

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Porovnání různých způsobů orientace vektorového
řízení asynchronního motoru**

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management

Studijní obor: Aplikovaná elektrotechnika

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Lipčák

Květen 2020

Václav Kotyk

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kotyk** Jméno: **Václav** Osobní číslo: **468148**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrotechnologie**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Porovnání různých způsobů orientace vektorového řízení asynchronního motoru

Název bakalářské práce anglicky:

Comparison of Different Types of Field-Oriented Control of Induction Motor

Pokyny pro vypracování:

1. Uveďte základní vektorové rovnice asynchronního motoru odvozené za zjednodušujících předpokladů
2. Popište princip nejpoužívanějšího vektorového řízení orientovaného na vektor rotorového toku včetně používaných matematických modelů
3. Proveďte rešerši dalších způsobů orientace vektorového řízení včetně základních matematických vztahů, shrňte jejich výhody a nevýhody
4. Implementujte model vektorového řízení orientovaného na vektor rotorového toku v prostředí Matlab/Simulink
5. Modifikujte model vektorového řízení dle alespoň dvou vybraných alternativních orientací a vzájemně je porovnejte dle vybraných průběhů či kritérií

Seznam doporučené literatury:

- [1] POPESCU, Mircea. Induction Motor Modelling for Vector Control Purposes. Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, Report, Espoo 200, 144 p. ISBN 9512252198
[2] VAS, Peter. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford, Oxford University Press, 1998. ISBN 0198564651
[3] ZEMAN, Karel et al. Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. 1. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 9788070433508; 8070433507.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Ondřej Lipčák, katedra elektrických pohonů a trakce FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **19.09.2019** Termín odevzdání bakalářské práce: **22.05.2020**

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2021**

Ing. Ondřej Lipčák
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne

.....

Abstrakt

Vektorová regulace je moderní hojně používaný způsob řízení asynchronního motoru. Nej-používanější způsob orientace na rotorový tok umožňuje převést regulační strukturu pohonu na analogickou ke struktuře stejnosměrného cize buzeného motoru. V této práci rozebírám další dvě orientace. Orientaci na statorový tok a orientaci na magnetizační tok. Zabývám se především metodami výpočtu takzvaných od vazbovacích členů, které je nutné počítat, aby i u těchto orientací bylo možné motor řídit analogicky ke stejnosměrnému cize buzenému. V praktické části práce jsou všechny tři orientace implementovány v programu Matlab Simulink.

Klíčová slova

Asynchronní motor, Vektorová regulace, Různé způsoby vektorové regulace

Abstract

Vector control is a modern and widely used control algorithm of induction motor drives. The most commonly used orientation of vector control, the rotor flux linkage orientation enables us to formally control the induction motor drive in the same way as a DC separately excited motor. . In this thesis I also deal with the stator flux linkage orientation and air-gap flux linkage orientation. If we want to control the induction motor with these two orientations in the same way as the separately excited dc motor, we need to implement decoupling networks. In a practical part of this thesis, these three orientations are implemented and compared in program Matlab Simulink.

Key words

Induction motor, Vector Control, Different methods of vector control

Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu práce Ing. Ondřeji Lipčákovi za cenné rady, ochotu a trpělivost při vedení této bakalářské práce. Dále bych rád poděkoval své rodině za poskytnutou podporu po celé bakalářské studium.

Obsah

1	Úvod	1
2	Asynchronní motor	2
2.1	Konstrukce asynchronního motoru	2
2.2	Princip funkce asynchronního motoru	3
2.3	Matematický model asynchronního motoru	4
2.3.1	Clarkové transformace	4
2.3.2	Parkova transformace	4
2.3.3	Základní rovnice asynchronního motoru	5
2.4	Model motoru pro simulace	7
3	Napěťový střídač	9
4	Vektorová regulace asynchronního motoru	12
4.1	Základní princip vektorové regulace	12
4.2	Orientace na rotorový tok	15
4.2.1	Proudový I-n model	15
4.2.2	Napěťový U-I model	15
4.2.3	Vyjádření momentu a rotorového toku v závislosti na složkách statorového proudu	16
4.2.4	Odvazbení napětí	16
4.2.5	Výpočet mezí saturace regulátorů ze jmenovitých parametrů	17
4.3	Orientace na statorový tok	20
4.3.1	Matematické modely použitelné pro orientaci na statorový tok	21
4.3.2	Vyjádření momentu a statorového toku v závislosti na složkách statorového proudu	21

4.3.3	Odvazbení napětí	23
4.3.4	Výpočet mezí saturace regulátorů ze jmenovitých parametrů	24
4.4	Orientace na magnetizační tok	24
4.4.1	Matematické modely použitelné pro orientaci na magnetizační tok	24
4.4.2	Vyjádření momentu a magnetizačního toku v závislosti na složkách statorového proudu	24
4.4.3	Odvazbení napětí	26
4.4.4	Výpočet mezí saturace regulátorů ze jmenovitých parametrů	26
5	Simulace vektorového řízení	28
5.1	Jmenovité a změřené parametry simulovaného motoru	28
5.2	Orientace na rotorový tok	30
5.3	Orientace na statorový tok	33
5.3.1	Výsledky bez použití odvazbovacího členu	33
5.3.2	Výsledky s použitím odvazbovacího členu vypočteného teoreticky	36
5.3.3	Výsledky s použitím odvazbovacího členu vypočteného experimentálně	39
5.4	Orientace na magnetizační tok	42
5.4.1	Výsledky bez použití odvazbovacího členu	42
5.4.2	Výsledky s použitím odvazbovacího členu vypočteného teoreticky	45
5.4.3	Výsledky s použitím odvazbovacího členu vypočteného experimentálně	48
6	Závěr	51
7	Použitá literatura	53

1 Úvod

Asynchronní motor a jeho konstrukce jsou známy již přes sto let. Jedná se o levný, spolehlivý a prakticky bezúdržbový stroj. V minulosti bylo ale jeho použití limitované na aplikace, kde není potřeba plynule měnit otáčky v širokém rozsahu, protože otáčky asynchronního motoru se odvíjejí od rychlosti točivého magnetického pole, která závisí na napájecí frekvenci. Pro aplikace, kde je třeba měnit otáčky v širokém rozsahu jako například trakce, se dříve používaly stejnosměrné komutátorové motory. Ty mají tu výhodu, že otáčky se regulují velikostí napájecího napětí, což se dalo udělat snadněji než změnit frekvenci napájecího napětí.

Například v elektrické trakci jsou tyto motory stále v provozu, ale další už se nevyvíjejí, protože stejnosměrné motory mají řadu nevýhod. Hlavní nevýhodou je složitá konstrukce, která zapříčiňuje vyšší cenu, větší poruchovost a vyšší nároky na údržbu. Nejproblémovější částí stejnosměrného motoru je komutátor, který je drahý, opotřebovává se a jiskření mezi lamelami komutátoru je zdrojem elektromagnetického rušení.

Ústup stejnosměrných motorů a nástup motorů synchronních a asynchronních byl možný díky rozvoji výkonové elektroniky a mikroprocesorů. Jak již bylo řečeno, tak otáčky asynchronních motorů se dají v širokém rozsahu měnit pouze změnou napájecí frekvence. To se v praxi dělá nejčastěji pomocí nepřímých měničů frekvence s napěťovým meziobvodem. Ty jsou složeny ze vstupního usměrňovače, kondenzátoru a napěťového střídače. Pokud je napájení již stejnosměrné, používá se pouze napěťový střídač.

Střídač nemůže na výstup vyslat napětí o jakékoliv velikosti, ale v závislosti na jeho konstrukci jen konečně (málo) různých napěťových hladin. Jediné co můžeme ovlivnit je délka trvání pulzu. Žádanými hodnotami napětí stanovenými regulačním algoritmem mohou být obecně jakékoliv průběhy, v ustáleném stavu je to ve většině případů sinusoida. Místo těchto průběhů pomocí takzvané modulace napájíme motor pulzním průběhem, jehož střední hodnota v rámci modulační periody se shoduje se žádanou hodnotou.

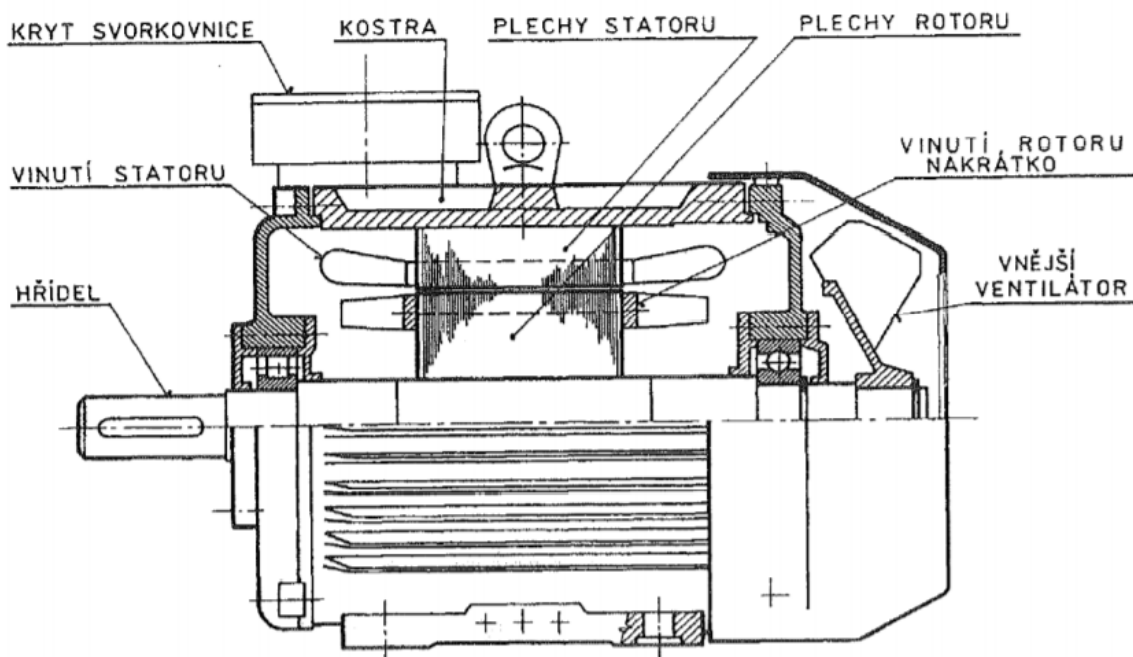
V této práci se budu zabývat různými způsoby orientace vektorového řízení. Asynchronní motor se dá za určitých zjednodušujících podmínek popsat soustavou rovnic, které se dají zapsat pomocí prostorových vektorů. Co je to prostorový vektor a jak se dá asynchronní motor popsat pomocí prostorových vektorů, bude popsáno dále v textu. Pro začátek stačí říci, že prostorový vektor je komplexní číslo, které reprezentuje 3 veličiny třífázového průběhu. Komplexní rovina má reálnou a imaginární osu, které jsou na sebe kolmé. Orientace vektorového řízení je položení příslušného prostorového vektoru do reálné osy synchronně rotujícího souřadného systému. Nejčastěji používanou orientací je orientace na rotorový tok, dále se budu zabývat orientací na statorový tok a magnetizační tok.

2 Asynchronní motor

2.1 Konstrukce asynchronního motoru

V této kapitole velmi stručně popíšu konstrukci asynchronního motoru. Na obrázku 2.1 je podélný řez asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Stator asynchronního motoru je složen z plechů pro elektrotechniku. Na vnitřní straně je v drážkách uloženo statorové třífázové vinutí, které je prostorově rozloženo o 120 stupňů.

Rotor je také složen z plechů pro elektrotechniku. Vinutím rotoru může být buď kotva nakrátko, nebo vinutá kotva. Vinutá kotva je vyrobena podobně jako vinutí statoru. V drážkách v rotoru je uloženo třífázové vinutí. Tato konstrukce se používala dříve, protože lze přes sběrací kroužky a kartáče připojit do rotorového obvodu spouštěcí odpor. Druhou konstrukcí je kotva nakrátko, která je tvořena tyčemi, které jsou zasazeny do rotoru a v čelech spojeny kruhy. Tyče bývají zpravidla z hliníku.



Obrázek 2.1: Podélný řez asynchronního motoru s kotvou nakrátko [1]

2.2 Princip funkce asynchronního motoru

Pokud k vinutí statoru třífázového asynchronního motoru připojíme třífázové napětí, začnou jednotlivými fázemi procházet proudy, které jsou posunuty o 120 stupňů elektrických. Jelikož jsou jednotlivá vinutí prostorově rozložena o 120 stupňů, a prochází jimi třífázový proud, vznikne takzvané točivé magnetické pole. Jedná se o pole, které se otáčí úhlovou rychlostí, kterou nazýváme synchronní. Ta závisí na počtu pólů a napájecí frekvenci.

Pokud se rotor otáčí jinou rychlostí než se otáčí točivé magnetické pole, v čase se mění magnetický tok a indukuje se tedy do rotorového obvodu napětí. Napětí se vždy indukuje podle Lenzova pravidla, tedy v takové polaritě, aby vyvolalo proudy, které působí proti příčině svého vzniku. Vzniká tedy moment, který se snaží, aby se rotor točil stejnou rychlostí jako točivé magnetické pole. Pokud by se ovšem rotor točil přesně stejnou rychlostí jako točivé magnetické pole, neindukovalo by se žádné napětí a motor by měl nulový moment, což není možné, protože motor potřebuje vždy nějaký moment ke krytí mechanických ztrát. Tedy pokud asynchronní stroj pracuje jako motor otáčí se vždy o něco menší rychlostí, než je rychlost točivého magnetického pole. K popisu práce asynchronního motoru se používá několik základních vztahů. Můžeme je vyjádřit buď pomocí mechanických úhlových rychlostí nebo elektrických úhlových rychlostí. Přepočtení mezi nimi je:

$$\omega = p_p \Omega, \quad (2.1)$$

kde

- Ω je mechanická úhlová rychlost,
- ω je elektrická úhlová rychlost,
- p_p je počet pólů.

Této konvence se budu v této práci držet. Malé řecké písmeno omega je vždy elektrická úhlová rychlost a velké řecké písmeno omega je vždy mechanická úhlová rychlost.

Pro rychlost točivého magnetického pole - synchronní rychlost, platí:

$$\omega_s = 2\pi f, \quad (2.2)$$

kde

- ω_s je synchronní rychlost,
- f je frekvence napájecího napětí.

Dále definujeme skluz

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_{\text{slip}}}{\omega_s}, \quad (2.3)$$

kde

- s je skluz,
- ω je elektrická úhlová rychlost rotoru,
- ω_{slip} je skluzová rychlost.

2.3 Matematický model asynchronního motoru

2.3.1 Clarkové transformace

Pro popis třífázového průběhu se využívá takzvaného prostorového vektoru. Prostorový vektor je komplexní číslo, které nese informaci o všech třech fázových veličinách třífázového průběhu. Mějme třífázovou veličinu x_a, x_b, x_c prostorový vektor této veličiny získáme pomocí Clarkové transformace jako:

$$\underline{x} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}, \quad (2.4)$$

kde K je transformační konstanta. Při volbě $K = 2/3$ má prostorový vektor stejnou velikost jako amplituda třífázového harmonického průběhu. Chceme-li z prostorového vektoru zpět získat fázové veličiny použijeme inverzní Clarkové transformaci:

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.5)$$

2.3.2 Parkova transformace

Transformujeme-li třífázový průběh veličiny x do komplexní roviny, prostorový vektor této veličiny rotuje v komplexní rovině konstantní rychlostí. Z toho důvodu je vhodné použít Parkovu transformaci, což je transformace do rotujícího souřadného systému. K této transformaci je třeba znát v každém okamžiku úhel ϑ , který svírá komplexní rovina $\alpha\beta$ s rotující souřadnou soustavou dq . Parkova transformace je pak dána vztahem:

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.6)$$

Chceme-li transformovat souřadnice zpět z rotujícího souřadného systému dq do stojícího systému $\alpha\beta$ použijeme inverzní Parkovu transformaci, která je dána vztahem:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

2.3.3 Základní rovnice asynchronního motoru

Podrobné odvození základních vektorových rovnic lze najít například v [2]. V obecném souřadném systému rotujícím rychlostí ω_k vůči statoru jsou to tyto vektorové rovnice:

$$\underline{u}_1^k = R_1 \dot{\underline{i}}_1^k + \frac{d\underline{\Psi}_1^k}{dt} + j\omega_k \underline{\Psi}_1^k \quad (2.8)$$

$$\underline{u}_2^k = R_2 \dot{\underline{i}}_2^k + \frac{d\underline{\Psi}_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \underline{\Psi}_2^k \quad (2.9)$$

$$\underline{\Psi}_1^k = L_1 \dot{\underline{i}}_1^k + L_m \dot{\underline{i}}_2^k \quad (2.10)$$

$$\underline{\Psi}_2^k = L_2 \dot{\underline{i}}_2^k + L_m \dot{\underline{i}}_1^k, \quad (2.11)$$

kde

- horní index k značí to, že všechny vektory jsou vyjádřeny v obecném souřadném systému k , který rotuje elektrickou úhlovou rychlostí ω_k vůči statoru,
- \underline{u}_1 je prostorový vektor statorového napětí,
- \underline{u}_2 je prostorový vektor rotorového napětí, pro motor s kotvou nakrátko platí $\underline{u}_2 = 0$,
- $\dot{\underline{i}}_1$ je prostorový vektor statorového proudu,
- $\dot{\underline{i}}_2$ je prostorový vektor rotorového proudu,
- $\underline{\Psi}_1$ je prostorový vektor statorového spřaženého magnetického toku,
- $\underline{\Psi}_2$ je prostorový vektor rotorového spřaženého magnetického toku,
- ω je elektrická úhlová rychlost rotoru,
- L_1 je výsledná indukčnost jedné fáze statorového vinutí,
- L_2 je výsledná indukčnost jedné fáze rotorového vinutí,
- L_m je magnetizační indukčnost,
- R_1 je odpor jedné fáze statorového vinutí,
- R_2 je odpor jedné fáze rotorového vinutí.

Tuto soustavu rovnic lze doplnit o další vztahy:

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} \quad (2.12)$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} \quad (2.13)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \quad (2.14)$$

$$\underline{i}_m^k = \underline{i}_1^k + \underline{i}_2^k \quad (2.15)$$

$$\underline{\Psi}_m^k = L_m \underline{i}_m^k \quad (2.16)$$

$$\underline{\Psi}_1^k = \underline{\Psi}_{1\sigma}^k + \underline{\Psi}_m^k = L_{1\sigma} \underline{i}_1^k + \underline{\Psi}_m^k \quad (2.17)$$

$$\underline{\Psi}_2^k = \underline{\Psi}_{2\sigma}^k + \underline{\Psi}_m^k = L_{2\sigma} \underline{i}_2^k + \underline{\Psi}_m^k, \quad (2.18)$$

kde

- $L_{1\sigma}$ je statorová rozptylová indukčnost,
- $L_{2\sigma}$ je rotorová rozptylová indukčnost,
- σ je takzvaný rozptyl,
- \underline{i}_m je prostorový vektor magnetizačního proudu,
- $\underline{\Psi}_m$ je prostorový vektor magnetizačního toku.

Dalším důležitým vztahem je vztah pro moment motoru. Odvození tohoto vztahu z výkonové bilance je například v [3]. Pro moment můžeme psát:

$$M = \frac{2}{3K^2} p_p k_m |\underline{V} \times \underline{W}| = \frac{2}{3K^2} p_p k_m (W_{\text{Re}} V_{\text{Im}} - W_{\text{Im}} V_{\text{Re}}), \quad (2.19)$$

kde

- K je transformační konstanta Clarkové transformace,
- p_p je počet pólpárů,
- \underline{V} a \underline{W} jsou prostorové vektory toků a proudů, pomocí kterých lze moment vyjádřit. Všechny možnosti jsou vypsány v tabulce 1.
- k_m je momentová konstanta závislá na volbě vektorů \underline{V} a \underline{W} .

varianta	1	2	3	4	5	6	7	8
\underline{V}	i_1	i_1	i_1	i_1	i_2	i_2	i_2	Ψ_1
\underline{W}	i_2	Ψ_1	Ψ_m	Ψ_2	Ψ_1	Ψ_m	Ψ_2	Ψ_2
k_m	L_m	1	1	$\frac{L_m}{L_2}$	$\frac{L_m}{L_1}$	1	1	$\frac{L_m}{\sigma L_1 L_2}$

Tabulka 1: Všechny kombinace prostorových vektorů a odpovídajících konstant pro vyjádření momentu asynchronního motoru převzato a upraveno z [3]

Úplný matematický model asynchronního motoru ještě doplňuje pohybová rovnice [2]:

$$M - M_Z = M_D, \quad (2.20)$$

kde

- M je hnací moment motoru,
- M_Z je zátěžný moment,
- M_D je dynamický moment.

Za předpokladu konstantního momentu setrvačnosti lze psát [2]:

$$M_D = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (2.21)$$

kde

- J je moment setrvačnosti,
- Ω je mechanická úhlová rychlost rotoru.

2.4 Model motoru pro simulace

V praktické části této práce mám porovnat různé způsoby orientace vektorového řízení. Je tedy nutné v prostředí programu Simulink vytvořit model motoru, který bude co nejlépe odpovídat skutečnosti. Bude se jednat o subsystém, do kterého budou vstupovat tři fázová napětí a zátěžný moment a výstupem budou otáčky motoru a tři fázové proudy. To odpovídá skutečnosti, kdy napájíme motor třífázovým napětím a zatěžujeme zátěžným momentem a sledujeme odezvu motoru, tedy jeho otáčky a proudy, které odebírá.

Toho docílíme tak, že si vyjádříme vektorové rovnice (2.8) - (2.11) v souřadném systému spojeném se státorem, tedy $\omega_k = 0$. Po rozepsání na reálnou a imaginární část a osamostatnění derivací

statorového a rotorového proudu dostaneme tyto rovnice:

$$\frac{di_{1\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left(u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} - L_m \frac{di_{2\alpha}}{dt} \right) \quad (2.22)$$

$$\frac{di_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left(u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} - L_m \frac{di_{2\beta}}{dt} \right) \quad (2.23)$$

$$\frac{di_{2\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left[-R_2 i_{2\alpha} - L_m \frac{di_{1\alpha}}{dt} - \omega(L_2 i_{2\beta} + L_m i_{1\beta}) \right] \quad (2.24)$$

$$\frac{di_{2\beta}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left[-R_2 i_{2\beta} - L_m \frac{di_{1\beta}}{dt} + \omega(L_2 i_{2\alpha} + L_m i_{1\alpha}) \right]. \quad (2.25)$$

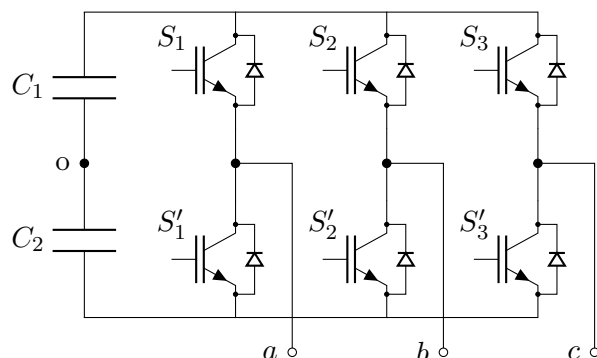
Doplníme rovnici momentu (2.19) vyjádřenou pomocí statorového a rotorového proudu při uvažování konstanty Clarkové transformace $K = 2/3$:

$$M = \frac{3}{2} p_p L_m (i_{2\alpha} i_{1\beta} - i_{2\beta} i_{1\alpha}). \quad (2.26)$$

Dále doplníme pohybovou rovnici (2.21) a rovnici (2.1).

3 Napěťový střídač

Řízené asynchronní motory musejí být napájeny z frekvenčního měniče, jehož součástí je v drtivé většině napěťový střídač. Nejjednodušší třífázový napěťový střídač je takzvaný dvouúrovňový, zobrazený na obrázku 3.1, tvořený šesti vypínatelnými součástkami se zpětnými diodami a kondenzátorem, který je zpravidla napájen z usměrňovače. Pro lepší analýzu chování střídače je kondenzátor uměle rozdělen na dva stejné kondenzátory C_1 a C_2 .



Obrázek 3.1: Dvouúrovňový napěťový střídač

Pro analýzu chování střídače definujeme tyto napětí:

- Fázové napětí střídače - napětí mezi fází a středem stejnosměrného meziobvodu. Označujeme je jako u_{a0}, u_{b0}, u_{c0} .
- Fázové napětí zátěže - napětí mezi fází a společným uzlem N zátěže spojené do hvězdy. Označujeme je jako u_a, u_b, u_c .
- Napětí mezi středem meziobvodu a uzlem třífázové zátěže. Označujeme ho jako u_{N0} .

Střídači se říká dvouúrovňový, protože fázové napětí střídače může nabývat hodnoty $\pm U_{\text{DC}}/2$, kde U_{DC} je stejnosměrné napětí v meziobvodu.

Pro řízení střídače se používají různé modulační techniky. Ve své práci použiji pro svou jednoduchost sinusovou PWM modulaci. Podrobněji je vysvětlena například v [4].

Základem této modulace je porovnávání modulačního a nosného signálu. Modulační signál odpovídá žádané hodnotě napětí, nosný signál je pilovitý signál s daleko vyšší frekvencí. Porovnáním modulačního a nosného signálu získáváme informaci, který z jednotlivých tranzistorů v každé větvi střídače máme sepnout. Pokud je referenční signál větší než nosný, sepneme dolní tranzistor, pokud je menší, sepneme horní tranzistor. Napětí, které je střídač schopen vyrobit, je omezeno velikostí stejnosměrného napětí v meziobvodu. Zavedeme modulační index jako:

$$m = \frac{U_{m(\max)}}{U_c}, \quad (3.1)$$

kde $U_{m(\max)}$ je amplituda modulačního signálu a U_c je amplituda nosného signálu. Ideální je, když pracujeme v takzvaném lineárním režimu, kde platí $m \in \langle 0; 1 \rangle$.

Pro generování třífázové napětí s proměnnou frekvencí a amplitudou budou modulační signály:

$$u_{a0}^* = \frac{1}{2}mU_{\text{DC}} \sin \omega t, \quad (3.2)$$

$$u_{b0}^* = \frac{1}{2}mU_{\text{DC}} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \quad (3.3)$$

$$u_{c0}^* = \frac{1}{2}mU_{\text{DC}} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (3.4)$$

Pro vyšetření vztahu mezi maximální žádanou hodnotou napětí a minimálním napětím v meziobvodu je třeba následujícího odvození, které bylo převzato z [5]. Pro fázová napětí lze psát:

$$u_{a0} = u_a + u_{\text{N}0}, \quad (3.5)$$

$$u_{b0} = u_a + u_{\text{N}0}, \quad (3.6)$$

$$u_{c0} = u_a + u_{\text{N}0}. \quad (3.7)$$

Při uvažování symetrické zátěže platí:

$$u_a + u_b + u_c = 0. \quad (3.8)$$

Po sečtení rovnic pro fázové napětí střídače s uvažováním (3.8) dostáváme:

$$u_{\text{N}0} = \frac{1}{3}(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}). \quad (3.9)$$

Můžeme tedy psát:

$$u_a = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0}, \quad (3.10)$$

$$u_b = \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{c0}, \quad (3.11)$$

$$u_c = \frac{2}{3}u_{c0} - \frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0}. \quad (3.12)$$

Nyní dosadíme za fázová napětí střídače:

$$u_a = \frac{2}{3} \frac{1}{2} m U_{DC} \sin \omega t - \frac{1}{3} \frac{1}{2} m U_{DC} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \frac{1}{2} m U_{DC} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right). \quad (3.13)$$

Po úpravách dostaneme:

$$u_a = \frac{1}{2} m U_{DC} \sin \omega t. \quad (3.14)$$

Pokud máme motor se jmenovitým sdruženým napětím U_{sn} , pak amplituda fázového napětí je:

$$U_{fmax} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{sn}. \quad (3.15)$$

Pro minimální napětí v meziobvodu, které by umožnilo dosáhnout tohoto napětí tedy dostáváme:

$$U_{DC} = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} U_{sn}. \quad (3.16)$$

V praktické simulaci simulují práci střídače pomocí tohoto algoritmu. Výsledné napětí, které posílám do motoru, stanovují pomocí rovnic (3.10) - (3.12).

4 Vektorová regulace asynchronního motoru

4.1 Základní princip vektorové regulace

Vektorová regulace je podrobně popsána například v [4] a [6]. Cílem vektorové regulace asynchronního motoru je regulovat asynchronní motor analogicky jako stejnosměrný cize buzený motor, kde platí [2]:

$$M \approx \Phi I_a \quad (4.1)$$

$$\Phi \approx I_b, \quad (4.2)$$

kde

- M je moment motoru,
- Φ je magnetický tok vytvořený budícím vinutím,
- I_a je stejnosměrný proud kotevním obvodem,
- I_b je stejnosměrný proud budícím obvodem.

Klíčové je to, že u stejnosměrného cize buzeného obvodu jsou kotevní a budící obvod galvanicky odděleny a můžeme tedy proudy I_a a I_b regulovat nezávisle na sobě a tedy můžeme nezávisle na sobě regulovat tok a moment motoru. Dalším klíčovým faktem je to, že proudy I_a a I_b jsou stejnosměrné, tedy dobře regulovatelné pomocí klasických PI regulátorů.

Při vektorovém řízení je nutné počítat takzvaný transformační úhel. Podle metody výpočtu se vektorové řízení dělí do dvou základních kategorií [4]:

1. Přímé vektorové řízení, nebo také zpětnovazební vektorové řízení, kde je transformační úhel počítán jako arkus tangens poměru reálné a imaginární složky v souřadnicích $\alpha\beta$ příslušného magnetického toku, na který vektorové řízení orientujeme.
2. Dopředné vektorové řízení, kde transformační úhel spočteme pomocí integrace synchronní rychlosti a ze znalosti počátečního úhlu. Synchronní rychlost spočteme jako součet spočtené skluzové rychlosti a mechanické elektrické úhlové rychlosti. Více o dopředném vektorovém řízení je například v [4].

Dopředným vektorovým řízením se v této práci nebudu zabývat. Pro přímé vektorové řízení je situace pro všechny tři zkoumané orientace analogická a pro fungující vektorové řízení musíme splnit následující body:

- Je třeba vypočítat složky prostorového vektoru příslušného magnetického toku v souřadné soustavě $\alpha\beta$ pomocí základních vektorových rovnic, ze kterých si příslušný tok vhodně

vyjádříme a veličiny, které potřebujeme k výpočtu, si změříme z modelu asynchronního motoru a pokud se jedná o napětí nebo proud, tak je pomocí Clarkové transformace transformujeme do soustavy $\alpha\beta$.

- Zjištění transformačního úhlu ϑ pro Parkovu transformaci, který získáme jako:

$$\vartheta = \arctan \frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha}, \quad (4.3)$$

kde

- Ψ_α je reálná složka příslušného toku v souřadnicovém systému $\alpha\beta$,
- Ψ_β je imaginární složka příslušného toku v souřadnicovém systému $\alpha\beta$.

- Položení vektoru příslušného toku jen do reálné souřadnice rotujícího systému dq

$$\Psi_d = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2}, \quad (4.4)$$

$$\Psi_q = 0, \quad (4.5)$$

kde

- Ψ_d je reálná složka příslušného magnetického toku,
- Ψ_q je imaginární složka příslušného magnetického toku.

- Vyjádření momentu pomocí vztahu (2.19) za použití vektoru příslušného magnetického toku a statorového proudu. Jelikož jsme v souřadnicích dq a složka q příslušného magnetického toku je nulová, redukuje se vztah (2.19) na:

$$M = k\Psi_d i_{1q}, \quad (4.6)$$

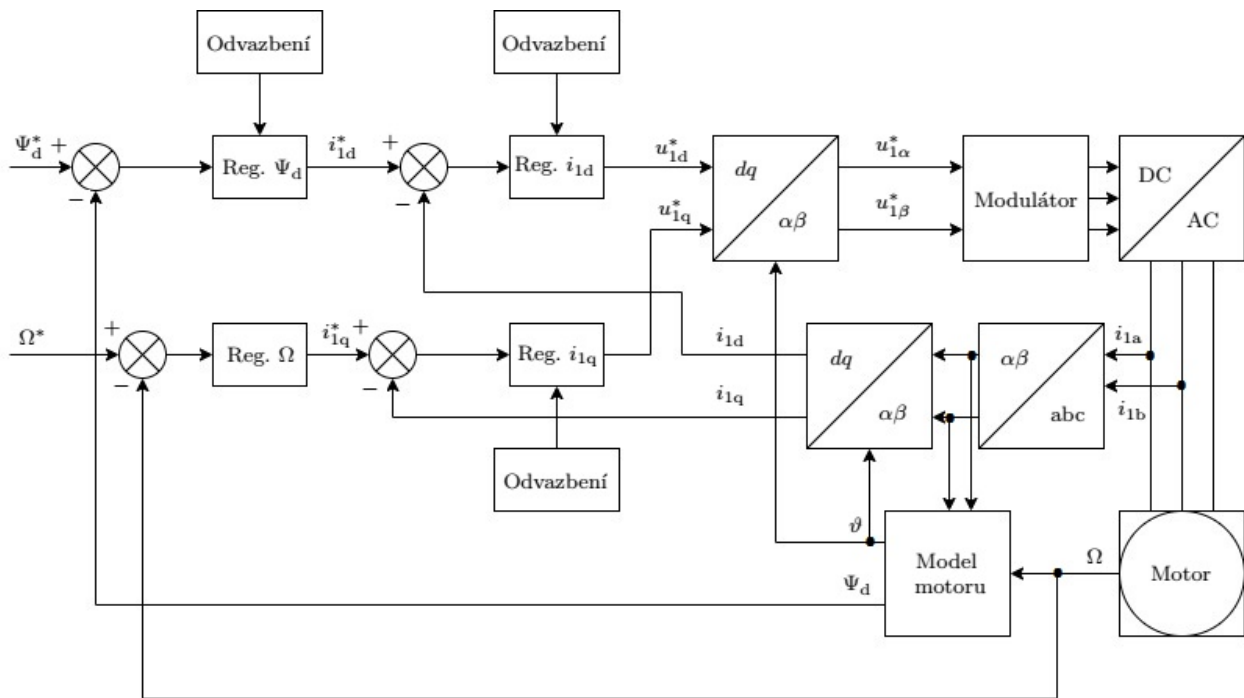
kde

- k je konstanta závislá na volbě transformační konstanty Clarkové transformace a na momentové konstantě k_m ze vztahu (2.19),
- i_{1q} je imaginární složka statorového proudu v souřadnicovém systému dq .

Dojdeme tedy k analogickému vztahu ke vztahu (4.1). Imaginární složka statorového proudu je analogií ke kotevnímu proudu stejnosměrného cize buzeného motoru a někdy se jí říká momentotvorná.

- Chceme-li, aby naše řízení bylo analogické k řízení stejnosměrného cize buzeného motoru, chtěli bychom, aby platilo $\Psi_d \approx i_{1d}$ a tedy reálná složka statorového proudu byla ekvivalentem budícího proudu u stejnosměrného cize buzeného motoru. Jak si dále ukážeme, tak pouze u orientace na rotorový tok platí, že rotorový tok je závislý pouze na reálné složce statorového proudu. Této složce se také někdy říká tokotvorná. U orientace na statorový a magnetizační tok závisí příslušný tok i na imaginární složce statorového proudu abychom tedy dodrželi náš cíl nezávislosti příslušného toku na imaginární složce statorového proudu je nutné vyjádřit takzvaný odvažbovací člen.

- Žádané hodnoty složek statorového proudu regulujeme pomocí statorového napětí. Výstupem regulátorů složek statorového proudu jsou složky statorového napětí. Z rovnic ale vyplývá, že statorové napětí není závislé jen na statorovém proudu, ale i na dalších členech, je tedy vhodné opět vyjádřit odvazbovací členy, které jsou přičteny k výstupu z proudových regulátorů. Počítání těchto odvazbovacích členů není striktně nutné, protože proudové regulátory jsou schopny tuto vazbu statorového napětí na ostatní veličiny než statorový proud kompenzovat.
- Dostali jsme se tedy k žádané hodnotě prostorového vektoru statorového napětí vyjádřené v souřadném systému dq . Zbývá tedy pomocí inverzní Parkovy transformace přetransformovat tento vektor do os $\alpha\beta$ a pomocí inverzní Clarkovy transformace na žádané hodnoty fázového napětí.
- Ze jmenovitých hodnot je třeba spočítat meze saturace regulátorů.
- Jelikož jsme použili Parkovu transformaci, tak složky proudu i_{1d} i_{1q} jsou stejnosměrné a můžeme k regulaci použít klasické PI regulátory. Obecné blokové schéma vektorové regulace orientované na některý z magnetických toků je na obrázku 4.1. jak je patrné z obrázku, tak model motoru je takzvaný I-n model - vstupem do modelu motoru jsou fázový proud a otáčky. Pro orientaci na rotorový tok si ukážeme, že odvazbení tokového regulátoru není nutné, protože rotorový tok závisí pouze na reálné složce statorového proudu.



Obrázek 4.1: Obecné blokové schéma přímé vektorové regulace

4.2 Orientace na rotorový tok

Jako první si rozebereme vektorové řízení orientované na rotorový tok. Jde o nejpoužívanější způsob orientace, protože zde není vazba mezi momentotvornou složkou statorového proudu a rotorovým tokem. Při vektorové orientaci na rotorový tok se pro výpočet rotorového toku v praxi nejčastěji používají dva matematické modely. Proudový I-n model a napěťový U-I model.

4.2.1 Proudový I-n model

Jak název napovídá, vstupem do proudového modelu je vektor statorového proudu a změřená mechanická úhlová rychlost rotoru, kterou podle vztahu (2.1) přepočítáme na elektrickou úhlovou rychlost. Tento model se je v praxi hojně používáný, jeho nevýhodou je nutnost otáčkového čidla.

Vydeme z rovnic (2.8) - (2.11). Uvažujeme motor s kotvou nakrátko, tedy platí $\underline{u}_2^k = 0$. Z rovnice (2.11) si vyjádříme neměřitelný rotorový proud jako

$$\underline{i}_2^k = \frac{\Psi_2^k - L_m \underline{i}_1^k}{L_2}, \quad (4.7)$$

tento člen dosadíme do rotorové napěťové rovnice (2.9) a vyjádříme derivaci rotorového toku:

$$0 = R_2 \frac{\Psi_2^k - L_m \underline{i}_1^k}{L_2} + \frac{d\Psi_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \Psi_2^k, \quad (4.8)$$

$$\frac{d\Psi_2^k}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} \underline{i}_1^k - \left[\frac{R_2}{L_2} + j(\omega_k - \omega) \right] \Psi_2^k. \quad (4.9)$$

Pro výpočet statorového toku v $\alpha\beta$ platí $\omega_k = 0$. Po rozložení na reálnou a imaginární část dostáváme:

$$\frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} \underline{i}_{1\alpha} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2\alpha} - \omega \Psi_{2\beta}, \quad (4.10)$$

$$\frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} \underline{i}_{1\beta} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2\beta} + \omega \Psi_{2\alpha}. \quad (4.11)$$

4.2.2 Napěťový U-I model

Vstupem do napěťového modelu jsou prostorový vektor statorového napětí a prostorový vektor statorového proudu. Základní myšlenkou tohoto modelu je nejprve si spočítat statorový tok a z něho pak rotorový tok. To uděláme tak, že si do statorové tokové rovnice (2.10) dosadíme za neměřitelný rotorový tok výraz (4.7), dostaneme tedy:

$$\underline{\Psi}_1^k = L_1 \underline{i}_1^k + L_m \frac{\Psi_2^k - L_m \underline{i}_1^k}{L_2}. \quad (4.12)$$

Vyjádříme-li rotorový tok dostaneme za použití vztahu pro rozptyl (2.14)

$$\Psi_2^k = \frac{L_2}{L_m} \left(\Psi_1^k - L_1 \sigma \underline{i}_1^k \right). \quad (4.13)$$

Derivaci statorového toku si vyjádříme ze statorové napěťové rovnice (2.8) v souřadnicích $\alpha\beta$ jako:

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = \underline{u}_1 - R_1 i_{11}. \quad (4.14)$$

Rozepsáno do složek platí:

$$\frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} = u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}, \quad (4.15)$$

$$\frac{d\Psi_{1\beta}}{dt} = u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta}, \quad (4.16)$$

$$\Psi_{2\alpha} = \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1\alpha} - L_1 \sigma i_{1\alpha}), \quad (4.17)$$

$$\Psi_{2\beta} = \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1\beta} - L_1 \sigma i_{1\beta}). \quad (4.18)$$

Zásadním problémem tohoto modelu je výpočet statorového toku. Jednak je k němu potřeba znát statorové napětí, které je generované střídačem a tedy prakticky neměřitelné. Musí se tedy buď použít žádaná hodnota napětí, která jde do modulátoru střídače, nebo napětí rekonstruovat ze znalosti stavů sepnutí jednotlivých součástek. Dalším zásadním problémem je akumulace DC offsetu která způsobuje divergenci výpočtu.

4.2.3 Vyjádření momentu a rotorového toku v závislosti na složkách statorového proudu

Při položení rotorového toku do reálné osy rotujícího systému dq platí:

$$\Psi_{2d} = \sqrt{\Psi_{2\alpha}^2 + \Psi_{2\beta}^2}, \quad (4.19)$$

$$\Psi_{2q} = 0. \quad (4.20)$$

Za těchto předpokladů platí podle rovnice (2.19) a při uvažování $K = 2/3$:

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d} i_{1q}. \quad (4.21)$$

Moment tedy závisí na velikosti rotorového toku a na momentotvorné složce statorového proudu. Pro vyšetření závislosti rotorového toku na statorovém proudu využijeme reálnou složku rovnice (4.9) vyjádřené v souřadnicích dq , tedy $\omega_k = \omega_s$ a $\Psi_{2q} = 0$ z toho vyplývá:

$$\frac{d\Psi_{2d}}{dt} = \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1d} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2d}. \quad (4.22)$$

Rotorový tok je tedy závislý pouze na tokotvorné složce statorového proudu.

4.2.4 Odvazbení napětí

Jelikož žádané složky statorového proudu chceme regulovat pomocí statorového napětí, musíme vyšetřit závislost statorového napětí na statorovém proudu. Následující odvození odvazbovacích členů bylo přejato z [3].

Základní rovnice asynchronního motoru (2.8)–(2.11) vyjádříme v souřadném systému dq , tedy $\omega_k = \omega_s$ a $\Psi_{2q} = 0$. Do statorové tokové rovnice (2.10) dosadíme za rotorový proud pomocí vztahu (4.7). Statorový tok pak dosadíme do statorové napěťové rovnice a dostaneme:

$$\underline{u}_1 = R_1 \dot{i}_1 + L_1 \frac{d\dot{i}_1}{dt} + \frac{L_m}{L_2} \frac{d\Psi_2}{dt} - \frac{L_m^2}{L_2} \frac{d\dot{i}_1}{dt} + j\omega_s L_1 \dot{i}_1 + j\omega_s \frac{L_m}{L_2} \Psi_2 - j\omega_s \frac{L_m}{L_2} \dot{i}_1. \quad (4.23)$$

Po separování na reálnou a imaginární část a dosazení za derivaci rotorového toku z 4.9 dostáváme:

$$u_{1d} = \left(R_1 + \frac{L_m^2 R_2}{L_2^2} \right) i_{1d} + \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_s \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) i_{1q} - \frac{L_m R_2}{L_2^2} \Psi_{2d}, \quad (4.24)$$

$$u_{1q} = \left(R_1 + \frac{L_m^2 R_2}{L_2^2} \right) i_{1q} + \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_s \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) i_{1d} + \omega_s \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d}. \quad (4.25)$$

Vidíme tedy, že statorové napětí nezáleží jen na statorovém proudu, ale i na dalších členech, které jsou v rovnicích zvýrazněny červeně. Abychom řízení odvazbili, přičteme tyto členy k výstupům proudových regulátorů. Synchronní rychlost získáme tak, že sečteme elektrickou úhlovou rychlost rotoru a skluzovou rychlost. Skluzovou rychlost vyjádříme z imaginární části rovnice (4.9) vyjádřené v synchronně rotujícím systému dq jako:

$$0 = \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1q} - (\omega_k - \omega) \Psi_{2d}, \quad (4.26)$$

$$\omega_{\text{slip}} = \frac{L_m R_2 i_{1q}}{L_2 \Psi_{2d}}. \quad (4.27)$$

4.2.5 Výpočet mezí saturace regulátorů ze jmenovitých parametrů

Výpočet byl převzat z [3].

K výpočtu budeme potřebovat následující šítkové a změřené parametry motoru:

- jmenovitý výkon P_n ,
- jmenovité fázové napětí U_{fn} ,
- jmenovitý proud I_n ,
- jmenovitá napájecí frekvence f_n ,
- jmenovité otáčky n_n ,
- počet pólpárů p_p ,
- jmenovitý účinník $\cos \varphi_n$,
- magnetizační indukčnost L_m ,
- statorová rozptylová indukčnost $L_{1\sigma}$,

- rotorová rozptylová indukčnost $L_{2\sigma}$,
- statorový odpor R_1 .

Pomocí těchto hodnot si vypočteme:

- amplitudu fázového napětí $U_{\text{fnmax}} = U_{\text{fn}}\sqrt{2}$,
- amplitudu jmenovitého proudu $I_{\text{nmax}} = I_{\text{n}}\sqrt{2}$,
- Úhlovou rychlost rotoru při jmenovitých otáčkách $\Omega_{\text{n}} = \frac{\pi n_{\text{n}}}{30}$,
- jmenovitou synchronní elektrickou úhlovou rychlost $\omega_{\text{n}} = 2\pi f_{\text{n}}$,
- jmenovitý moment $M_{\text{n}} = \frac{P_{\text{n}}}{\Omega_{\text{n}}}$,
- statorovou indukčnost $L_1 = L_{1\sigma} + L_{\text{m}}$,
- rotorovou indukčnost $L_2 = L_{2\sigma} + L_{\text{m}}$.

Výpočet jmenovité hodnoty rotorového toku provedeme tak, že nejprve vypočteme jmenovitou hodnotu statorového toku a potom pomocí vztahu (4.13) dopočítáme rotorový tok. V ideálním případě ve jmenovitém bodě platí:

- $|\underline{U}_1| = U_{\text{fnmax}}$,
- $|\underline{I}_1| = I_{\text{nmax}}$,
- $\cos \varphi = \cos \varphi_{\text{n}}$,
- $|\underline{\Psi}_1| = \Psi_{1\text{n}}$.

Pro harmonicky ustálený stav lze psát [7]:

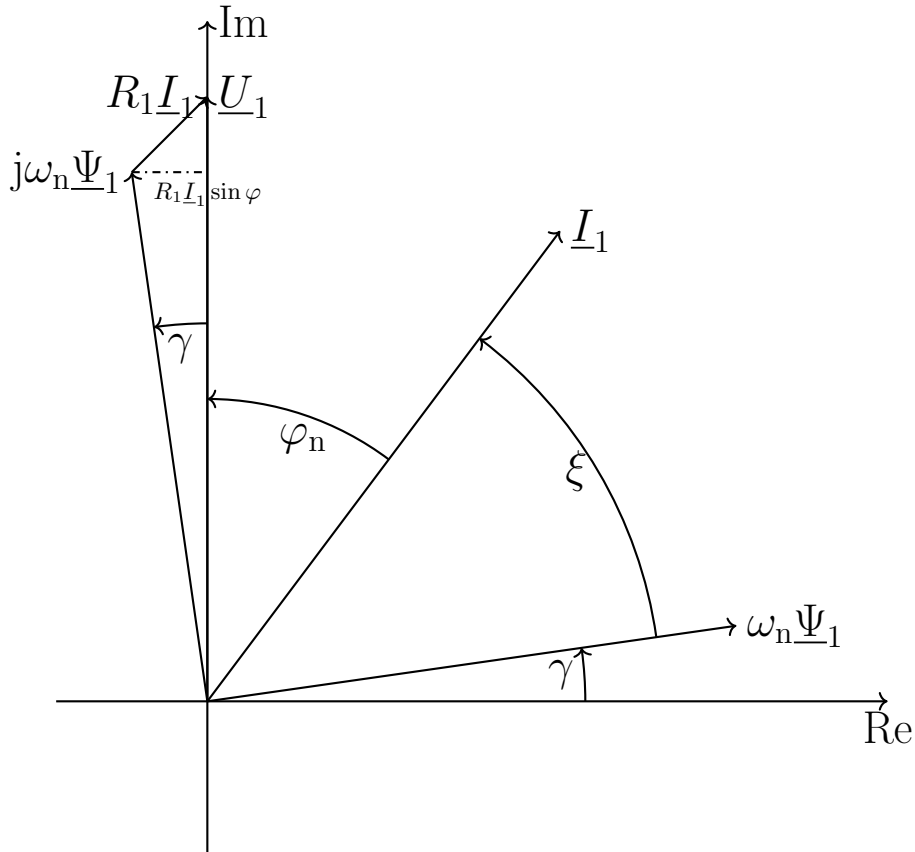
$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega \underline{\Psi}_1, \quad (4.28)$$

příslušný vektorový diagram je na obrázku 4.2. Pro velikost statorového toku platí:

$$|\underline{\Psi}_1| = \Psi_{1n} = \frac{\sqrt{(U_{fn\max} - R_1 I_{n\max} \cos \varphi_n)^2 + (R_1 I_{n\max} \sin \varphi_n)^2}}{\omega_n}. \quad (4.29)$$

Pro úhel γ pak můžeme psát:

$$\gamma = \arcsin \frac{R_1 I_{n\max} \sin \varphi_n}{\omega_n \Psi_{1n}}. \quad (4.30)$$



Obrázek 4.2: Vektorový diagram pro výpočet mezí saturace regulátorů. Převzato a upraveno z [3]

Můžeme tedy statorový tok rozložit na reálnou a imaginární složku:

$$\Psi_{1nRe} = \Psi_{1n} \cos \gamma, \quad (4.31)$$

$$\Psi_{1nIm} = \Psi_{1n} \sin \gamma. \quad (4.32)$$

Pro reálnou a imaginární složku rotorového toku za použití rovnice (4.13) pak platí:

$$\Psi_{2Re} = \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1Re} - L_1 \sigma i_{1Re}), \quad (4.33)$$

$$\Psi_{2Im} = \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1Im} - L_1 \sigma i_{1Im}). \quad (4.34)$$

Pro jmenovitou hodnotu rotorového toku pak platí:

$$\Psi_{2n} = \sqrt{\Psi_{2Re}^2 + \Psi_{2Im}^2}. \quad (4.35)$$

Pro výpočet tokotvorného proudu využijeme rovnici (4.9) v souřadnicích dq a při uvažování ustáleného stavu je derivace rotorového toku nulová platí tedy:

$$\Psi_{2d} = L_m i_{1d}, \quad (4.36)$$

tedy

$$i_{1dn} = \frac{\Psi_{2n}}{L_m}. \quad (4.37)$$

Saturaci otáčkového regulátoru nastavíme za pomoci rovnice (4.21) jako:

$$i_{1qn} = \frac{2L_2 M_n}{3p_p L_m \Psi_{2n}} \quad (4.38)$$

Výstupem regulátorů proudů jsou složky statorového napětí. Dále podle Pythagorovy věty platí, že:

$$|\underline{u}_1|^2 = u_{1d}^2 + u_{1q}^2. \quad (4.39)$$

Abychom tedy omezily velikost statorového vektoru napětí, musíme vhodně omezit jeho složky. Můžeme to udělat tak, že tokotvorný regulátor má fixně nastavenou saturaci na nějaké procento jmenovité hodnoty napětí, například na 20 procent a regulátor momentotvorného proudu má adaptivně nastavenou saturaci tak, že dostává informaci o právě žádaném napětí na výstupu regulátoru tokotvorného proudu a dopočítává si podle Pythagorovy věty maximální hodnotu druhé složky napětí.

4.3 Orientace na statorový tok

Další orientací, kterou si rozebereme, je orientace na statorový tok. Jak si ukážeme, tak zde už neplatí to, že bychom statorový tok dokázali regulovat pouze jednou složkou statorového proudu. Orientaci vektorového řízení na statorový tok lze najít například v [8]. Jelikož autor této práce používá odlišné značení, poměrné jednotky a neuvádí odvození pro odváznění napětí, rozhodli jsme se s vedoucím práce touto prací inspirovat a všechny rovnice odvodit ze základních rovnic asynchronního motoru.

4.3.1 Matematické modely použitelné pro orientaci na statorový tok

Lze použít jak U-I model, tak I-n model popsané v části věnované orientaci na rotorový tok. Při použití I-n modelu jen upravíme vztah pro přepočet mezi toky (4.13) na:

$$\underline{\Psi}_1^k = \frac{L_m}{L_2} \underline{\Psi}_2^k + L_1 \sigma \underline{i}_1^k. \quad (4.40)$$

4.3.2 Vyjádření momentu a statorového toku v závislosti na složkách statorového proudu

Při položení statorového toku do reálné osy rotujícího systému dq platí

$$\Psi_{1d} = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_{1\beta}^2}, \quad (4.41)$$

$$\Psi_{1q} = 0. \quad (4.42)$$

Pro moment platí dle (2.19) při uvažování $K = 2/3$:

$$M = \frac{3}{2} p_p \Psi_{1d} i_{1q}. \quad (4.43)$$

Jsme tedy schopni docílit toho, aby moment závisel na magnetickém toku a jedné složce proudu.

Pro vyjádření statorového toku si vyjádříme rovnice (2.8)–(2.11) v souřadném systému dq rotujícím synchronní rychlostí při uvažování $\underline{u}_2^k = 0$. Do rovnice (2.11) dosadíme za rotorový proud vztah (4.7) a dostaneme:

$$\underline{\Psi}_2 = \frac{L_2}{L_m} \underline{\Psi}_1 - \left(\frac{L_1 L_2}{L_m} - L_m \right) \underline{i}_1 = \frac{1}{L_m} (L_2 \underline{\Psi}_1 - D \underline{i}_1), \quad (4.44)$$

kde

$$D = L_1 L_2 - L_m^2. \quad (4.45)$$

Po dosazení rovnice (4.44) a (4.7) do rotorové tokové rovnice (2.11), dostáváme:

$$0 = \left(\frac{R_2}{L_m} + j\omega_{\text{slip}} \frac{L_2}{L_m} \right) \underline{\Psi}_1 - \left(\frac{L_1 R_2}{L_m} + j\omega_{\text{slip}} \frac{D}{L_m} \right) \underline{i}_1 + \frac{L_2}{L_m} \frac{d\underline{\Psi}_1}{dt} - \frac{D}{L_m} \frac{d\underline{i}_1}{dt}. \quad (4.46)$$

Po rozepsání do reálné a imaginární složky a při uvažování $\Psi_{1q} = 0$ dostáváme:

$$0 = R_2 \Psi_{1d} - L_1 R_2 i_{1d} + \omega_{\text{slip}} D i_{1q} + L_2 \frac{d\Psi_{1d}}{dt} - D \frac{di_{1d}}{dt}, \quad (4.47)$$

$$0 = \omega_{\text{slip}} L_2 \Psi_{1d} - L_1 R_2 i_{1q} + \omega_{\text{slip}} D i_{1d} - D \frac{di_{1q}}{dt}. \quad (4.48)$$

Dále přejdeme pomocí Laplaceovy transformace k rovnicím:

$$(R_2 + L_2 s) \Psi_{1d} = (L_1 R_2 + D s) i_{1d} - \omega_{\text{slip}} D i_{1q}, \quad (4.49)$$

$$0 = \omega_{\text{slip}} (L_2 \Psi_{1d} - D i_{1d}) - (L_1 R_2 + D s) i_{1q}, \quad (4.50)$$

kde s je Laplaceův operátor. Z rovnice (4.49) je vidět, že statorový proud nezávisí pouze na reálné složce statorového proudu, ale i na imaginární složce, je tedy nutné tuto vazbu kompenzovat odvazbovacím členem. Postupujeme stejně jako v [8]:

Pokud je regulátor statorového toku typu PI, pak platí:

$$i_{1d}^* = G_{PI}\Delta\Psi_{1d} + i_{1dq} \quad (4.51)$$

kde

- i_{1d}^* je žádaná hodnota reálné složky statorového proudu,
- $G_{PI} = K_p + K_I/s$ je přenosová funkce PI regulátoru, kde K_p je propoční zesílení a K_I je integrační zesílení,
- $\Delta\Psi_{1d} = \Psi_{1d}^* - \Psi_{1d}$ je regulační odchylka - rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotou,
- i_{1dq} je odvazbovací člen.

Pro odvození odvazbovacího členu dosadíme za tokotvornou složku vztah (4.51) do rovnice (4.49) a dostaneme:

$$(R_2 + L_2s)\Psi_{1d} = (L_1R_2 + Ds)G_{PI}\Delta\Psi_{1d} + (L_1R_2 + Ds)i_{1dq} - \omega_{slip}Di_{1q} \quad (4.52)$$

Aby statorový tok nezávisel na momentotvorném proudu, musí platit:

$$(L_1R_2 + Ds)i_{1dq} - \omega_{slip}Di_{1q} = 0, \quad (4.53)$$

tedy

$$i_{1dq} = \frac{\omega_{slip}Di_{1q}}{L_1R_2 + Ds}. \quad (4.54)$$

Skluovou rychlost vyjádříme z (4.50) jako:

$$\omega_{slip} = \frac{(L_1R_2 + Ds)i_{1q}}{L_2\Psi_{1d} - Di_{1d}}. \quad (4.55)$$

Toto vyjádření skluzové rychlosti je problematické v tom, že Laplaceův operátor v čitateli před momentotvorným proudem znamená, že by se měla počítat derivace tohoto proudu. Počítat numericky derivaci je ovšem i v simulacích velmi složité a v praxi ještě složitější. Uvažujeme-li, ale ustálený stav, platí $s = 0$ a rovnice (4.54) a (4.55) lze přepsat na:

$$i_{1dq} = \frac{\omega_{slip}Di_{1q}}{L_1R_2}, \quad (4.56)$$

$$\omega_{slip} = \frac{L_1R_2i_{1q}}{L_2\Psi_{1d} - Di_{1d}}. \quad (4.57)$$

Tyto rovnice již lze bez problému implementovat. Je důležité si uvědomit, že vzhledem k řádovému rozdílu mezi velikostmi elektromechanických a elektromagnetických časových konstant znamená, že

třeba rozjezd či brzdění motoru lze považovat v souřadné soustavě dq za elektricky ustálený stav a tato korekce je použitelná, a jak si ukážeme v praktické části práce, tak funguje dobře.

Je zajímavé si vztahy (4.56) a (4.57) podrobněji rozebrat. jelikož je člen D velice malý, protože satorová a rotorová indukčnost se od magnetizační indukčnosti liší pouze o rozptylovou indukčnost, tak pro jmenovité hodnoty simulovaného motoru v praktické části vychází člen Di_{1d} o jeden řád menší než člen $L_2\Psi_{1d}$. Pokud dále uvažujeme to, že odvazbovací proud funguje správně, tak po nabuzení motoru platí, že se satorový tok nemění, můžeme tedy celý jmenovatel vztahu (4.57) považovat za konstantní. Pak ovšem po dosazení vztahu (4.57) do vztahu (4.56) platí:

$$i_{1dq} = ci_{1q}^2, \quad (4.58)$$

kde c je konstanta. Získali jsme tedy velice jednoduchý vztah, pro korekční člen. Konstantu c navíc jde experimentálně stanovit. Provozujeme-li algoritmus bez odvazbení, tak regulátor satorového toku v konečném čase vazbu vykompenzuje a jde tedy odečíst, o kolik musel zvýšit žádanou hodnotu tokotvorného proudu, aby zpět navýšil hodnotu magnetického toku, který vlivem vazby poklesl, máme tedy hodnotu odvazbovacího proudu i_{1dq} , hodnotu momentotvorného proudu máme také a můžeme tedy dopočítat konstantu c . Tuto metodu korekce jsem v praktické části také naimplementoval a na to jak jednoduchá metoda to je, tak funguje velice dobře. Velkou výhodou této metody je to, že ke správné funkci nemusíme vůbec znát parametry motoru, pokud se parametry motoru během chodu změni například vlivem ohřevu vinutí, tak samozřejmě takto vypočtená konstanta už není aktuální, nic nám ovšem nebrání v tom ji během chodu motoru nějak adaptivně měnit.

4.3.3 Odvazbení napětí

Chceme-li vyšetřit závislost satorového proudu a satorového napětí, napíšeme si tedy satorovou napěťovou rovnici (2.8) v synchronně rotujícím souřadném systému dq a při uvažování $\Psi_{1q} = 0$ jako:

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} + \frac{d\Psi_{1d}}{dt}, \quad (4.59)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + \omega_s \Psi_{1d}. \quad (4.60)$$

Červeně označené členy je vhodné přičíst k výstupu proudových regulátorů. Derivaci satorového toku nelze prakticky počítat přímo, ale je nutno ji vhodně vyjádřit:

$$\frac{d\Psi_{1d}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\sqrt{\Psi_{1\alpha}^2 + \Psi_{1\beta}^2} \right) = \frac{\Psi_{1\alpha} \frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} + \Psi_{1\beta} \frac{d\Psi_{1\beta}}{dt}}{\sqrt{\Psi_{1\alpha}^2 + \Psi_{1\beta}^2}}. \quad (4.61)$$

Ze satorové napěťové rovnice v $\alpha\beta$ si vyjádříme derivace satorového toku jako:

$$\frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} = u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}, \quad (4.62)$$

$$\frac{d\Psi_{1\beta}}{dt} = u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta}. \quad (4.63)$$

dostaneme tedy:

$$\frac{d\Psi_{1d}}{dt} = \frac{\Psi_{1\alpha}(u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}) + \Psi_{1\beta}(u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta})}{\Psi_{1d}}. \quad (4.64)$$

Synchronní rychlost spočítáme jako součet mechanické a skluzové rychlosti.

4.3.4 Výpočet mezí saturace regulátorů ze jmenovitých parametrů

Jmenovitou hodnotu statorového toku vypočteme stejně jako v kapitole 4.2.5 pomocí vztahu (4.29). Jmenovitou hodnotu tokotvorné složky proudu určíme jako průmět vektoru statorového proudu do vektoru statorového toku, tedy můžeme za pomoci obrázku 4.2 psát:

$$i_{1dn} = I_{nmax} \cos \xi. \quad (4.65)$$

Pro výpočet jmenovité hodnoty momentotvorného proudu využijeme vztahu (4.43) a platí tedy:

$$i_{1qn} = \frac{2M}{3p_p \Psi_{1n}}. \quad (4.66)$$

Meze saturace proudových regulátorů nastavíme stejně, jak bylo uvedeno v kapitole 4.2.5.

4.4 Orientace na magnetizační tok

Další orientací, kterou si rozebereme, je orientace na magnetizační tok. V anglické literatuře je označován jako „air-gap flux“. Jak anglický název napovídá, jedná se o magnetický tok ve vzduchové mezeře motoru, je to tedy jediný magnetický tok, který je přímo měřitelný, tato orientace se tedy jeví jako velmi výhodná, protože odpadá hlavní úskalí vektorové regulace, což je výpočet příslušného toku a transformačního úhlu. Problémem je to, že měření magnetického toku ve vzduchové mezeře je poměrně náročná a drahá technická záležitost. Orientaci na magnetizační tok lze najít opět například v [8]. Z důvodů uvedených v kapitole 4.3 jsme se s vedoucím práce rozhodli odvodit všechny vztahy ze základních rovnic asynchronního motoru.

4.4.1 Matematické modely použitelné pro orientaci na magnetizační tok

Lze opět použít U-I model a I-n model a vztahy mezi magnetizačním tokem a statorovým, respektive rotorovým tokem (2.17),(2.18). Pro své simulace používám z důvodu snadné modifikace již implementovaných modelů na první pohled poměrně krkolomný způsob výpočtu, kdy si nejdříve pomocí I-n modelu vypočtu rotorový tok, přepočítám na statorový podle vztahu (4.40), a pak si ze vztahu (2.17) vyjádřím magnetizační tok, tedy:

$$\underline{\Psi}_m = \frac{L_m}{L_2} \underline{\Psi}_2 + i_1(L_1\sigma - L_{1\sigma}) \quad (4.67)$$

4.4.2 Vyjádření momentu a magnetizačního toku v závislosti na složkách statorového proudu

Moment vyjádříme opět pomocí vztahu (2.19) za uvažování $K = 2/3$ a $\Psi_{mq} = 0$ jako:

$$M = \frac{3}{2} p_p \Psi_{md} i_{1q}. \quad (4.68)$$

Opět jsme tedy dosáhli toho, že moment závisí na magnetickém toku a momentotvorné složce proudu.

Pro vyšetření závislosti magnetizačního toku na statorovém proudu si vyjádříme rovnice (2.8)–(2.11) v synchronně rotujícím souřadném systému dq . Z rovnic (2.15) a (2.16) si vyjádříme rotorový proud jako:

$$\underline{i}_2 = \frac{\underline{\Psi}_m}{L_m} - \underline{i}_1. \quad (4.69)$$

Ten dosadíme do rotorové napěťové rovnice (2.9) při uvažování $\underline{u}_2 = 0$, po úpravách dostaneme:

$$0 = \underline{\Psi}_m \left(\frac{R_2}{L_m} + j\omega_{\text{slip}}B \right) - \underline{i}_1(R_2 + j\omega_{\text{slip}}L_{2\sigma}) - L_{2\sigma} \frac{d\underline{i}_1}{dt} + B \frac{d\underline{\Psi}_m}{dt}, \quad (4.70)$$

kde

$$B = 1 + \frac{L_{2\sigma}}{L_m}. \quad (4.71)$$

Rovnici rozložíme na reálnou a imaginární část při uvažování $\Psi_{mq} = 0$ a dostáváme:

$$0 = \Psi_{md} \frac{R_2}{L_m} - R_2 i_{1d} + \omega_{\text{slip}} L_{2\sigma} i_{1q} - L_{2\sigma} \frac{di_{1d}}{dt} + B \frac{d\Psi_{md}}{dt}, \quad (4.72)$$

$$0 = \Psi_m \frac{R_2}{L_m} - R_2 i_{1q} + \omega_{\text{slip}} L_{2\sigma} i_{1d} - L_{2\sigma} \frac{di_{1q}}{dt}. \quad (4.73)$$

po přechodu k Laplaceově transformaci a úpravách dostaneme:

$$\Psi_{md} \left(\frac{R_2}{L_m} + Bs \right) = i_{1d}(L_{2\sigma}s + R_2) - \omega_{\text{slip}} L_{2\sigma} i_{1q}, \quad (4.74)$$

$$\omega_{\text{slip}} = \frac{(L_{2\sigma}s + R_2)i_{1q}}{B\Psi_{md} - L_{2\sigma}i_{1d}}. \quad (4.75)$$

Opět vidíme, že magnetizační tok není závislý pouze na tokotvorné složce proudu, ale i na momentotvorné složce, kterou je nutné kompenzovat. Postupujeme opět stejně jako v [8]. Uvažujme regulátor typu PI. Pak platí:

$$i_{1d}^* = G_{\text{PI}} \Delta \Psi_{md} + i_{1dq}, \quad (4.76)$$

kde

- i_{1d}^* je žádaná hodnota reálné složky statorového proudu,
- $G_{\text{PI}} = K_p + K_I/s$ je přenosová funkce PI regulátoru, kde K_p je propoční zesílení a K_I je integrační zesílení,
- $\Delta \Psi_{md} = \Psi_{md}^* - \Psi_{md}$ je regulační odchylka - rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotou,
- i_{1dq} je odvazbovací člen.

Člen i_{1d}^* dosadíme do (4.74). A dostáváme:

$$\Psi_{md} \left(\frac{R_2}{L_m} + Bs \right) = (L_{2\sigma}s + R_2)G_{\text{PI}}\Delta \Psi_{md} + (L_{2\sigma}s + R_2)i_{1dq} - \omega_{\text{slip}}L_{2\sigma}i_{1q}. \quad (4.77)$$

Aby byl magnetizační tok nezávislý na momentotvorné složce statorového proudu, musí platit:

$$i_{1dq} = \frac{\omega_{\text{slip}} L_{2\sigma} i_{1q}}{L_{2\sigma} s + R_2}. \quad (4.78)$$

Za skluzovou rychlost můžeme dosadit ze vztahu (4.75). Pro ustálený stav platí $s = 0$, tedy:

$$i_{1dq} = \frac{\omega_{\text{slip}} L_{2\sigma} i_{1q}}{R_2}, \quad (4.79)$$

$$\omega_{\text{slip}} = \frac{R_2 i_{1q}}{B\Psi_{2d} - L_{2\sigma} i_{1d}}. \quad (4.80)$$

Rozebereme-li si opět tyto rovnice, tak vzhledem k malé velikosti rotorové rozptylové indukčnosti platí pro jmenovité hodnoty, že člen $L_{2\sigma} i_{1d}$ je opět o řád menší, než člen $B\Psi_{2d}$. Uvažujeme-li opět konstantní hodnotu magnetizačního toku, dostaneme se k analogickému vztahu jako vztah (4.58):

$$i_{1dq} = c i_{1q}^2 \quad (4.81)$$

kde c je konstanta. Tuto konstantu můžeme experimentálně stanovit, jak již bylo popsáno v kapitole 4.3.

4.4.3 Odvazbení napětí

Nyní je třeba vyšetřit vztah mezi složkami statorového proudu a statorového napětí. Vyjádříme si statorovou napěťovou rovnici v synchronně rotujícím souřadném systému dq a za statorový tok si dosadíme výraz (2.17), dostaneme tedy:

$$\underline{u}_1 = R_1 \underline{i}_1 + L_{1\sigma} \frac{d\underline{i}_1}{dt} + \frac{d\underline{\Psi}_m}{dt} + j\omega_s L_{1\sigma} \underline{i}_1 + j\omega_s \underline{\Psi}_m. \quad (4.82)$$

Po rozložení na reálnou a imaginární část dostaneme:

$$u_{1d} = R_1 i_{1d} + L_{1\sigma} \frac{di_{1d}}{dt} + \frac{d\Psi_{md}}{dt} - \omega_s L_{1\sigma} i_{1q}, \quad (4.83)$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + L_{1\sigma} \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_s L_{1\sigma} i_{1d} + \omega_s \Psi_{md}. \quad (4.84)$$

Červeně zvýrazněné členy je třeba přičíst k výstupu proudových regulátorů. Člen $\frac{d\Psi_{md}}{dt}$ se mi nepodařilo vhodně vyjádřit, proto ho v simulacích neuvažuji. Jelikož v ideálním případě udržujeme magnetizační tok konstantní, a tedy jeho derivace je nulová nemělo by to mít na výsledky zásadní vliv.

4.4.4 Výpočet mezí saturace regulátorů ze jmenovitých parametrů

K výpočtu použijeme vektorový diagram na obrázku (4.2). Využijeme jmenovitou hodnotu statorového toku rozloženou do reálné a imaginární složky spočtenou v kapitole 4.2.5. Dále využijeme vztahu (2.17). Můžeme pak tedy psát:

$$\Psi_{mnRe} = \Psi_{1nRe} - L_{1\sigma} i_{1nRe}, \quad (4.85)$$

$$\Psi_{mnIm} = \Psi_{1nIm} - L_{1\sigma} i_{1nIm}. \quad (4.86)$$

Jmenovitou hodnotu magnetizačního toku potom spočteme jako:

$$\Psi_{mn} = \sqrt{\Psi_{mn\text{Re}}^2 + \Psi_{mn\text{Im}}^2}. \quad (4.87)$$

Jmenovitou hodnotu tokotvorného proudu spočteme jako:

$$i_{1dn} = \frac{\Psi_{mn}}{L_m}. \quad (4.88)$$

Jmenovitou hodnotu momentotvorného proudu vyjádříme z rovnice (4.68) jako:

$$i_{1qn} = \frac{2M_n}{3p_p \Psi_{mn}} \quad (4.89)$$

Saturaci napětí zvolíme stejně jako v kapitole 4.2.5

5 Simulace vektorového řízení

V této kapitole si ukážeme výsledky simulací všech tří orientací vektorového řízení. Simulace jsou realizovány v programu Matlab Simulink. Základní struktura simulačního modelu se skládá ze tří bloků - z motoru, střídače a bloku řízení. Základní krok simulace je nastaven na $t_{\text{simulace}} = 1 \mu\text{s}$. Blok Řízení je proveden jako „triggered subsystem“, tedy každých $100 \mu\text{s}$ je mu vyslán řídicí impuls, při kterém si načte svoje vstupní parametry a vyšle nové výstupní parametry, střídač pracuje se spínací periodou $T_{\text{PWM}} = 100 \mu\text{s}$. U všech regulátorů jsem volil meze saturace vypočtené ze jmenovitých hodnot, kromě saturace tokového regulátoru, u kterého jsem zvolil hodnotu o 20 až 50 procent větší z důvodu rychlejšího nabuzení.

5.1 Jmenovité a změřené parametry simulovaného motoru

Pro simulace jsou samozřejmě potřeba znát jmenovité a změřené parametry motoru, který je modelován způsobem uvedeným v kapitole 2.4. Ty mi byli poskytnuty vedoucím práce a ve všech simulacích to jsou tyto parametry:

Veličina	Hodnota
Jmenovitý výkon	$P_n = 12 \text{ kW}$
Jmenovité sdružené napětí	$U_{\text{sn}} = 380 \text{ V}$
Jmenovitý fázový proud	$I_n = 22 \text{ A}$
Jmenovitá napájecí frekvence	$f_n = 50 \text{ Hz}$
Jmenovitý účinník	$\cos \varphi_n = 0.8$
Jmenovité otáčky	$n_n = 1460 \text{ min}^{-1}$
Počet pólů	$p_p = 2$
Magnetizační indukčnost	$L_m = 82 \text{ mH}$
Rozptylová statorová indukčnost	$L_{1\sigma} = 2.27 \text{ mH}$
Rozptylová rotorová indukčnost	$L_{2\sigma} = 2.27 \text{ mH}$
Statorový odpor	$R_1 = 0.38 \Omega$
Rotorový odpor	$R_2 = 0.225 \Omega$
Moment setrvačnosti	$J = 0.4 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

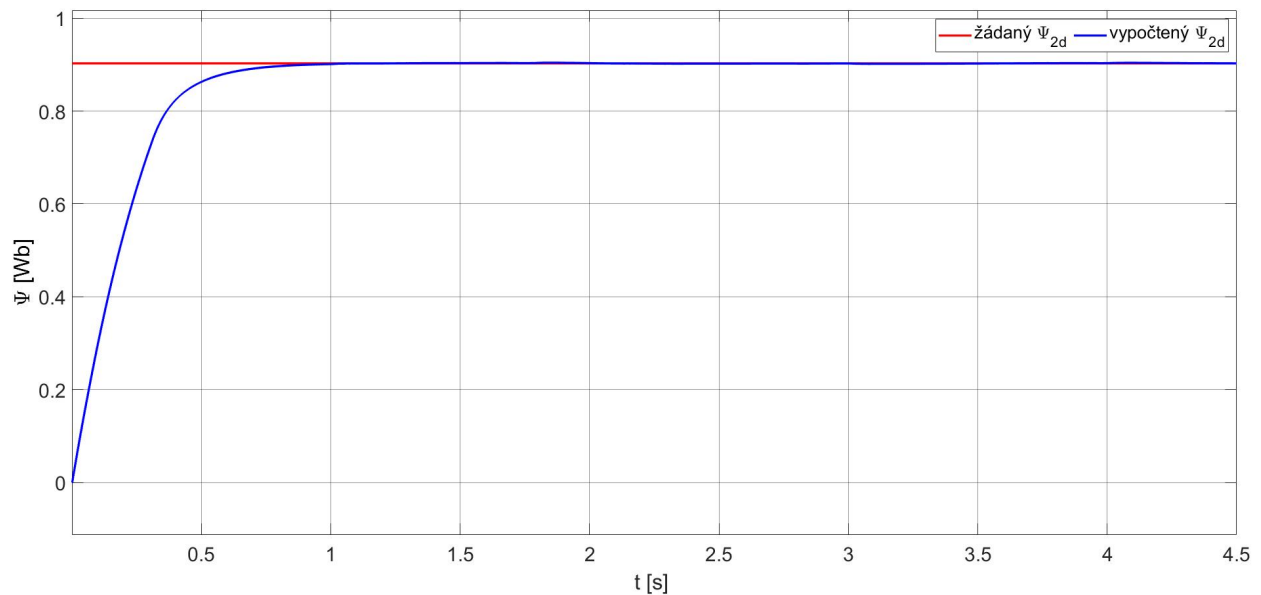
Tabulka 2: Jmenovité a změřené parametry simulovaného motoru

Všechny simulace jsou provedeny stejně a to:

- V čase $t = 0$ s přijde do řízení skoková žádost na nabuzení na jmenovitou hodnotu příslušného toku.
- V čase $t = 1$ s přijde do řízení skoková žádost na rozjezd motoru na jmenovité otáčky
- V čase $t = 3$ s je motor zatížen momentem $M_Z = 0.8M_n$
- V čase $t = 4$ s je motor odlehčen.

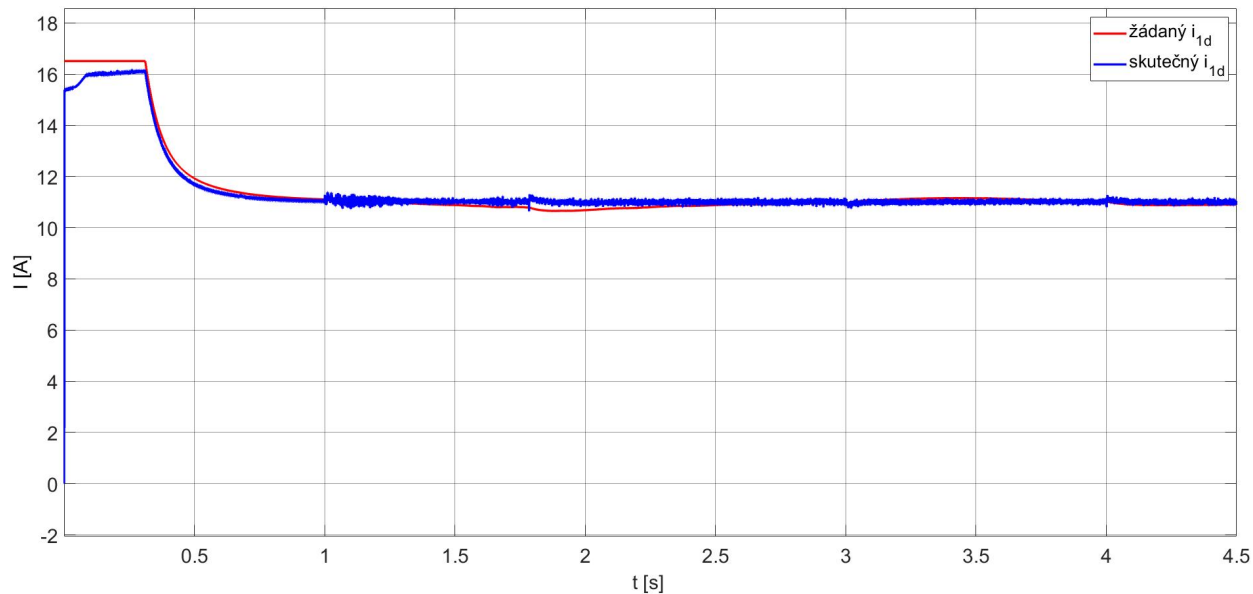
5.2 Orientace na rotorový tok

Pro implementaci orientace na rotorový tok, popsané v kapitole 4.2 jsem si jako model motoru k výpočtu složek rotorového toku vybral I-n model. V řídicí části je implementováno schéma 4.1. Regulátory jsou typu PI s anti-windup zapojením. Konstanty regulátorů jsem zjišťoval experimentálně. Co se výsledků týče, tak tato orientace funguje přesně podle teoretických předpokladů. Rotorový tok lze skutečně řídit pouze tokotvornou složkou statorového proudu. To je demonstrováno na následujících průbězích.



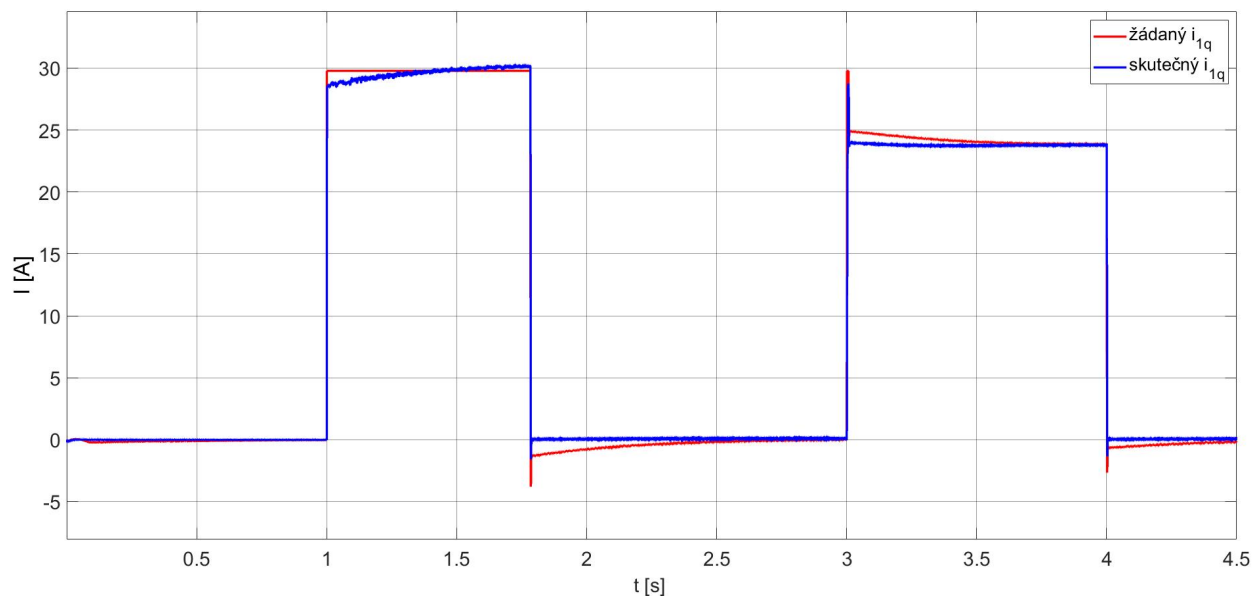
Obrázek 5.1: Orientace na rotorový tok, průběh žádané a vypočtené hodnoty rotorového toku

Na průběhu rotorového toku vidíme, že po nabuzení zůstává konstantní.

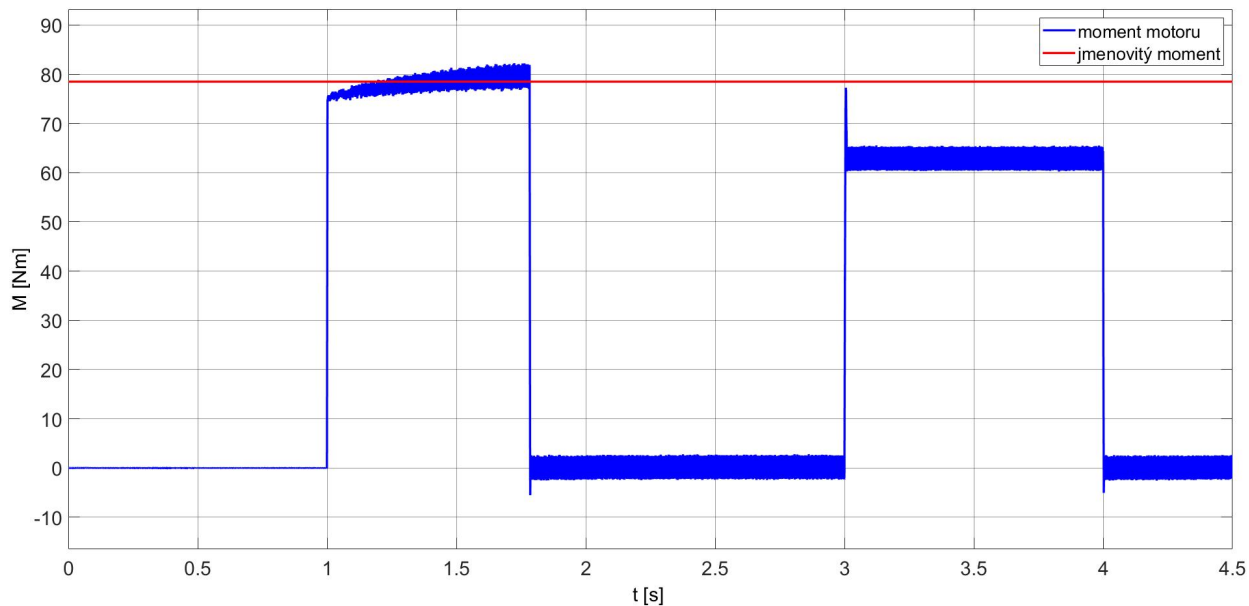


Obrázek 5.2: Orientace na rotorový tok, průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky statorového proudu

Na průběhu tokotvorné složky statorového proudu vidíme, že při nabuzení je nejprve žádaná hodnota na mezi saturace tokového regulátoru, poté postupně klesá ke jmenovité hodnotě. Ani při zatížení motoru se žádaná hodnota prakticky nemění. To odpovídá tomu, že rotorový tok je závislý pouze na tokotvorné složce statorového proudu.

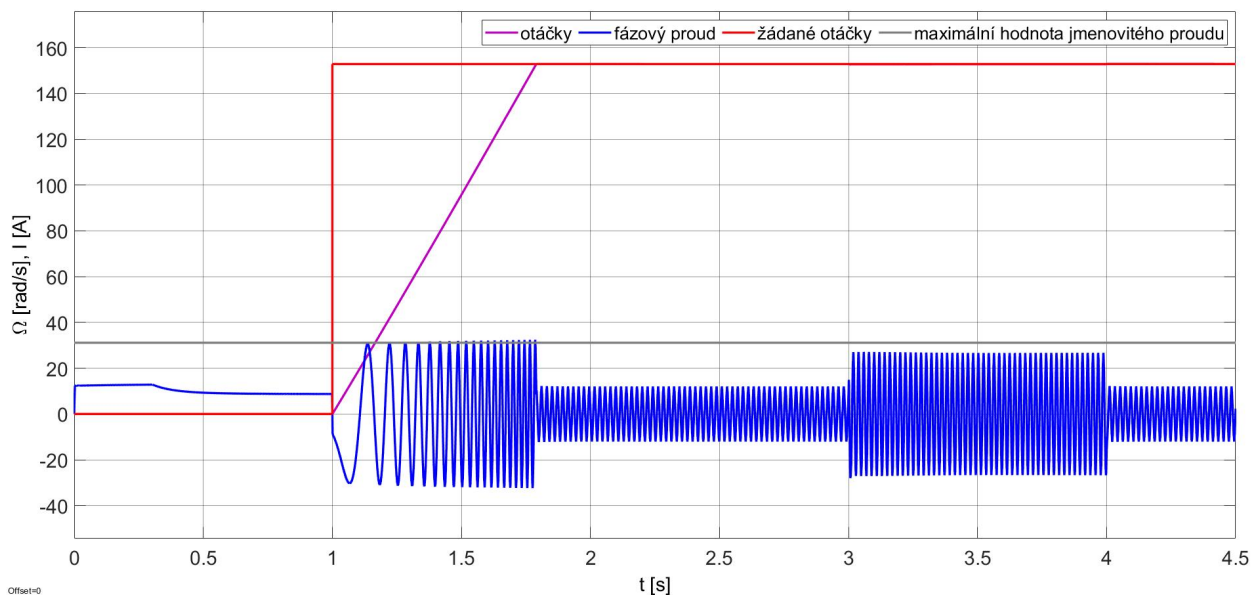


Obrázek 5.3: Orientace na rotorový tok, průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorného proudu



Obrázek 5.4: Orientace na rotorový tok, průběh momentu motoru

Na průběhu momentotvorného proudu a momentu je vidět, že momentotvorný proud a moment spolu souvisí podle vztahu (4.21). Z průběhu momentu je vidět, že během rozjezdu je motor celou dobu urychlován jmenovitým momentem.



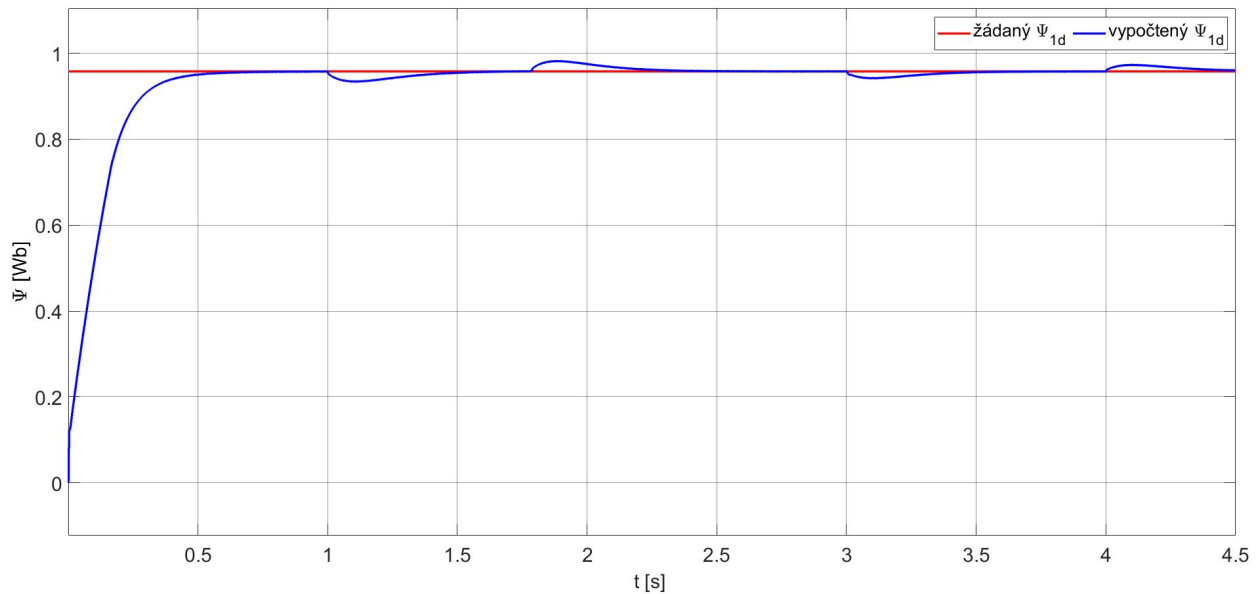
Obrázek 5.5: Orientace na rotorový tok, průběh žádaných a skutečných otáček motoru a fázového proudu

Nárůst otáček motoru je lineární, což odpovídá tomu, že je urychlován konstantním momentem. Fázový proud je díky saturaci tokového a otáčkového regulátoru omezen na jmenovitou hodnotu.

5.3 Orientace na satorový tok

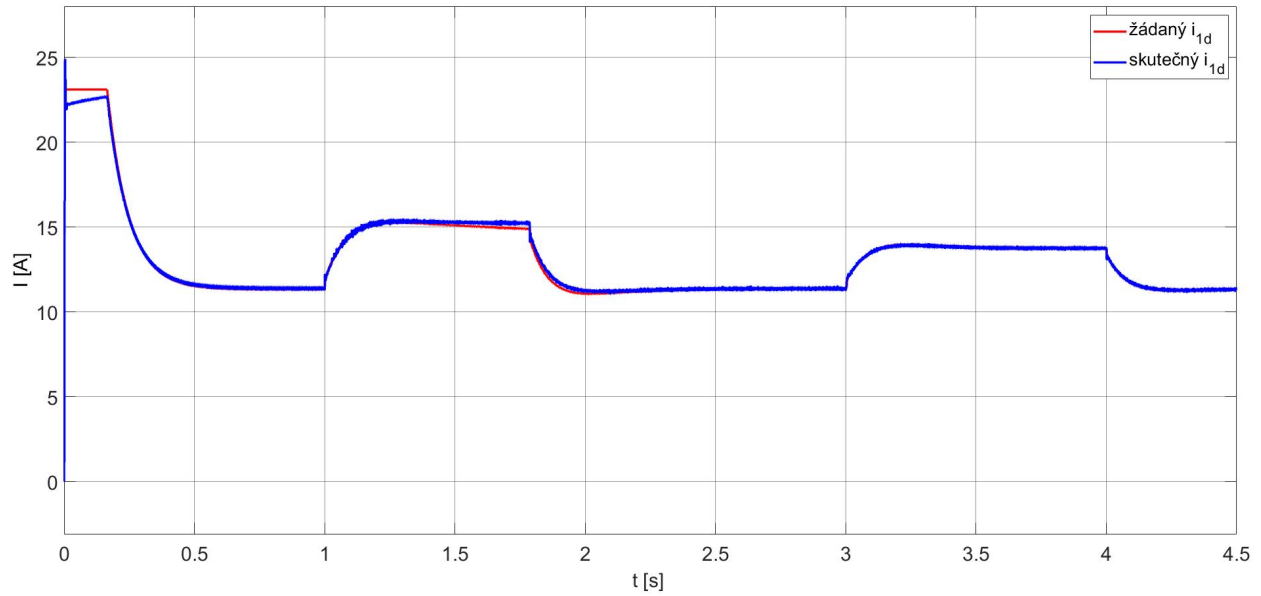
Dále jsou uvedeny výsledky orientace na satorový tok. Nejprve jsou uvedeny výsledky simulace bez odvazbovacího členu, poté s odvazbovacím členem spočteným podle vztahů 4.56, 4.57 a nakonec jsou uvedeny výsledky s použitím odvazbovacího členu spočteného pomocí vztahu (4.58) a hodnot odečtených z průběhů 5.7 a 5.8.

5.3.1 Výsledky bez použití odvazbovacího členu



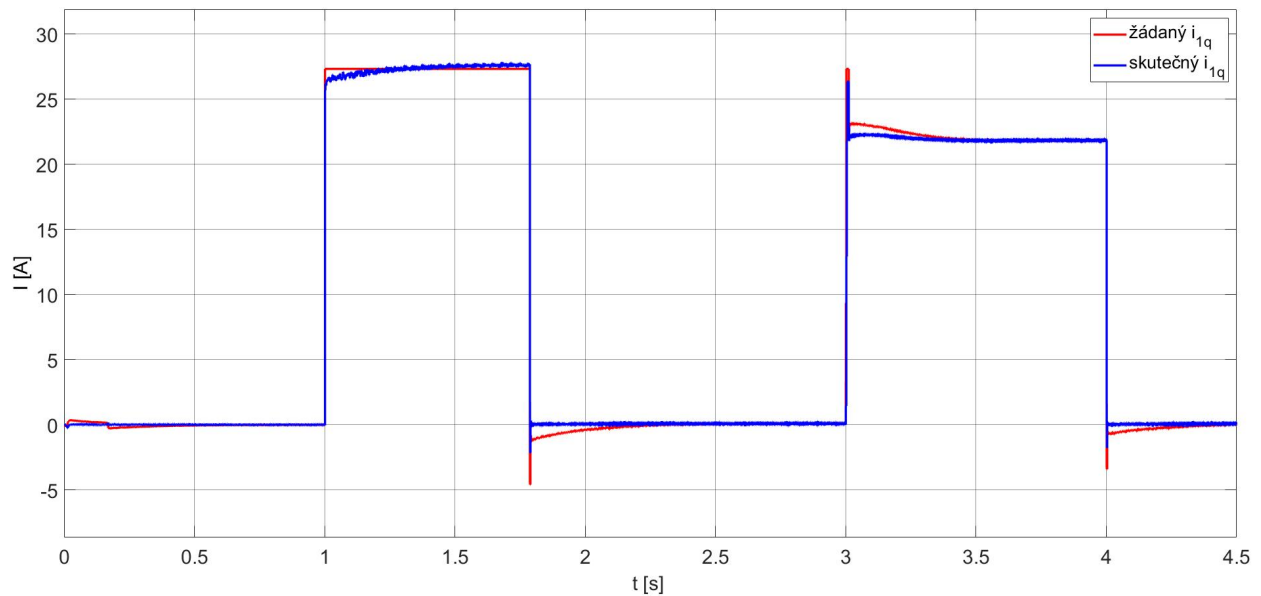
Obrázek 5.6: Orientace na satorový tok bez odvazbení tokotvorného proudu, průběh žádané a skutečné hodnoty satorového toku

Z průběhu satorového toku je vidět, že satorový tok nezůstává po nabuzení konstantní, ale v závislosti na změnách momentotvorného proudu kolísá a tokový regulátor musí na tyto změny reagovat změnou žádané hodnoty tokotvorného proudu. Například při rozjezdu satorový tok vlivem momentotvorného proudu poklesne. Po dokončení rozjezdu poklesne momentotvorný proud, a jelikož je na výstupu regulátoru satorového toku žádaná hodnota tokotvorného proudu včetně části kompenzující vazbu satorového toku na momentotvorný proud, tak se hodnota satorového toku zvedne a regulátor satorového toku musí podle toho snížit žádanou hodnotu tokotvorného proudu. Analogická situace nastává při zatížení a odlehčení motoru.

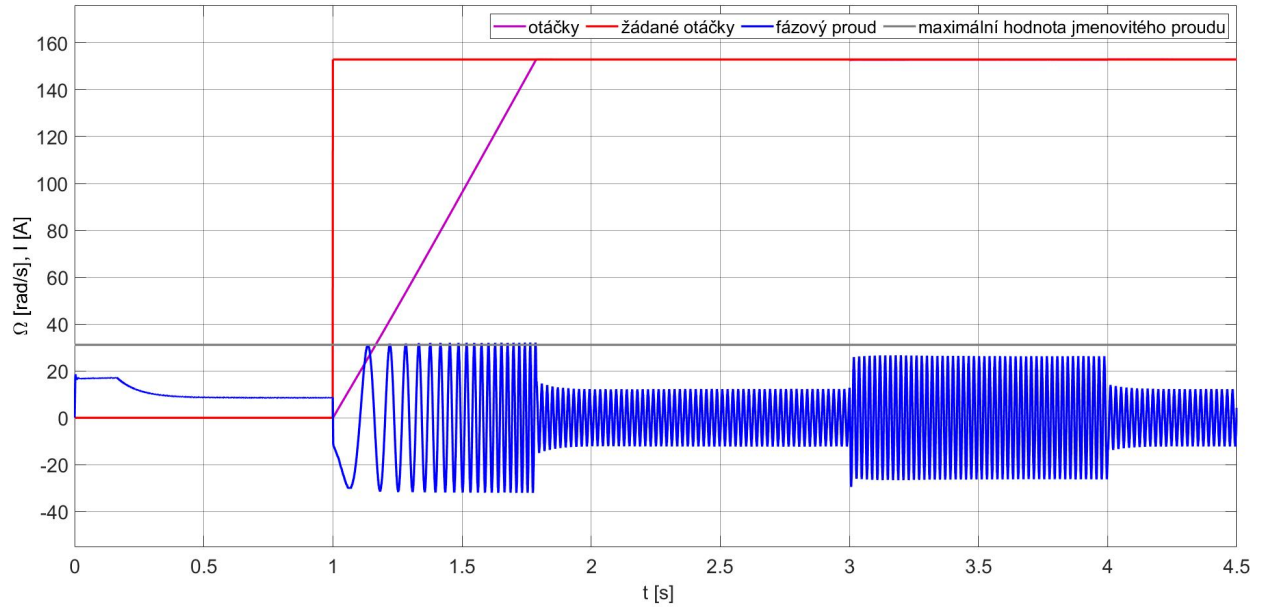


Obrázek 5.7: Orientace na statorový tok bez odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky statorového proudu

Z průběhu žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky statorového proudu je vidět, jak regulátor statorového toku musí navyšovat a snižovat žádanou hodnotu v závislosti na velikosti momentotvorného proudu.



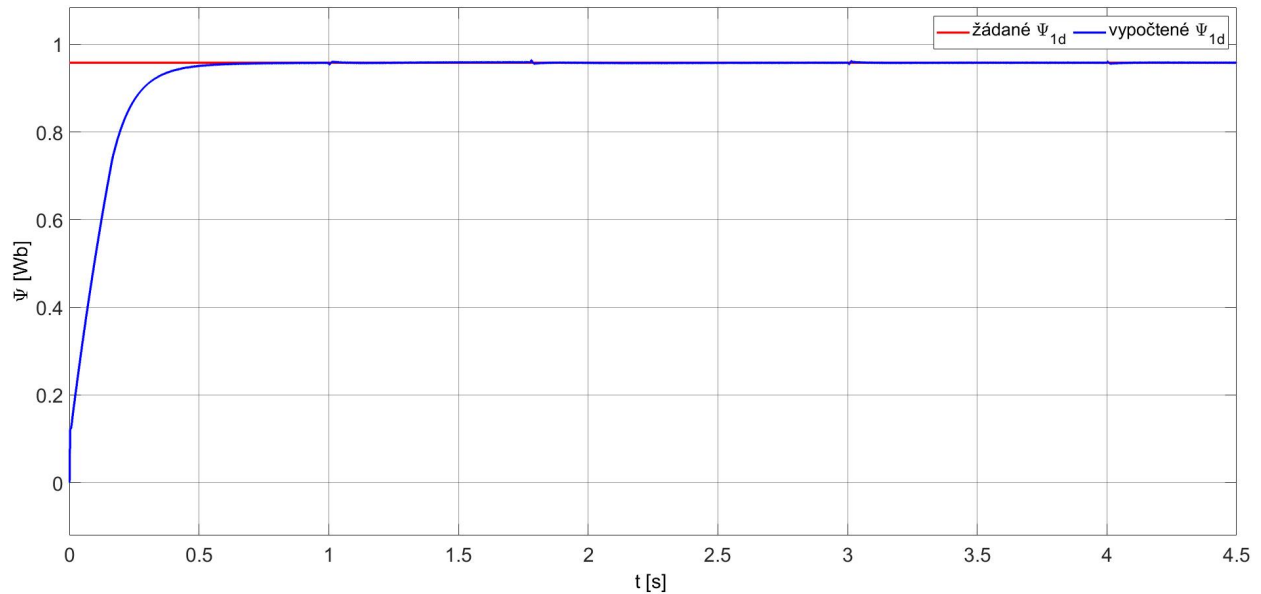
Obrázek 5.8: Orientace na statorový tok bez odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky statorového proudu



Obrázek 5.9: Orientace na satorový tok bez odvazbení, průběh žádaných a skutečných hodnot otáček motoru a fázového proudu

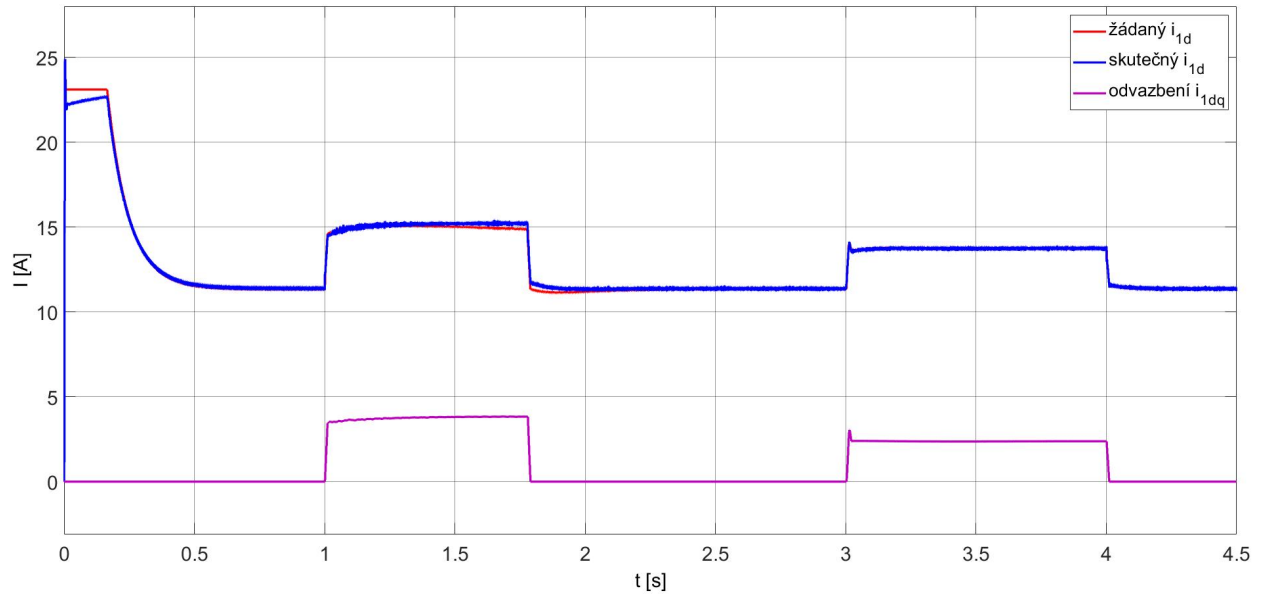
Průběh otáček a fázového proudu je analogický průběhu při orientaci na rotorový tok a téměř se od něj neliší.

5.3.2 Výsledky s použitím odvazbovacího členu vypočteného teoreticky



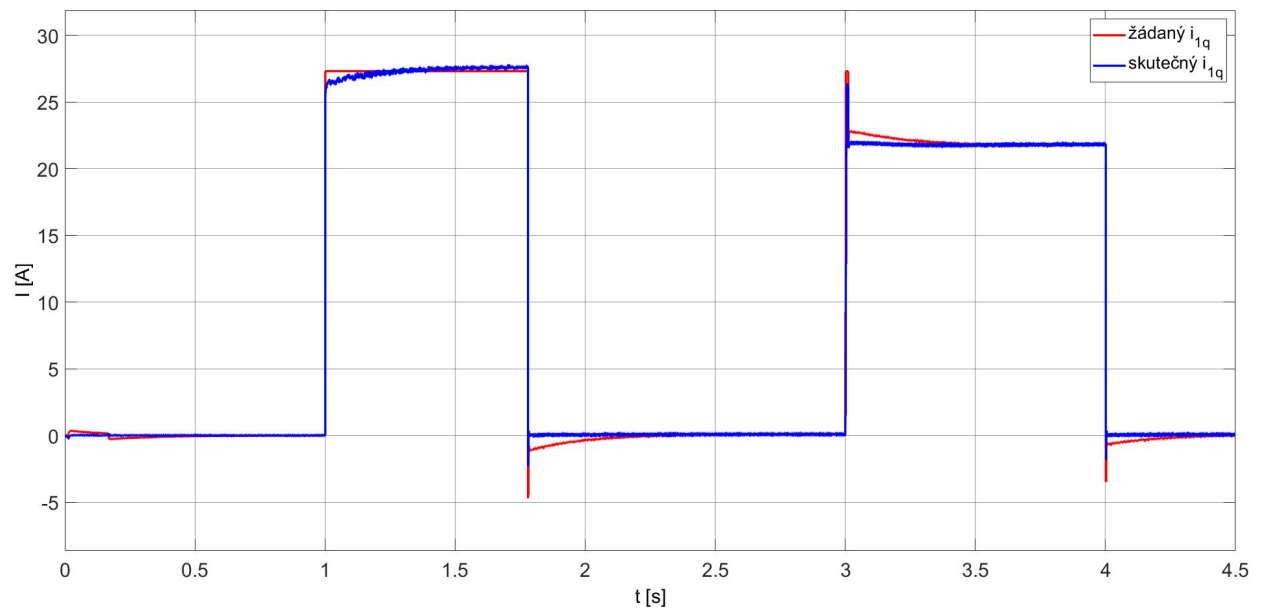
Obrázek 5.10: Orientace na statorový tok s teoretickým odvazbením, průběh žádané a skutečné hodnoty statorového toku

Z průběhu statorového toku vidíme, že při použití odvazbení je po nabuzení statorový tok, až na velmi malé výchyly konstantní, to je způsobeno tím, že vazbu mezi momentotvorným proudem a statorovým tokem nemusí kompenzovat regulátor, ale zajistí to odvazbovací člen i_{1dq} .

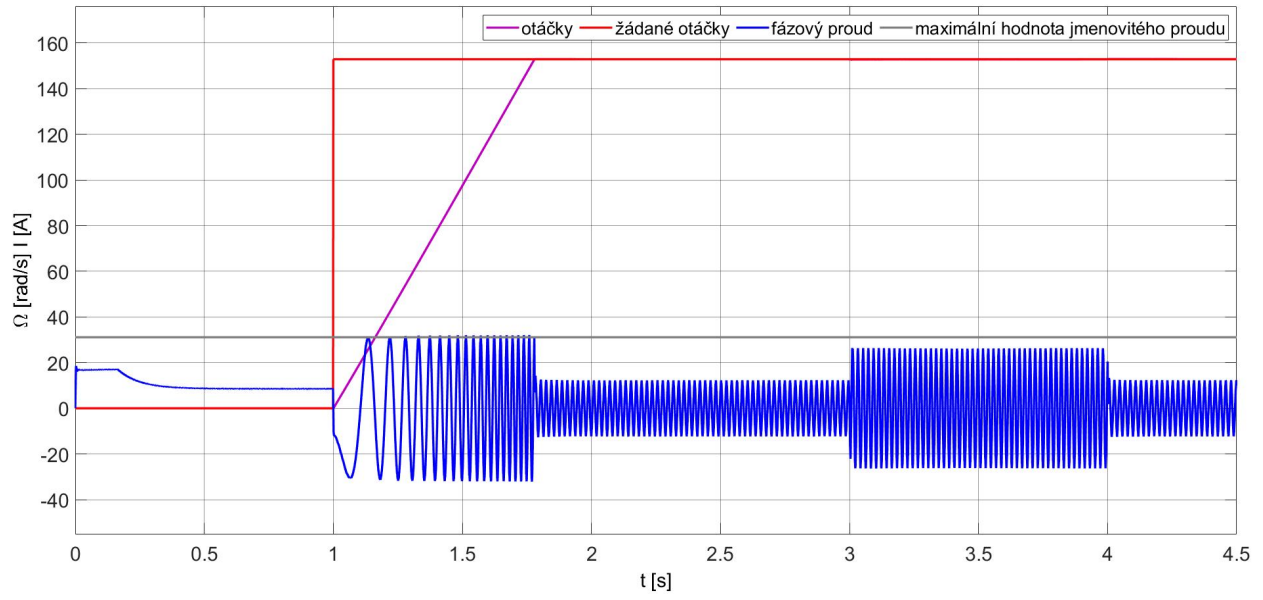


Obrázek 5.11: Orientace na satorový tok s teoretickým odvazbením, průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky satorového proudu

Z průběhu vidíme vliv odvazbení. Oproti průběhu bez odvazbení je žádaná hodnota tokotvorného proudu pomocí odvazbovacího členu změněna prakticky okamžitě.



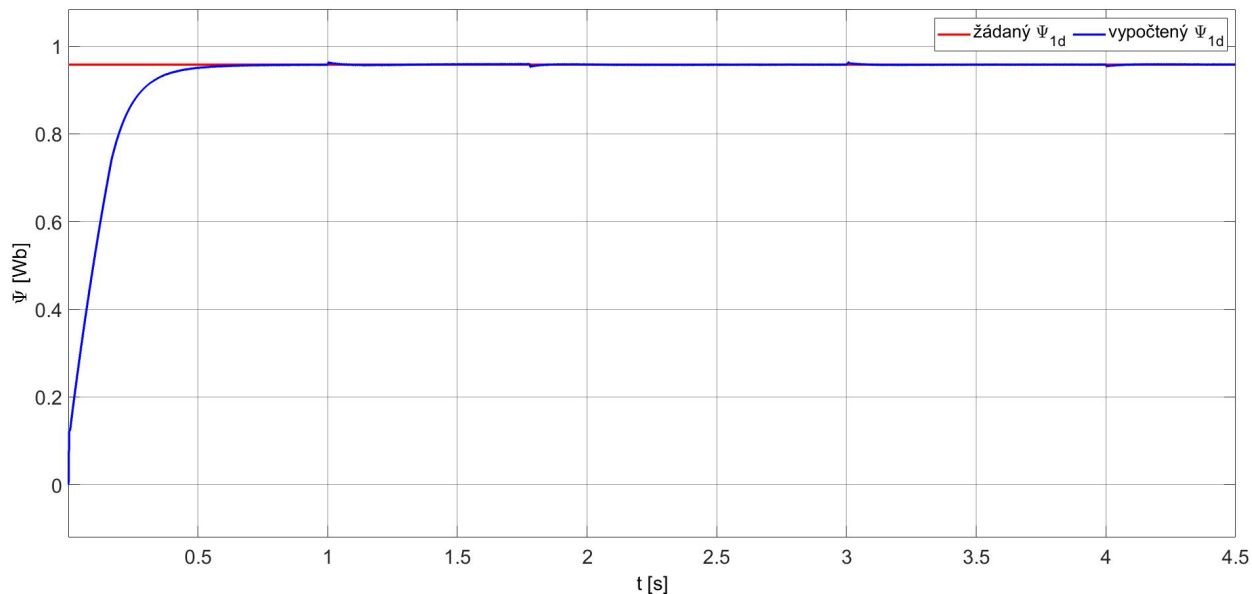
Obrázek 5.12: Orientace na satorový tok s teoretickým odvazbením, průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky satorového proudu



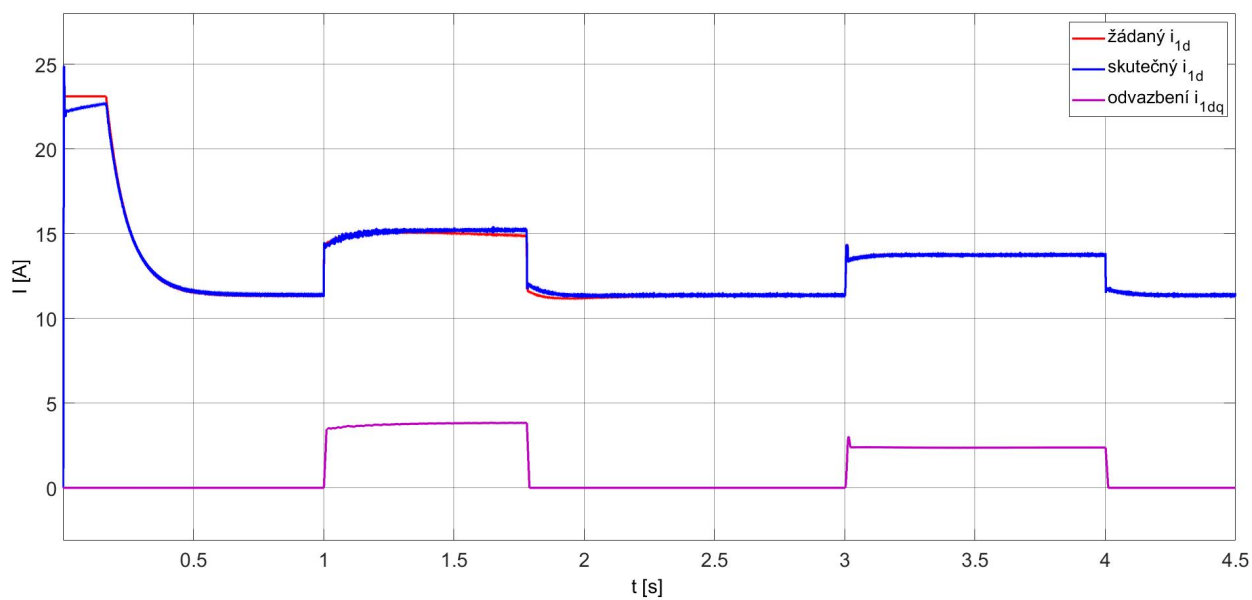
Obrázek 5.13: Orientace na statorový tok s teoretickým odvazbením, průběh žádaných a skutečných hodnot otáček motoru a fázového proudu

Průběh otáček a fázového proudu je opět v podstatě totožný s průběhem při orientaci na rotorový tok.

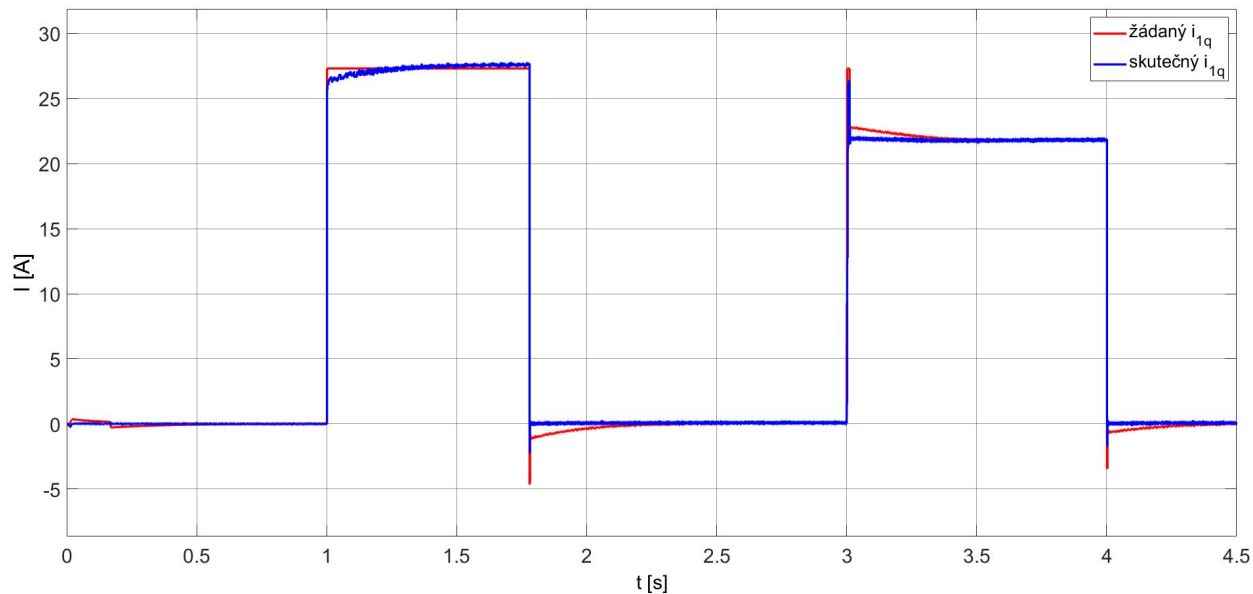
5.3.3 Výsledky s použitím odvazbovacího členu vypočteného experimentálně



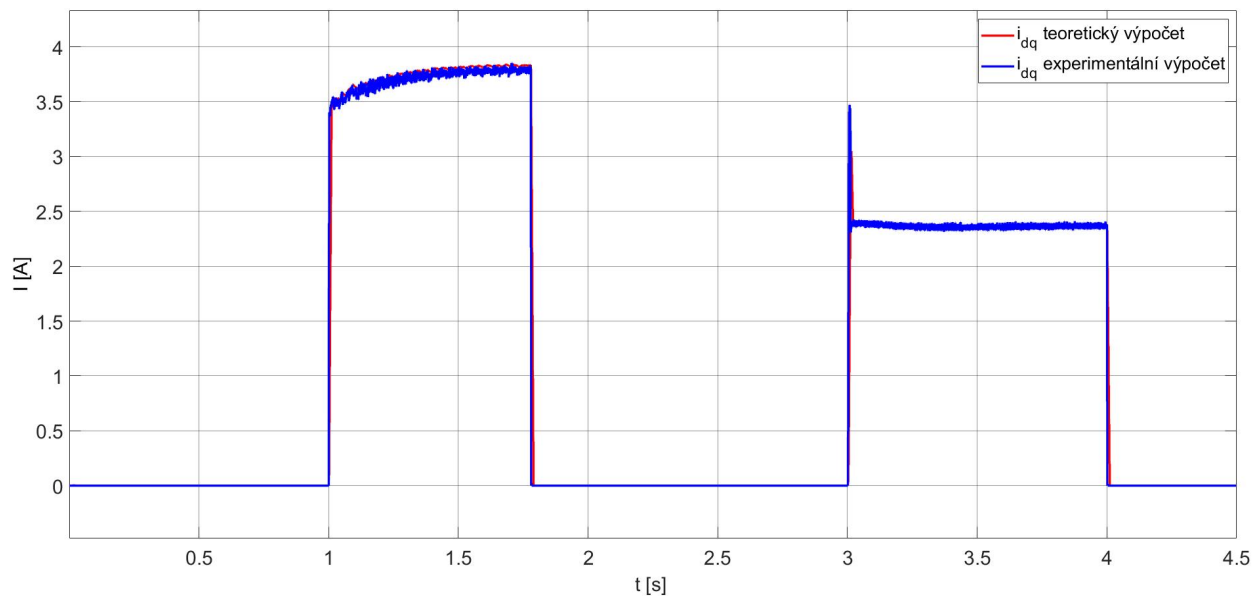
Obrázek 5.14: Orientace na statorový tok s experimentálním odvazbením, průběh žádané a skutečné hodnoty statorového toku



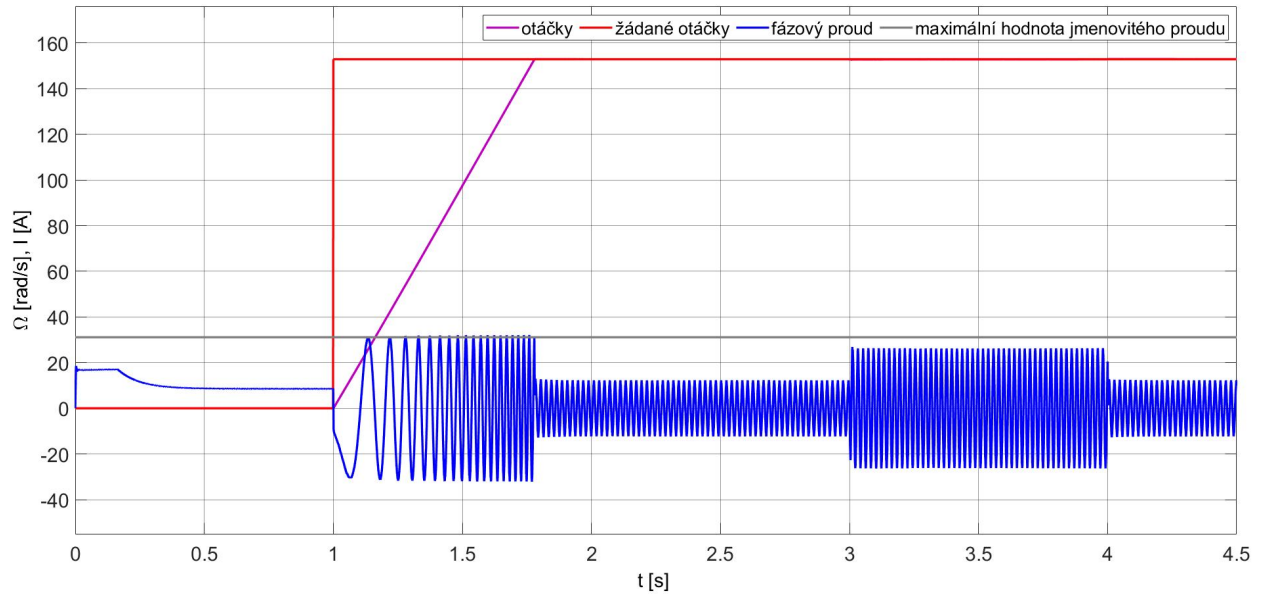
Obrázek 5.15: Orientace na statorový tok s experimentálním odvazbením, průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky statorového proudu



Obrázek 5.16: Orientace na statorový tok s experimentálním odvazbením, průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky složky statorového proudu



Obrázek 5.17: Orientace na statorový tok s experimentálním odvazbením, porovnání odvazbovacího členu vypočteného teoreticky a experimentálně



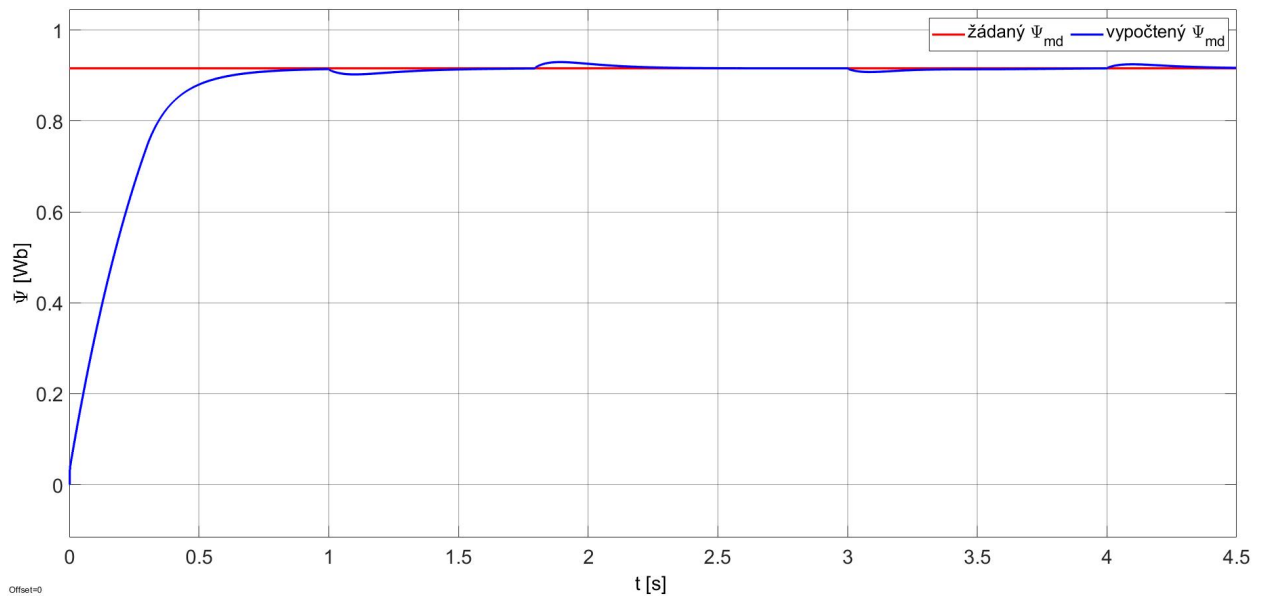
Obrázek 5.18: Orientace na statorový tok s experimentálním odvazbením, průběh žádaných a skutečných hodnot otáček motoru a fázového proudu

Z průběhu na obrázku 5.17 je vidět, že experimentální výpočet odvazbovacího členu je v podstatě totožný s teoretickým výpočtem. Tomu odpovídají i ostatní průběhy, které jsou totožné s průběhy při použití teoretického výpočtu odvazbení.

5.4 Orientace na magnetizační tok

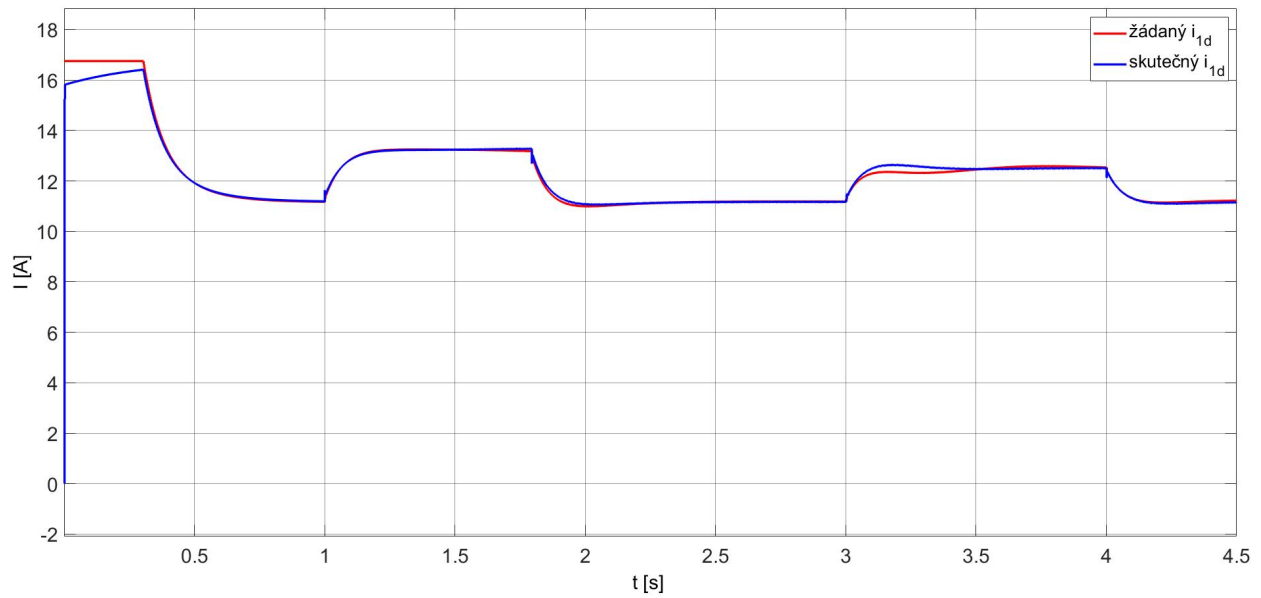
Struktura výsledků je analogická k výsledkům z předchozí kapitoly. Nejprve jsou uvedeny výsledky bez použití odvazbovacího členu, poté s použitím odvazbovacího členu vypočteného teoreticky a poté s použitím odvazbovacího členu vypočteného experimentálně.

5.4.1 Výsledky bez použití odvazbovacího členu



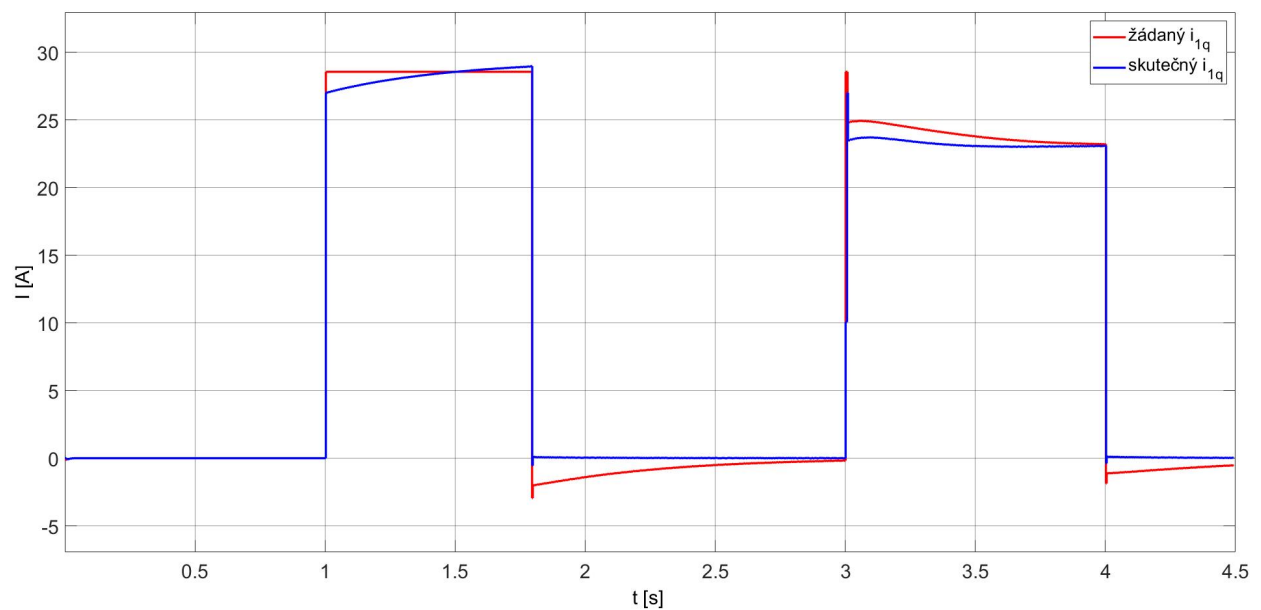
Obrázek 5.19: Orientace na magnetizační tok bez odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty magnetizačního toku

Stejně jako u orientace na statorový tok je zde vidět vliv změn momentotvorného proudu na průběh magnetizačního toku.

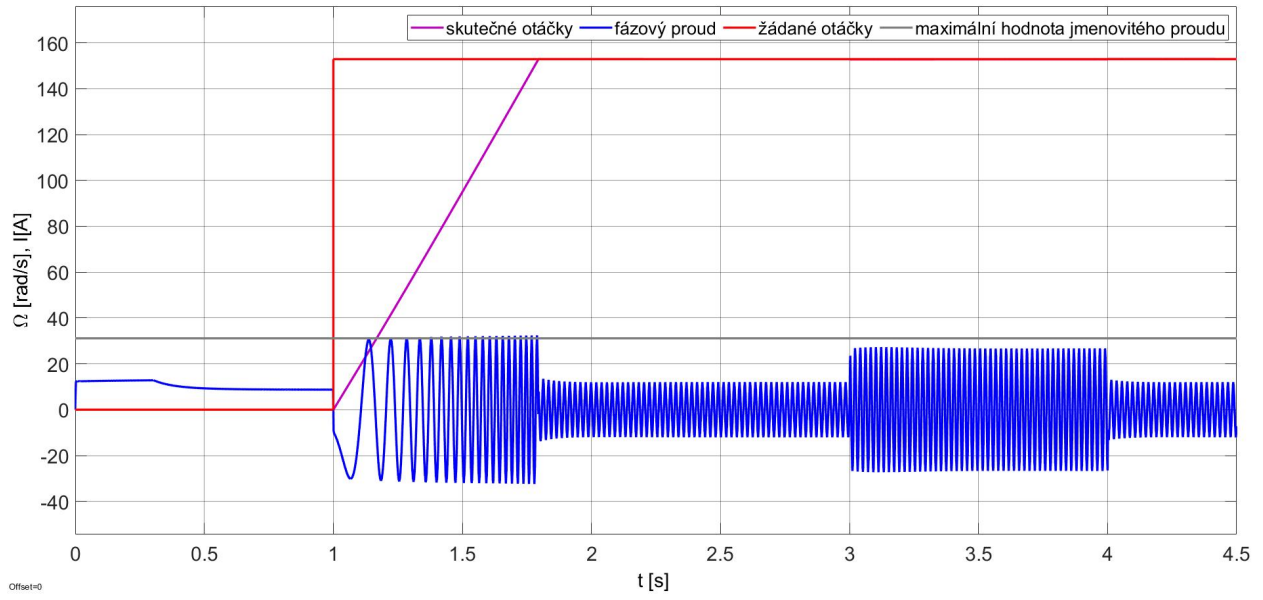


Obrázek 5.20: Orientace na magnetizační tok bez odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky satorového proudu

Opět, stejně jako u orientace na satorový tok, je zde vidět to, jak tokový regulátor kompenzuje vazbu mezi momentotvorným proudem a magnetizačním tokem.



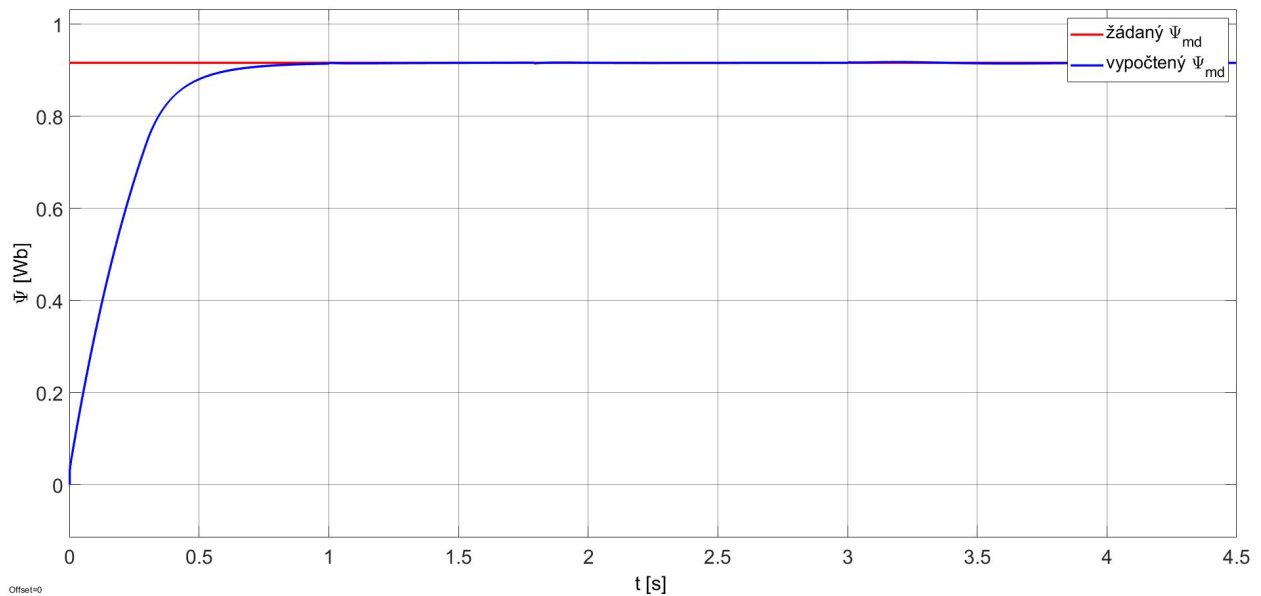
Obrázek 5.21: Orientace na magnetizační tok bez odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky satorového proudu



Obrázek 5.22: Orientace na magnetizační tok bez odvazbení, průběh žádaných a skutečných hodnot otáček motoru a fázového proudu

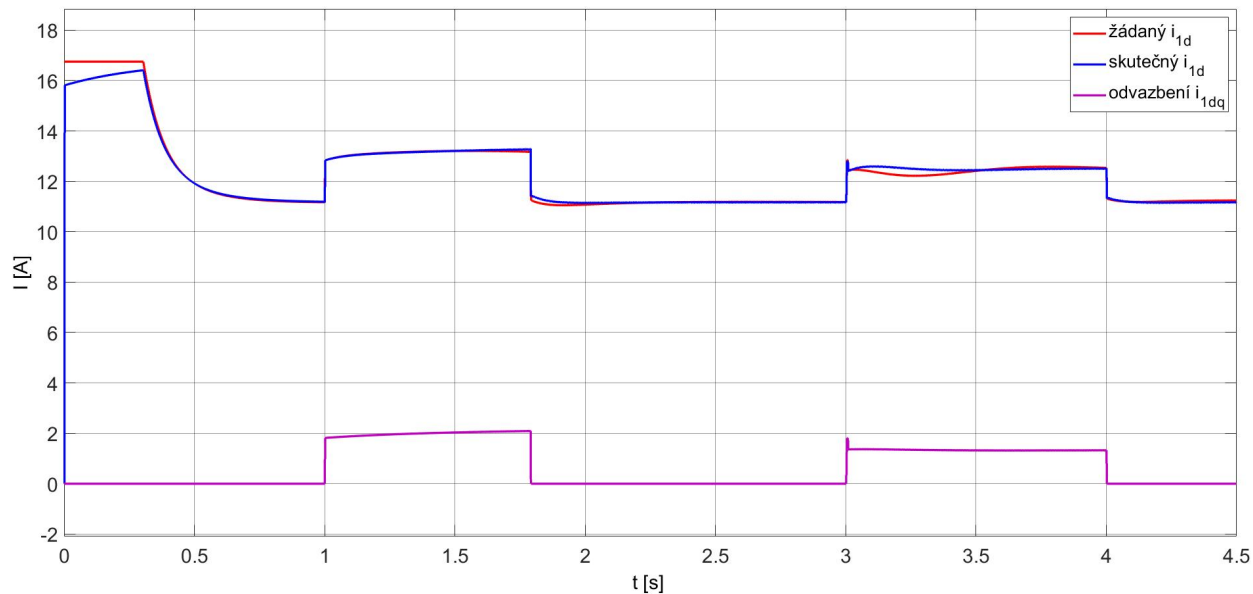
Průběh je opět v podstatě totožný s orientací na rotorový tok.

5.4.2 Výsledky s použitím odvazbovacího členu vypočteného teoreticky



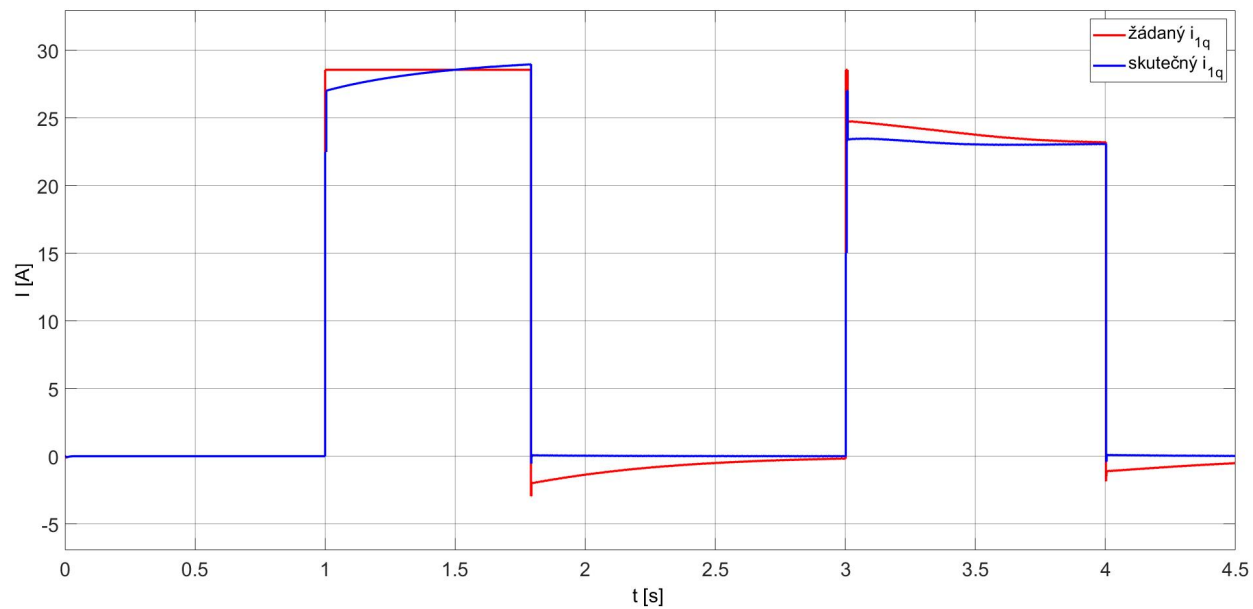
Obrázek 5.23: Orientace na magnetizační tok s použitím teoretického odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty magnetizačního toku

Z průběhu je vidět, že při použití odvazbení je magnetizační tok po nabuzení pouze na drobné výchylky konstantní.

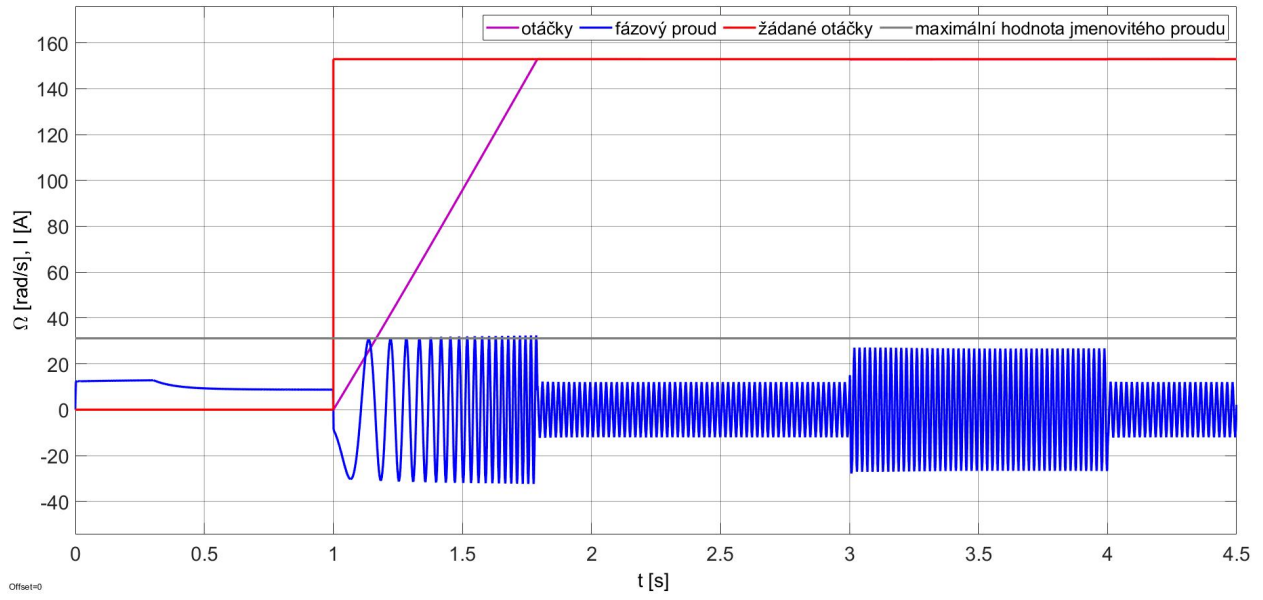


Obrázek 5.24: Orientace na magnetizační tok s použitím teoretického odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky statorového proudu

Stejně jako u orientace na statorový tok je vidět vliv odvazbení na žádanou hodnotu tokotvorné složky proudu. Odvazbení zajistí, že žádaná hodnota tokotvorného proudu se v podstatě skokově změní.



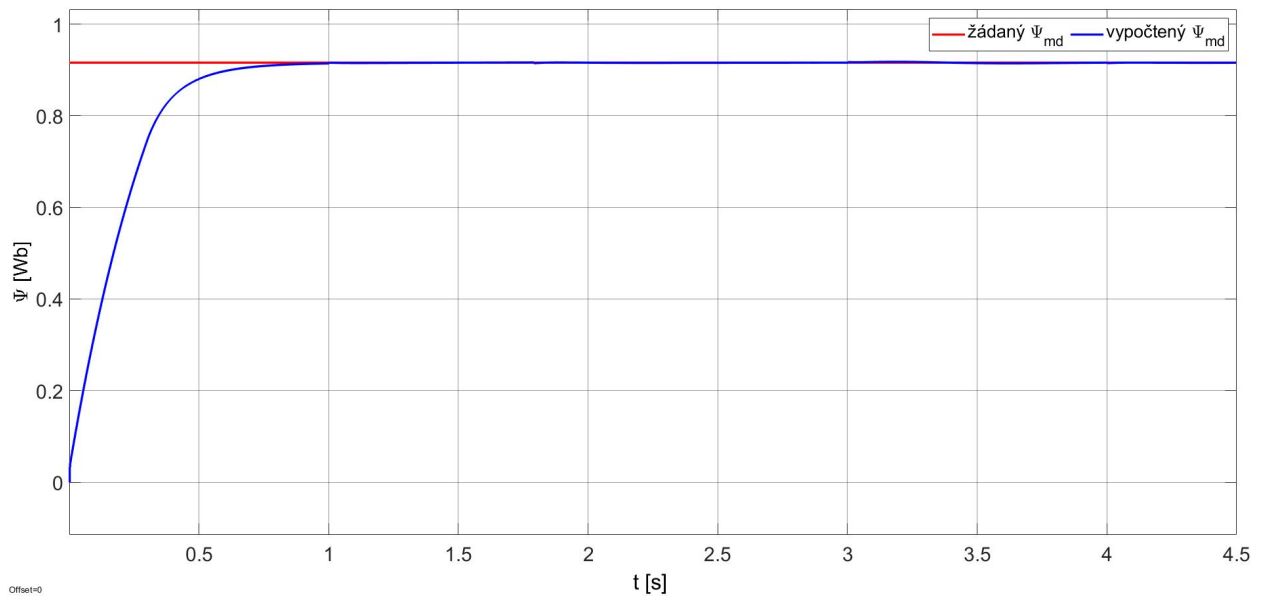
Obrázek 5.25: Orientace na magnetizační tok s použitím teoretického odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky statorového proudu



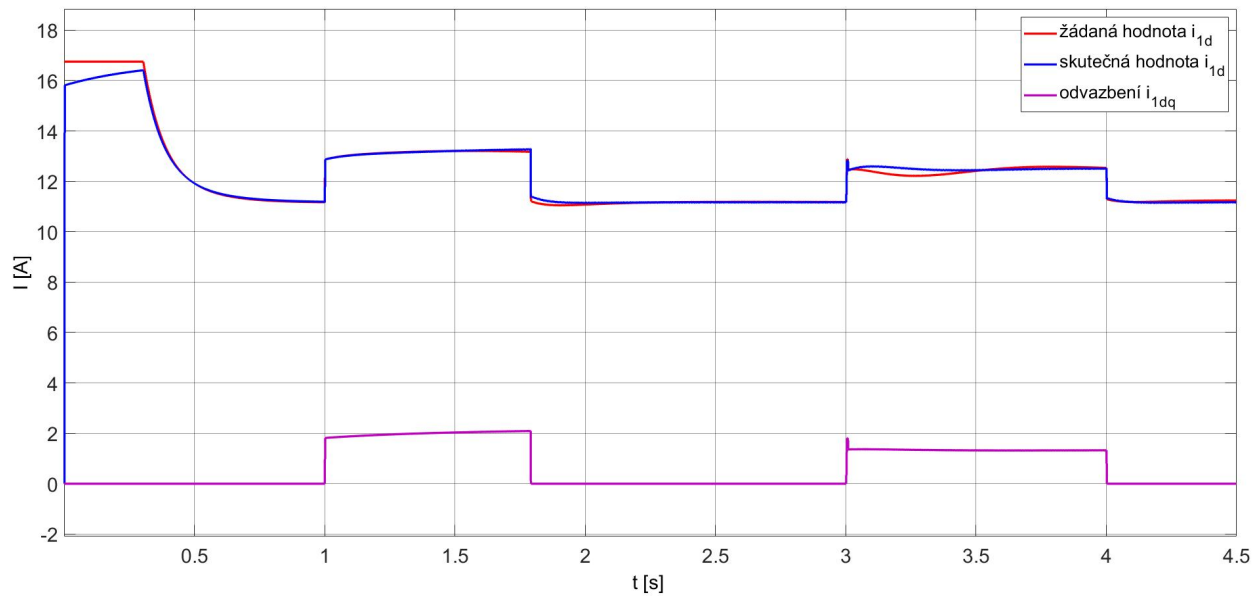
Obrázek 5.26: Orientace na magnetizační tok s použitím teoretického od vazbení, průběh žádaných a skutečných hodnot otáček motoru a fázového proudu

Průběh otáček a fázového proudu je opět v podstatě totožný s orientací na rotorový tok.

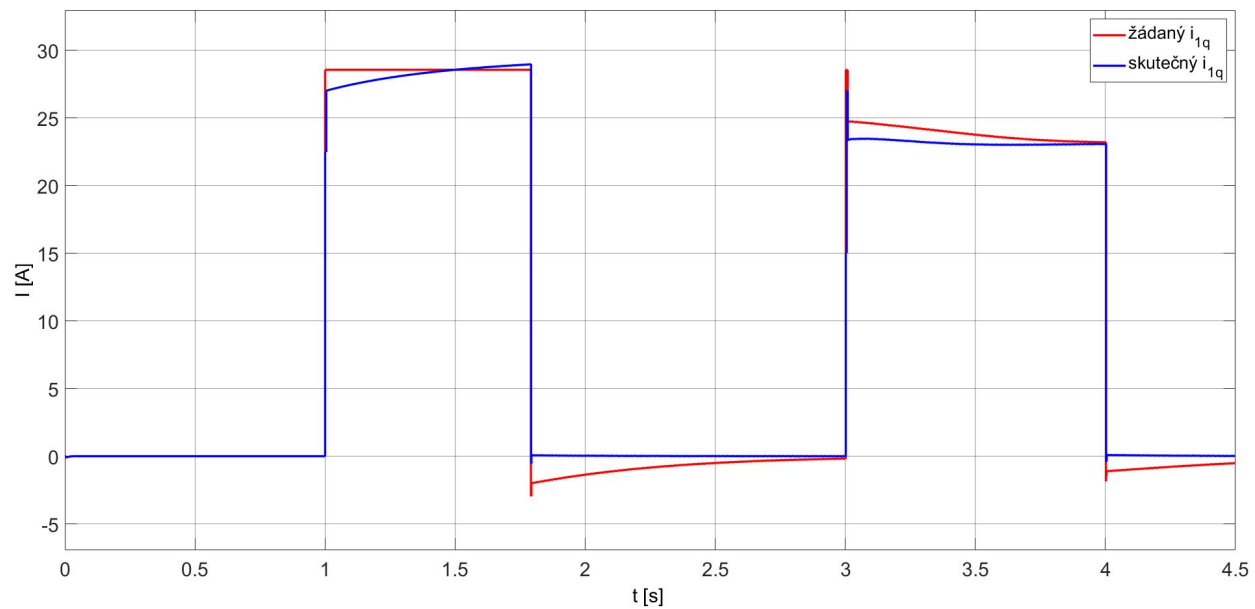
5.4.3 Výsledky s použitím odvazbovacího členu vypočteného experimentálně



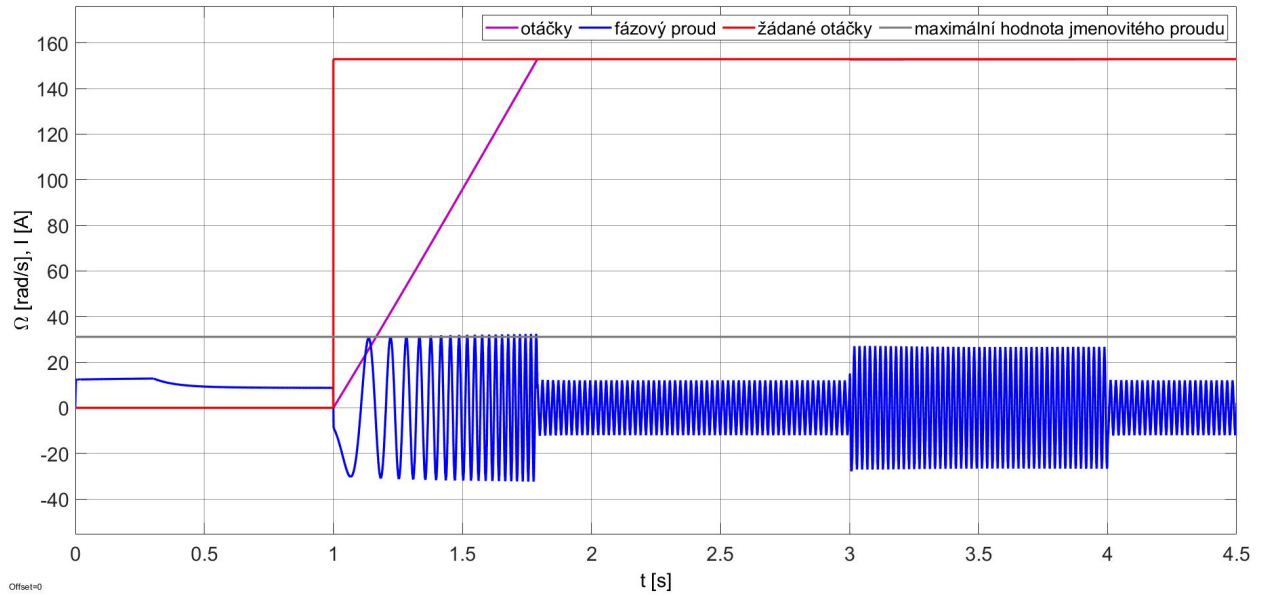
Obrázek 5.27: Orientace na magnetizační tok s použitím experimentálního odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty magnetizačního toku



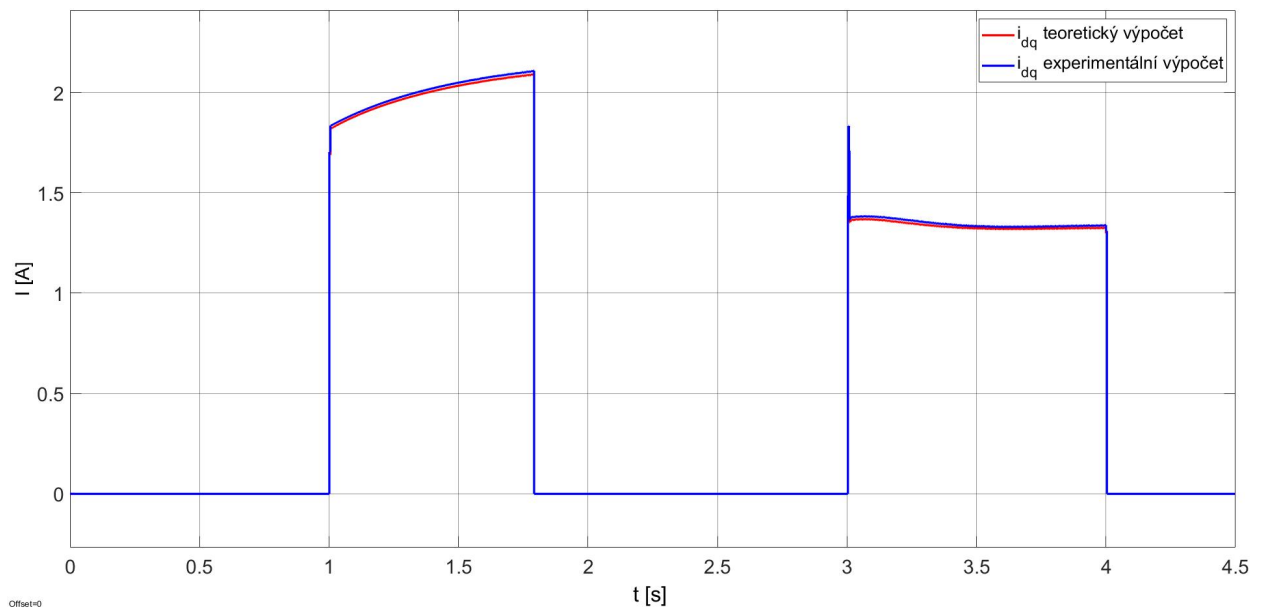
Obrázek 5.28: Orientace na magnetizační tok s použitím experimentálního odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty tokotvorné složky statorového proudu



Obrázek 5.29: Orientace na magnetizační tok s použitím experimentálního odvazbení, průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky statorového proudu



Obrázek 5.30: Orientace na magnetizační tok s použitím experimentálního odvazbení, průběh žádaných a skutečných hodnot otáček motoru a fázového proudu



Obrázek 5.31: Orientace na magnetizační tok s použitím experimentálního odvazbení, porovnání odvazbovacího členu vypočteného teoreticky a experimentálně

Z průběhů na obrázku 5.31 je vidět, že teoretický a experimentální výpočet odvazbovacího členu dává v podstatě stejné výsledky, tudíž jsou všechny výsledky v této kapitole shodné s výsledky při použití teoretického výpočtu odvazbovacího členu.

6 Závěr

Z výsledků všech simulací vyplývá, že pomocí vektorové regulace lze řídit asynchronní motor analogicky k tomu stejměrnému cize buzenému. Motor pracuje s velkou dynamikou, jak je vidět z obrázku 5.4, tak motor je po celou dobu rozjezdu urychlován jmenovitým momentem. U ostatních orientací byl průběh momentu velice podobný. Rozjezd motoru je tedy velice rychlý - nezatížený se na jmenovité otáčky dostane za zhruba 0.75 s, při omezené hodnotě proudu jmenovitou maximální hodnotou.

Co se porovnání vektorového řízení týče, tak pokud se podíváme na průběhy otáček a fázového proudu, které koncového uživatele nejvíce zajímají, tak nejsme schopni rozeznat, kterou orientaci vektorového řízení používáme a to i v případě, že orientace na statorový a magnetizační tok jsou realizovány bez odvazbení.

Rozdíly mezi orientacemi jsou patrné až při pohledu na průběhy veličin v osách dq . Při orientaci na rotorový tok platí podle teoretických předpokladů, že rotorový tok závisí pouze na reálné složce proudu v osách dq a na imaginární nezáleží vůbec. U dalších dvou orientací záleží příslušný tok i na imaginární složce statorového proudu, tedy například při rozjezdu, kdy se skokově zvedne hodnota momentotvorného proudu, tak poklesne magnetický tok a tento pokles musí jeho regulátor dorovnat. Po dokončení rozjezdu klesne momentotvorný proud, ale na výstupu regulátoru toku je stále hodnota proudu včetně složky kompenzující maximální momentotvorný proud, to způsobí nárůst magnetického toku.

To, že se vazba mezi momentotvornou složkou proudu a příslušného toku příliš neprojeví není způsobeno tím, že by vliv momentotvorného proudu na statorový tok byl zanedbatelný. U orientace na statorový tok je třeba navýšit tokotvorný proud o přibližně 30 procent, u orientace na magnetizační tok o přibližně 15 procent. Je to způsobeno tím, že použité regulátory dokáží velmi rychle změnit žádanou hodnotu tokotvorného proudu. Je otázkou, jestli by bylo možné v praxi použít takovýchto regulátorů, protože v praxi není výpočet příslušného toku ideální a regulátory tedy možná potřebujeme nastavit tak, aby nereagovali na změnu regulační odchylky tak rychle.

Jak je patrné z průběhů tuto závislost lze poměrně snadno odstranit odvazbovacím členem, ten vždy přičte k výstupu tokového regulátoru vhodnou hodnotu, takže výstup regulátoru toku zůstává po nabuzení konstantní a nereaguje na změny momentotvorného proudu. Odvazbovací člen spočítáme buď teoretickým výpočtem nebo pomocí experimentálně změřené konstanty a přibližného vztahu. Porovnáme-li výsledky, těchto dvou metod, tak se neliší téměř vůbec. Takto jednoduché a robustní odvazbení je možné za předpokladu, že uvažujeme ustálený stav, což v praxi udělat můžeme, protože momentotvorný proud se mění v závislosti na zatížení a mění se v podstatě skokově a mezi skoky nabývá konstantní nebo téměř konstantní hodnoty.

Hlavním úskalím vektorového řízení, tedy zůstává výpočet příslušného magnetického toku a transformačního úhlu. Já jsem ve všech třech orientacích používal I-n model pro svou spolehlivost. Máme-li tedy matematický model, který přímo počítá rotorový tok, tak není důvod pro volbu alternativní orientace, měli-li bychom ovšem funkční U-I model mohlo by být lepším řešením použít orientaci na statorový tok, protože k přepočtu ze statorového na rotorový tok je potřeba znát parametry motoru, které jsou špatně měřitelné a mohou se měnit. Obdobně to platí pro magnetizační

tok. Pokud bychom měli nějakou spolehlivou metodu jak ho například měřit, tak můžeme vektorové řízení orientovat na něj.

Jako nejzajímavější výsledek této práce považuji experimentální metodu výpočtu odvazbovacích členů, za předpokladu konstantního toku, kterou jsem takto explicitně vyjádřenou v žádné literatuře nenašel.

7 Použitá literatura

- [1] VOŽENÍLEK, Petr, Vladimír NOVOTNÝ a Pavel MINDL. Elektromechanické měniče. 2. vyd. Praha: České vysoké učení technické v Praze, 2011. ISBN 978-80-01- 04875-7.
- [2] PAVELKA, Jiří a Jiří ZDĚNEK. Elektrické pohony a jejich řízení. V Praze: České vysoké učení technické, 2010. ISBN 9788001046425.
- [3] LIPČÁK, Ondřej a BAUER, Jan. Doprovodný materiál k přednáškám předmětu B1B14EPT. Přednáška 3. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019.
- [4] BOSE, Bimal K. Modern power electronics and AC drives. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, c2002. ISBN 0-13-016743-6.
- [5] LIPČÁK, Ondřej a BAUER, Jan. Doprovodný materiál k přednáškám předmětu B1B14EPT. Přednáška 4. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019.
- [6] QUANG, Nguyen P. a DITTRICH, Jörg-Andreas. Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice. 1. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008. ISBN 9783540790280; 3540790284.
- [7] LIPČÁK, Ondřej a BAUER, Jan. Doprovodný materiál k přednáškám předmětu B1B14EPT. Přednáška 2. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019.
- [8] POPESCU, Mircea. Induction Motor Modelling for Vector Control Purposes. Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, Report, Espoo 200, 144 p. ISBN 9512252198