné motory.

Pojem bezsnímačového řízení je poněkud zavádějící, neboť algoritmy pro řízení asynchronních motorů založené na znalosti polohy magnetického toku potřebují ke své činnosti znát statorová napětí a proudy. Na základě těchto veličin a na základě znalosti parametrů modelu asynchronního motoru lze vypočítat polohu magnetického toku. Snímače proudu zde tedy zůstávají. Jejich počet je určen použitým způsobem snímání proudů. Odpadá pouze použití přesných snímačů otáček (inkrementální snímač nebo resolver), jejichž aplikace je poměrně nákladná. Otáčky se dopočítávají, podobně jako poloha vektorů magnetických toků. Je zřejmé, že algoritmy pro odhad magnetického toku i otáček jsou náročnější, než algoritmy navržené čistě pro odhad magnetického toku a s měřením otáček například pomocí inkrementálního čidla.

U klasického vektorového řízení s orientací na rotorový tok je problematická změna odporu rotoru s teplotou. Ta způsobuje chybu v odhadu polohy vektoru magnetického toku rotoru a tím také v přesnosti oddělení tokotvorné a momentotvorné složky. U bezsnímačového řízení, které se většinou provádí s ohledem na vektor magnetického toku statoru je naopak problematická teplotní změna odporu statoru. Ta má stejné účinky jako chyba v přiloženém statorovém napětí. Na této chybě se zároveň podílí chyba způsobená zpožděným přepnutím komplementárních spínacích součástek a chyba způsobená úbytkem napětí na polovodičových prvcích střídače. Tyto chyby mohou společně způsobit při nízkých otáčkách motoru numerickou nestabilitu použitého estimátoru. Tato skutečnost vyžaduje zahrnout průběžnou identifikaci odporu statoru do použitého řídicího algoritmu.

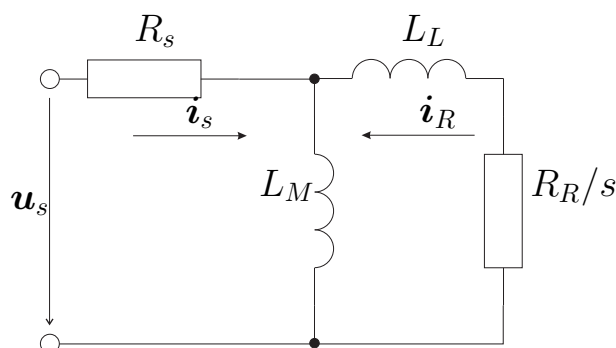
Významný přelom v rozvoji algoritmů řízení asynchronních motorů nastal se vznikem a publikací metody přímého řízení momentu (Direct Torque Control - DTC). Pro svoji jednoduchost se tato metoda stala oblíbenou. Velké množství článků se snaží různými způsoby vypořádat s nevýhodami této metody, kterými jsou pulzace proudu a momentu a proměnlivá perioda spínání výkonových tranzistorů. Těmito úpravami vznikla řada metod, založená na stejném fyzikálním názoru. Jednou z nich je metoda prediktivního přímého řízení magnetického toku statoru, která na úkor složitosti algoritmu odstraňuje výše zmíněné nevýhody.

Značný vývoj v řešené problematice dokazuje velké množství publikací v této oblasti. Dále také vývoj v oblasti výkonové elektroniky, kde se čím dál častěji setkáváme s integrovanými verzemi napět'ových střídačů, nebo dokonce kompletní sestavou usměrňovače s napět'ovým střídačem. Strana řízení je podporována celými řadami

výkonných signálových procesorů od různých výrobců, které kromě výpočetního jádra obsahují také řadu periférií pro podporu řízení motorů. Sem spadají bloky pulsně šířkové modulace a bloky usnadňující připojení inkrementálních snímačů polohy. Dalším krokem je programová podpora zákazníků výrobců polovodičové techniky. Ti v dnešní době dodávají kromě vývojového prostředí také demonstrační řešení často se vyskytujícími problémů. V oblasti řízení pohonů se jedná o řadu algoritmů od prostého skalárního řízení bez zpětné vazby (tedy ovládání), až po vektorové řízení s orientací na rotorový tok.

2 MODELOVÁNÍ CHOVÁNÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU

V současné době existují různé druhy modelů asynchronních motorů. Je to z toho důvodu, že neexistuje jeden model, který by se hodil pro různé druhy použití. Modely asynchronních motorů můžeme rozdělit na dynamické a statické. Dynamické modely jsou obecnější a můžeme je dále rozdělit podle použitého souřadnicového systému na modely ve stojících souřadnicích, a modely v rotujících souřadnicích. Modely v rotujících souřadnicích jsou spojeny s některým vektorem magnetického toku. Pro vyšetřování statických charakteristik a některé druhy identifikace jsou dynamické modely zbytečně obecné a lze je proto zjednodušit na modely statické. Ty předpokládají harmonické průběhy napětí a proudů. Statické modely nám ale samozřejmě nejsou schopny pomoci při řešení přechodových jevů. Jako statické modely se používají T -model, Γ model a inverzní Γ -model (Γ^{-1}), které jsou vzájemně ekvivalentní. Dá se ukázat, že T -model asynchronního motoru obsahuje jednu indukčnost, která je nadbytečná [17]. Můžeme se o tom přesvědčit například aplikací popisu asynchronního motoru pomocí vazebních grafů. V tomto případě zjistíme, že se ve schématu objevuje kolize kauzality. V Γ -modelu a inverzním Γ -modelu se vyskytují pouze dvě indukčnosti, z nichž jedna je magnetizační a druhá je rozptylová. V této práci budeme používat Γ -model asynchronního motoru, který neobsahuje redundantní indukčnost a jehož náhradní elektrický obvod je na obrázku 2.1.



Obrázek 2.1. Γ -model asynchronního motoru.

2.1 MATEMATICKÝ MODEL MOTORU VE STOJÍCÍM SOUŘADNICOVÉM SYSTÉMU

Z důvodu jednoduchosti modelu se třífázový asynchronní motor převede na jeho dvoufázový ekvivalent, pro který se provede matematický popis. Tím se sníží počet rovnic modelu a navíc se zjednoduší návrh řídicího algoritmu. Tento postup vede na popis pomocí komplexních prostorových vektorů. Předpokladem pro použití popisu motoru pomocí prostorových vektorů jsou

- lineární magnetizační charakteristika
- symetrické rozložení jednotlivých vinutí statoru a rotoru
- harmonické rozložení magnetického toku ve vzduchové mezeře

Komplexní prostorové vektory napětí a proudu ve stojícím souřadnicích jsou dány rovnicemi

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_s &= \frac{2}{3}(u_A + \mathbf{a}u_B + \mathbf{a}^2u_C) = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} \\ \mathbf{i}_s &= \frac{2}{3}(i_A + \mathbf{a}i_B + \mathbf{a}^2i_C) = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}\end{aligned}\quad (2.1)$$

kde

$$\mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.2)$$

Proměnné u_A , u_B a u_C jsou okamžité hodnoty fázových napětí a i_A , i_B a i_C jsou okamžité hodnoty fázových proudů.

Pro motory zapojené do trojúhelníka a pro motory zapojené do hvězdy bez vyvedeného středu je součet fázových proudů roven nule

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (2.3)$$

Asynchronní motor lze ve stojícím souřadnicovém systému popsat dvěma diferenciálními rovnicemi s derivacemi prostorových vektorů magnetických toků.

$$\frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} = \mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s \quad (2.4)$$

$$\frac{d\mathbf{\Psi}_R}{dt} = j\omega \mathbf{\Psi}_R - R_R \mathbf{i}_R \quad (2.5)$$

kde $\mathbf{\Psi}_s$ a $\mathbf{\Psi}_R$ jsou prostorové vektory magnetického toku statoru a rotoru, R_s a R_R jsou odpory statoru a rotoru, \mathbf{i}_s a \mathbf{i}_R jsou prostorové vektory proudu statoru a rotoru, \mathbf{u}_s je prostorový vektor napětí statoru a ω je elektrická rychlost rotoru. Následující rovnice popisují mechanickou část asynchronního motoru.

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_z \quad (2.6)$$

$$M = \frac{3}{2} z_p \Im(\Psi_s^* \mathbf{i}_s) \quad (2.7)$$

kde M_z je zatěžovací moment, M je moment motoru, z_p je počet pólových dvojic, \Im je imaginární část vektoru a J je moment setrvačnosti rotoru. Symbol \mathbf{x}^* vyjadřuje vektor komplexně sdružený k vektoru \mathbf{x} .

Složka $j\omega \Psi_R$ v rovnici (2.5) představuje elektromotorickou sílu způsobenou otáčejícím se rotorem, která se podílí na převodu energie z elektrické na mechanickou.

Následující dvě algebraické rovnice definují vztah mezi vektory magnetických toků a vektory proudů.

$$\Psi_s = L_M(\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_R) \quad (2.8)$$

$$\Psi_R = \Psi_s + L_L \mathbf{i}_R \quad (2.9)$$

kde L_L je rozptylová indukčnost rotoru a L_M je magnetizační indukčnost.

2.2 MATEMATICKÝ MODEL MOTORU V OBECNÉM SOUŘADNICOVÉM SYSTÉMU

Pro získání matematického modelu v souřadnicovém systému otáčejícím se úhlovou rychlostí ω_o se vychází z rovnic ve stojícím souřadnicovém systému a ze vztahů mezi stojícími a otáčejícími se veličinami

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{s_o} &= \mathbf{u}_s e^{-j\varphi_o} = u_{s_x} + j u_{s_y} \\ \mathbf{i}_{s_o} &= \mathbf{i}_s e^{-j\varphi_o} = i_{s_x} + j i_{s_y} \\ \Psi_{s_o} &= \Psi_s e^{-j\varphi_o} = \Psi_{s_x} + j \Psi_{s_y} \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{R_o} &= \mathbf{u}_R e^{-j\varphi_o} = u_{R_x} + j u_{R_y} \\ \mathbf{i}_{R_o} &= \mathbf{i}_R e^{-j\varphi_o} = i_{R_x} + j i_{R_y} \\ \Psi_{R_o} &= \Psi_R e^{-j\varphi_o} = \Psi_{R_x} + j \Psi_{R_y} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Dosazením (2.10) do rovnice (2.4) dostaneme

$$\frac{d\Psi_{s_o} e^{j\varphi_o}}{dt} = \mathbf{u}_{s_o} e^{j\varphi_o} - R_s \mathbf{i}_{s_o} e^{j\varphi_o}$$

Derivací pravé strany dostaneme

$$\frac{d\Psi_{s_o}}{dt} e^{j\varphi_o} + j\omega_o \Psi_{s_o} e^{j\varphi_o} = \mathbf{u}_{s_o} e^{j\varphi_o} - R_s \mathbf{i}_{s_o} e^{j\varphi_o}$$

Dalšími úpravami dostaneme

$$\frac{d\Psi_{s_o}}{dt} = \mathbf{u}_{s_o} - R_s \mathbf{i}_{s_o} - j\omega_o \Psi_{s_o} \quad (2.12)$$

Rovnici pro derivaci rotorového toku získáme dosazením (2.11) do rovnice (2.5) a stejnými úpravami jako pro statorový tok

$$\frac{d\Psi_{R_o}}{dt} = -R_R \mathbf{i}_{R_o} - \mathcal{J}(\omega_o - \omega) \Psi_{R_o} \quad (2.13)$$

Transformace se na tvaru algebraických rovnic neprojeví, proto rovnice (2.8) a (2.9) zůstávají po transformaci formálně stejné.

$$\Psi_s = L_M(\mathbf{i}_s + \mathbf{i}_R) \quad (2.14)$$

$$\Psi_R = \Psi_s + L_L \mathbf{i}_R \quad (2.15)$$

V praxi se používají dvě volby otáčejícího se souřadnicového systému. Souřadnicový systém spojený se souřadnicovým systémem rotoru, který se otáčí elektrickou úhlovou rychlostí ω a je vhodný pro studium rotorových veličin. Souřadnicový systém spojený se souřadnicovým systémem magnetického pole, který se otáčí synchronní úhlovou rychlostí ω_s . Tato volba je výhodná při řízení asynchronních motorů, protože v tomto systému jsou veličiny v ustáleném stavu konstantní.

2.3 EKVIVALENTNÍ MECHANICKÝ MODEL

Asynchronní motor představuje elektromechanický systém. Při jeho popisu musíme uvažovat rovnice elektrického a mechanického systému, které jsou vzájemně provázány. Chování takového smíšeného obvodu si lze nějak názorně představit poměrně těžko. Pro lepší pochopení chování asynchronního motoru je vhodné si jej představit jako nějaký hmatatelný systém. K tomuto účelu je vhodné převést elektrickou část na mechanickou a vytvořit tak čistě mechanický ekvivalent [15].

2.3.1 Vzájemné vztahy mezi elektrickými a mechanickými veličinami

Při vytváření mechanického ekvivalentu je potřeba zachovat výkon. To znamená, že pokud součin dvou veličin dává výkon (u elektrického obvodu se jedná o součin napětí a proudu), tak potom také součin jejich ekvivalentů musí dát výkon. Pokud si jako analogii proudu zvolíme sílu, tak ekvivalentem napětí musí být rychlost. Magnetický tok odpovídá integrálu napětí. Integrál rychlosti je poloha, proto magnetickému toku odpovídá v jeho mechanickém ekvivalentu poloha. Podívejme se jak je to se základními elektrickými prvky a jejich mechanickými ekvivalenty. Elektrický odpor je definován jako podíl napětí a proudu. Dosadíme-li si jejich mechanické ekvivalenty dostaneme podíl rychlosti a síly. Snadno se přesvědčíme, že se jedná o převrácenou hodnotu koeficientu tlumení. Úpravou $x = \frac{v}{F}$ dostaneme $F = \frac{v}{x} = B \cdot v$. Podobně získáme ekvivalent pro indukčnost cívky, což je převrácená hodnota koeficientu pružiny. Kapacita kondenzátoru má ekvivalent v hmotnosti.

Vztahy mezi elektrickými a mechanickými veličinami a prvky jsou přehledně shrnuty v tabulce 2.1.

Elektrický systém	Mechanický systém
výkon P [W]	výkon P [W]
napětí u [V]	rychlost v [m/s]
proud i [A]	síla F [N]
magnetický tok Ψ [Vs]	poloha s [m]
odpor R [Ω]	převrácená hodnota tlumení $1/B$ [m/Ns]
indukčnost L [H]	převrácená hodnota tuhosti pružiny $1/K$ [m/N]
kapacita C [F]	hmotnost m [kg]

Tabulka 2.1. Vztahy mezi elektrickými a mechanickými veličinami a prvky.

2.3.2 Mechanický ekvivalent Γ -modelu asynchronního motoru

Mechanický model rovnic (2.4) a (2.5) je vidět na obrázku 2.2. Skládá se ze dvou pružin, jejichž tuhosti odpovídají převráceným hodnotám indukčností L_M a L_L a ze dvou proudů, které představují síly působící na pružiny. Zakreslené magnetické toky jsou vektory které svou velikostí a směrem odpovídají skutečnému magnetickému toku statoru a rotoru. Moment na pružinách vytvořený proudem statoru je roven

$$M = \frac{3}{2} z_p \Im(\Psi_s^* i_s) \quad (2.16)$$

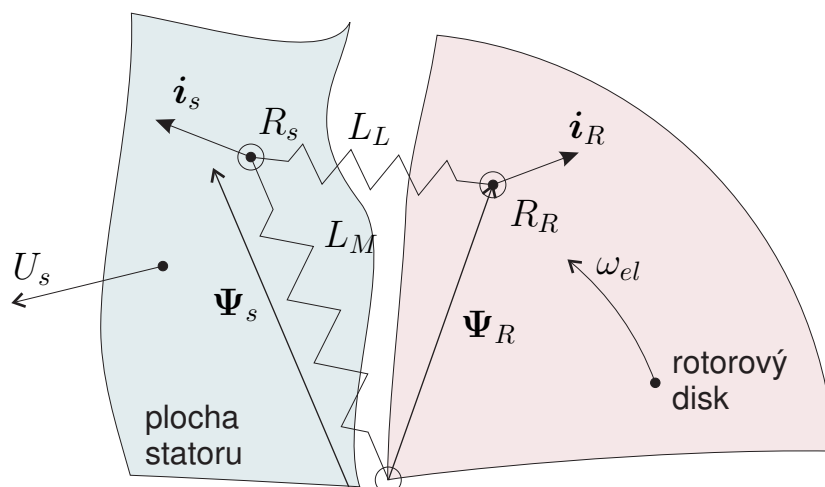
Derivace magnetického toku podle času odpovídá v mechanickém modelu rychlosti koncového bodu vektoru magnetického toku.

Rovnice pro napětí statoru (2.4) se dá popsat v mechanickém modelu následovně. Koncový bod vektoru statorového toku si můžeme představit jako plošku, přes kterou přejíždíme nekonečnou plochou, která provádí translační pohyb ve směru vektoru statorového napětí. Místo styku má chování viskózního tlumiče s koeficientem úměrným převrácené hodnotě odporu statoru R_s . Rychlost koncového bodu vektoru magnetického toku statoru je dána rozdílem mezi přiloženým napětím u_s a úbytkem napětí na statorovém odporu $R_s i_s$.

Poněkud složitější je případ analogie rovnice (2.5). Tuto analogii si můžeme představit jako rotující disk, který se otáčí úhlovou rychlostí ω a dotýká se koncového bodu vektoru magnetického toku rotoru. Místo spojení se chová jako kontakt s viskózním třením s koeficientem úměrným převrácené hodnotě odporu rotoru R_R .

Rozdíl rychlosti mezi koncovým bodem vektoru magnetického toku a rotujícím diskem rotoru je úměrná síle, která působí na tento vektor. Rychlost a síla mají v tomto případě stejný směr, protože rotorové napětí je rovné nule $u_R = 0$ a rychlost je dána pouze úbytkem napětí na rotorovém odporu, které je rovno $-R_R i_R$. Rotující disk představuje otáčející se rotor, který má jistý moment setrvačnosti a na který působí jistý zatěžovací moment. Tato část je mechanická a je již popsána rovnicí (2.6). Tímto jsme převedli elektromechanický systém na jeho čistě mechanickou analogii.

U běžných motorů je rozptylová indukčnost mnohem menší, než je magnetizační indukčnost. To podle mechanického modelu znamená, že je mnohem jednodušší změnit velikost magnetického toku, než velikost momentu.



Obrázek 2.2. Mechanický ekvivalentní Γ modelu.

3 METODA PDSFC

Tato kapitola popisuje metodu prediktivního přímého řízení polohy magnetického toku statoru (Predictive Direct Stator Flux Control - dále PDSFC) asynchronního motoru. Metoda byla navržena s ohledem na nízkou výpočetní náročnost a současně na vysokou kvalitu řízení. Podstatou metody je predikce polohy vektoru magnetického toku statoru, z níž se následně spočítá potřebné statorové napětí, které by mělo tento vektor do predikované polohy převést.

3.1 POPIS METODY PDSFC

Metoda PDSFC může být shrnuta do následujících kroků

- rekonstrukce polohy magnetického pole statoru a aktuální rychlosti
- výběr vhodného modifikačního úhlu s ohledem na aktuální modul vektoru statorového proudu
- rotace vektoru magnetického pole statoru o vybraný úhel
- nastavení modulu vektoru magnetického pole statoru
- výpočet odhadu vektoru statorového napětí, který způsobí posun vektoru magnetického pole statoru do vypočítané polohy
- omezení vektoru statorového napětí podle maximální dostupné hodnoty z usměrňovače
- výpočet parametrů pro pulsně šířkovou modulaci

Jednotlivé kroky budou podrobně popsány v následujících podkapitolách.

3.1.1 Výběr vhodného úhlového posunutí

Výběr vhodného úhlového posunutí závisí na aktuální hodnotě modulu statorového proudu. Navržený algoritmus zajišťuje, aby hodnota proudu nepřesáhla jmenovitou hodnotu. Pokud metoda nepracuje v proudovém omezení, řídí se výběr úhlového posunutí rovnicí

$$\alpha = \omega_{req} \cdot z_p \cdot T_s + \alpha_{slip} \quad (3.1)$$

kde ω_{req} je žádaná úhlová rychlost, z_p je počet proudových dvojic, T_s je perioda vzorkování a α_{slip} je úhel, který je dán aktuálním skluzem. Skluz musí být odhadován. Existují různé metody pro odhad skluzu [6]. Pro zachování jednoduchosti navrhované metody byl pro odhad skluzu zvolen jednoduchý způsob, kdy je skluz získáván na výstupu regulátoru úhlové rychlosti. Použitý regulátor je většinou typu PID.

Pokud modul proudu statoru překročí svoji nominální hodnotu, musíme vybrat takový modifikační úhel, který způsobí snížení modulu statorového proudu. Vhodnou volbou se zdá být použití modifikačního úhlu, který je popsán následující rovnicí

$$\alpha = \omega_{est} \cdot z_p \cdot T_s \quad (3.2)$$

kde ω_{est} je odhadovaná úhlová rychlost rotoru. Takto vypočítaný přírůstek v úhlu způsobí, že dojde ke zmenšení rozevření vektorů magnetického pole statoru a rotoru, což sníží moment a zároveň modul proudu statoru. Tato rovnice platí jak pro oba směry otáčení, tak také pro oba pracovní režimy motoru (motorický a generátorický)

PID regulátor pro odhad skluzu je v případě omezení proudu vypnutý. Dlouhé trvání proudového omezení způsobuje nárůst integrační složky regulátoru, která se následně projeví velkým překmitem při skokové změně úhlové rychlosti (wind-up efekt). Je proto nutné buď to vypnout integraci, nebo vynulovat hodnotu integrační složky po každé, když nastane omezení proudu.

PID regulátor může běžet s delší periodou vzorkování než zbytek popisované metody. Rychlost má nižší dynamiku než magnetické toky a proudy. V našich simulacích jsme zvolili 10x delší periodu vzorkování regulátoru než byla perioda vzorkování PDSFC metody.

3.1.2 Posunutí vektoru magnetického pole statoru

Jeden ze způsobů, jak provést otočení vektoru o daný úhel je jeho násobení transformační maticí.

$$\Psi_s(k+1) = \Psi_s(k) \cdot \begin{pmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Tato rovnice v sobě zahrnuje výpočet dvou trigonometrických funkcí. Jejich výpočet je časově náročný. Je to stejný problém, který se musí řešit u klasického vektorového řízení s orientací na rotorový tok. V našem případě je našťastí úhel α vždy velmi malý. Pokud například použijeme periodu vzorkování $T_s = 125 \mu s$ a uvažujeme, že

se statorový tok otáčí maximálně s nominální úhlovou rychlostí, leží úhel α v intervalu $\alpha \in (-0.04; 0.04)$ rad. Uspokojivých výsledků dosáhneme, pokud provedeme jednoduchou aproximaci trigonometrických funkcí

$$\cos \alpha \approx 1 - k_1 \cdot \alpha^2 \quad (3.4)$$

$$\sin \alpha \approx k_2 \cdot \alpha \quad (3.5)$$

kde koeficienty k_1 a k_2 jsou určeny tak, aby bylo v uvedeném rozsahu úhlů α dosaženo co největší shody mezi skutečnými a aproximovanými hodnotami obou trigonometrických funkcí.

3.1.3 Nastavení modulu vektoru statorového toku

Nastavení modulu vektoru statorového toku závisí na velikosti statorového proudu. Pokud nejsme v omezení proudu, pak se nastaví velikost modulu toku na její požadovanou hodnotu.

$$\Psi'_s(k+1) = \frac{\Psi_s(k+1)}{|\Psi_s(k+1)|} \cdot \Psi_{ref} \quad (3.6)$$

Na druhou stranu, pokud je modul vektoru statorového proudu větší, než je velikost jeho omezení, potom je rozumnou volbou neměnit modul vektoru magnetického toku a nechat jeho modul takový, jaký právě je.

$$|\Psi'_s(k+1)| = |\Psi_s(k)| \quad (3.7)$$

Tato podmínka je splněna zejména při spuštění motoru, kdy požadavek na co nejrychlejší dosažení požadované hodnoty buzení způsobí velmi rychlý nárůst proudu statoru, který musí být omezen.

3.1.4 Výpočet statorového napětí

Velikost statorového napětí, které má za úkol posunout vektor statorového toku do predikované polohy se dá určit na základě napěťové rovnice statoru 2.4. Vyjádřením statorového napětí a přechodem od derivace k diferenci získáme

$$\mathbf{u}_s = \frac{\Psi'_s(k+1) - \Psi_s(k)}{T_s} + R_s \mathbf{i}_s \quad (3.8)$$

Tato rovnice platí pro krátké periody vzorkování T_s , během které se statorový proud významně nezmění.

3.1.5 Omezení vypočteného vektoru statorového napětí

Do tohoto okamžiku jsme při výpočtu uvažovali, že vypočítané statorové napětí pro posun vektoru magnetického pole statoru bude k dispozici v libovolné hodnotě. Bohužel velikost statorového napětí je omezená jeho zdrojem, který máme k dispozici. Většinou se jedná o usměrněné síťové napětí. Pokud modul statorového napětí překročí tuto mezní hodnotu, je třeba ji omezit. K omezení by zřejmě došlo automaticky

v bloku pulsně šířkové modulace. Jeho skutečná hodnota je ale důležitá pro správné fungování zbytku algoritmu, takže je potřeba provést toto omezení programově. Navíc tento postup umožní sledovat kolísání usměrněného napětí.

Nejjednodušší možnost jak dosáhnout omezení napětí je snížit modul určeného vektoru. V praxi to znamená, že budeme posouvat s vektorem magnetického pole statoru ve stejném směru, jak bylo požadováno. V tomto se předložený algoritmus liší od klasického vektorového řízení v rotorových souřadnicích, kde se nejprve určí složka napětí která zajišťuje buzení a pouze zbytek se použije pro generování momentu.

Následující algoritmus popisuje omezení napětí

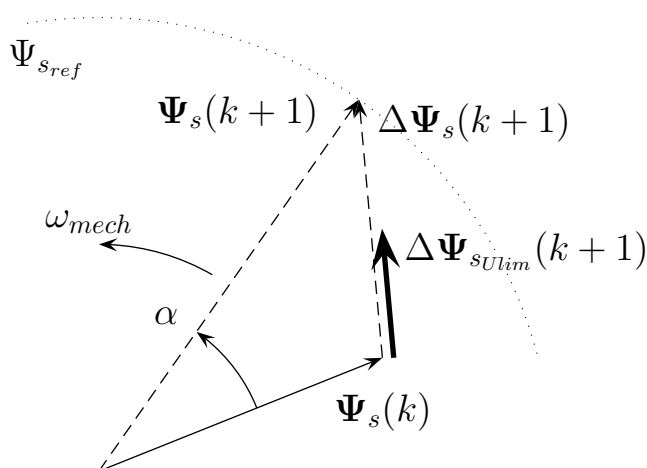
```

if  $|\mathbf{u}_s| > U_{max}$  then
     $\mathbf{u}_{slim} = \frac{\mathbf{u}_s}{|\mathbf{u}_s|} \cdot U_{max}$ 
else
     $\mathbf{u}_{slim} = \mathbf{u}_s$ 

```

3.1.6 Grafické vysvětlení případu omezení statorového napětí

Případ omezení statorového napětí $\mathbf{u}_s > U_{lim}$ je ukázán na obrázku 3.1. Vektor

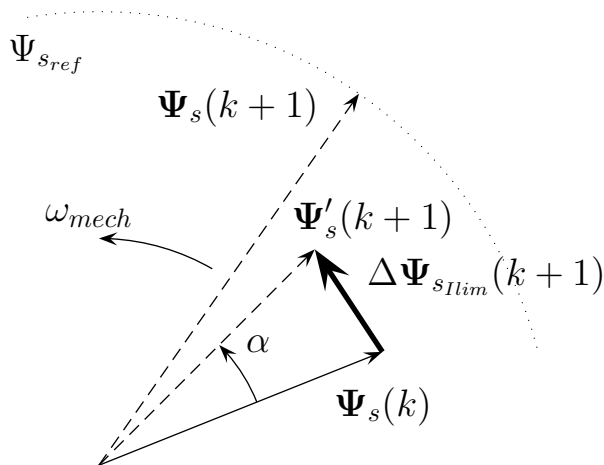


Obrázek 3.1. Omezení statorového napětí v PDSFC algoritmu.

$\Psi_s(k)$ představuje aktuální polohu magnetického pole statoru, která je získána z rekonstruktoru. Predikovaná hodnota v následujícím kroku $\Psi_s(k+1)$ je určena úhlem posunutí α a jeho požadovaným modulem Ψ_{sref} . Protože celkové požadované změny $\Delta\Psi_s(k+1)$ není možné dosáhnout s aktuální hodnotou napětí na stejnosměrném meziobvodu, je vektor magnetického toku změněn v maximální možné míře o $\Delta\Psi_{sUlim}(k+1)$ ve směru predikované hodnoty.

3.1.7 Omezení statorového proudu

Jestliže statorový proud překročí mezní hodnotu ($i_s > I_{lim}$), je nutné provést kroky vedoucí k jeho snížení. Omezení statorového proudu je ukázáno na obrázku 3.2.



Obrázek 3.2. Omezení satorového proudu v PDSFC algoritmu.

Změna modulu vektoru magnetického toku statoru může vést jak ke zvýšení, tak také ke snížení satorového proudu. Ve většině případů však k jeho prudkému nárůstu. Proto je lepší k dosažení omezení proudu zachovat jeho modul na jeho původní hodnotě. Úhel α musíme zvolit tak, aby se snížil moment. Toho se dosáhne tak, že se zmenší rozevření vektorů magnetického toku statoru a rotoru. Způsob dosažení omezení proudu závisí na tom, zda motor pracuje v motorickém či generátorickém režimu. V případě, že motor pracuje v motorickém režimu, je třeba zpomalit rychlost otáčení vektoru magnetického toku statoru. Pro dosažení jednoduchosti algoritmu stačí zvolit mezní případ, kterým je zastavení otáčení.

Toho se dosáhne tak, že se predikovaný vektor magnetického toku statoru položí roven jeho současné hodnotě. V případě generátorického režimu by takovéto zastavení otáčení vektoru magnetického pole statoru vedlo naopak k dalšímu prudkému nárůstu satorového proudu. Pro tento případ se musí zvolit jiný postup vedoucí k omezení proudu. V generátorickém režimu vede k omezení proudu posun vektoru magnetického toku statoru elektrickou rychlostí.

3.1.8 Pulsně šířková modulace

Metoda PDSFC musí generovat řídicí signály pro blok pulzně šířkové modulace. To se provádí stejně jako u vektorového řízení s orientací na rotorový tok pomocí modulace prostorového vektoru. Ta na základě vypočítaného vektoru napětí určí časy sepnutí dvou sousedních aktivních stavů a času, kdy je připojeno nulové napětí. Tyto signály jsou u metody DTC generovány automaticky.

3.2 SIMULAČNÍ VÝSLEDKY

Algoritmus PDSFC byl realizován v prostředí Matlab Simulink. Jeho schéma je vidět na obrázku 3.3. V simulaci byl použit asynchronní motor, jehož parametry jsou uvedeny v tabulce 3.1. V následujících simulacích budeme předpokládat, že požadovaná rychlost je nulová do času 0.25 s. V tomto čase dojde ke skokové změně žádané

rychlosti na 40.7 rad/s. Dále budeme předpokládat, že motor je nejprve nezatížen, potom v čase 0.7 s dojde ke skokovému zatížení motoru na 30 N.m a v čase 0.9 s se moment opět skokově změní na -30 N.m.

Parametr	Hodnota
Moment setrvačnosti	0.035 kg.m ²
Nominální fázový proud	18.1 A
Nominální výkon	5.5 kW
Nominální moment	55.29 N.m
Nominální úhlová rychlost	99.48 rad/s (950 1/min)
Počet pólových dvojic	3
Odpor statoru R_s	0.894 Ω
Odpor rotoru R_R	0.9628 Ω
Rozptylová indukčnost L_L	14.6 mH
Magnetizační indukčnost L_M	119.2 mH

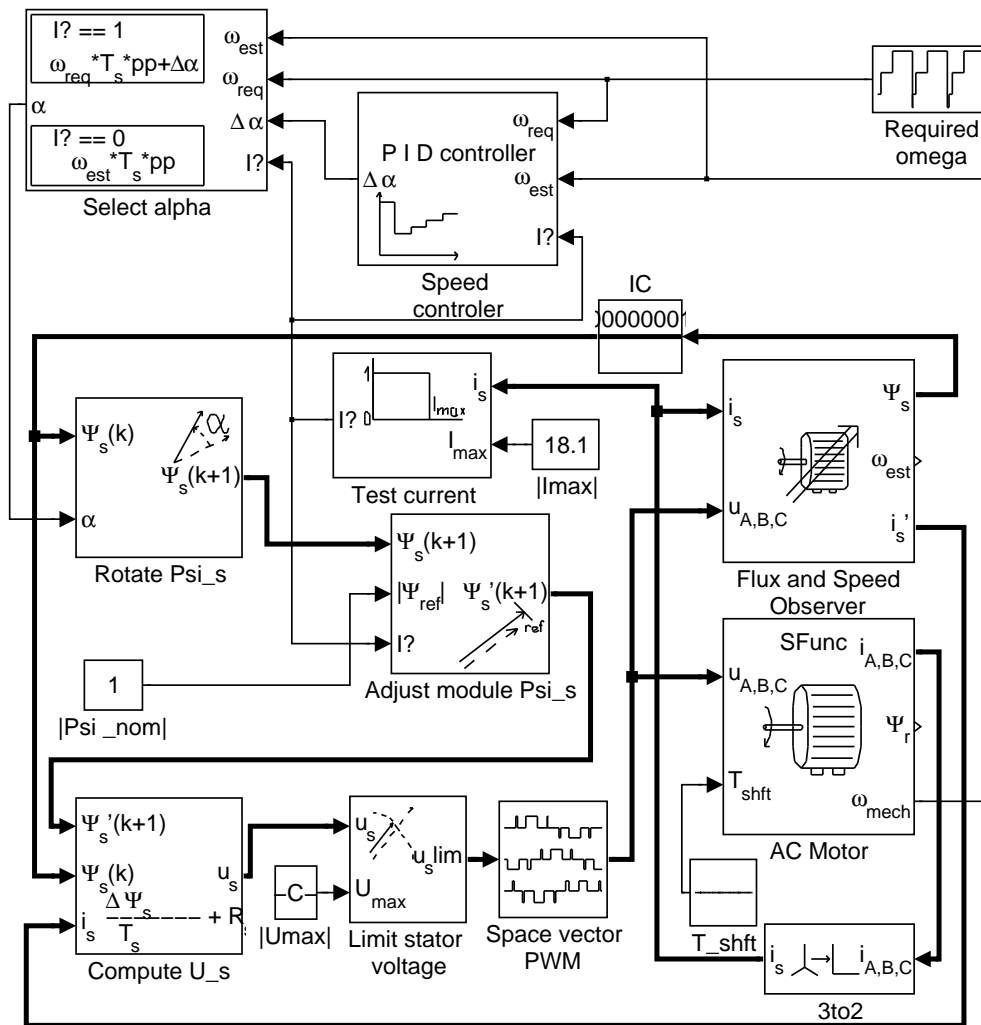
Tabulka 3.1. *Třífázový šestipólový asynchronní motor o výkonu 5.5 kW*

Na statorových proudech (obrázek 3.4) vidíme, že při proudovém omezení se algoritmus PDSFC chová velmi podobně, jako u algoritmu DTC. Mimo proudové omezení jsou proudy $i_{A,B,C}$ i magnetický tok statoru Ψ_s (obrázek 3.5) hladké, ve srovnání s průběhy těchto veličin u řízení metodou DTC. Srovnání průběhu otáček u metody PDSFC a DTC bez použití snímače otáček je ukázáno na obrázku 3.6. Je vidět, že oba průběhy jsou si velmi podobné. Regulátor skluzu je u metody PDSFC o něco rychlejší než regulátor otáček u metody DTC, ale je to za cenu většího překmitu. Je třeba zdůraznit, že nastavení regulátorů je ovlivněno použitím estimátoru otáček a jeho dynamikou ve srovnání s dynamikou motoru.

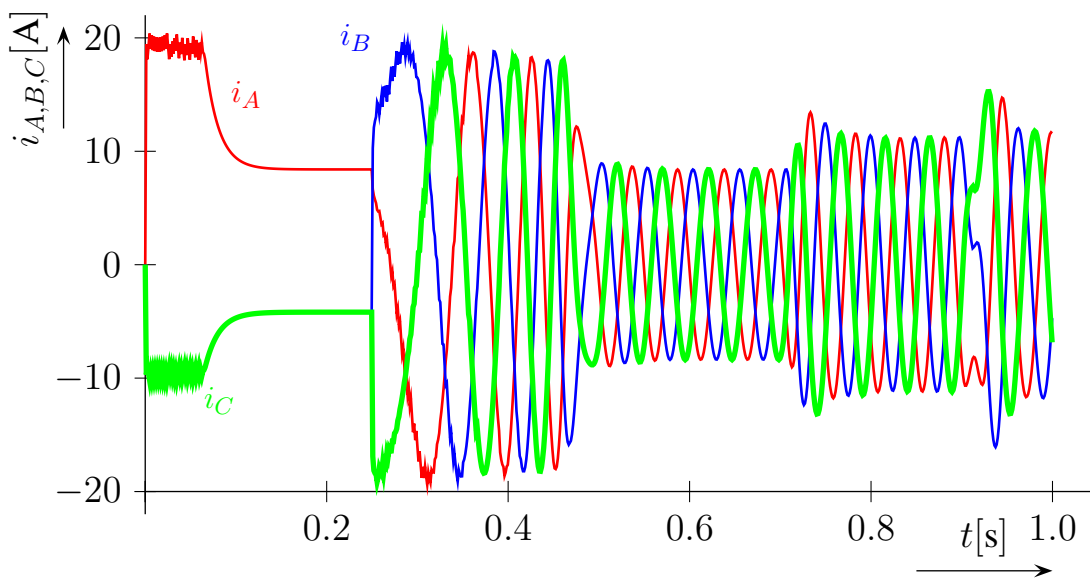
Z důvodu provozu PDSFC algoritmu nad nominálními otáčkami byl algoritmus PDSFC rozšířen o odbuzování. Výsledky byly prezentovány v [1]. Byl použit základní postup při odbuzování zajišťující konstantní poměr napětí ku frekvenci. Pro dosažení maximálního momentu v oblasti odbuzování by bylo potřeba použít řešení v [3], které navíc umožňuje dosáhnout minimálních ztrát v ustáleném stavu. U bezsnímačového řízení motoru v oblasti odbuzování se negativně projevuje snižování modulu vektorů obou magnetických toků. Se snižujícími se moduly se zhoršuje kvalita odhadu otáček. Maximální dosažitelné otáčky jsou tedy nižší než s použitím snímače otáček.

3.3 TESTY NA REÁLNÉM MOTORU

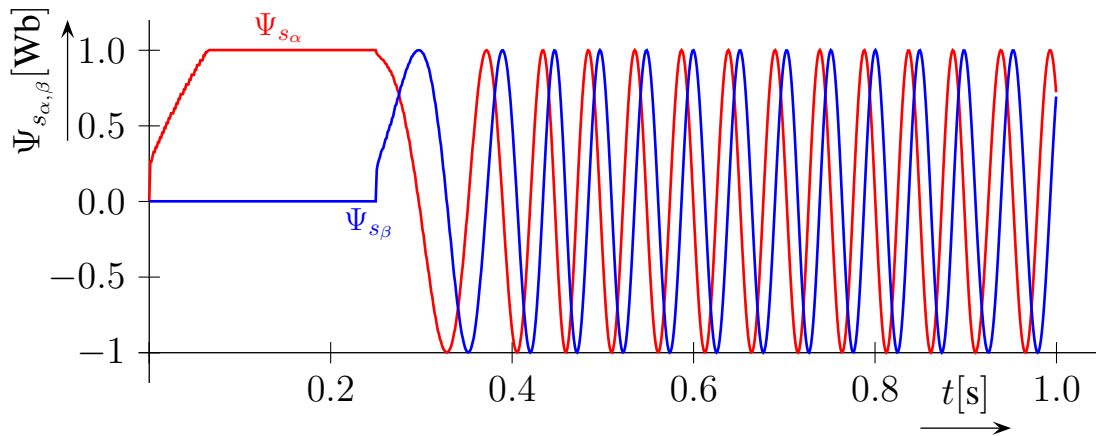
Algoritmus PDSFC byl za pomoci SFIO Toolboxu převeden do signálového procesoru 56F805 firmy Freescale. V [2] bylo provedeno srovnání výpočetní náročnosti algoritmů PDSFC, DTC a vektorového řízení s orientací na rotorový tok (VC) při jejich implementaci v signálovém procesoru. V tabulce 3.2 jsou ukázány časy výpočtu jednotlivých algoritmů, pokud jsou naprogramovány pomocí intrinsických funkcí v jazyce C a časy po optimalizaci v jazyce symbolických adres. Uvedené časy v sobě



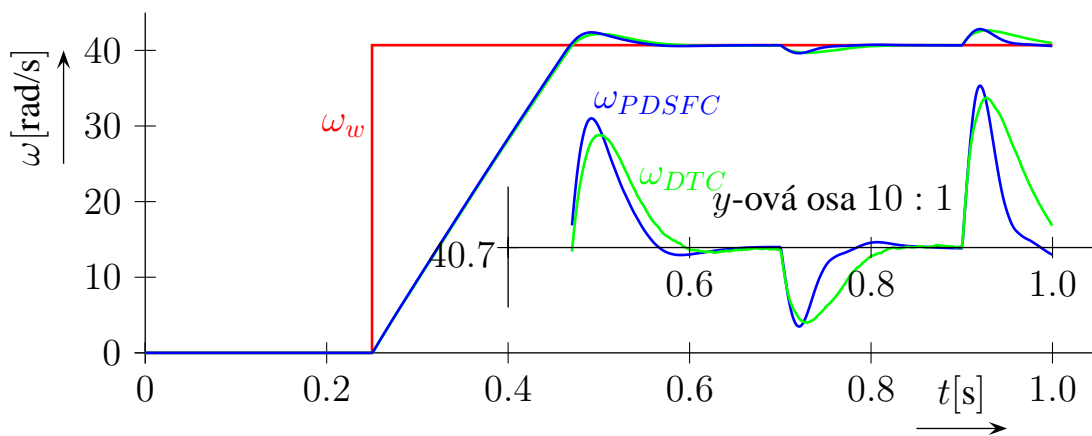
Obrázek 3.3. Schéma PDSFC v programu Simulink.



Obrázek 3.4. Proudů statoru při řízení metodou PDSFC.



Obrázek 3.5. Magnetický tok statoru při řízení metodou PDSFC.



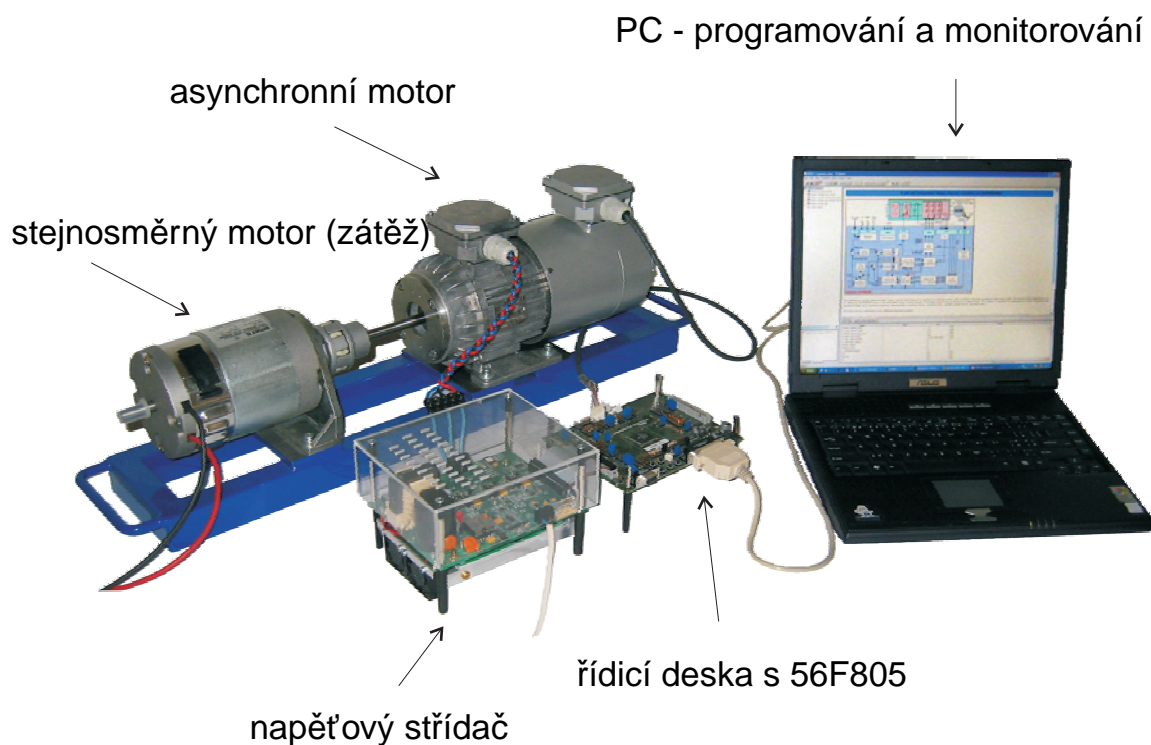
Obrázek 3.6. Srovnání průběhů otáček u metody PDSFC a DTC bez použití snímače otáček.

neobsahují estimátor toků a otáček. Jeho výpočetní náročnost souvisí s použitým typem estimátoru.

	DTC	PDSFC	VC
Intrinsické funkce	23 μ s	41 μ s	78 μ s
Jazyk symbolických adres	13 μ s	28 μ s	-

Tabulka 3.2. Srovnání výpočetní náročnosti algoritmů.

Algoritmus vektorového řízení s orientací na rotorový tok nebyl optimalizován, proto v tabulce 3.2 tento časový údaj není uveden. Doba výpočtu jednotlivých algoritmů není konstantní, protože závisí na aktuálním provozním stavu. Pomocí SFIO Toolboxu lze zobrazit průběh doby trvání výpočtu přímo v okně Simulinku. V tabulce 3.2 jsou uvedeny maximální doby výpočtu algoritmů.



Obrázek 3.7. Obrázek soustrojí pro řízení asynchronního motoru.

Po převedení algoritmu do signálového procesoru a jeho testování na modelu běžícím v prostředí Matlab Simulink byl algoritmus odzkoušen na reálném motoru (obrázek 3.7). K asynchronnímu motoru s parametry z tabulky 3.3 byl přes spojku připojen stejnosměrný motor, který se choval jako zátěž. Stejnoseměrný motor byl připojen na elektronickou zátěž firmy Statron Typ. 3229.0, která změnou nastavení proudu umožňuje měnit hodnotu zatěžovacího momentu asynchronního motoru. Z asynchronního motoru byl odstraněn ventilátor. Ten byl nahrazen vnějším ventilátorem s konstantními otáčkami. Náhrada ventilátoru byla provedena ze dvou důvodů:

Parametr	Hodnota
Moment setrvačnosti	0.00067 kg.m ²
Nominální fázový proud	0.85 A
Nominální výkon	250 W
Nominální moment	1.7 N.m
Nominální úhlová rychlost	144.5 rad/s (1380 1/min)
Počet pólových dvojic	2
Odpor statoru R_s	34 Ω
Odpor rotoru R_R	28.946 Ω
Rozptylová indukčnost L_L	0.3849 H
Magnetizační indukčnost L_M	1.3650 H

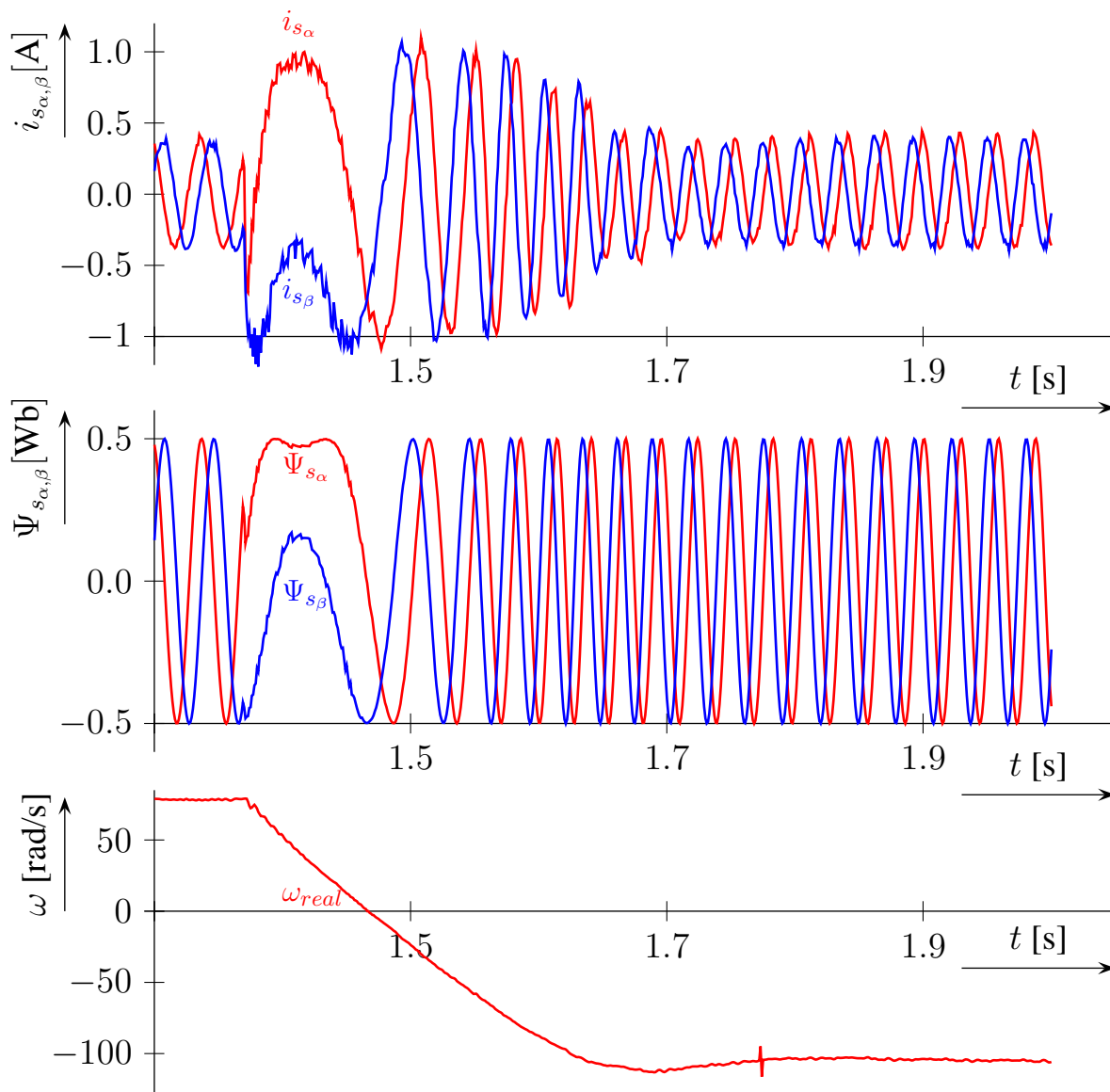
Tabulka 3.3. Třífázový čtyřpólový asynchronní motor o výkonu 250 W

- zajištění správného chlazení i v oblasti nízkých otáček
- odstranění nelineární momentové charakteristiky ventilátoru

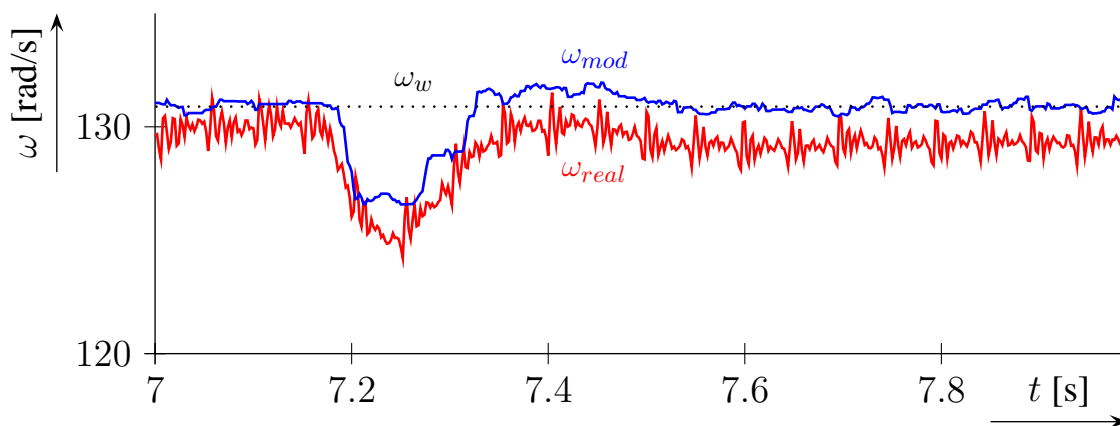
Na hřídel asynchronního motoru byl připevněn inkrementální snímač otáček s 3600 pulsy na otáčku, který v případě bezsnímačového řízení sloužil jako kontrolní údaj. Asynchronní motor byl napájen z napěťového střídače (3. Phase AC BLDC HV Power Stage od firmy Freescale), která byla řízena vývojovou deskou 56F805EVM. K programování algoritmů a monitorování chování sloužil osobní počítač s operačním systémem Windows XP a programovým vybavením Matlab 6.5, Simulink 5.0, Code-Warrior 56F80x 7.2 a FreeMASTER 1.2.37.

Na obrázku 3.8 jsou zobrazeny výsledky z reálného experimentu, který zobrazuje reverzaci otáček z 78 rad/s na -104 rad/s. Jsou zde ukázány průběhy statorových proudů (i_{s_α} a i_{s_β}), průběhy vypočítaných statorových toků (Ψ_{s_α} a Ψ_{s_β}) a průběh změřených a modelovaných otáček rotoru (ω_{real} a ω_{mod}). Všechny veličiny jsou ve stojícím souřadnicovém systému. Jednalo se o bezsnímačové řízení.

Na obrázku 3.9 je ukázána reakce PDSFC algoritmu na skokovou změnu momentu (přibližně o 50% nominálního momentu). Je zde vidět trvalá ustálená odchylka mezi skutečnými měřenými otáčkami ω_{real} a požadovanými otáčkami, přestože je zde použit PI regulátor, který by ji měl odstranit. PI regulátor totiž zajišťuje nulovou ustálenou odchylku mezi požadovanými otáčkami a otáčkami z modelu ω_{mod} , které se od skutečných otáček ω_{real} mohou lišit. Odchylka je způsobena rozdílem mezi skutečnými parametry motoru a jejich odhadem použitým v modelu. Na obrázku je dále vidět, že velikost odchylky je úměrná velikosti zátěžného momentu, protože před přivedením skokové změny momentu je odchylka menší, než po jejím vyregulování. To je dáno chybou odhadu rotorového odporu.



Obrázek 3.8. Výsledky naměřené na reálném motoru.



Obrázek 3.9. Odezva na skokovou změnu momentu.

4 PRŮBĚŽNÁ IDENTIFIKACE STATOROVÉHO ODPORU

U skutečného motoru nejsou jeho parametry konstantní. Jsou závislé na provozních parametrech. Indukčnosti jsou zejména závislé na velikosti buzení z důvodu nelineární magnetizační charakteristiky. Tato závislost se dá určit před spuštěním motoru. Statorový a rotorový odpor vykazují velkou teplotní závislost. Tato závislost by se sice dopředu změřit dala, ale následné využití by vyžadovalo měření teploty jednotlivých vinutí. To by se zejména u odporu rotoru zjišťovalo velice obtížně. V literatuře lze nalézt řešení tohoto problému ve formě teplotních modelů. Jejich použití je ovšem také problematické, protože není možné do těchto modelů obecně zahrnout parametry okolního prostředí, ve kterém motor pracuje.

Kolísání odporů motoru způsobuje nepřesnosti v odhadu polohy vektorů magnetických toků, což se projevuje na snížení kvality řízení.

4.1 ROZDĚLENÍ IDENTIFIKAČNÍCH METOD

Metody identifikace parametrů asynchronního motoru se dělí na

- jednorázové (off-line)
 - motor je odpojen od zařízení, ve kterém normálně pracuje a je testován na speciálním zařízení (off-site)
 - motor je součástí zařízení ve kterém pracuje, identifikační experiment probíhá tak, že se motor nemusí roztočit (on-site)
- průběžné - identifikační experiment probíhá na běžícím motoru (online)

Přibližné určení parametrů asynchronního motoru se dá provést výpočtem z údajů na štítku motoru [7]. Nejznámější a také zřejmě nejčastěji používanou metodou je postupné měření naprázdno, nakrátko a stejnosměrným proudem. Na základě těchto měření a znalosti statického ekvivalentního modelu lze poměrně snadno určit všechny parametry motoru. Existují modifikace této metody, kdy měření probíhá pouze na jedné fázi [4, 5]. Tím odpadá nutnost roztáčet motor a hlavně nutnost blokovat rotor při měření nakrátko. Ze své podstaty se dají použít k identifikaci on-site. Existuje celá řada metod, které provádějí identifikaci pomocí metody nejmenších čtverců [13, 8], nebo nějakou její modifikací. Tyto metody nejsou bohužel vhodné pro realizaci v signálovém procesoru pracujícím s pevnou řádovou čárkou. Stejný problém je s použitím metod pro přímé hledání minima simplexovou metodou - Nelder-Mead (například funkce `fminsearch` v programu Matlab). V modelu asynchronního motoru se vyskytuje část rychlá (elektrická) a část pomalá (mechanická). Kvůli rychlé části je perioda vzorkování krátká. Pro správné určení statického zesílení, které souvisí s odporem statoru, je potřebné získat poměrně velké množství dat pro identifikaci. Další identifikační metody vycházejí z principu MRAS. Na základě rozdílu mezi adaptivním a referenčním modelem se postupně doladují odhadované parametry motoru. Jako zástupce těchto metod můžeme uvést například [6, 14].

Při použití průběžných metod identifikace může dojít k tomu, že provozní podmínky motoru neumožňují identifikovat některé parametry. Představme si motor, který pracoval s velkým zatížením. Je tedy zahřátý. V případě, že zátěž odpojíme, ale otáčky ponecháme stejné, začne se motor ochlazovat. Rotorem však neteče téměř žádný proud, tudíž ani nemůžeme správně identifikovat rotorový odpor R_R . Jeho hodnota se však snižuje. Po opětovném připojení zátěže nebude přechodný děj optimální, protože model bude pracovat se špatným odhadem rotorového odporu. Podobné vlastnosti mají i ostatní parametry asynchronního motoru. V [16] je provedena citlivostní analýza parametrů motoru na hodnotě skluzu a proudech. Například magnetizační indukčnost L_M se nejlépe odhaduje v případě velmi malého skluzu. To také nepřekvapuje, protože v případě velkého skluzu většina proudu statoru i_s teče do rotoru, ve srovnání s částí, která zajišťuje buzení. Společná identifikace všech parametrů současně často vede na špatně podmíněnou úlohu [9].

4.2 METODY PRO IDENTIFIKACI ODPORU STATORU

Statorový odpor R_s se počítá buďto společně s ostatními parametry pomocí výše popsaných metod, případně existují metody identifikace pouze pro tento parametr. Nejpresnější metody identifikace statorového odporu jsou ty, které nezáleží na dalších parametrech motoru. Do této skupiny spadají metody založené na vytvoření a měření stejnosměrného proudu. Tento přístup má většinou dvě nevýhody. Stejnosměrný proud ve fázi způsobuje brzdění motoru [12]. Proto se nemůže použít velké hodnoty stejnosměrného proudu. Tato nevýhoda se dá odstranit použitím vhodného zapojení, jak je ukázáno v [9]. Druhou nevýhodou je skutečnost, že vyžaduje změnu zapojení, protože musí být vyvedený střed motoru. Dále vyžadují přidání dalších součástek a měření dalších veličin. Zejména druhá nevýhoda v našem případě znemožňuje jejich použití.

Při měření statorového odporu v obvodu se střídačem je třeba mít na mysli, že získaný odhad je zatížen chybou způsobenou úbytkem napětí na polovodičových prvcích. V případě přímkové náhrady charakteristik polovodičových prvků můžeme určit odpor statoru z měření pomocí dvou různých napětí

$$R_s = \frac{2 u_{s\alpha 2} - u_{s\alpha 1}}{3 i_{s\alpha 2} - i_{s\alpha 1}} \quad (4.1)$$

kde $\frac{2}{3}$ vyjadřuje, že při použití měniče se přivede na jednu fázi jedna polarita napětí a na zbylé dvě fáze druhá polarita napětí. Tím se měří odpor sériového spojení statorového odporu R_s s paralelním spojením dvou odporů R_s . Odpor statoru R_s také zahrnuje dynamický odpor výkonových součástek. Je tedy větší, než skutečný odpor změřený například ohmmetrem.

4.3 IDENTIFIKACE STATOROVÉHO ODPORU Z USTÁLENÝCH PRŮBĚHŮ NAPĚTÍ A PROUDU

4.3.1 Ekvivalentní obvod

Uvažujme Γ model asynchronního motoru (viz. obrázek 2.1), který je platný pro ustálené harmonické průběhy. Ekvivalentní impedance vztažena ke vstupním svorkám je dána vztahem

$$Z_{eq} = R_{eq} + jX_{eq} = R_s + \frac{jX_M(R_R/s + jX_L)}{R_R/s + j(X_M + X_L)}, \quad (4.2)$$

kde $X_L = \omega_s L_L$ a $X_M = \omega_s L_M$ jsou reaktance jednotlivých cívek. Skluz motoru s se počítá podle vzorce

$$s = \frac{\omega_s - z_p \omega_{mech}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (4.3)$$

4.3.2 Algoritmus pro odhad statorového odporu

Protože uvažujeme motor v ustáleném stavu, kdy jsou všechny veličiny harmonické, můžeme spočítat efektivní hodnoty napětí a proudu pomocí vzorců

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} u_s^2(t) dt} \quad (4.4)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_s^2(t) dt} \quad (4.5)$$

Celkový činný výkon motoru se dá spočítat pomocí

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u_s(t) i_s(t) dt \quad (4.6)$$

Efektivní hodnoty a činný výkon se dají použít k odhadu statorového proudu. Nejprve pomocí nich určíme účinník $\cos \phi = \frac{P}{UI}$ a $\sin \phi = \sqrt{1 - \cos^2 \phi}$. Rozdělíme ekvivalentní impedanci Z_{eq} na reálnou a imaginární složku, tedy na ekvivalentní odpor a ekvivalentní reaktanci.

$$R_{eq} = \frac{U}{I} \cos \phi = R_s + \frac{R_R/s X_M^2}{(R_R/s)^2 + (X_M + X_L)^2} \quad (4.7)$$

$$X_{eq} = \frac{U}{I} \sin \phi = \frac{X_M(R_R/s)^2 + X_M X_L (X_M + X_L)}{(R_R/s)^2 + (X_M + X_L)^2} \quad (4.8)$$

Uvažujme, že známe hodnoty indukčností L_L a L_M z nějakého off-line měření. Také uvažujme, že jsou během činnosti motoru konstantní. Toto zjednodušení je možné

za předpokladu, že je udržována konstantní hodnota buzení. Rovnice (4.8) závisí na rotorovém odporu poděleném skluzem. Jeho vyjádřením dostaneme

$$\frac{R_R}{s} = \sqrt{\frac{X_{eq}(X_M + X_L)^2 - X_M X_L (X_M + X_L)}{X_M - X_{eq}}} \quad (4.9)$$

Výsledná rovnice závisí pouze na reaktancích, které podle výše uvedených předpokladů považujeme za konstantní a známé.

Když řídicí algoritmus používá snímač otáček, můžeme vypočítat skluz s . Vynásobením obou stran rovnice (4.9) skluzem získáme odhad rotorového odporu.

V případě bezsnímačového řízení není možné vypočítat hodnotu skluzu a tím ani odhad rotorového odporu. Pro výpočet skluzu nelze použít odhad otáček z estimátoru, protože ty odpovídají rotorovému odporu, který se v něm používá.

Dosazením rovnice (4.9) do rovnice (4.7) a vyjádřením odporu statoru R_s dostaneme

$$R_s = R_{eq} - \frac{R_R/s X_M^2}{(R_R/s)^2 + (X_M + X_L)^2} \quad (4.10)$$

Celý algoritmus můžeme shrnout následovně. Nejprve detekujeme průchod nulou. Ten spouští integraci kvadrátu proudu, kvadrátu napětí a jejich vzájemného součinu. Při dalším průchodu nulou nám umožní určit periodu těchto signálů, která odpovídá synchronní periodě T . S její pomocí můžeme určit efektivní hodnoty napětí a proudu a činný výkon motoru použitím rovnic (4.4), (4.5) a (4.6). Tyto výsledky se použijí pro výpočet ekvivalentního odporu R_{eq} (4.7) a ekvivalentní reaktance X_{eq} (4.8). Nakonec se vypočítá poměr R_R/s pomocí (4.9) a s jeho použitím se určí výsledný odhad statorového odporu R_s pomocí (4.10).

Před použitím popsaného algoritmu je třeba vědět, zda je systém v ustáleném stavu, tedy zda se dá nahradit statickým náhradním zapojením podle obrázku 2.1. Rozhodnutí, zda motor pracuje v ustáleném stavu se provede použitím jednoduchého postupu. Postupně ukládáme hodnoty elektrické periody, efektivní hodnoty napětí a efektivní hodnoty proudu, pro několik po sobě následujících period. Pokud se tyto hodnoty liší o méně než pět procent, prohlásíme, že se motor nachází v ustáleném stavu.

4.3.3 Modifikovaný algoritmus

Při praktické realizaci je nutné provést nějaký způsob filtrace získaných výsledků, abychom předešli nerealistickým změnám v odhadu statorového odporu. K tomuto účelu lze použít jednoduchý filtr prvního řádu

$$R_s(k) = R_s(k-1) + k_f [R_s - R_s(k-1)] \quad (4.11)$$

kde koeficient k_f je v rozsahu $(0; 1)$. Jeho nastavení se provádí experimentálně. Parametr k představuje index odhadu statorového odporu.

Odhad statorového odporu lze provést přímo z některého fázového napětí u_A, u_B, u_C a proudu i_A, i_B, i_C , případně z přepočtených hodnot do souřadnic α - β , tedy napětí

$u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ a proudy $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$. Maximálně lze tedy obdržet šest odhadů statorového odporu během jedné synchronní periody T .

4.3.4 Reálný experiment pro odhad odporu statoru

Pomocí programu FreeMASTER byly postupně měřeny průběhy napětí u_s a proudů i_s statoru. Měření byla prováděna při třech různých frekvencích $f_1 = 8.33$ Hz, $f_2 = 16.67$ Hz a $f_3 = 25$ Hz statorového napětí. Ty odpovídaly synchronním otáčkám motoru (tabulka 3.3) $n_1 = 250$ 1/min, $n_2 = 500$ 1/min a $n_3 = 750$ 1/min. Motor byl zahříván zatížením konstantním momentem při frekvenci statorového napětí f_3 s vypnutým externím ventilátorem.

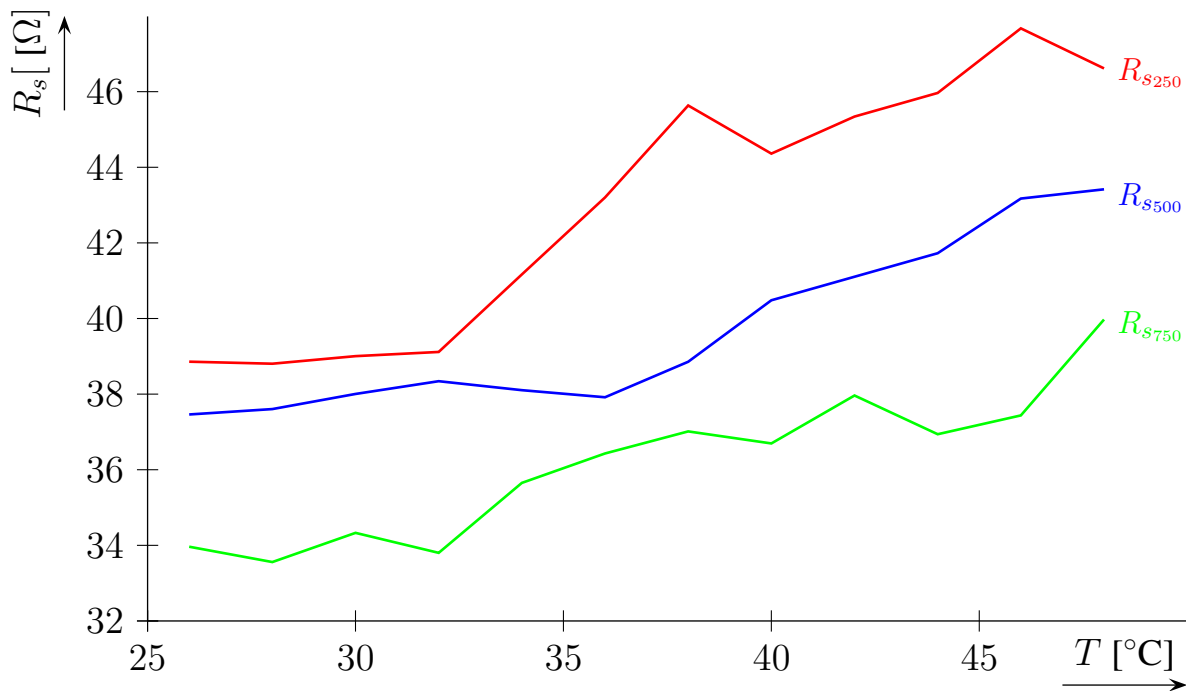
Teplota byla snímána termočlánkem připevněným na povrchu motoru. Nárůst teploty byl pozvolný. Měření trvalo přibližně 40 minut ve všech třech případech. Tím bylo zajištěno přibližně stejné prohrátí statorového vinutí.

Z naměřených průběhů napětí a proudů statoru byly postupně vypočítány jejich efektivní hodnoty U a I ((4.4) a (4.5)), činný výkon P (4.6), následně ekvivalentní impedance R_{eq} a X_{eq} ((4.7) a (4.8)), podíl rotorového odporu a skluzu R_R/s (4.9) a nakonec odhad statorového odporu R_s podle rovnice (4.10). Tři závislosti získané z měření jsou vidět na obrázku 4.1. Pozitivní je skutečnost, že všechny tři průběhy mají stejný trend, kdy odpor statoru narůstá s teplotou. Bohužel je zde závislost na otáčkách (a na zatěžovacím momentu), která souvisí s tím, že není zajištěna podmínka konstantního buzení, což se projevuje na změně indukčností motoru, která je v rozporu s původními předpoklady. Projevuje se absolutním posunutím měřených průběhů. Bez zahrnutí nelineární magnetizační charakteristiky do modelu použitého k odhadu magnetických toků a otáček má navržený algoritmus pouze omezené využití.

Nárůst odporu přibližně odpovídá teplotní závislosti mědi. Teplotní koeficient mědi je 0.393 % na stupeň. V našem případě, kdy se teplota měnila v rozmezí 22°C by se měl odpor zvýšit o 8.7 %. Z naměřených průběhů je vidět, že je to o něco více z důvodu měření teploty na povrchu motoru (na konci měření bylo vinutí statoru o několik stupňů teplejší než povrch motoru).

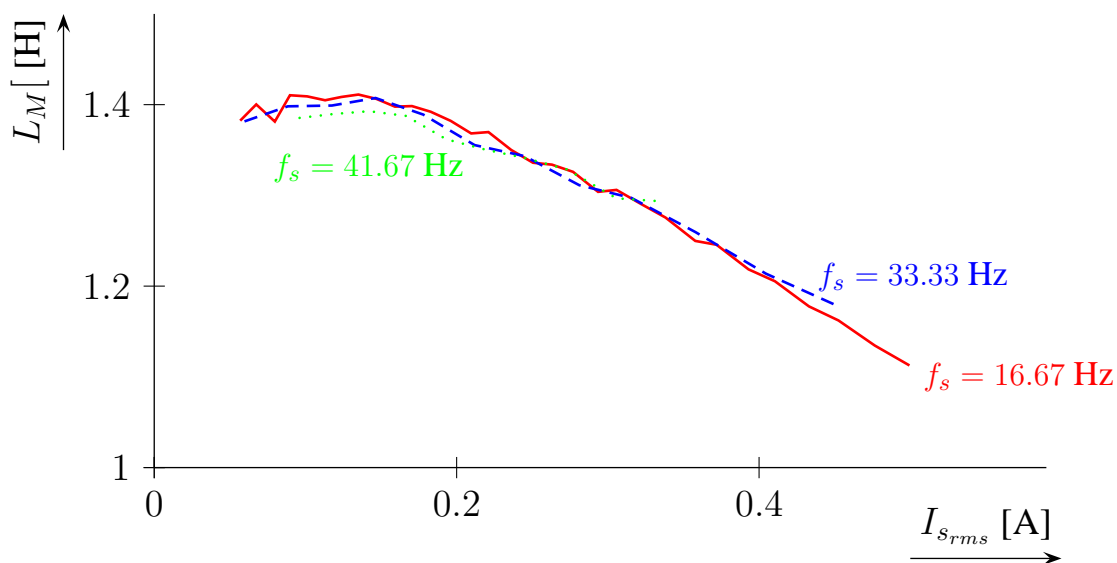
4.4 ZÁVISLOST INDUKČNOSTI STATORU NA BUDICÍM PROUDU

Pomocí testu naprázdno byla změřena závislost magnetizační indukčnosti L_M na budicím proudu. Na stator bylo připojeno třífázové napětí o jisté frekvenci, jehož amplituda byla postupně zvětšována. Rychlost otáčení motoru byla udržována na synchronních otáčkách pomocí připojeného napětí na stejnosměrném motoru, který se v tomto případě choval jako zdroj záporného momentu. Tím byl zajištěn nulový proud rotoru. Ze změřeného proudu a výkonu a ze znalosti přiloženého napětí byla spočítána ekvivalentní impedance. Reaktance odpovídá ekvivalentní indukčnosti, která se v tomto případě (nulový rotorový proud) rovná přímo magnetizační indukčnosti L_M . Výsledná charakteristika pro tři různé frekvence vstupního napětí je ukázána na obrázku 4.2. Na tomto obrázku je vidět výrazná závislost magnetizační indukčnosti na



Obrázek 4.1. Závislost odporu statoru na teplotě při různých otáčkách a zatíženích.

budicím proudem. Je vidět, že předpoklad konstantních indukčností je nereálný, protože v praxi nebudeme schopni udržovat konstantní budicí proud.



Obrázek 4.2. Závislost magnetizační indukčnosti na budicím proudem.

5 ZÁVĚR

Předložené teze habilitační práce se zabývají vývojem a implementací algoritmů použitelných pro bezsnímačové řízení asynchronních motorů. Na začátku práce je popsán Γ model asynchronního motoru. Je zde popsán statický i dynamický model, v různých souřadných systémech. Pro názornější pochopení chování asynchronního

motoru je zde uveden jeho ekvivalentní mechanický model. Ten slouží k lepšímu pochopení metod řízení ze skupiny přímého řízení momentu a také k pochopení metody prediktivního přímého řízení toku statoru. Popis Γ modelu je převzatý z různých literárních zdrojů.

Základním stavebním prvkem vektorového řízení asynchronního motoru bez použití snímače otáček je estimátor, který nedává pouze odhad polohy vektoru některého z magnetických toků, ale také odhad mechanických otáček. Kvalita použitého estimátoru výraznou měrou ovlivňuje dosažitelnou kvalitu řízení. Je to způsobené tím, že estimátor se chová jako dynamický systém a jako takový vykazuje jisté zpoždění v odhadu otáček. S touto dynamikou musí počítat řídicí algoritmus.

Výhodou metod založených na přímém řízení toku je vedle jejich jednoduchosti také nižší citlivost na změnu parametrů motoru. Neprojevuje se zde závislost na odporu rotoru, jehož znalost umožňuje správné oddělení tokotvorné a momentotvorné složky u vektorového řízení s orientací na rotorový tok. Je zde popsána původní metoda prediktivního přímého řízení toku statoru (PDSFC). Důvodem k jejímu vytvoření byla snaha odstranit nevýhody metody DTC, kterými jsou pulsace proudu a momentu a proměnná perioda spínání výkonových součástí. Tyto nevýhody byly odstraněny vyjma režimu, kdy motor pracuje v proudovém omezení. Navržený algoritmus je více výpočetně náročný než metoda DTC. Snadná fyzikální interpretace a implementovatelnost je však zachována.

V další části práce je popsán algoritmus pro průběžnou identifikaci statorového odporu. Vychází z ustáleného chování motoru, kdy jsou průběhy harmonické a z podmínky znalostí indukčností motoru. V tom případě lze spočítat efektivní hodnoty proudu, napětí a činný výkon. Ze získaných veličin se spočítá odhad statorového odporu. V případě řešení se snímačem otáček lze zároveň získat odhad rotorového odporu. Podmínkou je zatížený motor.

Jako další přínos práce lze považovat vytvoření sady nástrojů SFIO Toolbox pro Matlab Simulink. Jedná se o nástroje na straně Matlabu a na straně cílového procesoru. Ty zjednodušují převod algoritmů ze Simulinkovského schématu do cílového procesoru a testování existujících algoritmů na modelech běžících v Simulinku. Tato část práce vznikla ve spolupráci s firmou Freescale polovodiče. Její filosofie je však původní. Funkčnost nástroje byla několikrát ověřena při převodu a testování algoritmů bezsnímačového řízení do signálového procesoru 56F805 a procesoru PowerPC555.

LITERATURA

- [1] BLAHA, P., VACLAVEK, P. Predictive Direct Stator Flux Control Algorithm of AC Induction Motor in Field Weakening Region. In *Proceedings of IEEE International Conference on Computational Cybernetics ICC 2004*, p. 33–37, Vienna, Austria, 2004 ISBN 3-902463-01-5.
- [2] BLAHA, P., VACLAVEK, P. The Implementation of Predictive Direct Stator Flux Control Algorithm in Motorola DSP 56F80X. In *14th International Conference*

on Process Control 2003, p. 1–5, Štrbské Pleso, Slovakia, 2003 ISBN 80-227-1902-1.

- [3] CHANG, J. H., KIM, B. K. Minimum-Time Minimum-Loss Speed Control of Induction Motor Under Field-Oriented Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 6, p. 809–815, December 1997.
- [4] GASTLI, A., MATSUI, N. Stator Flux Controlled V/f PWM Inverter with Identification of IM Parameters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 4, p. 334–340, 1992.
- [5] GASTLI, A. Identification of Induction Motor Equivalent Circuit Parameters Using the Single-Phase Test. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 1, p. 51–56, 1999.
- [6] HOLTZ, L., THIMM, T. Identification of the Machine Parameters in a Vector-Controlled Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 27, no. 6, p. 1111–1118, 1991.
- [7] IMECS, M., INCZE, I. I. A Simple Approach to Induction Machine Parameter Estimation. In *Proceedings of Workshop on Electrical Machine's Parameters*, p. 73–80, Romania, May 2001. Technical University of Cluj-Napoca.
- [8] JACOBINA, C. B., FILHO, J. E. C., LIMA, A. M. N. Estimating the Parameters of Induction Machines at Standstill. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 1, p. 85–89, 2002.
- [9] JACOBINA, C. B., FILHO, J. E. C., LIMA, A. M. N. On-line Estimation of the Stator Resistance of Induction Machines on Zero-Sequence Model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, p. 346–353, March 2000.
- [10] KIM, S.-H., SUL, S. K. Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 4, p. 787–794, July/August 1995.
- [11] KIM, S.-H., SUL, S. K. Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an Induction Machine in the Field-Weakening Region. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 4, p. 512–518, August 1997.
- [12] LEE, S. B., HABETLER, T. G. An Online Stator Winding Resistance Estimation Technique for Temperature Monitoring of Line-Connected Induction Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, p. 685–694, May/June 2003.
- [13] MOONS, C., DE MOOR, B. Parameter Identification of Induction Motor Drives. *Automatica*, vol. 31, no. 8, p. 1137–1147, 1995.

- [14] NOGUCHI, T., KONDO, S., TAKAHASHI, I. Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, p. 35–42, January/February 1997.
- [15] PETERSON, B. *Induction Machine Speed Estimation - Observations on Observers*. PhD thesis, Lund Institute of Technology, 1996.
- [16] PROCA, A. B., KEYHANI, A. Identification of Variable Frequency Induction Motor Models From Operating Data. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 1, p. 24–31, March 2002.
- [17] SLEMON, G. R. Modelling of Induction Machines for Electric Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 6, p. 1126–1131, November/December 1989.

ABSTRACT

This work deals with the development of new algorithms for sensorless AC induction motor control. The crucial part of control of AC induction motor without speed sensor is the flux and speed estimation. The Lyapunov function based flux and speed observer was developed for this purpose. It combines the precision of Kalman filter based estimator and simplicity of MRAS based observers. They are designed so as to guarantee local stability of estimates. This gives the range of tunable coefficients of the estimator for which the estimates are stable. They must be also tuned according to selected sampling time and selected integration method to guarantee also numerical stability. The problematic issue is the lack of estimation at zero speed. In this case there is no information available about the speed in motor model. According to our best knowledge, nowadays there is no speed estimator which works until zero speed. The operation is always limited with some low speed threshold.

The control performance can be influenced with the selected control algorithm. They differ in computational demands, speed of response and sensitivity to model parameter's errors. The sensitivity is very important aspect especially when we are thinking about employment of sensorless version of AC induction motor control. This work presents Predictive Direct Stator Flux Control (PDSFC) algorithm which was developed to suppress disadvantages of Direct Torque Control (DTC). It is based on physical inside. It was first tested in the simulations and then on a real AC induction motor. The comparison with other existing solutions is also given here.

The quality of sensorless control is influenced with the precision of the supplied stator voltage to the motor. The first problems arise directly in the inverter. The DC bus voltage fluctuations, influence of dead time and voltage drops on power devices must be compensated. The second problem is caused by the temperature dependency of the stator resistance. This requires employment of on line stator resistance identification. This work proposes original solutions of this problem. It is based on the steady state operation of the motor. It requires no additional hardware changes in the circuit and it has low computational demands.

The last but not least contribution of this work is the development of the SFIO Toolbox for Matlab Simulink. It enables to transfer the algorithms already tested in Simulink to the real targets easily. It also enables to test already existing algorithms in real targets using Matlab Simulink.