

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

KATEDRA ELEKTRICKÝCH POHONŮ A TRAKCE

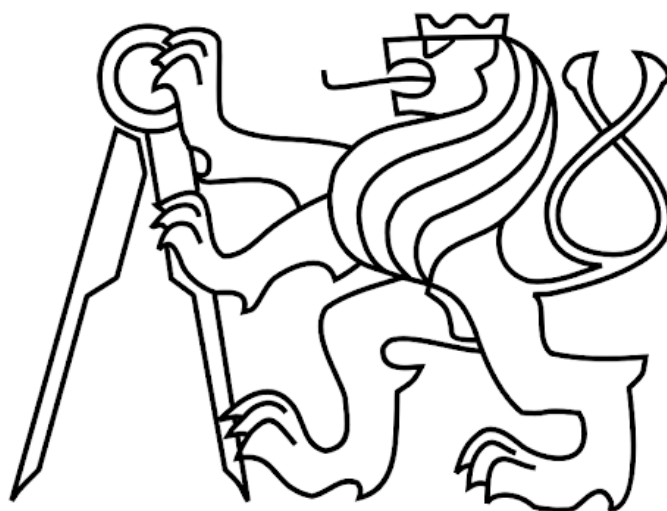
BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Porovnání integrátorů s eliminací DC
offsetu používaných pro řešení rovnic
napěťového U-I modelu asynchronního
motoru**

Autor:
Filip BAUM

Vedoucí práce:
Ing. Ondřej LIPČÁK

květen 2020



I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Baum** Jméno: **Filip** Osobní číslo: **473673**
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 integrátorů s eliminací DC offsetu používaných pro řešení rovnic napěťového U-I modelu asynchronního motoru

Název bakalářské práce anglicky:

Comparison of DC Offset Elimination Integrators Used for Evaluation of Induction Motor Voltage Model

Pokyny pro vypracování:

1. Uveďte základní vektorové rovnice asynchronního motoru odvozené za zjednodušujících předpokladů
2. Popište princip vektorového řízení orientovaného na vektor rotorového toku včetně používaných matematických modelů
3. Proveďte rešerši modifikovaných integrátorů s eliminací DC offsetu
4. Implementujte model vektorového řízení orientovaného na vektor rotorového toku v prostředí Matlab/Simulink
5. V rámci implementovaného vektorového řízení porovnejte modifikované integrátory popsané v teoretické části

Seznam doporučené literatury:

- [1] KOTEICH, Mohamad. Flux estimation algorithms for electric drives: A comparative study. IEEE, 2016. 1-6 s.
- [2] QUANG, Nguyen P. a Jörg-Andreas DITTRICH. Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice. 1. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2008. ISBN 9783540790280; 3540790284.
- [3] POPESCU, Mircea. Induction Motor Modelling for Vector Control Purposes. Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, Report, Espoo 200, 144 p. ISBN 9512252198
- [4] 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: **22.09.2019** 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

Poděkování

Zde bych chtěl velmi poděkovat svému vedoucímu, Ing. Ondřeji Lipčákovi, za nespočet cenných rad a připomínek, bez kterých by kvalita práce byla o mnoho horší. Rovněž si velmi vážím jeho ochoty a trpělivosti při ladění simulačního modelu.

Prohlášení

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

V Praze dne

.....
Filip Baum

Abstrakt

Práce se zabývá problematikou napětového U-I modelu asynchronního motoru. Hlavním cílem práce je porovnání různých modifikovaných integrátorů používaných k odstranění akumulace DC offsetu ve vyhodnocovaných složkách vektoru statorového toku. Vybrané integrátory jsou testovány v rámci modelu vektorového řízení asynchronního motoru vytvořeného v prostředí MATLAB&Simulink. Prezentována jsou schémata založená na dolnoproputních filtrech, integrátorech se saturací amplitudy a adaptivních observech.

V úvodních kapitolách je uvedeno shrnutí matematického popisu asynchronního motoru a stěžejních principů vektorového řízení. Následuje uvedení do problematiky napětového U-I modelu, řešení a popis modifikovaných integrátorů a nakonec popis implementace jednotlivých funkčních bloků použitého simulačního schématu. Závěrečné kapitoly jsou věnovány rozboru a porovnání simulačních výsledků.

Klíčová slova: asynchronní motor, vektorové řízení, MATLAB&Simulink, napětový model, modifikovaný integrátor, dolnoproputní filtr, adaptivní observer

Abstract

The thesis deals with issues of the voltage model of induction motor. The main goal of the thesis is to compare different modified integrators used for DC offset elimination in stator flux vector components. Selected integrators are tested through means of simulation as a part of vector control model of induction motor made in MATLAB&Simulink. Low pass filter-based, amplitude saturation integrator-based and adaptive observer-based schemes are presented.

The first chapters present an overview of mathematical description of induction motor and fundamental principles of vector control. Subsequently, the issues of voltage model are presented, recherche and description of modified integrators is made and finally, the implementation process of individual functional blocks used in the simulation scheme is described. The final chapters are dedicated to an analysis and a comparison of the simulation results.

Key words: induction motor, vector control, MATLAB&Simulink, voltage model, modified integrator, low pass filter, adaptive observer

Obsah

1	Úvod	1
2	Asynchronní motor	2
2.1	Princip	2
2.2	Konstrukce	3
2.3	Matematický popis	3
2.4	Odvození simulačních rovnic	6
3	Vektorová regulace	7
3.1	Odvazbení	8
3.2	Sinusová modulace třífázového dvouúrovňového střídače	8
4	Aplikace U-I modelu k výpočtu statorového toku	11
4.1	Kompenzační algoritmy	11
4.1.1	Open-loop schémata	12
4.1.2	Closed-loop schémata	15
5	Implementace simulačního modelu	19
5.1	Obecná struktura modelu	19
5.2	Blok: Vektorové řízení	20
5.2.1	Regulátory a dynamická saturace	21
5.3	Blok: Měnič	22
5.4	Blok: Model Asm	23
5.5	Implementace vybraných modifikovaných integrátorů	24
5.5.1	Nekompenzovaný dolnoproustní filtr	24
5.5.2	Kompenzovaný dolnoproustní filtr	25
5.5.3	Integrátor se saturací amplitudy	26
5.5.4	Adaptivní observer	27
6	Zpracování simulačních výsledků	29
6.1	Simulace: Dolnoproustní filtry	30
6.1.1	Nekompenzovaný filtr	30
6.1.2	Kompenzované filtry	32
6.2	Simulace: Integrátor se saturací amplitudy	36
6.3	Simulace: Adaptivní observer	38
6.4	Vzájemné porovnání algoritmů	40
6.4.1	Citlivost integrátorů na změny parametrů motoru	40
6.4.2	Chování integrátorů při nízkých otáčkách	43

6.4.3 Implementace a ladění	44
7 Závěr	45
Literatura	47
Značení a symbolika	49
Seznam obrázků	51
Seznam tabulek	53

Kapitola 1

Úvod

Asynchronní motory jsou v současné době nejrozšířenějším typem elektrického stroje. Historicky dominovaly spíše méně dynamickým aplikacím, které nevyžadovaly velkou změnu otáčivé rychlosti. Rozvoj výkonové elektroniky, především výpočetní techniky a mikroprocesorů, dal vzniknout sofistikovaným metodám regulace, díky kterým se dnes asynchronní motory uplatňují i v trakčních aplikacích, kde nahrazují stejnosměrné komutátorové motory.

Moderní metody řízení, jako je vektorové řízení či přímé řízení momentu, jsou založeny na matematických modelech asynchronního motoru, které slouží k výpočtu veličin jako je magnetický tok nebo moment. Přesnost a stabilita použitého matematického modelu zásadním způsobem ovlivňuje kvalitu regulace. Napěťový U-I model představuje velmi jednoduchou soustavu rovnic, která nevyžaduje informaci o otáčkách motoru a jediným kritickým parametrem je satorový odpor. Navíc s rozvojem bezsenzorového řízení v posledních letech význam U-I modelu dále roste.

Přes značnou jednoduchost samotného modelu je praktická implementace spojena s řadou problémů. Model je velmi citlivý na přítomnost offsetu v měřených proudových signálech. Vlivem integrace dochází k neřízené akumulaci offsetu ve výstupním signálu, což zpravidla způsobí zhroucení celé regulace. V praxi se proto používají nejrůznější modifikované integrátory, jejichž úkolem je zajistit stabilní výpočet a zabránit akumulaci offsetu. Typickými zástupci jsou např. programovatelné dolnoproustní filtry nebo adaptivní observery.

Cílem této bakalářské práce je vytvořit simulační schéma vektorového řízení asynchronního motoru v prostředí MATLAB&Simulink, v rámci kterého bude možné otestovat a následně porovnat vybrané modifikované integrátory. Úvodní část práce je zaměřena na matematický popis asynchronního motoru a základní principy vektorového řízení. Následuje podrobnější rozbor problematiky napěťového U-I modelu a popis zvolených modifikovaných integrátorů. Dále je popsán vytvořený simulační model včetně rozboru jednotlivých blokových schémat. Závěrečná kapitola je věnována rozboru simulačních výsledků a porovnání vybraných modifikovaných integrátorů.

Kapitola 2

Asynchronní motor

Asynchronní motor je druh střídavého elektrického stroje, který je díky svým mnoha výhodám nejpoužívanějším motorem v elektrických pohonech. Mezi tyto výhody patří především jednoduchá robustní konstrukce zaručující vysokou spolehlivost, snadnou a levnou výrobu a nízké nároky na údržbu. Díky velkému rozšíření jsou asynchronní motory vyráběny ve velkých sériích, což umožňuje vysokou míru automatizace výroby a snížení pořizovací ceny [1].

Jednou z hlavních nevýhod je obtížné řízení otáčivé rychlosti, proto se v minulosti používal především jako pohon zařízení pracujících s přibližně konstantní rychlostí, jako např. čerpadla, ventilátory, kompresory apod., avšak nástup moderních měničů výkonové elektroniky a řídicích počítačů tuto nevýhodu prakticky eliminoval, a proto ho dnes nalezneme například v pohonech lokomotiv či elektromobilů. Jako další nevýhody můžeme zmínit velký proudový náraz při spouštění a induktivní účinník $\cos \phi$, který při jmenovitém zatížení dosahuje hodnot 0.8 až 0.9, s klesajícím zatížením se účinník zhoršuje [1].

2.1 Princip

Základním předpokladem pro fungování asynchronního motoru je vytvoření točivého magnetického pole. Máme-li třífázový asynchronní motor, jehož cívky jsou stejně uspořádány, mají stejný počet závitů a jsou po obvodu stroje vzájemně natočeny o úhel 120° tj. $2\pi/3$ radiánů, po připojení na třífázový souměrný harmonický napájecí systém, začne vinutím protékat souměrný třífázový harmonický proud. Vlivem protékajícího proudu se ve vzduchové mezeře stroje vytvoří magnetomotorické napětí, jehož okamžitá hodnota je dána fázorovým součtem magnetomotorických napětí od jednotlivých fází statorového vinutí. Výsledný fázor má konstantní amplitudu, nicméně jeho poloha se v čase mění, otáčí se v prostoru stálou úhlovou rychlostí danou frekvencí napájecí sítě. Vzniká tak točivé magnetické pole [1].

V okamžiku rozběhu indukuje točivé magnetické pole do stojícího rotorového vinutí napětí, která vyvolají v uzavřeném rotorovém obvodu proudy. Podle Lenzova zákona působí vyvolané proudy proti příčině svého vzniku, vzájemnou interakcí s polem statoru vzniká moment, který rotorem otáčí ve směru točení pole, neboť se snaží snížit rychlost protínání indukčních čar pole s vodiči rotoru a tím zmenšit indukované napětí a proudy. Napětí a proudy se do rotoru indukují pouze za předpokladu nenulové vzájemné rychlosti rotoru a pole, z čehož plyne, že i při chodu naprázdno je rotor trvale zatížen nenulovým momentem ztrát naprázdno a nemůže tedy dosáhnout synchronní rychlosti, při které se

neindukuje žádné napětí a moment je nulový. Motor se trvale otáčí menší rychlostí, než jaká je rychlost točivého pole, proto název asynchronní. Synchronní a vyšší rychlosti je možné dosáhnout pouze tehdy, pokud motor poháníme na hřídeli vnějším mechanickým momentem. Při překročení synchronní rychlosti se změnil smysl napětí, proudů a tím i momentu. Vzniká moment působící proti hnacímu momentu a stroj pracuje jako generátor [1].

2.2 Konstrukce

Stator asynchronního motoru je složen z elektrotechnických plechů z křemíkové oceli. Plechy jsou navzájem izolovány z důvodu omezení vířivých proudů. Na vnitřním obvodu se nacházejí drážky, ve kterých je uloženo statorové vinutí, obvykle třífázové. Začátky a konce jednotlivých fází jsou vyvedeny na svorkovnici, vývody jsou uspořádány tak, aby bylo možné vinutí lehce zapojit do hvězdy nebo do trojúhelníku [1].

Rotor je stejně jako stator složen z navzájem izolovaných plechů pro elektrotechniku. Rotorové vinutí je uloženo rovněž v drážkách, nacházejících se na vnějším obvodu rotoru. Vinutí je buď klecové, tvořené tyčemi na koncích spojených do krátka, pak hovoříme o motoru s kotvou nakrátko, nebo vinuté, vyvedené na kroužky, na které lze přes kartáče připojit do kotevního obvodu spouštěcí odpor a dosáhnout tím lepších rozběhových vlastností [1].

2.3 Matematický popis

Simulovat vektorové řízení nelze bez znalosti matematického popisu asynchronního motoru, tedy soustavy rovnic popisujících chování stroje, kterou souhrnně nazýváme matematickým modelem asynchronního motoru. V následujícím textu bude stručně shrnut postup při odvozování rovnic matematického modelu. Detailní odvození lze nalézt např. v [2], [3].

Asynchronní motor představuje z hlediska matematického popisu komplikovaný systém, proto se při odvozování matematického modelu zavádí řada zjednodušujících předpokladů: [4]

- uvažujeme souměrnou třífázovou napájecí soustavu, kde jsou všechna napětí harmonická,
- vinutí statoru a rotoru jsou sinusově rozložena podél vzduchové mezery a uložena v drážkách,
- zanedbáváme saturaci magnetického obvodu a ztráty v železe,
- činné odpory a indukčnosti jednotlivých fází rotoru a statoru jsou stejné,
- tloušťka vzduchové mezery je po celém obvodu konstantní.

Rovněž je nutné přepočítat rotorové veličiny na stator. To je možné udělat před nebo po odvození, přepočítávací vztahy lze najít např. v [1], [4].

Celkem lze psát šest napěťových rovnic, jednu pro každou fázi rotoru a statoru [3]

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\Psi_k}{dt} \quad \text{kde } k = a, b, c, A, B, C. \quad (2.1)$$

Pro sprážené magnetické toky Ψ_k dostaneme též šest rovnic, dále uvažujeme, že motor pracuje v lineární části magnetizační charakteristiky. Použijeme vyjádření pomocí indukčnosti a proudu, obecně maticově [5]

$$[\Psi] = [L] \cdot [i]. \quad (2.2)$$

Dostáváme soustavu celkem dvanácti skalárních rovnic. Abychom počet rovnic zredukovali, použijeme vyjádření pomocí prostorových vektorů.

Prostorový vektor je způsob, který nám umožňuje nahradit tři okamžité skalární veličiny jednou veličinou vektorovou, reprezentovanou souřadnicemi v komplexní rovině. Prostorový vektor $\hat{\mathbf{x}}$ obecných veličin x_a, x_b, x_c je definován jako [2], [5]

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= k (x_a + \mathbf{a} x_b + \mathbf{a}^2 x_c) \\ \mathbf{a} &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \mathbf{a}^2 &= e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}. \end{aligned}$$

Vektor $\hat{\mathbf{x}}$ můžeme rozdělit na reálnou a imaginární část

$$\begin{aligned} \Re(\hat{\mathbf{x}}) &= x_\alpha = K \left(x_a - \frac{1}{2}x_b - \frac{1}{2}x_c \right) \\ \Im(\hat{\mathbf{x}}) &= x_\beta = K \frac{\sqrt{3}}{2} (x_b - x_c). \end{aligned}$$

V elektrických pohonech se výše uvedená transformace nazývá **Clarková transformace**. Umožňuje nám převést tříosý souřadný systém na systém dvouosý ortogonální [4], [5].

Maticový zápis [5]

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{K_0}{K} & \frac{K_0}{K} & \frac{K_0}{K} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}, \quad (2.3)$$

zpětná transformace

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \frac{1}{K} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{1}{3K_0} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{3K_0} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{3K_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Nulová složka se v souměrném třífázovém systému s vinutím do hvězdy neuplatí, nicméně jejím zahrnutím je transformační matice čtvercová, a tudíž invertibilní [5].

Transformační konstantu K lze volit libovolně. V regulátorech elektrických pohonů se nejčastěji volí $K = 2/3$, neboť platí, že $i_a = i_\alpha$, takto je zvolena i v praktické části práce. Transformováním původních dvanácti rovnic 2.1, 2.2 dostaneme čtyři vektorové rovnice [2], [4], [5]

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{u}}_1^1 &= R_1 \hat{\mathbf{i}}_1^1 + \frac{d\hat{\Psi}_1^1}{dt} \\ \hat{\mathbf{u}}_2^2 &= R_2 \hat{\mathbf{i}}_2^2 + \frac{d\hat{\Psi}_2^2}{dt} \\ \hat{\Psi}_1^1 &= L_1 \hat{\mathbf{i}}_1^1 + L_m \hat{\mathbf{i}}_2^2 e^{j\theta} \\ \hat{\Psi}_2^2 &= L_2 \hat{\mathbf{i}}_2^2 + L_m \hat{\mathbf{i}}_1^1 e^{-j\theta}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

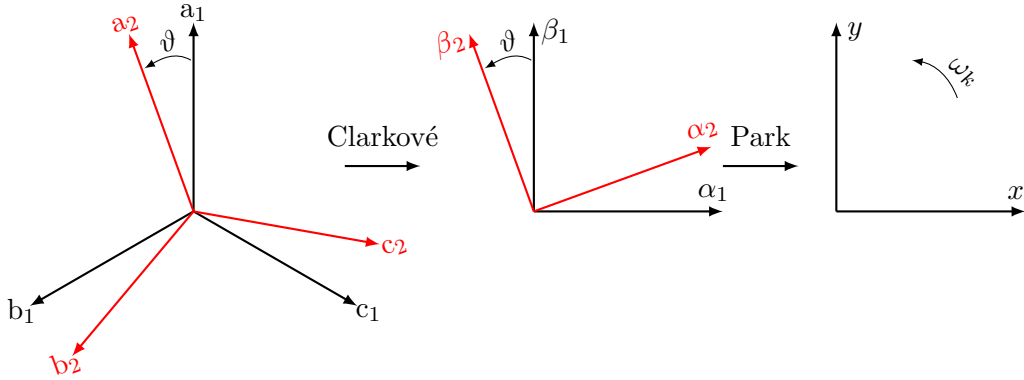
Horní index ¹ říká, že rovnice je spojena se statorovým souřadným systémem, analogicky horní index ² značí provázanost s rotorovým souřadným systémem. Rotorový a statorový souřadný systém se vůči sobě otáčí, což způsobuje přítomnost členů $e^{j\vartheta}$, $e^{-j\vartheta}$ v tokových rovnicích. Tyto členy lze odstranit další transformací rovnic do společného souřadného systému (x, y) rotujícího obecnou rychlostí ω_k vůči statoru. Tato transformace se mimo jiné nazývá **Parkova transformace** [5], maticové vyjádření [4], [5]

$$\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\vartheta_k) & \sin(\vartheta_k) \\ -\sin(\vartheta_k) & \cos(\vartheta_k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \end{pmatrix}, \quad (2.6)$$

zpětná transformace

$$\begin{pmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\vartheta_k) & -\sin(\vartheta_k) \\ \sin(\vartheta_k) & \cos(\vartheta_k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_x \\ A_y \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

Při transformování rotorových veličin nahradíme $\vartheta_k \rightarrow \vartheta_k - \vartheta$.



Obrázek 2.1: Grafické znázornění Clarkové a Parkovy transformace

Po provedení Parkovy transformace můžeme psát základní napěťové a tokové rovnice asynchronního motoru v obecném souřadném systému rotujícím rychlostí ω_k vůči statoru [5], [6]

$$\begin{aligned} \hat{u}_1^k &= R_1 \hat{i}_1^k + \frac{d\hat{\Psi}_1^k}{dt} + j\omega_k \hat{\Psi}_1^k \\ \hat{u}_2^k &= R_2 \hat{i}_2^k + \frac{d\hat{\Psi}_2^k}{dt} + j(\omega_k - \omega) \hat{\Psi}_2^k \\ \hat{\Psi}_1^k &= L_1 \hat{i}_1^k + L_m \hat{i}_2^k \\ \hat{\Psi}_2^k &= L_2 \hat{i}_2^k + L_m \hat{i}_1^k. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Soustavu doplníme rovnicí pro moment

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_2} (\Psi_{2\text{Re}} \dot{i}_{1\text{Im}} - \Psi_{2\text{Im}} \dot{i}_{1\text{Re}}) \quad (2.9)$$

a pohybovou rovnicí

$$M - M_z = \frac{J}{p_p} \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.10)$$

Soustava rovnic 2.8 spolu s rovnicemi 2.9, 2.10 představuje úplný matematický popis asynchronního motoru.

2.4 Odvození simulačních rovnic

Soustavu 2.8 vyjádříme v souřadném systému pevně spojeným se statorem $\omega_k = 0$, uvažujeme motor s kotvou nakrátko ($u_2 = 0$)

$$\begin{aligned}\hat{u}_1^1 &= R_1 \hat{i}_1^1 + \frac{d\hat{\Psi}_1^1}{dt} \\ 0 &= R_2 \hat{i}_2^1 + \frac{d\hat{\Psi}_2^1}{dt} - j\omega \hat{\Psi}_2^1 \\ \hat{\Psi}_1^1 &= L_1 \hat{i}_1^1 + L_m \hat{i}_2^1 \\ \hat{\Psi}_2^1 &= L_2 \hat{i}_2^1 + L_m \hat{i}_1^1.\end{aligned}\tag{2.11}$$

Dále si zvolíme libovolnou kombinaci dvou vektorů toku a proudu a z rovnic 2.11 eliminujeme zbylé dvě proměnné. Na zvolených proměnných nezáleží, neboť uvažujeme, že motor pracuje v lineární části magnetizační charakteristiky. V této práci je volena kombinace vektorů statorového a rotorového proudu \hat{i}_1 , \hat{i}_2 .

Dosazení tokových rovnic do napěťových

$$\begin{aligned}\hat{u}_1^1 &= R_1 \hat{i}_1^1 + \frac{d}{dt} (L_1 \hat{i}_1^1 + L_m \hat{i}_2^1) \\ 0 &= R_2 \hat{i}_2^1 + \frac{d}{dt} (L_2 \hat{i}_2^1 + L_m \hat{i}_1^1) - j\omega (L_2 \hat{i}_2^1 + L_m \hat{i}_1^1).\end{aligned}$$

Po úpravě a rozdělení na reálnou a imaginární složku dostaneme

$$\begin{aligned}\frac{di_{1\alpha}}{dt} &= \frac{1}{L_1} \left(u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} - L_m \frac{di_{2\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{di_{1\beta}}{dt} &= \frac{1}{L_1} \left(u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} - L_m \frac{di_{2\beta}}{dt} \right) \\ \frac{di_{2\alpha}}{dt} &= \frac{1}{L_2} \left(-R_2 i_{2\alpha} - \omega (L_2 i_{2\beta} + L_m i_{1\beta}) - L_m \frac{di_{2\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{di_{2\beta}}{dt} &= \frac{1}{L_2} \left(-R_2 i_{2\beta} - \omega (L_2 i_{2\alpha} + L_m i_{1\alpha}) - L_m \frac{di_{2\beta}}{dt} \right).\end{aligned}\tag{2.12}$$

Soustava 2.12, doplněná o rovnici 2.9, která je vyjádřena pomocí zvolených proměnných

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_2} (i_{2\alpha} i_{1\beta} - i_{2\beta} i_{1\alpha})\tag{2.13}$$

a rovnici 2.10, je použita k vytvoření modelu simulujícího chování skutečného asynchronního motoru v prostředí MATLAB&Simulink v praktické části práce.

Kapitola 3

Vektorová regulace

Vektorové řízení asynchronního motoru je odvozeno ze základních vektorových rovnic 2.8 matematického modelu, vyjádřených v souřadném systému rotujícím synchronní rychlostí, tedy $\omega_k = \omega_1$, ve kterém platí, že motorové veličiny jsou stejnosměrné. Osy takového systému se často značí písmeny d , q . Při vektorovém řízení je nutné položit reálnou osu d do směru některého z vektorů toku nebo proudu, díky čemuž bude imaginární složka příslušného vektoru nulová. Hovoříme pak o vektorovém řízení orientovaném na příslušný vektor toku nebo proudu. V principu lze orientaci volit libovolně, nejčastěji se volí orientace na vektor rotorového toku $\hat{\Psi}_2$ [6], [7]. Vyjádřením rovnice 2.9 v osách (d, q) a uvážením $\Psi_{2d} = |\hat{\Psi}_2|$, $\Psi_{2q} = 0$, dostaneme [7]

$$M = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2d} i_{1q}, \quad (3.1)$$

navíc platí $\Psi_{2d} \approx i_{1d}$.

Orientací vektorového řízení na rotorový tok dostaneme pro moment analogii vyjádření momentu stejnosměrného cize buzeného motoru. Složka i_d je spjata s magnetickým tokem v motoru, je analogií budicího proudu u stejnosměrného cize buzeného motoru a nazývá se „tokotvorná složka“. Složka i_q je svázána s momentem motoru, je analogií k proudu kotvou stejnosměrného cize buzeného motoru a nazývá se „momentotvorná složka“. Orientace vektorového řízení na rotorový tok nám dává možnost řídit zvlášť tok a moment motoru, a dosáhnout tak vysoké dynamiky pohonu [7].

Aby vektorové řízení fungovalo, je nutné v každém okamžiku znát amplitudu vektoru rotorového toku $\hat{\Psi}_2$ a úhel mezi osou d a osu α statorového souřadného systému, tzv. **transformační úhel**, který je nutný k provedení Parkovy transformace. Rotorový tok je ale neměřitelná veličina, proto se získává výpočtem, k čemuž se používají matematické modely odvozené z rovnic 2.8. Nejčastěji používanými modely jsou **proudový I-n model** a **napěťový U-I model** [6].

Proudový I-n model v souřadnicích (α, β) [6]

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} &= \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1\alpha} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2\alpha} - \omega \Psi_{2\beta} \\ \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} &= \frac{L_m R_2}{L_2} i_{1\beta} - \frac{R_2}{L_2} \Psi_{2\beta} - \omega \Psi_{2\alpha}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Napěťový U-I model v souřadnicích (α, β) [6]

$$\begin{aligned}
 \Psi_{1\alpha} &= \int_0^t (u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}) d\tau \\
 \Psi_{2\alpha} &= \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1\alpha} - \sigma L_1 i_{1\alpha}) \\
 \Psi_{1\beta} &= \int_0^t (u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta}) d\tau \\
 \Psi_{2\beta} &= \frac{L_2}{L_m} (\Psi_{1\beta} - \sigma L_1 i_{1\beta}),
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

kde $\sigma = 1 - L_m^2/L_1L_2$ je tzv. rozptyl.

Napěťový U-I model je oproti I-n modelu jednodušší soustava rovnic, která navíc nevyžaduje informaci o otáčkách, čehož lze dobře využít při bezsenzorovém vyhodnocování otáček [6]. Reálná implementace je však spojena s řadou problémů vyžadujících kompenzaci, viz kapitola 4.

3.1 Odvazbení

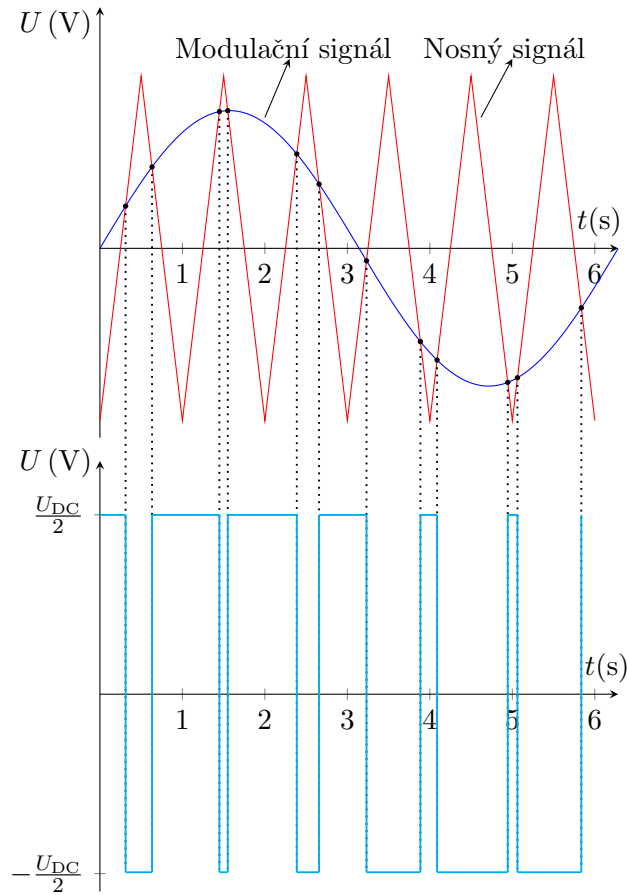
Výstupem regulátoru proudu i_{1d} je napětí u_{1d} , obdobně výstupem regulátoru proudu i_{1q} je napětí u_{1q} . Pro plynulé fungování regulace bychom chtěli, aby napětí u_{1d} záviselo pouze na proudu i_{1d} a napětí u_{1q} záviselo na proudu i_{1q} , tedy aby platilo $u_{1d} = f(i_{1d})$ a $u_{1q} = f(i_{1q})$. To ovšem neplatí, vyjádříme-li si rovnice 2.8 v souřadném systému (d, q) , který rotuje synchronní rychlostí a vyjádříme si vektor napětí $\hat{\mathbf{u}}_1^{dq}$ a rovnici rozdělíme na reálnou a imaginární část, dostaneme [7]

$$\begin{aligned}
 u_{1d} &= \left(R_1 + \frac{L_m^2 R_2}{L_2^2} \right) i_{1d} + \left(L_1 + \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_s \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) i_{1q} - \frac{L_m R_2}{L_2^2} \Psi_{2d} \\
 u_{1q} &= R_1 i_{1q} + \left(L_1 + \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_s \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) i_{1d} - \omega_s \frac{L_m}{L_2^2} \Psi_{2d}.
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

K žadaným hodnotám napětí se někdy přičítají modře označené tzv. odvazbovací členy, které představují provázání s ostatními veličinami, nicméně řízení funguje i bez odvazbení, neboť regulátory umí vazbu kompenzovat, odvazbení chápeme jako "pomoc" regulátorům. Detailní odvození je uvedeno v [7].

3.2 Sinusová modulace třífázového dvouúrovňového střídače

Pro přiblížení chování napěťového střídače v simulaci byla použita pro svoji jednoduchost sinusová modulace. Sinusová modulace se řadí mezi modulační techniky pracující s konstantní modulační periodou. Jejich podstatou je řízení střední hodnoty výstupního napětí změnou poměrné doby sepnutí horního a dolního spínače za periodu [8]. Princip sinusové modulace je znázorněn na obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Princip sinusové modulace

Sinusový modulační signál je porovnáván s tzv. nosným signálem pilovitého tvaru, v případě shody je vygenerován signál pro příslušný spínač, viz obrázek 3.1. Frekvence nosného signálu je několikanásobně vyšší než frekvence modulačního signálu a zároveň definuje spínací frekvenci střídače. Důležitým parametrem je modulační index definovaný jako [8]

$$m = \frac{U_{m(\max)}}{U_{c(\max)}}, \quad (3.5)$$

kde $U_{c(\max)}$ je amplituda nosného signálu a $U_{m(\max)}$ je amplituda modulačního signálu. Modulační signál představuje žádanou hodnotu napětí z nadřazeného řídicího systému. V závislosti na velikosti m rozlišujeme u střídače několik pracovních režimů: [8]

1. lineární režim, pro $m \in \langle 0, 1 \rangle$,
2. nelineární režim, pro $m > 1$,
3. obdélníkové řízení, pro $m \rightarrow \infty$.

V lineárním režimu platí, že amplituda první harmonické výstupního napětí střídače se mění lineárně v závislosti na m . Jednou z nevýhod sinusové modulace oproti například modulaci prostorového vektoru je poměrně nízký obsah základní harmonické ve výstupním

napětí střídače. Vyššího obsahu základní harmonické lze dosáhnout tím, že zvýšíme modulační index tak, aby platilo $m > 1$, tím se dostáváme do oblasti tzv. přemodulování. Zde již amplituda první harmonické výstupního napětí střídače nezávisí lineárně na m , navíc obsah harmonických vyššího řádu ve výstupním napětí se výrazně zvýší, což způsobuje značné zkreslení napětí resp. proudů. Pokud budeme dál zvyšovat m , střídač postupně přechází do obdélníkového řízení [8].

Kapitola 4

Aplikace U-I modelu k výpočtu statorového toku

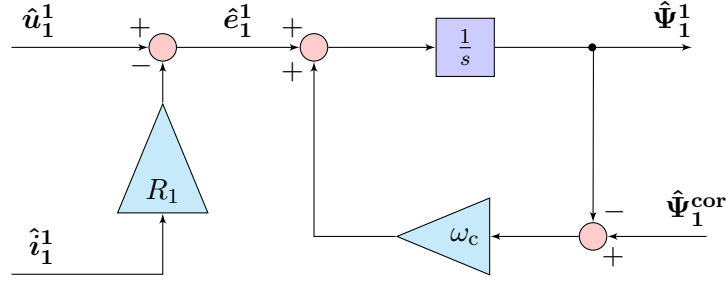
Vyhodnocování složek statorového toku pomocí čistého integrátoru s sebou přináší řadu problémů, zejména v podobě neřízené akumulace DC offsetu. Příčinou jsou především neznámé počáteční podmínky v okamžiku rozběhu motoru a nepřesnost měřících obvodů, které vyhodnocují složky statorového proudu.

Vyhodnocování statorového napětí rovněž přináší spoustu problémů, neboť napětí na výstupu střídače, kterým je motor v praxi napájen, je tvořeno pulzy o frekvenci několik set Hz až jednotek kHz. Přímé měření je reálně prakticky nemožné, statorové napětí se proto získává rekonstrukcí z referenčního napětí vstupujícího do modulátoru nebo známých spínacích kombinací střídače. První zmíněná možnost je založená na předpokladu, že první harmonická výstupního napětí střídače je shodná s referenčním napětím. V reálném světě tato rovnost neplatí, protože výstupní napětí střídače je zkresleno vlivem ochranných dob střídače (tzv. dead time) a nedokonalostmi polovodičových spínacích součástek jako je konečná doba spínání a nenulový úbytek napětí na součástce v sepnutém stavu. Přesná znalost statorového odporu je také důležitá pro správný chod regulace, ten však často bývá proměnný, neboť závisí na teplotě statorového vinutí, která se za běhu motoru mění.

4.1 Kompenzační algoritmy

V literatuře byly představeny nejrůznější kompenzační algoritmy, které řeší výše uvedené problémy spojené s U-I modelem. Přirozeně se nabízí dva různé pohledy na řešení daného problému: a) Zdokonalit měřící obvody a postupy při určování napětí a parametrů stroje nebo b) Modifikovat samotný proces integrace tak, aby výpočet byl stabilní. V této práci je podrobně rozebrána možnost b).

Jedna z možných modifikací integrace, která je zároveň poměrně snadná, je aproximace čistého integrátoru dolnoproústním filtrem, čímž však vneseme do výpočtu určité zpoždění vyžadující další kompenzaci. Jiné možné řešení představuje omezení amplitudy výstupu integrátorů vhodnou saturační funkcí. Mezi sofistikovanější kompenzační algoritmy patří adaptivní observery, které pro přesnou aproximaci statorového toku využívají jak napěťový U-I model, tak proudový I-n model [9], [13].



Obrázek 4.1: Zobecněná struktura modifikovaného integrátoru

Modifikované integrátory lze popsat obecnou rovnicí [9]

$$\frac{d\hat{\Psi}_1^1}{dt} = \hat{e}_1^1 + \omega_c(t)(\hat{\Psi}_1^{\text{cor}} - \hat{\Psi}_1^1), \quad (4.1)$$

kde \hat{e}_1^1 je tzv. zpětná elektromotorická síla. V Laplaceově transformaci přejde rovnice 4.1 za předpokladu $\omega_c = \text{konst.}$ na [9]

$$\hat{\Psi}_1^1(s) = \frac{\hat{e}_1^1(s) + \omega_c \hat{\Psi}_1^{\text{cor}}(s)}{s + \omega_c}. \quad (4.2)$$

Rovnici 4.2 odpovídá blokové schéma na obrázku 4.1. Konkrétní algoritmy dostaneme z obecné struktury na obrázku 4.1 volbou $\hat{\Psi}_1^{\text{cor}}$. Zvolíme-li $\hat{\Psi}_1^{\text{cor}} = 0$, rovnice 4.2 přejde na rovnici dolnoproústňního filtru, dosazením $\hat{\Psi}_1^{\text{cor}} = \hat{\Psi}_1^1$ dostaneme rovnici čistého integrátoru [9]. Jednotlivé možnosti kompenzace DC offsetu jsou detailněji rozebrány v dalším textu.

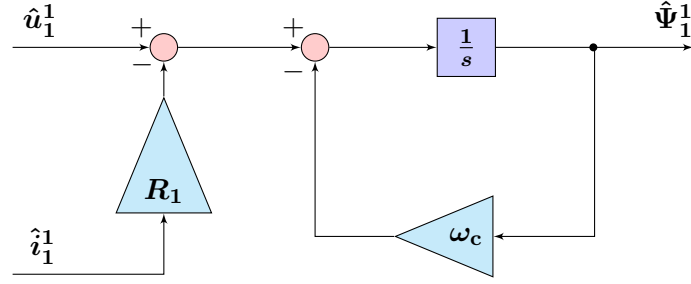
4.1.1 Open-loop schémata

Algoritmy nazývané jako tzv. *open-loop* dostaneme z rovnice 4.2 dosazením $\hat{\Psi}_1^{\text{cor}} = 0$. Patří sem algoritmy založené na dolnoproústňních filtrech navzdory tomu, že zpětnou vazbu obsahují, viz obrázek 4.2. Důvodem je fakt, že odpovídají právě volbě $\hat{\Psi}_1^{\text{cor}} = 0$ [9]. V následující kapitole je problematika rozebrána podrobněji.

Dolnoproústňní filtry

Intuitivní způsob, jak zabránit akumulaci DC-offsetu na výstupu z integrátoru, je zapojení hornoproústňního filtru s mezní frekvencí ω_c do série s integrátorem. Ve výsledku dostaneme dolnoproústňní filtr prvního řádu, neboť platí [9]

$$\frac{\hat{\Psi}_1^1(s)}{\hat{e}_1^1(s)} = \frac{1}{s} \frac{s}{s\omega_c + s} = \frac{1}{\omega_c + s}. \quad (4.3)$$



Obrázek 4.2: Aproximace čistého integrátoru dolnopropustním filtrem

Na dolnopropustní filtr prvního řádu lze nahlížet jako na integrátor se zápornou zpětnou vazbou, viz obrázek 4.2. Samotný filtr z obrázku 4.2 sice dokáže DC-offset odstranit, nicméně amplituda a fáze výsledného vektoru je zatížena chybou, která je způsobena rozdílným amplitudovým a fázovým přenosem integrátoru a dolnopropustního filtru.

Pro amplitudový, respektive fázový přenos dolní propusti ve frekvenční oblasti platí [9]

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{\omega_s^2 + \omega_c^2}} \quad (4.4)$$

$$\text{Arg}(G) = -\arctan\left(\frac{\omega_s}{\omega_c}\right). \quad (4.5)$$

Ze vztahů 4.4 a 4.5 vyplývá, že čím menší mezní frekvenci ω_c zvolíme, tím více se bude dolnopropustní filtr chovat jako integrátor. Větší mezní frekvence ω_c zajistí lepší kompenzaci DC-offsetu, zároveň však zapříčiní větší zkreslení výstupního signálu, na druhou stranu pokud zvolíme ω_c příliš malou, filtr není schopen offset kompenzovat. Pro správné fungování filtru je nutné, aby vždy platilo $\omega_c < \omega_s$, zároveň je dobré umístit pól filtru, který se nachází v $-\omega_c$, dostatečně daleko od počátku [12].

Chceme-li se zbavit zkreslení výstupního signálu, a získat tak odezvu, která by odpovídala integrátoru, je nutné zavést kompenzaci amplitudového a fázového přenosu daného dolnopropustního filtru [11], [12], [13].

Kompenzace dolnopropustních filtrů

V literatuře nalezneme mnoho způsobů, jak filtry kompenzovat. V principu se snažíme modifikovat topologii filtru tak, abychom ve výsledku dostali odezvu odpovídající integrátoru. Algoritmy můžeme rozdělit na dvě skupiny z hlediska volby mezní frekvence ω_c : [9]

- a) s fixní mezní frekvencí,
- b) s proměnlivou mezní frekvencí, odvozenou od synchronní frekvence ω_s .

Algoritmy patřící do první skupiny pracují s fixně zvolenou mezní frekvencí ω_c a obsahují kompenzaci amplitudy a fáze, která je založená na vynásobení dolnopropustního filtru převrácenou hodnotou přenosu hornopropustního filtru [9]

$$\frac{1}{G_{\text{hpf}}(s)} = \frac{s + \omega_c}{s}. \quad (4.6)$$

Výsledný algoritmus dosahuje dobrých výsledků především v ustáleném stavu, zejména pokud motor pracuje na vyšších otáčkách. Největším kamenem úrazu takto provedené

kompenzace je nutnost dělení synchronní frekvencí ω_s , což značně zhoršuje práci v blízkosti nulových otáček [9], [13]. Alternativně lze rovněž použít dolnoproputní filtr vyššího řádu v kombinaci s hornoproputním filtrem, tato možnost byla představena v [10]. Autoři navrhují dva algoritmy, které jsou si velmi podobné, oba jsou tvořeny sériovou kombinací horní a dolní propusti, liší se pouze v řádu dolnoproputního filtru. Konkrétně jsou použity dolnoproputní filtry třetího a pátého řádu.

Chceme-li docílit velmi přesného výpočtu statorového toku, musíme velmi přesně zvolit mezní frekvenci daného filtru. Různým hodnotám pracovní frekvence odpovídají jiné hodnoty ω_c , filtr optimalizovaný na práci při vysokých frekvencích selže, pokud pracovní frekvence příliš klesne, to stejné platí i v opačném případě. Filtry s fixní mezní frekvencí mají omezený rozsah frekvencí, při kterých jsou schopny fungovat. Vyžadujeme-li práci motoru v širokém spektru otáček včetně možnosti reverzace, je nutné dát ω_c závislou na synchronní frekvenci ω_s , tedy aby platilo $\omega_c = f(\omega_s)$. Konkrétně se volí lineární závislost [9]

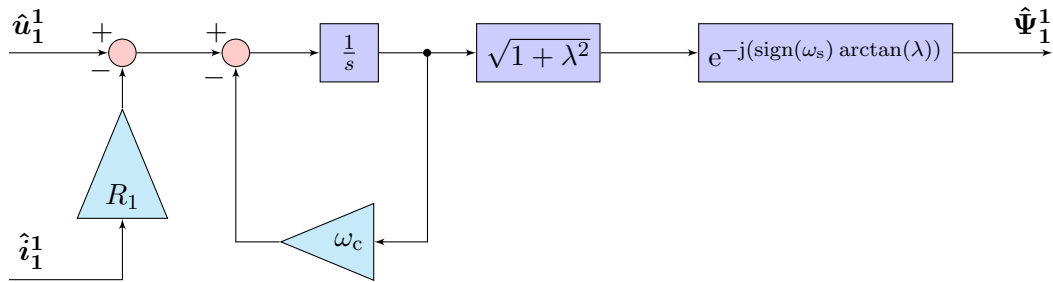
$$\omega_c = \lambda|\omega_s|, \quad (4.7)$$

kde $\lambda \in (0, 1)$.

V [11], [12] jsou představeny algoritmy, které nejprve vykompenzují zkreslení amplitudy na výstupu filtru a poté provedou rotaci vektoru $\hat{\Psi}_1^1$, tím se odstraní i zkreslení fáze. K realizaci je použita následující kompenzační funkce rozepsaná na amplitudu a fázi [9]

$$|G_k| = \sqrt{1 + \lambda^2} \quad (4.8)$$

$$\text{Arg}(G_k) = -\text{sign}(\omega_s) \arctan(\lambda). \quad (4.9)$$



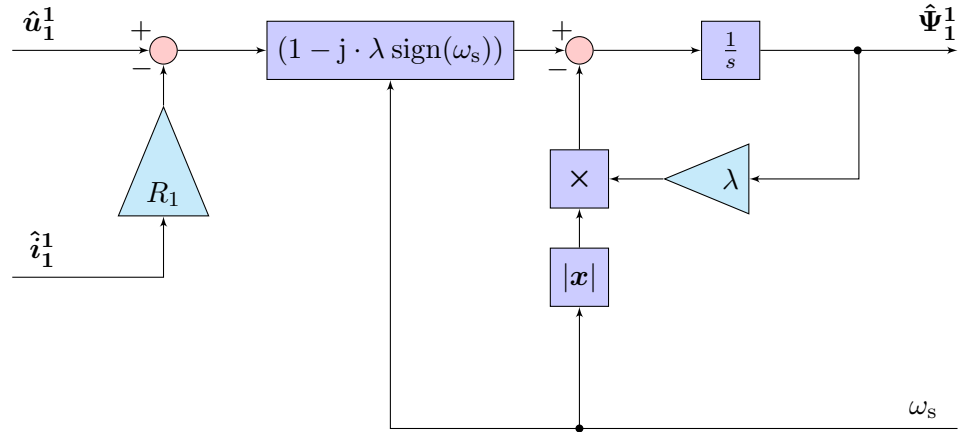
Obrázek 4.3: Kompenzace dolnoproputního filtru dle [11], [12]

Autoři [13] navrhují schéma, které vychází z následující rovnice

$$\hat{\Psi}_1^1 = \int_0^t [-\lambda|\omega_s| + (1 - j \cdot \lambda \text{sign}(\omega_s)) \hat{e}_1^1] d\tau, \quad (4.10)$$

pro přenos dostaneme [13]

$$G(s) = \frac{\hat{\Psi}_1^1(s)}{\hat{e}_1^1(s)} = \frac{1}{j} \frac{j + \lambda \text{sign}(\omega_s)}{s + \lambda|\omega_s|}. \quad (4.11)$$



Obrázek 4.4: Kompenzace dolnoprostopustního filtru dle [13]

Z blokových schémat na obrázcích 4.3 a 4.4 je dobře vidět hlavní rozdíl mezi těmito metodami. Zatímco algoritmus dle [11], [12] kompenzuje výstupní signál filtru, tedy vektor magnetického toku, algoritmus představený v [13] kompenzuje signál na vstupu filtru. Konkrétní rozdíly jsou rozebrány v simulační části práce.

4.1.2 Closed-loop schémata

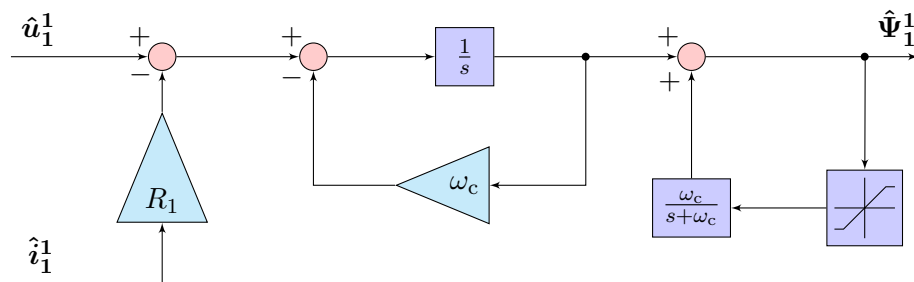
Zvolíme-li $\hat{\Psi}_1^{\text{cor}} \neq 0$ v rovnici 4.2, dostaneme algoritmy označované jako tzv. *closed-loop* [9]. Oproti *open-loop* schématům mají zpravidla komplikovanější strukturu, často však ve svém jádru mají dolnoprostopustní filtr. V následujícím textu jsou podrobněji rozebrány dvě konkrétní skupiny: integrátory se saturací amplitudy a adaptivní observery.

Integrátory se saturací amplitudy

Autoři [14] představují hned tři různé algoritmy, jejichž výstup lze obecně popsat rovnicí

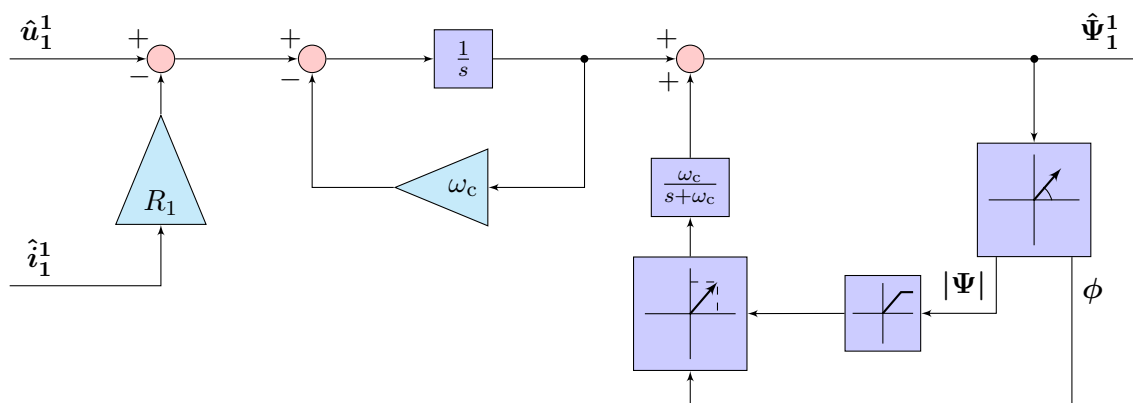
$$\hat{\Psi}_1^1(s) = \frac{\hat{e}_1^1(s)}{s + \omega_c} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z(s), \quad (4.12)$$

kde $z(s)$ je kompenzační signál. Zvolíme-li $z(s) = 0$, rovnice 4.12 přejde na rovnici dolnoprostopustního filtru, dostáváme algoritmus popsáný v části 4.1.1. Naproti tomu volba $z(s) = \hat{\Psi}_1^1(s)$ převádí vztah 4.12 na rovnici čistého integrátoru, právě na této volbě jsou algoritmy založeny [14].



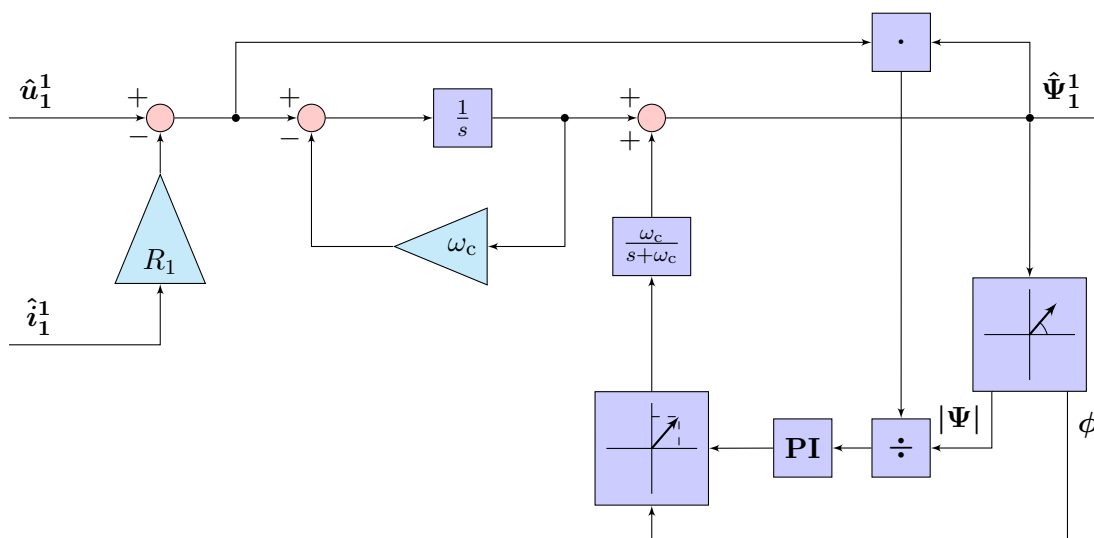
Obrázek 4.5: Integrátor se saturovatelnou zpětnou vazbou

Nejjednodušším z navrhovaných algoritmů je integrátor se saturovatelnou zpětnou vazbou, jehož blokové schéma je na obrázku 4.5. Algoritmus se chová jako čistý integrátor do chvíle, než je dosažena maximální hodnota saturačního bloku. V tom okamžiku přechází výstup integrátoru na rovnici 4.12, kde $z(s)$ zde představuje výstup saturačního bloku. Největším problémem je správné nastavení saturace tak, aby v sobě výstup z integrátoru neobsahoval stejnosměrnou složku, či nebyl zkreslen [14].



Obrázek 4.6: Integrátor s omezenou amplitudou

Modifikovanou verzi představuje schéma na obrázku 4.6. Vstupem do saturačního bloku je oproti předchozímu případu pouze amplituda výstupu integrátoru, tím se odstraní možné zkreslení způsobené saturačním blokem, avšak přesnost výpočtu pořád závisí na správném nastavení saturace [14].



Obrázek 4.7: Integrátor s kvadrurním detektorem

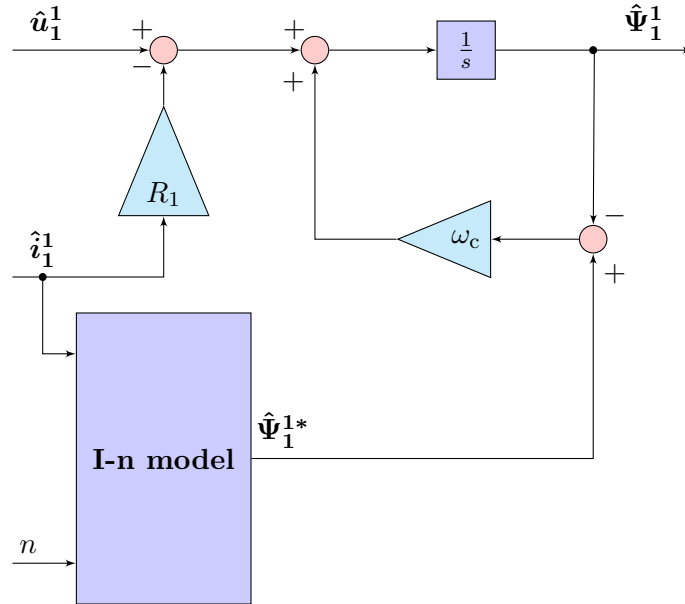
Schéma na obrázku 4.7 využívá předpokladu, že vektory indukovaného napětí a magnetického toku jsou navzájem kolmé. To však platí pouze za předpokladu, že vstupní signál neobsahuje stejnosměrnou složku. K detekci ortogonalit je využit skalární součin, výsledek podělený amplitudou výstupního signálu integrátoru je vstupem do PI regulátoru, který

generuje kompenzační signál. Na rozdíl od předchozích algoritmů, kde byl kompenzační signál generován saturačním blokem, je zde generován PI regulátorem, což algoritmu zajišťuje vysokou dynamiku [14].

Adaptivní observery

Všechny doposud uvedené algoritmy byly odvozeny pouze z U-I modelu asynchronního motoru s tím, že integrátor byl nahrazen dolnoproustním filtrem, který byl dále kompenzován tak, abychom dostali odezvu odpovídající samotnému integrátoru, viz kapitola 4.1.1.

Charakteristická vlastnost adaptivních observerů je použití jak U-I tak I-n modelu, což z nich dělá o poznání komplexnější algoritmy. I-n model je znám svými dobrými vlastnostmi při nízkých a středních otáčkách, naopak U-I model poskytuje lepší výsledky při vyšších otáčkách. Jejich kombinací dostáváme robustní algoritmus schopný stabilně pracovat ve velmi širokém rozsahu otáček motoru. K načrtnutí obecné struktury takového observeru lze využít schéma na obrázku 4.1, dostaneme [9]



Obrázek 4.8: Obecná struktura adaptivního observeru

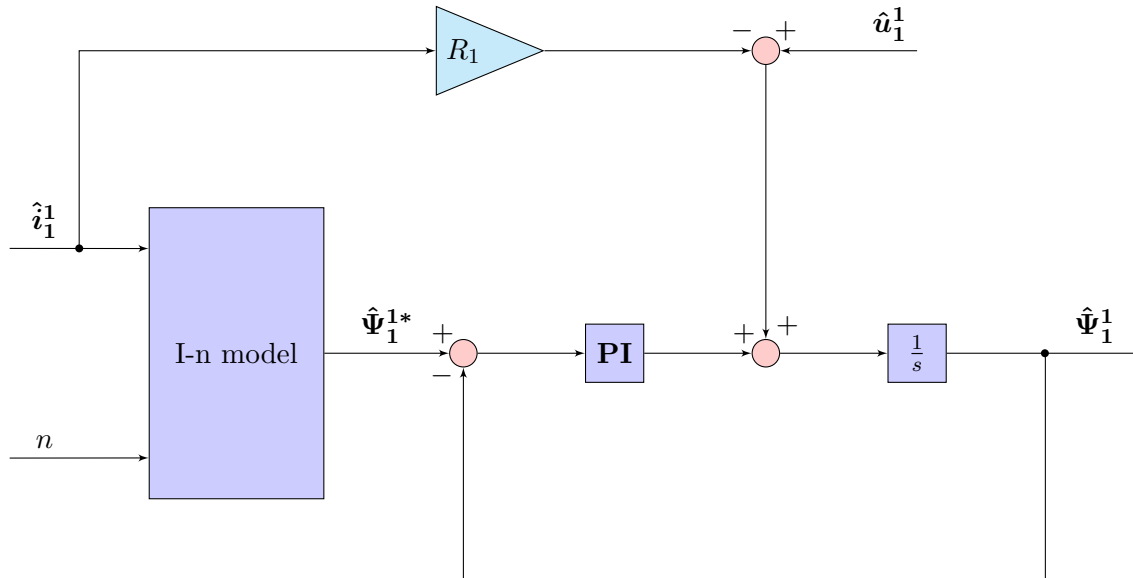
Konkrétní algoritmus byl představen např. v [15]. Observer je složen z open-loop I-n modelu, který zajišťuje přesnost a stabilitu při nízkých otáčkách a adaptivního U-I modelu. U-I model je adaptován přes PI kompenzátor, jehož úkolem je odstranit problémy spojené s použitím čistého integrátoru popsané v úvodu kapitoly 4. Rovnice 3.3 popisující U-I model přejde do tvaru [15]

$$\hat{\Psi}_1^1 = \int_0^t \left(\hat{u}_1^1 - R_1 \hat{i}_1^1 + \hat{u}_{\text{komp}}^1 \right) d\tau, \quad (4.13)$$

kde \hat{u}_{komp}^1 značí výstup z PI kompenzátoru, který je dán následujícím vztahem [15]

$$\hat{u}_{\text{komp}}^1 = K_P \left(\hat{\Psi}_1^{1*} - \hat{\Psi}_1^1 \right) + K_I \int_0^t \left(\hat{\Psi}_1^{1*} - \hat{\Psi}_1^1 \right) d\tau. \quad (4.14)$$

Konstanty K_P a K_I lze vhodně nastavit tak, aby při nízkých otáčkách dominoval I-n model, při vysokých naopak U-I model a zároveň byl zajištěn plynulý přechod mezi oběma modely [15]. Blokové schéma je na obrázku 4.9.



Obrázek 4.9: Adaptivní observer dle [15]

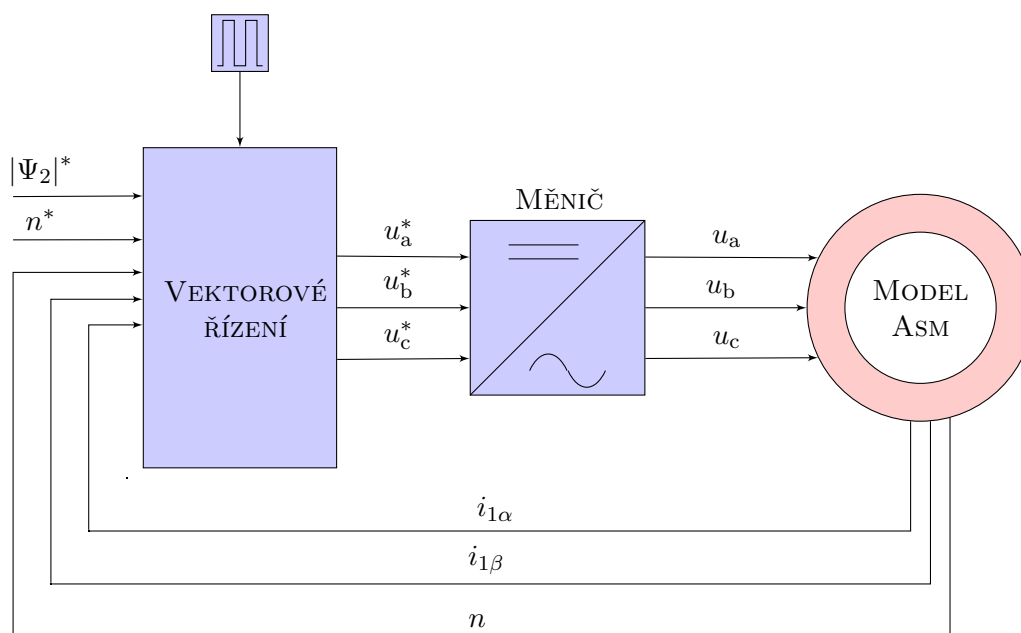
Podobný algoritmus nalezneme rovněž v [16], od algoritmu na obrázku 4.9 se liší pouze tím, že zavazben není statorový ale rotorový tok. Autoři [16] uvádění několik dalších algoritmů, které zde nejsou uvedeny, neboť přesahují rozsah této práce.

Kapitola 5

Implementace simulačního modelu

V 4. kapitole byly shrnuty hlavní problémy spojené s praktickým použitím U-I modelu, dále bylo popsáno několik modifikovaných integrátorů, které se používají k eliminaci DC offsetu v proudových signálech, čímž zajišťují stabilní a přesný výpočet. Za účelem vzájemného porovnání vybraných algoritmů byla vytvořena simulace v prostředí MATLAB&Simulink, podrobnějšímu popisu simulačního schématu jsou věnovány následující kapitoly.

5.1 Obecná struktura modelu

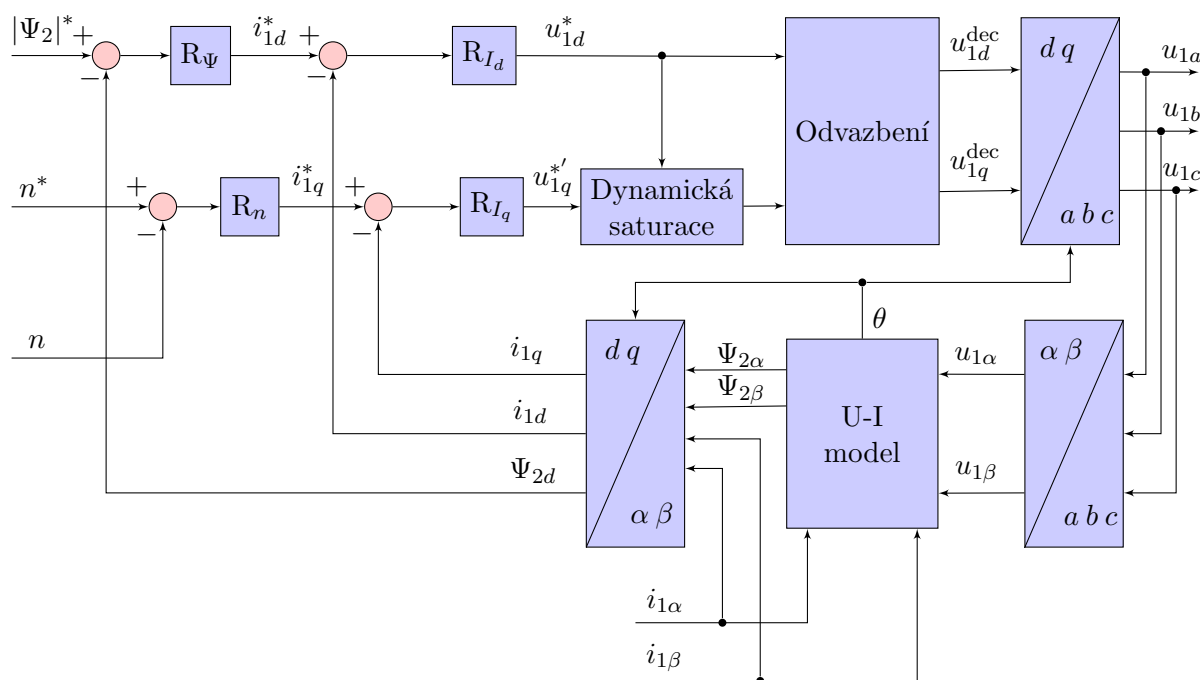


Obrázek 5.1: Struktura simulačního modelu

Model je uspořádán do třech hlavních bloků: VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ, MĚNIČ a MODEL ASM. Blok VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ obsahuje implementaci vektorového řízení orientovaného na rotorový tok. Uvnitř bloku MĚNIČ je implementována sinusová modulace třífázového dvouúrovňového střídače, která byla stručně popsána v kapitole 3.2. Blok MODEL ASM simuluje chování skutečného stroje podle rovnic 2.10, 2.12 a 2.13. Bloky ASYNCHRONNÍ

MOTOR a MĚNIČ jsou implementovány jako spojité systémy, zatímco blok VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ je implementován jako diskretní systém, což lépe zohledňuje skutečnost, že v reálné aplikaci je řízení realizováno řídicím mikropočítačem.

5.2 Blok: Vektorové řízení



Obrázek 5.2: Blokové schéma realizovaného vektorového řízení

Žádané hodnoty rotorového toku $|\Psi_2|^*$ a otáček n^* jsou porovnány se skutečnými hodnotami a vzniklá regulační odchylka vstupuje do tokového, resp. otáčkového regulátoru. Výstupem z tokového regulátoru je žádaná hodnota d -složky statorového proudu, výstupem z otáčkového regulátoru je žádaná hodnota q -složky statorového proudu. Okamžité hodnoty fázových proudů v souřadnicích (α, β) jsou přivedeny do bloku U-I MODEL, ve kterém probíhá výpočet rotorového toku a transformačního úhlu. Uvnitř se nachází vybrané integritory z kapitoly 4, což nám dává možnost si před každou simulací vybrat, který algoritmus zrovna chceme testovat.

Fázové proudy jsou Parkovou transformací převedeny do os (d, q) a odečteny od žádaných hodnot statorových proudů v osách (d, q) . Vzniká regulační odchylka, která vstupuje do příslušného proudového regulátoru. Výstupem z proudových regulátorů jsou žádané hodnoty statorového napětí v souřadnicích (d, q) . Žádané hodnoty napětí jsou vhodně omezeny, viz kapitola 5.2.1, odvasbeny, inverzní Parkovou a inverzní Clarkové transformací převedeny do systému (a, b, c) a nakonec přivedeny jako modulační signály do bloku MĚNIČE.

Statorové napětí, nutné k řešení rovnic U-I modelu, není možné brát přímo ze vstupu do motoru, neboť je tvořeno pulzy, s čímž si regulátory neumí poradit a model se zhroutí. Využijeme proto žádaných hodnot napětí z proudových regulátorů transformovaných do souřadnic (α, β) , což můžeme udělat, protože při zanedbání parazitních vlastností střídače,

kteří nejsou v této práci uvažovány, je první harmonická výstupního napětí střídače shodná s žádanou hodnotou napětí na vstupu střídače.

Celý blok VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ je modelován jako tzv. *trigged subsystem*, taktován je obdélníkovým signálem, viz obrázek 5.1, jehož perioda je volena minimálně o dva řády větší, než je velikost kroku použitého řešiče.

5.2.1 Regulátory a dynamická saturace

Všechny použité regulátory jsou typu PS (proporcionálně-sumační), jedná se o diskrétní náhradu spojitěho PI (proporcionálně-integračního) regulátoru. Řízení je samozřejmě možné simulovat jako spojitý systém, tedy s použitím PI regulátorů a spojitých integrátorů. Z hlediska ladění regulátorů a debugingu celého modelu se jedná o značně jednodušší přístup, který ale neodpovídá realitě, protože řídicí počítače spojitě pracovat neumí, proto je v této práci volen diskrétní přístup.

Spojitý PI regulátor lze popsat následující rovnicí [17]

$$y(t) = K_P \varepsilon(t) + K_I \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau, \quad (5.1)$$

kde $y(t)$ je akční veličina, $\varepsilon(t)$ regulační odchylka a K_P , K_I jsou konstanty. Rovnici PS regulátoru dostaneme z rovnice 5.1 dosazením $t \rightarrow kT$, kde k značí číslo vzorku, T je vzorkovací perioda a kT je diskrétní čas a nahrazením spojitě integrace některou z numerických aproximací. Simulink nabízí levou obdélníkovou, pravou obdélníkovou a lichoběžníkovou metodu, pro správný chod modelu je nutné u všech diskrétních integrátorů a PS regulátorů použít lichoběžníkovou metodu, neboť se ukázalo, že obdélníkové metody neposkytují dostatečně přesnou aproximaci, což způsobovalo nestabilitu modelu. Rovnice PS regulátoru [17]

$$y(kT) = K_P \varepsilon(kT) + K_I \frac{T}{2} \sum_{i=0}^k (\varepsilon(i-1) + \varepsilon(i)), \quad (5.2)$$

v Z -transformaci přejde rovnice 5.2 do tvaru [17]

$$Y(z) = K_P E(z) + K_I \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1} E(z). \quad (5.3)$$

Jako regulátor toku, otáček a tokotvorné složky proudu byl použit předpřipravený blok PS regulátoru z knihovny Simulinku, který umožňuje nastavit saturaci výstupu a potlačení windup efektu. Horní omezení tokového regulátoru je nastaveno na dvojnásobek jmenovité hodnoty I_{1dN} , díky tomu může regulátor při nabuzování požádat o větší proud a značně tak urychlit nabuzení stroje. Saturace otáčkového regulátoru je nastavena na $\pm I_{1qN}$. Výpočet jmenovitých hodnot tokotvorné složky I_{1dN} a momentotvorné složky I_{1qN} statorového proudu je uveden v [7].

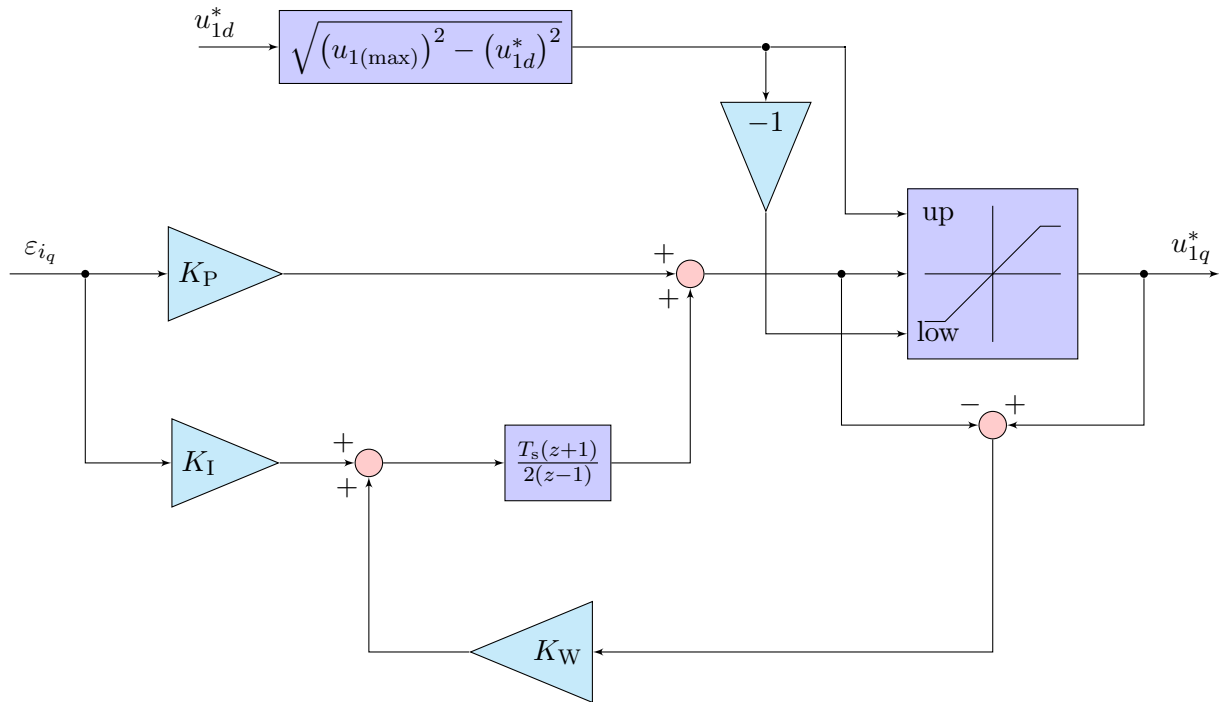
Saturace proudových regulátorů je udělána proměnná s prioritou na buzení, což znamená, že saturace regulátoru i_d je nastavena na určité procento z amplitudy jmenovitého fázového napětí motoru, saturace regulátoru i_q je následně dopočtena pomocí Pythagorovy věty. Tím je zajištěno, že amplituda žádaného vektoru napětí nepřesáhne jmenovité napětí,

$$u_{1d(\max)} = -u_{1d(\max)} = \zeta u_{1(\max)} \quad (5.4)$$

$$u_{1q(\max)} = -u_{1q(\min)} = \sqrt{(u_{1(\max)})^2 - (u_{1d}^*)^2}, \quad (5.5)$$

kde $\zeta \in (0, 1)$.

Jako regulátor i_q nelze použít předpřipravený blok z knihovny Simulinku, protože ten neumožňuje nastavit proměnnou saturaci. Bylo by teoreticky možné saturaci včetně výpočtu umístit mimo blok regulátoru, tím ale přijdeme o možnost potlačení windup efektu, neboť jeho zprovoznění vyžaduje nastavit saturaci uvnitř bloku regulátoru na konečnou hodnotu. Regulátor i_q byl proto sestaven ručně z jednotlivých dílčích bloků, blokové schéma je na obrázku 5.3.



Obrázek 5.3: Blokové schéma PS regulátoru i_q s potlačením windup efektu a dynamickou saturací

5.3 Blok: Měnič

Sinusová modulace byla zvolena především díky tomu, že namodelovat ji je velmi snadné, viz obrázek 5.4. Amplituda žádaných fázových napětí se nejprve znormuje na interval $\langle 0, 1 \rangle$, následně je porovnána s pilovitým signálem. Princip je znázorněn na obrázku 3.1. Výstup z logických bloků je datový typ boolean, abychom mohli s hodnotami provádět aritmetické operace, je nutné provést přetypování. Jednotlivá fázová napětí jsou vypočtena podle následujících vzorců [8]

$$\begin{aligned} u_{1a} &= \frac{1}{3} U_{\text{DC}} (2u_{a0} - u_{b0} - u_{c0}) \\ u_{1b} &= \frac{1}{3} U_{\text{DC}} (2u_{b0} - u_{a0} - u_{c0}) \\ u_{1c} &= \frac{1}{3} U_{\text{DC}} (2u_{c0} - u_{a0} - u_{b0}), \end{aligned} \quad (5.6)$$

kde U_{DC} je napětí v meziobvodu střídače a u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} jsou příslušná fázová napětí střídače. Pro jednoduchost uvažujeme, že střídač pracuje v lineárním režimu a zanedbáváme veškeré parazitní vlastnosti jako dead-time, úbytek napětí na spínačích v sepnutém stavu, konečné spínací doby polovodičových spínačů atd., neboť jejich rozbor není předmětem této práce.

Amplituda první harmonické fázového napětí v lineárním režimu je rovna [8]

$$|u_{1f}| = \frac{1}{2}mU_{DC}. \quad (5.7)$$

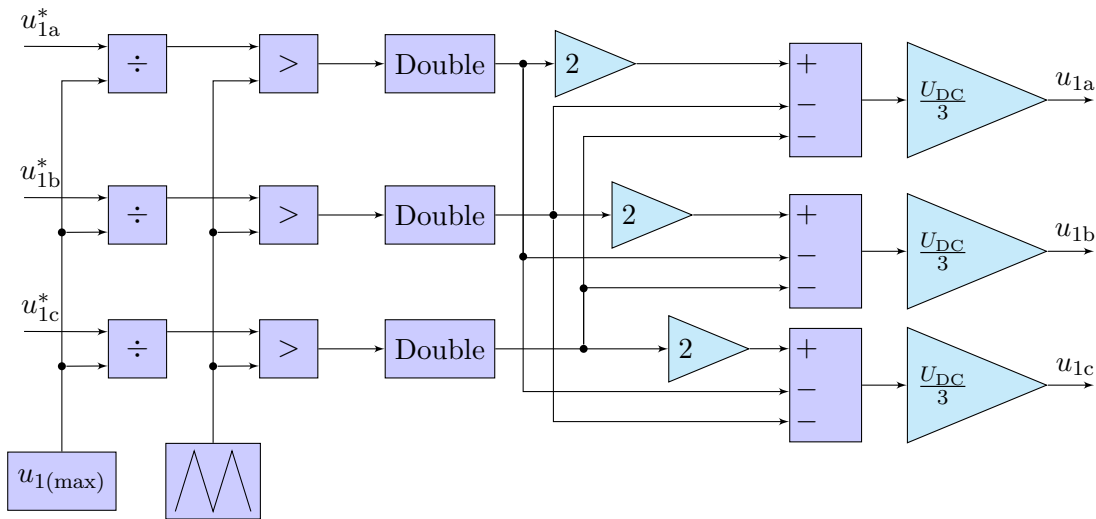
Uvažujeme-li, že jmenovité sdružené napětí motoru má hodnotu U_n , pak je amplituda jmenovitého fázového napětí rovna

$$U_{fn} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_n. \quad (5.8)$$

Chceme-li v lineárním režimu pro $m = 1$ dostat první harmonickou rovnou jmenovitému napětí, napětí v meziobvodu U_{DC} musí mít hodnotu

$$U_{DC} = 2\sqrt{\frac{2}{3}}U_n. \quad (5.9)$$

Pro běžnou hodnotu jmenovitého napětí $U_n = 400$ V dostaneme $U_{DC} \approx 650$ V.



Obrázek 5.4: Blokové schéma sinusové modulace třífázového dvouúrovňového střídače

5.4 Blok: Model Asm

Úkolem bloku je simulovat chování reálného asynchronního motoru, potřebné rovnice jsou uvedeny v kapitole 2.4. Model je počítán v souřadnicích (α, β) , vstupními veličinami jsou fázová napětí v soustavě (a, b, c) a zátěžný moment M_z . Model umožňuje sledovat průběhy statorových a rotorových fázových proudů, otáček, momentu, statorového a rotorového toku.

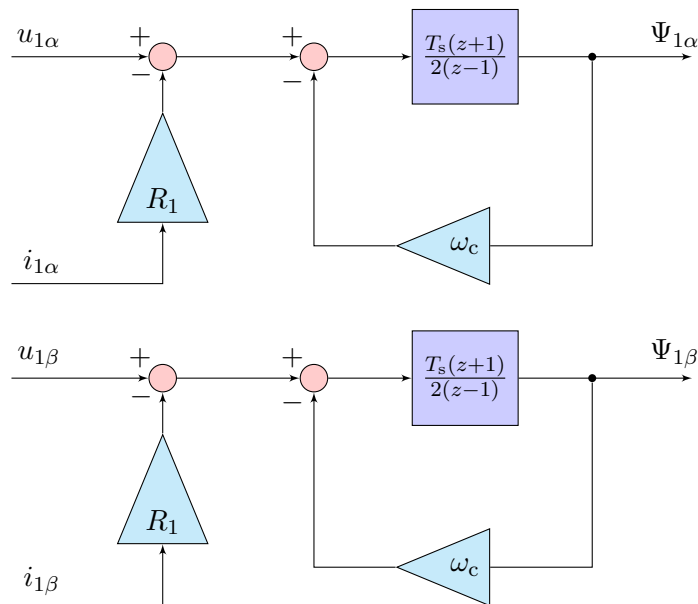
5.5 Implementace vybraných modifikovaných integrátorů

Z integračních algoritmů uvedených v kapitole 4 bylo vybráno pět, které byly implementovány, odladěny a vzájemně porovnány, výsledkům simulací je věnována kapitola 6. Bloková schémata jednotlivých integrátorů v kapitole 4 přesně nereflktují reálné zapojení, zejména protože jsou spojitá. V reálném systému musí být implementována diskrétně. Abychom získali lepší představu o jejich chování v reálné aplikaci, byla schémata vybraná k simulačnímu porovnání převedena do diskrétní podoby. Spojité integrátory byly nahrazeny diskrétními, PI regulátory nahradily PS regulátory, komplikovanější přenosové funkce byly převedeny do diskrétní podoby pomocí bilineární transformace [17]

$$s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}. \quad (5.10)$$

Na následujících stranách jsou představena přesná zapojení vybraných integrátorů rozdělená do složek α , β .

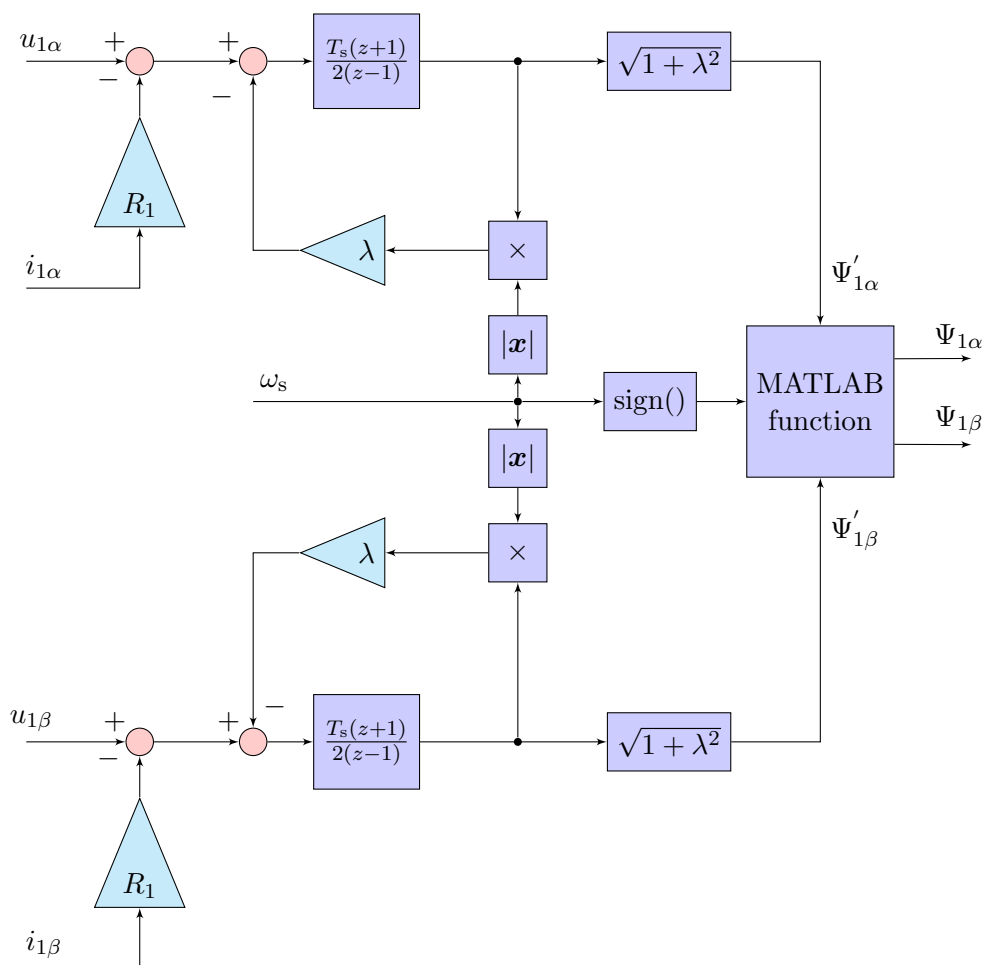
5.5.1 Nekompenzovaný dolnoproustní filtr



Obrázek 5.5: Realizované zapojení dolnoproustního filtru

Od schématu na obrázku 4.2 se liší pouze náhradou spojitého integrátoru diskrétním a samozřejmě rozdělením schématu do složek α , β , jinak jsou schémata naprosto identická.

5.5.2 Kompenzovaný dolnoproustní filtr



Obrázek 5.6: Realizované zapojení integrátoru dle [11]

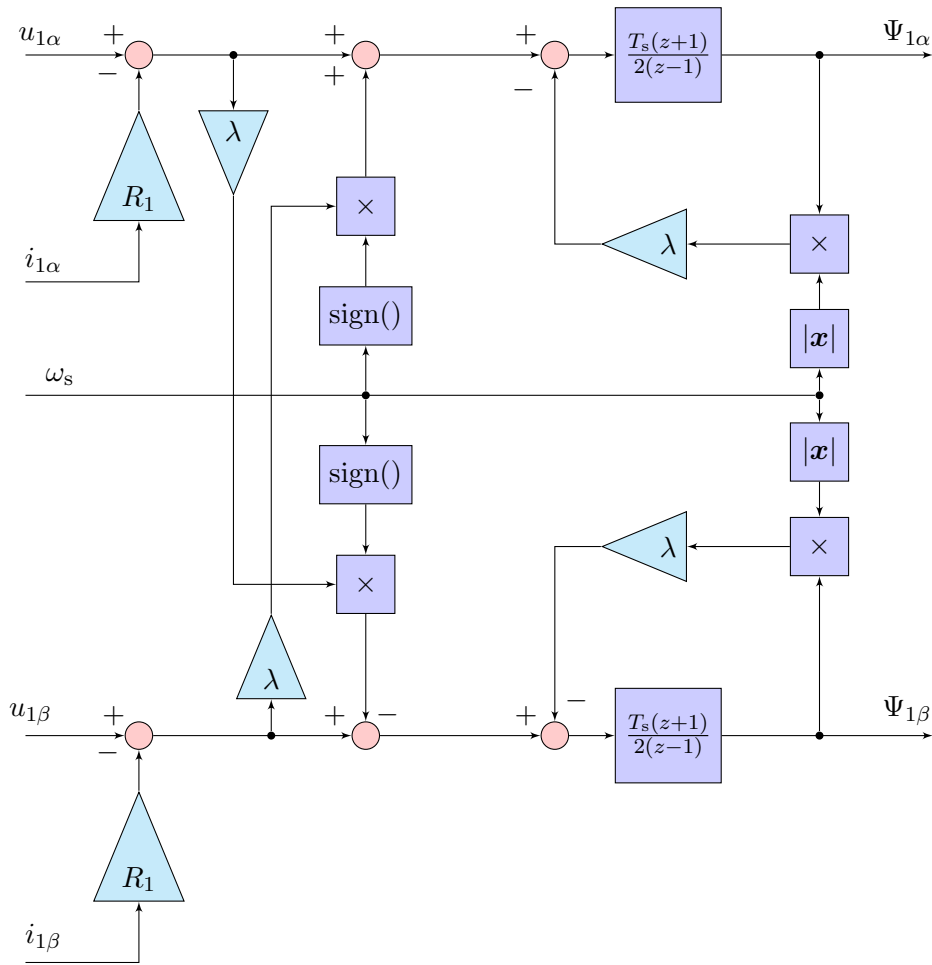
Oproti principiálnímu schématu na obrázku 4.3 obsahuje realizované zapojení několik změn, především ve výpočtu fázové kompenzace. Z praktických důvodů je počítána v bloku MATLAB FUNCTION, jedná se o blok z knihovny Simulink/User-Defined Functions, který vykonává uživatelem definovanou funkci, napsanou v jazyce MATLAB. Použití těchto bloků dělá model kompaktnější a přehlednější, na druhou stranu k porozumění činnosti modelu je třeba znát zdrojové kódy všech uživatelem definovaných bloků.

```

1 function [flux1_Alpha, flux1_Beta]=rotation(Alpha, Beta, sgn)
2 flux_1=exp(i*angle(Alpha+i*Beta))*exp(-i*(sgn*atan(K)));
3 [flux1_Alpha, flux1_Beta]=pol2cart(angle(flux_1), abs(Alpha+i*Beta));

```

Funkce `rotation` je velmi jednoduchá, vstupními argumenty jsou složky vektoru statorového toku a smysl otáčení daný znaménkem ω_s . Nejprve je vypočten správný fázový úhel statorového toku, výsledkem operace je komplexní číslo s jednotkovou amplitudou, ale správnou fází. Funkce vrací složky kompenzovaného vektoru statorového toku, které jsou vypočteny funkcí `pol2cart`, která slouží k převodu polárních souřadnic do kartézských. Vstupními argumenty jsou kompenzovaný fázový úhel a amplituda vstupního vektoru.



Obrázek 5.7: Realizované zapojení integrátoru dle [13]

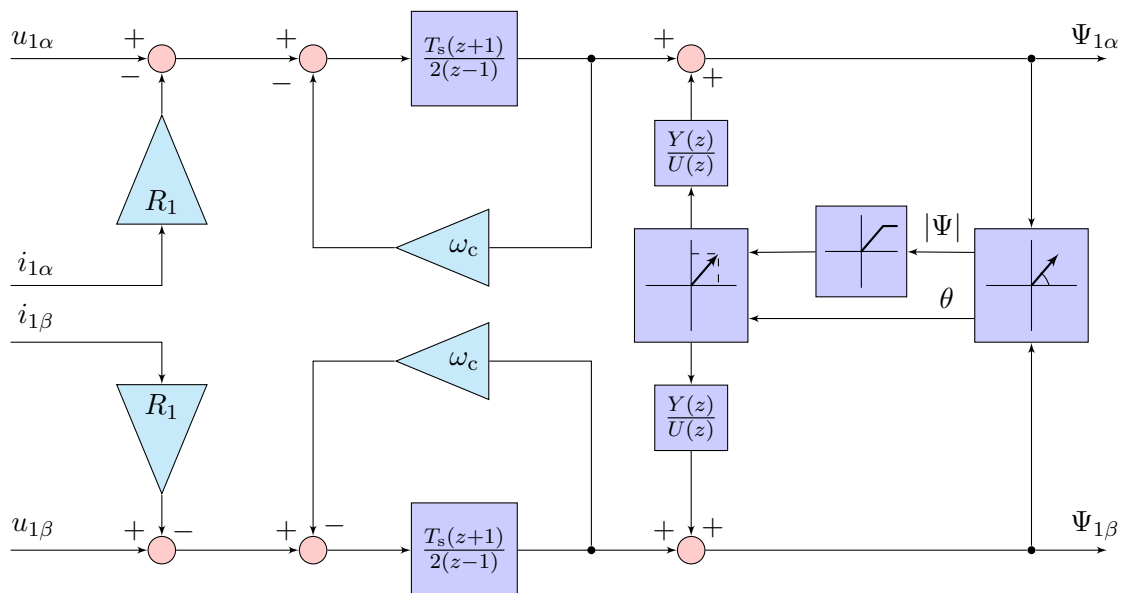
Ze skupiny kompenzovaných dolnoprostopustných filtrů byly vybrány dva algoritmy, neboť oba spadají do kategorie tzv. *programovatelných dolnoprostopustných filtrů* [13], očekávali bychom tedy podobné vlastnosti, nicméně simulace ukazují, že tomu tak úplně není, viz kapitola 6. Algoritmus představený v [13] na první pohled zaujme svojí jednoduchostí, což je jeden z hlavních důvodů, proč byl zvolen k simulaci, neboť by mohl představovat méně výpočetně náročnou, robustní alternativu k složitějším algoritmům.

5.5.3 Integrátor se saturací amplitudy

Z algoritmů představených v [14] byl k simulačnímu porovnání nakonec zvolen integrátor se saturací amplitudy. Původní plán byl simulovat integrátor s kvadraturním detektorem, který je dle autorů [14] nejlepší a nejuniverzálnější ze všech třech představených algoritmů. Avšak po přechodu ze spojitého modelu řízení na diskretní se jej nepodařilo převést do takové diskretní podoby, která by byla stabilní a vykazovala rozumné výsledky. Nejpravděpodobnější příčinou je fakt, že vlivem diskretizace a přítomnosti měniče nejsou průběhy napětí a proudů dokonale sinusové, ale obsahují šum, což způsobuje značné chyby při výpočtu skalárního součinu a adaptivní kompenzátor ve formě PS regulátoru žádá nesprávnou hodnotu.

Realizované zapojení je na obrázku 5.8, bloky $Y(z)/U(z)$ realizují diskrétní variantu přenosu

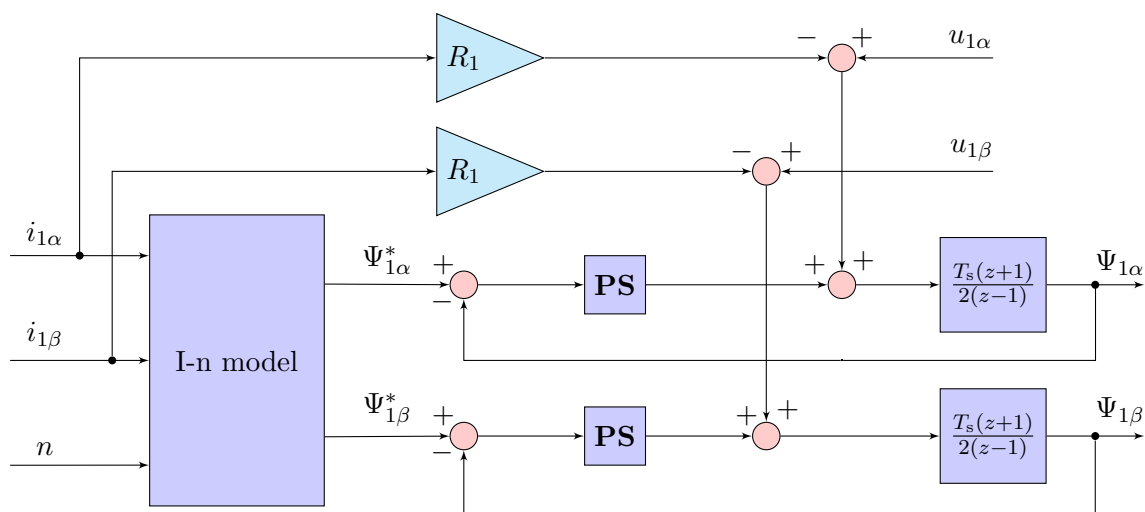
$$G(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}. \quad (5.11)$$



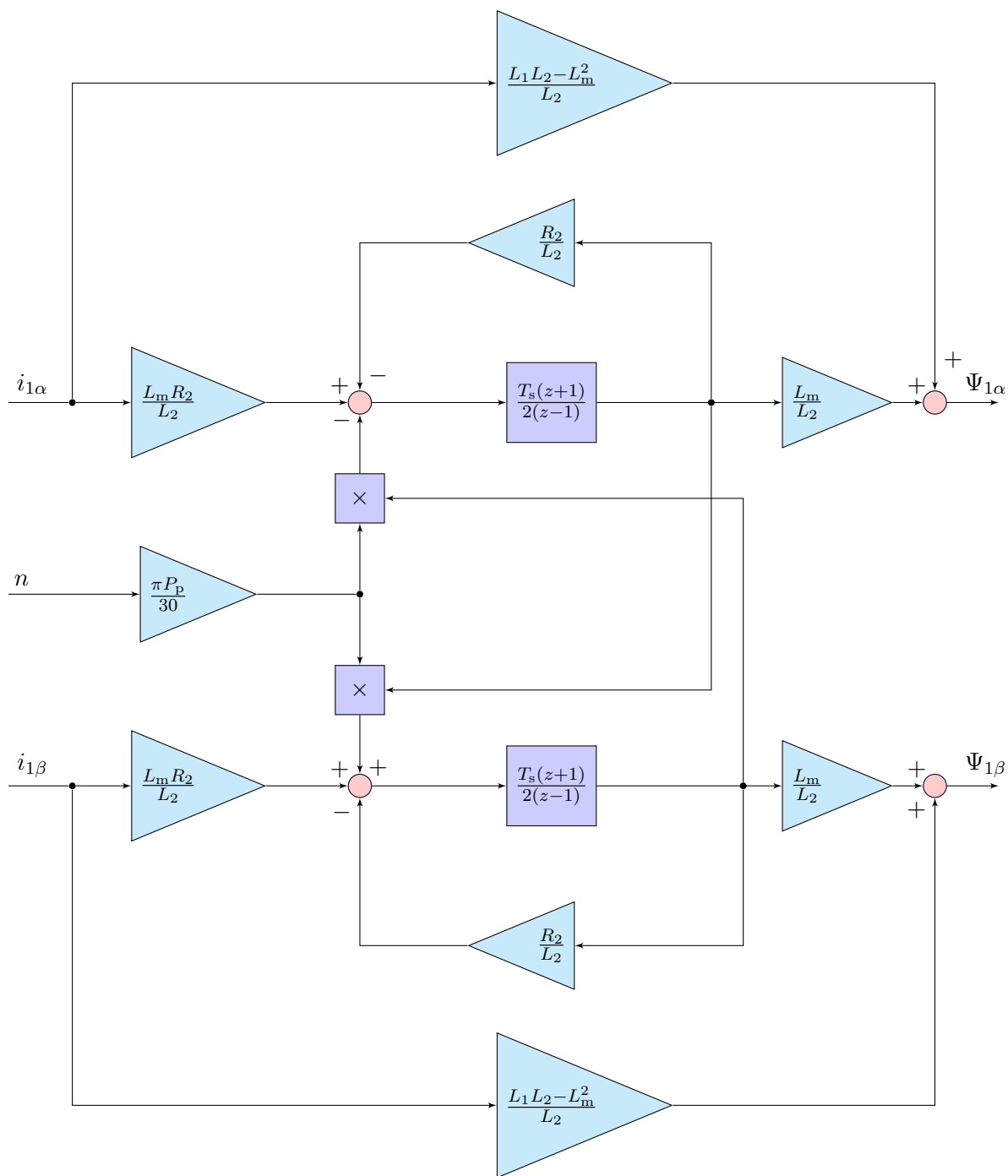
Obrázek 5.8: Realizované zapojení integrátoru se saturací amplitudy

5.5.4 Adaptivní observer

Implementovaná podoba observeru z [15] je velmi podobná principiálnímu schématu na obrázku 4.9, pro potřeby simulace bylo pouze převedeno do diskrétní podoby a rozděleno do složek α , β . Zapojení I-n modelu je na obrázku 5.10 .



Obrázek 5.9: Realizované zapojení adaptivního observeru dle [15]

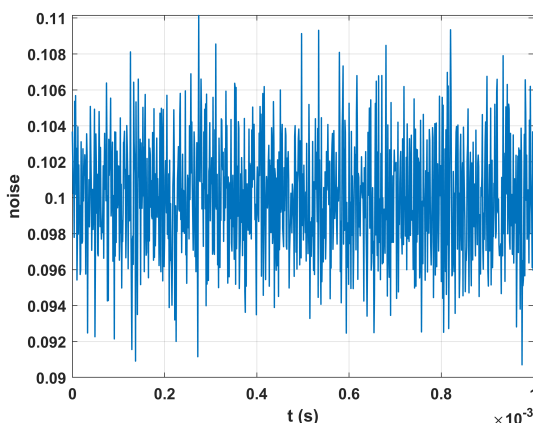


Obrázek 5.10: Realizované zapojení I-n modelu v souřadnicích α, β

Kapitola 6

Zpracování simulačních výsledků

V kapitole 5 byl představen simulační model, jehož úkolem je porovnat vybraná modifikovaná integrační schémata. V reálných podmínkách obsahují proudové signály měřené proudovými čidly nenulový DC offset a šum, které jsou způsobeny nedokonalostmi měřicích obvodů. V simulaci na druhé straně se žádný offset ani šum v signálech samovolně nevyskytuje. Za účelem simulování reálných podmínek je k proudovým signálům před vstupem do bloku ŘÍZENÍ přičítán gaussovsky rozdělený náhodný signál. Signál je generován blokem RANDOM NUMBER z knihovny Simulink/Sources. Blok umožňuje měnit střední hodnotu signálu a rozptyl, to nám dává možnost simulovat chování integrátoru při různých pracovních podmínkách.



Obrázek 6.1: Příklad gaussovského šumu pro $\bar{x} = 0,1$; $\sigma^2 = 10^{-5}$

V simulaci byl použit model skutečného asynchronního motoru, jehož jmenovité parametry jsou uvedeny v tabulce 6.1.

P_n (kW)	$U_{s(n)}$ (V)	$I_{f(n)}$ (A)	f_n (Hz)	$\cos \phi_n$	n_n (min^{-1})	J ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-2}$)
12	380	22	50	0,8	1460	0,4
s_n	P_p	L_m (mH)	$L_{1\sigma}$ (mH)	$L_{2\sigma}$ (mH)	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)
0,04	2	82	2,27	2,27	0,38	0,225

Tabulka 6.1: Parametry motoru použitého v simulaci

Parametry jako použitý řešič, velikost kroku atd., byly pro všechny provedené simulace nastaveny stejně, což dokumentuje tabulka 6.2.

Typ řešiče	Použitá metoda	Velikost kroku	Velikost kroku řízení	f_{pwm}
Fixed-step	ode4 (Runge-Kutta)	10^{-6} s	10^{-4} s	5 kHz

Tabulka 6.2: Parametry simulace

Následuje rozbor výsledků simulací, algoritmy jsou nejprve zhodnoceny individuálně z hlediska přesnosti výpočtu statorového toku v ustáleném stavu, přechodném ději a reverzaci. Průběhy odhadnuté v řízení jsou porovnány s průběhy, které počítá model fyzického stroje, ty považujeme za skutečné. Zajímá nás především rozdíl v amplitudě a fázi. Dále je zhodnocena stabilita a celková implementační a výpočetní náročnost algoritmů. V závěru kapitoly jsou algoritmy vzájemně porovnány.

Pokud není uvedeno jinak, všechny simulace byly provedeny za těchto podmínek:

- $|\Psi_2|^* = 0.95$ Wb,
- $n^* = 1400 \text{ min}^{-1}$ ($\omega_s \approx 305 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$),
- zátěžný moment $M_z = 35$ Nm.

Požadavek o nabuzení stroje přichází ihned v čase $t = 0$ s, zatímco otáčky jsou žádány až v čase $t = 0,1$ s, abychom zajistili, že se motor nerozbíhá zcela nenabuzen. Motor je rozbíhán z počátečním zátěžným momentem 5 Nm, po rozběhu na žádané otáčky je zátěž zvýšena na 35 Nm. Výchozím chybovým signálem je signál na obrázku 6.1, hodnota rozptylu je ponechána pro všechny simulace stejná a mění se pouze velikost stejnosměrné složky. Důvodem je fakt, že chceme, aby se amplituda šumu pohybovala v řádu jednotek maximálně desítek mA, což zhruba odpovídá hodnotám dosahovaným na reálných systémech. Změna rozptylu na takto nízkém řádu je na průběhu simulace nepozorovatelná, proto je rozptyl ponechán fixní pro všechny simulace.

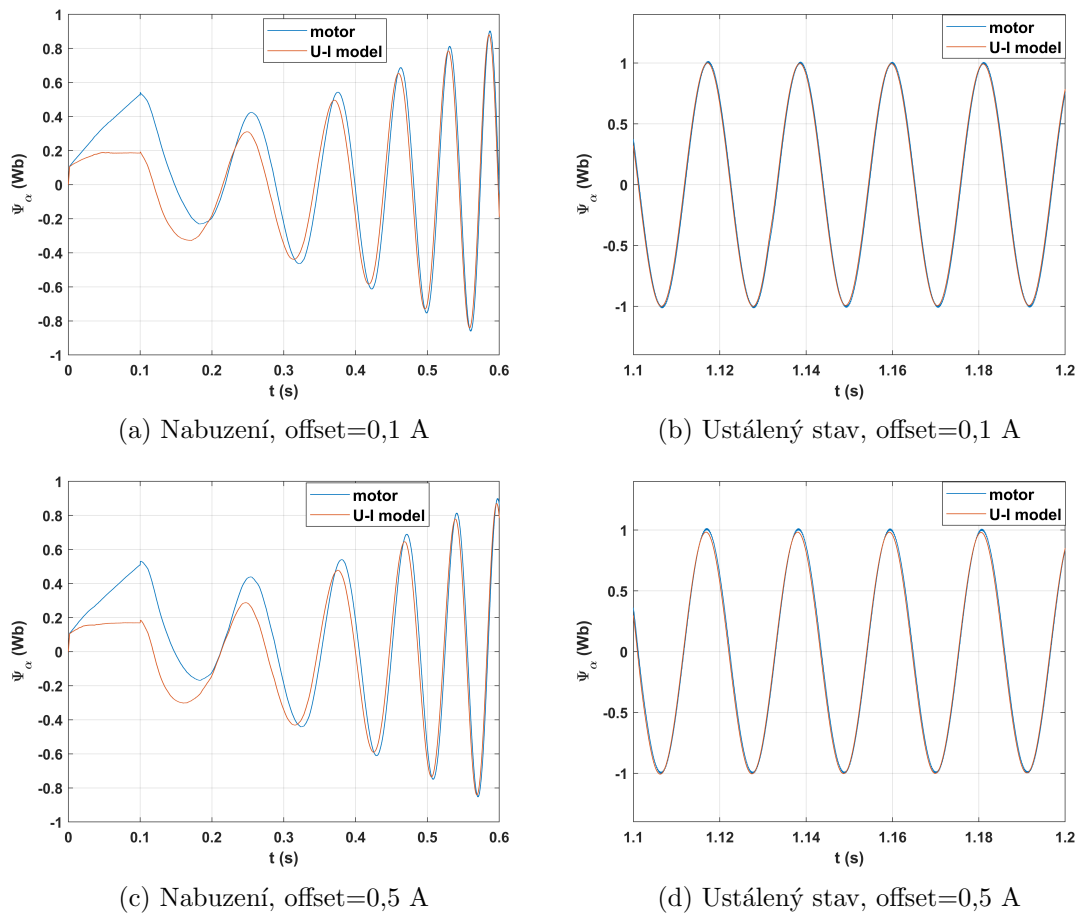
6.1 Simulace: Dolnoproústní filtry

6.1.1 Nekompenzovaný filtr

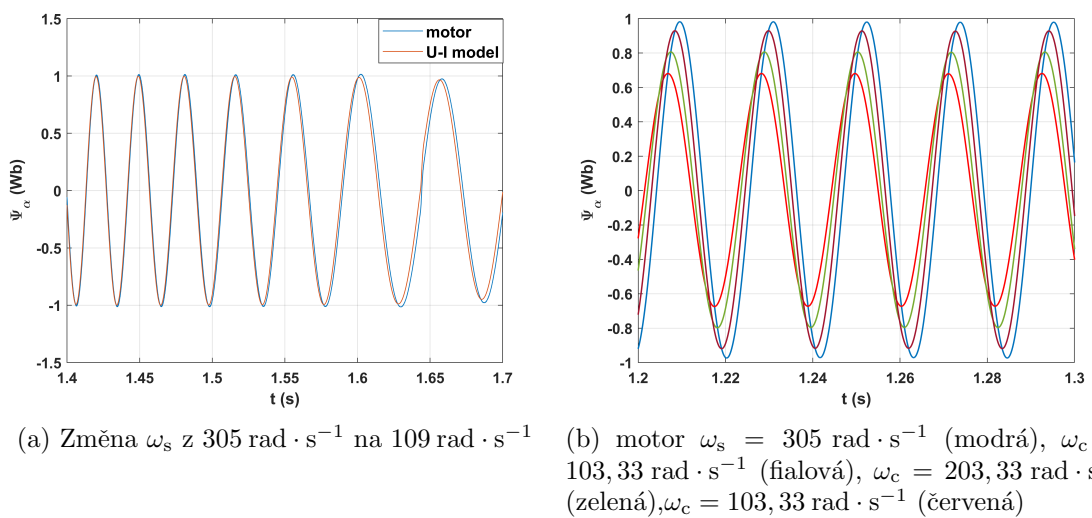
Základní dolnoproústní filtr prvního řádu nebyl zvolen pro své skvělé vlastnosti, naopak, oproti ostatním algoritmům má mnoho problémů. Jedná se však o nejjednodušší možnou modifikaci integrace, která zabrání akumulaci DC-offsetu na výstupu integrátoru. Schéma je velmi jednoduché, viz obrázek 5.5. Navíc naprostá většina sofistikovanějších algoritmů staví na jednoduchém dolnoproústním filtru. Proto se zdá být vhodné ukázat jeho vlastnosti i přesto, že ho v žádné reálné aplikaci s největší pravděpodobností nevidíme, neboť budeme moci lépe zhodnotit pokročilejší filtry s různou formou kompenzace.

Regulátor Ψ_2		Regulátor n		Regulátor i_{1d}		Regulátor i_{1q}	
K_P	K_I	K_P	K_I	K_P	K_I	K_P	K_I
85	700	20	750	55	700	10	1250

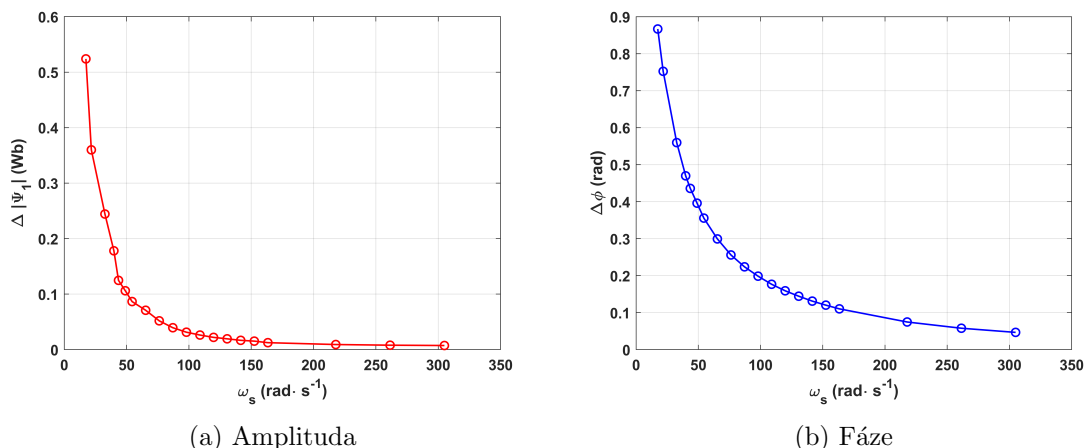
Tabulka 6.3: Nastavení regulátorů pro dolnoproústní filtr



Obrázek 6.2: Statorový tok pro různé hodnoty DC offsetu, $\omega_c = 20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$



Obrázek 6.3: Vliv vzájemné polohy ω_c a ω_s na amplitudu a fázi statorového toku v ustáleném stavu



Obrázek 6.4: Rozdíl fáze a amplitudy statorového toku vypočteného U-I modelem a modelem motoru pro různé ω_s při $\omega_c = 20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$

Jak ukazují grafy 6.2a, 6.2c, chování v přechodných dějích není u jednoduchého filtru optimální, nabuzení trvá poměrně dlouho a mezi tokem počítaným v řízení a modelem motoru je viditelný rozdíl jak v amplitudě, tak fázi. Trvá zhruba 0,5 s, než se amplituda a fáze obou průběhů vyrovnají, to je dáno především velkou časovou konstantou filtru. Aby zkreslení amplitudy a fázový posuv byly v ustáleném stavu co nejmenší, je nutné volit mezní frekvenci filtru co možná nejmenší, což ovšem znamená velkou časovou konstantu. Grafy 6.2b, 6.2d ukazují, že dobře naladěný filtr dokáže v ustáleném stavu celkem dobře kompenzovat i offset 0,5 A. Avšak je nutné si uvědomit, že filtr je schopen dobré kompenzace pouze v omezeném rozsahu otáček, protože pokud se velikost ω_c začne přibližovat k ω_s , zkreslení amplitudy a fáze začne značně narůstat. Vliv vzájemné polohy ω_c a ω_s dobře ukazují grafy na obrázcích 6.3, 6.4.

Graf 6.3a ukazuje reakci filtru na snížení rychlosti ze $305 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ na $109 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, z grafu je dobře vidět, jak postupně roste fázový posuv a rozdíl amplitud, když se ω_s blíží k ω_c . V grafu 6.3b jsou zachyceny průběhy statorového toku pro různé velikosti ω_c při fixní hodnotě ω_s . Vidíme, že v případě $\omega_c = \omega_s$ (červený průběh) je fázový posuv mezi odhadnutým a skutečným tokem roven $\pi/4$, přesně podle vztahu 4.5. Rozdíl mezi amplitudou a fází odhadnutého a skutečného statorového toku v závislosti na vzájemné poloze ω_c a ω_s je graficky znázorněn na obrázku 6.4. Z grafů je patrné, že k markantnějšímu posuvu fáze nastává mnohem rychleji než k zkreslení amplitudy, ke stejnému závěru dospějeme i rozborem vztahů 4.4, 4.5.

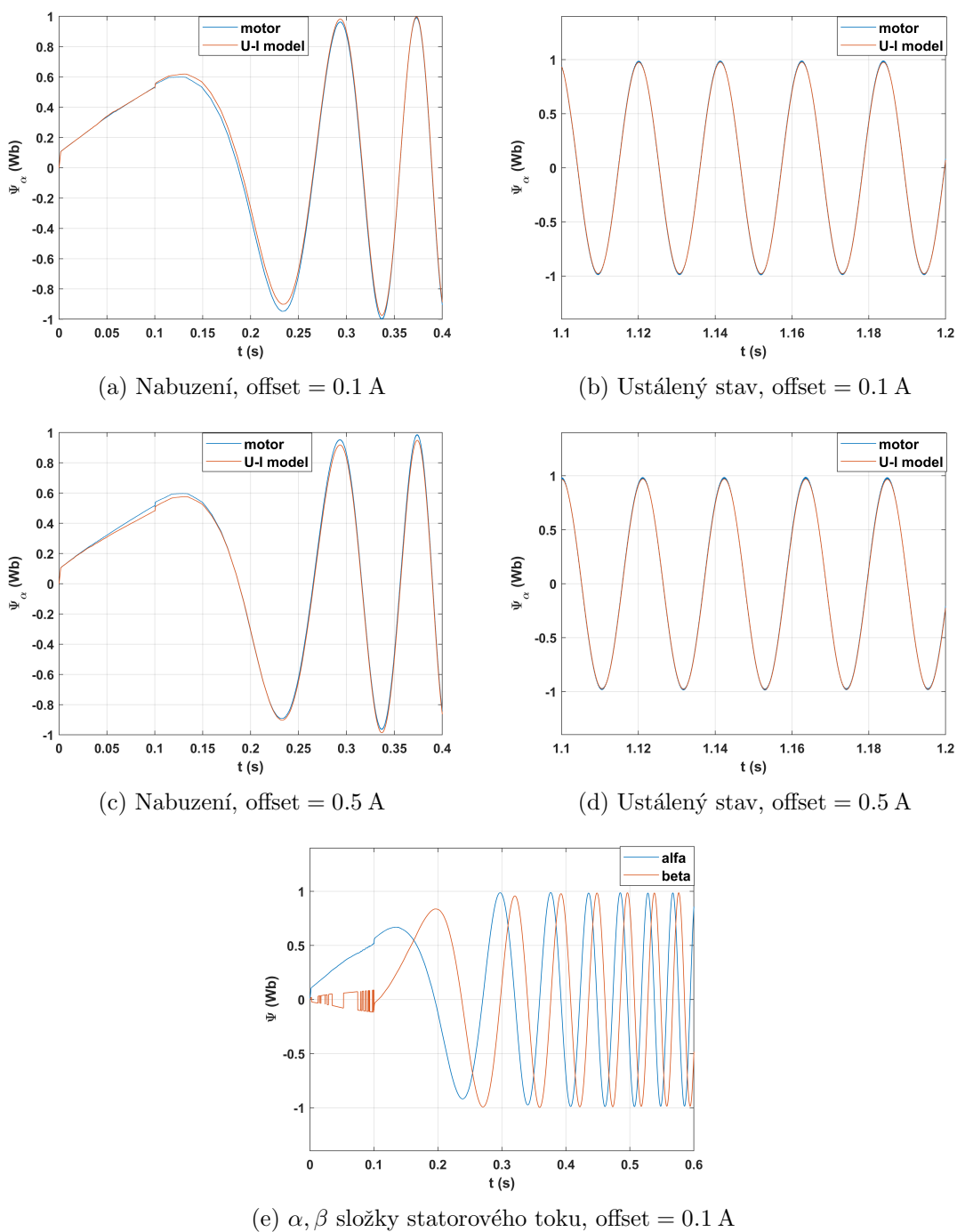
Jednoduchý dolnoprostupní filtr je výpočetně nenáročný, jednoduchý na implementaci a poskytuje překvapivě dobré výsledky v ustáleném stavu, avšak má velmi špatné dynamické vlastnosti, chování při přechodném ději není ideální a každá větší změna otáček vyžaduje změnu ω_c . Větší změna ω_c navíc znamená úpravu konstant regulátorů, proto se k použití v reálné aplikaci příliš nehodí.

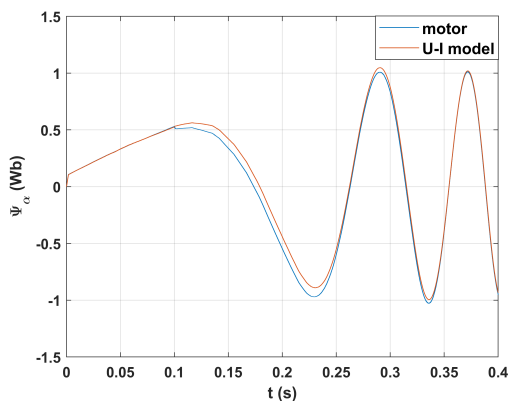
6.1.2 Kompenzované filtry

Jedním z cílů kompenzovaných filtrů je zajistit algoritmus, který je stabilní, dynamický a přitom relativně jednoduchý a výpočetně nenáročný. Samozřejmě existuje mnoho komplikovaných schémat jako např. různá kaskádní zapojení nebo filtry vyšších řádů.

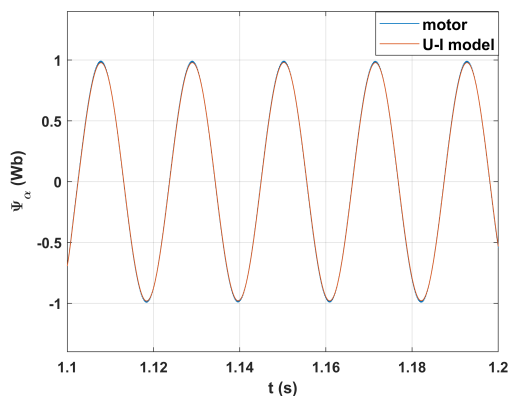
Regulátor Ψ_2		Regulátor n		Regulátor i_{1d}		Regulátor i_{1q}	
K_P	K_I	K_P	K_I	K_P	K_I	K_P	K_I
65	450	20	750	50	700	10	1250

Tabulka 6.4: Nastavení regulátorů pro kompenzované filtry

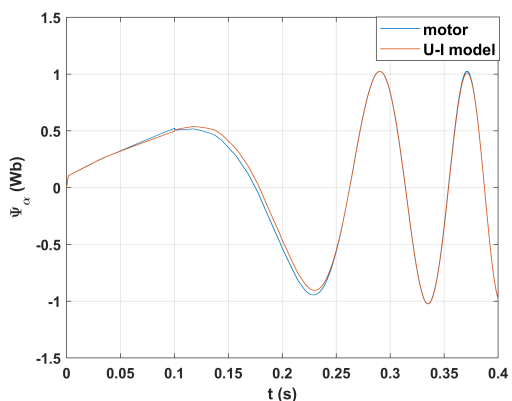

 Obrázek 6.5: Statorový tok pro různé velikosti DC offsetu, $\lambda = 0.2$, algoritmus z [11]



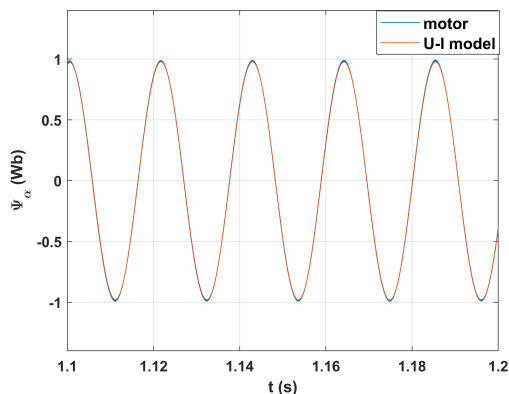
(a) Nabuzení, offset = 0.1 A



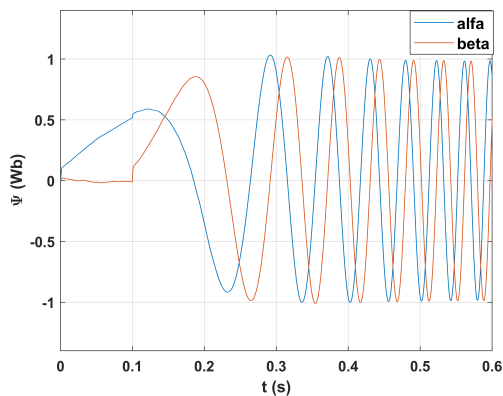
(b) Ustálený stav, offset = 0.1 A



(c) Nabuzení, offset = 0.5 A



(d) Ustálený stav, offset = 0.5 A



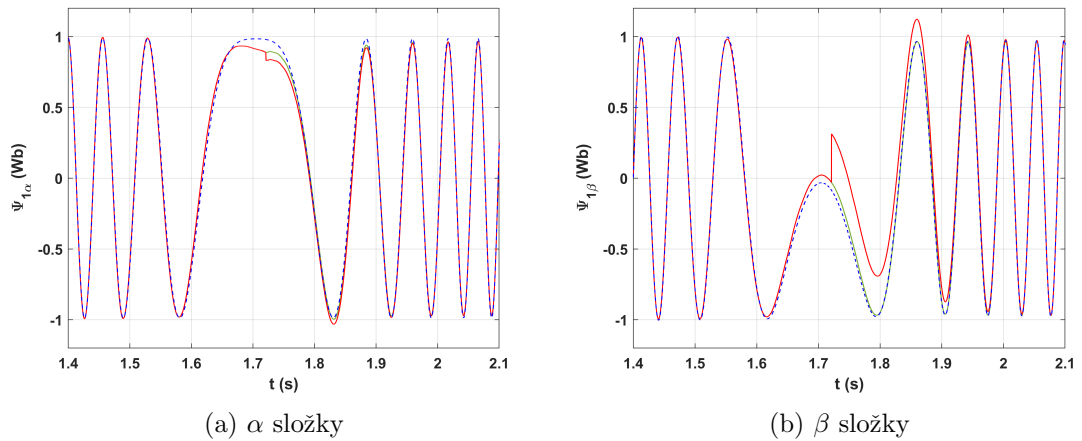
(e) α, β složky statorového toku, offset = 0.1 A

Obrázek 6.6: Statorový tok pro různé velikosti DC offsetu, $\lambda = 0.2$, algoritmus z [13]

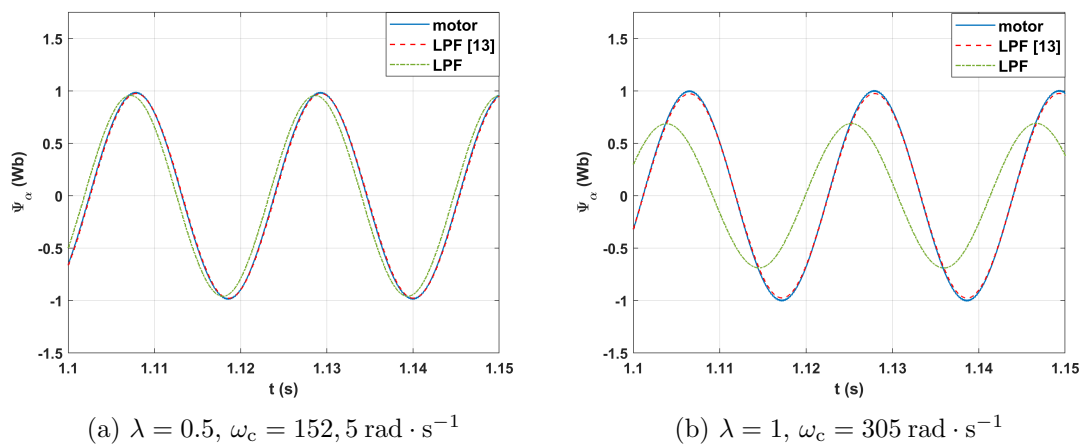
Jak ukazují grafy na obrázcích 6.5 a 6.6, oba algoritmy se chovají velmi podobně, zejména v ustáleném stavu. V přechodném ději se však algoritmus z [13] chová lépe, hlavní rozdíl je dobře vidět, pokud porovnáme β složky statorového toku od obou algoritmů na začátku měření z grafů 6.5e a 6.6e. Zatímco v grafu 6.6e je β složka až do okamžiku $t = 0, 1s$, kdy se motor začíná roztáčet, téměř nulová, v grafu 6.5e je rozkmitaná a k ustálení dochází až v okamžiku, kdy se motor začíná roztáčet. Důvodem je, že ačkoliv žádané otáčky jsou

až do $t = 0,1$ s nulové, motor se vlivem nabuzení mírně zachvěje, což způsobí, že otáčky kmitají kolem nuly. Funkce sign, která určuje polaritu otáček nutnou k provedení fázové kompenzace v algoritmu [11], pak kmitá mezi hodnotami -1 a 1, to vede k nesprávnému výpočtu kompenzačního úhlu, což následně způsobí zákmity ve vypočteném statorovém toku. Citlivost na správné určení polarity otáček motoru je hlavní slabinou algoritmu z [11], integrátor dle [13] taktéž potřebuje znát smysl otáčení. Jak je patrné z grafu 6.6e, vykazuje však mnohem větší stabilitu vůči rychlým změnám polarity otáček.

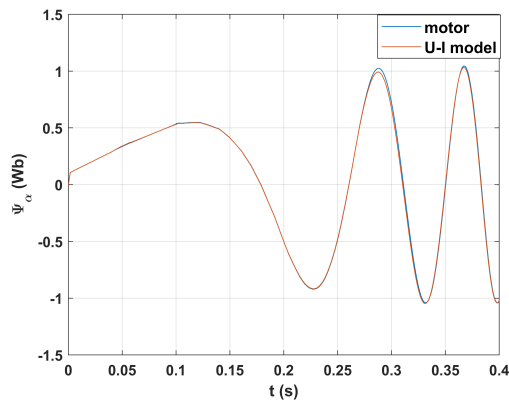
Chování integrátorů ovlivňuje i velikost konstanty λ . Ukazuje se, že větší λ umožňuje kompenzovat vyšší hodnoty offsetu, zároveň však má negativní vliv na chování integrátorů v přechodných dějích. Nejlépe vycházejí hodnoty z intervalu $(0,1, 0,3)$. Pro práci při nižších otáčkách je lepší zvolit menší hodnotu λ , zatímco při vyšších otáčkách můžeme použít větší λ . Pro zvýšení dynamiky integrátorů by bylo možné udělat i λ proměnné v závislosti na velikosti otáček. Tím by se dosáhlo lepšího chování při přechodných dějích a zároveň by se zajistila lepší eliminace offsetu v ustáleném stavu.



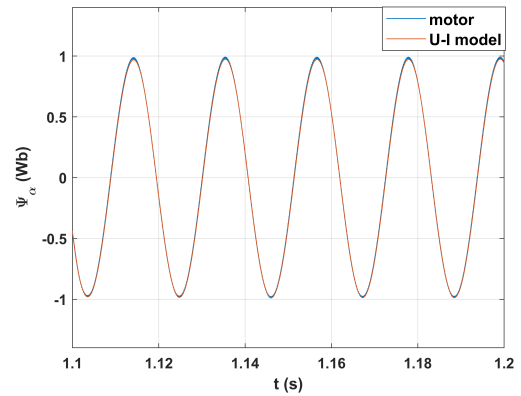
Obrázek 6.7: Statorový tok při reverzaci z $305 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ na $-305 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\lambda = 0,2$, motor (modrá), algoritmus [11] (červená), algoritmus [13] (zelená)



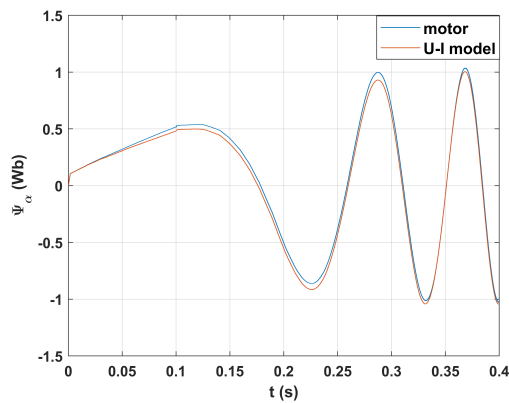
Obrázek 6.8: Rozdíl mezi kompenzovaným a nekompenzovaným filtrem



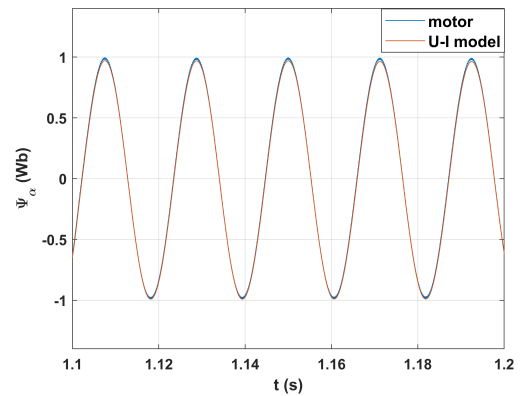
(a) Nabuzení, offset = 0.1 A



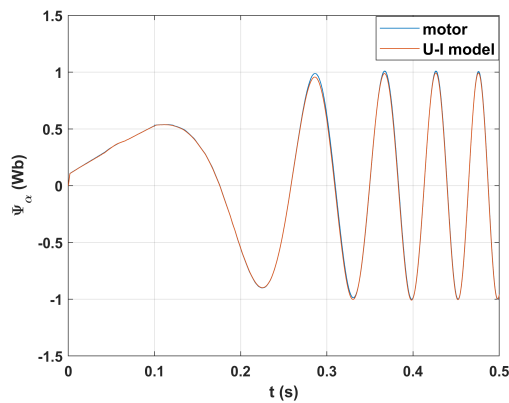
(b) Ustálený stav, offset = 0.1 A



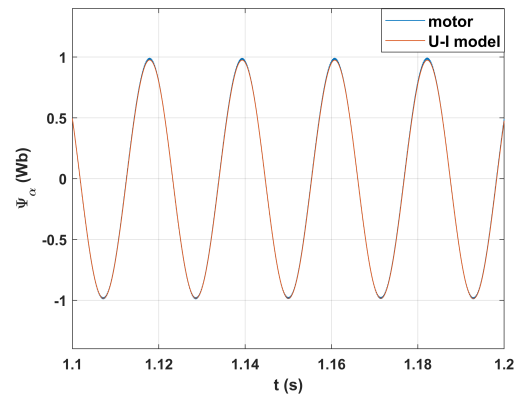
(c) Nabuzení, offset = 0.5 A



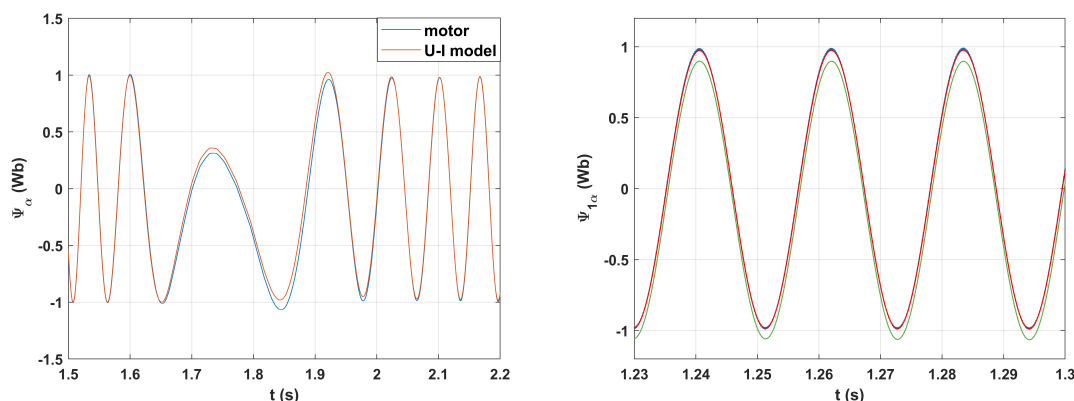
(d) Ustálený stav, offset = 0.5 A



(e) Nabuzení, offset = 0.5 A, naladěný integrátor (f) Ustálený stav, offset = 0.5 A, naladěný integrátor


 Obrázek 6.10: Statorový tok pro různé velikosti DC offsetu, $\omega_c = 30 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$

Dobře naladěný algoritmus je schopen počítat statorový tok s prakticky nulovou odchylkou od skutečného toku v přechodném ději i ustáleném stavu, viz grafy 6.10a, 6.10b. Při vyšších hodnotách offsetu vzniká odchylka mezi průběhy 6.10c, 6.10d. Hlavním důvodem je nastavení saturace, které bylo pro obě hodnoty offsetu stejné. Upravením saturace a zvýšením mezní frekvence na $40 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ lze dosáhnout lepšího průběhu, viz 6.10e, 6.10f.



(a) Reverzace z $1400 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$ na $-1400 \text{ ot} \cdot \text{min}^{-1}$, $\omega_c = 30 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ (b) Vliv špatně nastavené saturace na výpočet satorového toku, motor (modrá), naladěný integrátor (červená), rozladěný integrátor (zelená)

Obrázek 6.11: Reverzace a vliv saturace na chování integrátoru.

Integrátor vykazuje dobré a stabilní chování při reverzaci. Krátce sice dochází k drobné odchylce, ta je však velmi rychle kompenzována, jak ukazuje graf 6.11a. Jak již bylo několikrát zmíněno, největším problémem je správně nastavit saturaci tak, aby výstupní signál v sobě pokud možno neobsahoval žádnou stejnosměrnou složku. Ideálně je saturace nastavena na amplitudu skutečného satorového toku, který je ve stroji. K této hodnotě ale nemáme přístup, respektive v simulaci ano, v reálné aplikaci ne, neboť není možné měřit odděleně rotorový a satorový tok. V případě vektorového řízení, kde žádáme rotorový tok, lze dopočítat jmenovitou hodnotu satorového toku např. ze vztahů uvedených v [7] a tu použít jako mez saturace. V případě, že žádáme jmenovitý rotorový tok, je příslušná jmenovitá hodnota satorového toku optimální. Pokud žádáme jiný než jmenovitý rotorový tok, je třeba saturaci naladit experimentálně. V případě vektorové regulace orientované na vektor satorového toku by se jako mez saturace dala pravděpodobně použít žádaná hodnota satorového toku, tato situace však nebyla v této práci testována.

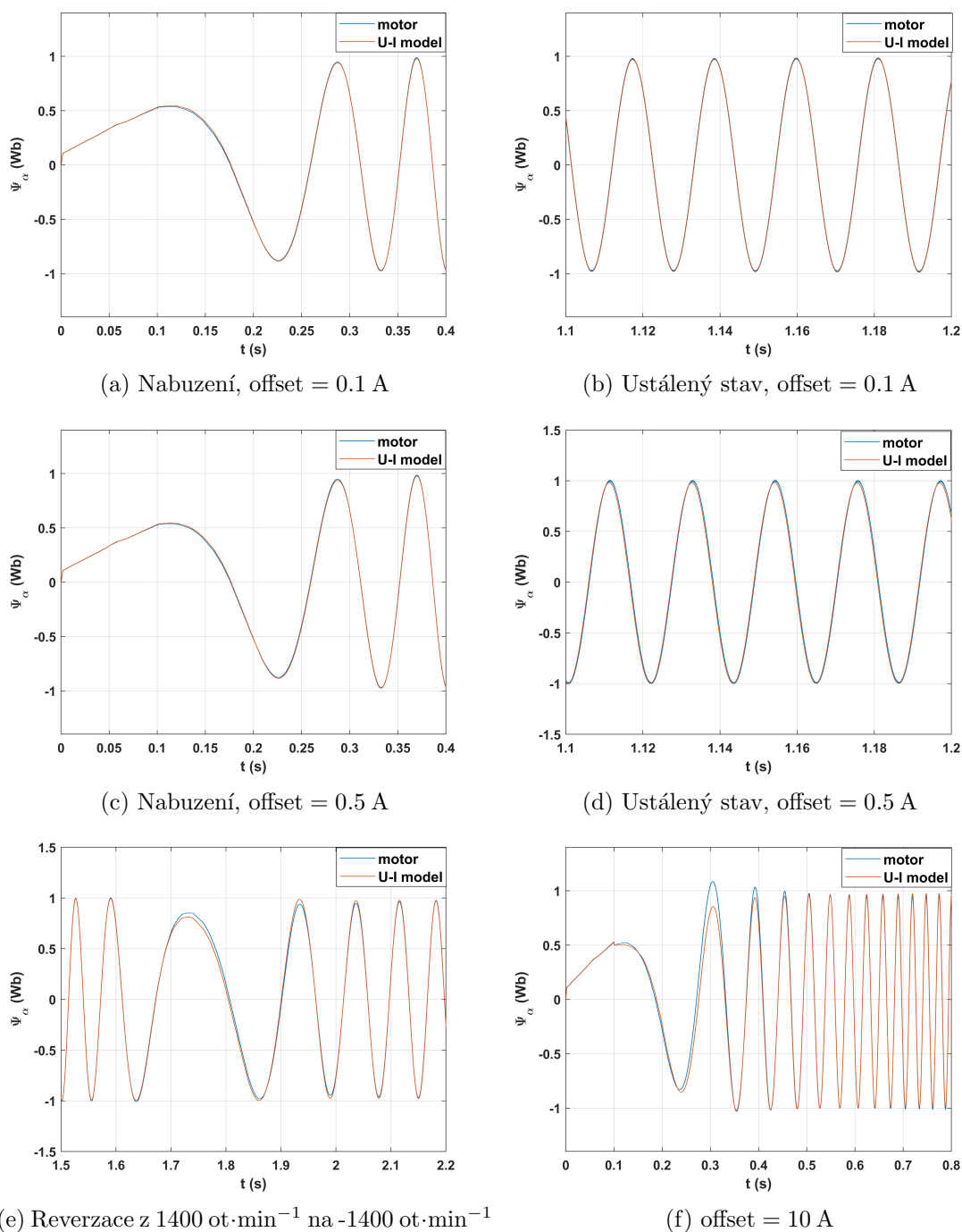
Vliv nesprávně nastavené saturace na chování integrátoru ukazuje graf 6.11b. Saturace byla nastavena na 80% jmenovité hodnoty. Vidíme, že vypočtený satorový tok obsahuje stejnosměrnou složku a je vůči skutečnému toku ve stroji posunut. Posun však není nějak velký a regulace funguje dál, pouze není tak plynulá. Celkově můžeme říci, že se jedná o stabilní algoritmus, který dává dobré výsledky v aplikacích, které pracují s konstantním nabuzením.

6.3 Simulace: Adaptivní observer

Ze všech testovaných integrátorů představuje adaptivní observer ten nejkompexnější, který zároveň nabízí vysokou dynamiku a schopnost kompenzace, viz grafy na obrázku 6.12.

Regulátor Ψ_2		Regulátor n		Regulátor i_{1d}		Regulátor i_{1q}	
K_P	K_I	K_P	K_I	K_P	K_I	K_P	K_I
75	500	20	750	50	750	10	1250

Tabulka 6.6: Nastavení regulátorů pro adaptivní observer



Obrázek 6.12: Statorový tok pro různé velikosti DC offsetu

Již na první pohled je jasné, že se jedná o nejlepší testovaný integrátor z hlediska kompenzace offsetu. Vidíme, že zvětšení offsetu nemělo žádný vliv na chování observeru. Pouze při reverzaci si lze všimnout, že na okamžik vzniká malý rozdíl v amplitudě, který však velmi rychle zaniká. Pro zajímavost byl observer testován i při nesmyslně vysokých hodnotách offsetu. Ukázalo se, že bez větších problémů zvládá offsety v řádu jednotek ampér. Graf 6.12f ukazuje chování observeru při offsetu 10 A, což je přibližně amplituda

proudu naprázdno. Algoritmus si i s takto velkým offsetem dokáže velmi rychle poradit, dle simulací se observer zhroutlé přibližně při offsetu 20 A. Zde je nutné říci, že tak vysoké hodnoty jsou ve skutečném systému nereálné a jsou zde uvedeny pouze pro úplnost.

6.4 Vzájemné porovnání algoritmů

V předchozích kapitolách byly ukázány výsledky simulací pro jednotlivé vybrané modifikované integrátory. Nyní se přirozeně nabízí otázka, který integrátor vyšel jako nejlepší. Odpověď na ni se zdá být jasná, a sice adaptivní observer, neboť dosáhl zdaleka nejlepších výsledků z hlediska eliminace offsetu. Nicméně jak ukážeme v této kapitole i on má své nevýhody, kvůli kterým nemusí být vždy nejvhodnějším algoritmem pro všechny aplikace.

	LPF, $\omega_c = 20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$		LPF [11], $\lambda = 0,2$		LPF [13], $\lambda = 0,2$	
offset (A)	$\Delta \Psi_1 $ (Wb)	$\Delta\phi$ (rad)	$\Delta \Psi_1 $ (Wb)	$\Delta\phi$ (rad)	$\Delta \Psi_1 $ (Wb)	$\Delta\phi$ (rad)
0,05	0,007	0,086	0,006	0,027	0,006	0,024
0,1	0,008	0,087	0,006	0,027	0,006	0,024
0,5	0,011	0,085	0,07	0,026	0,006	0,024

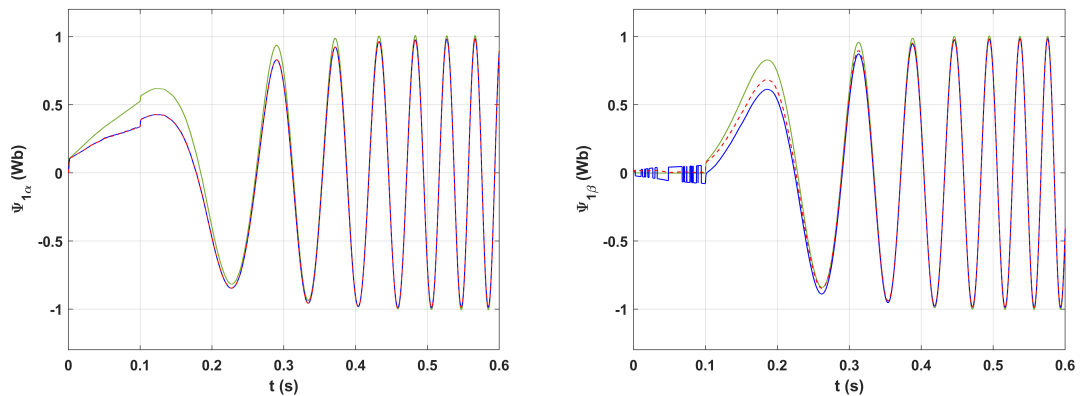
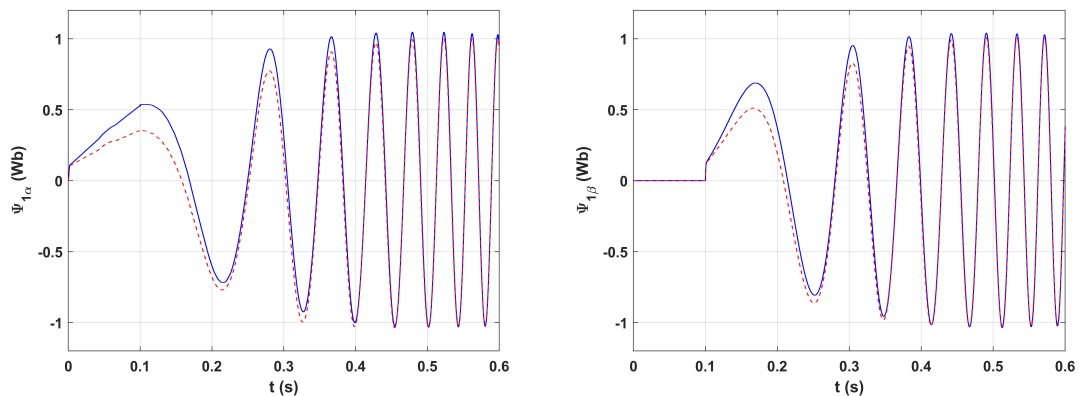
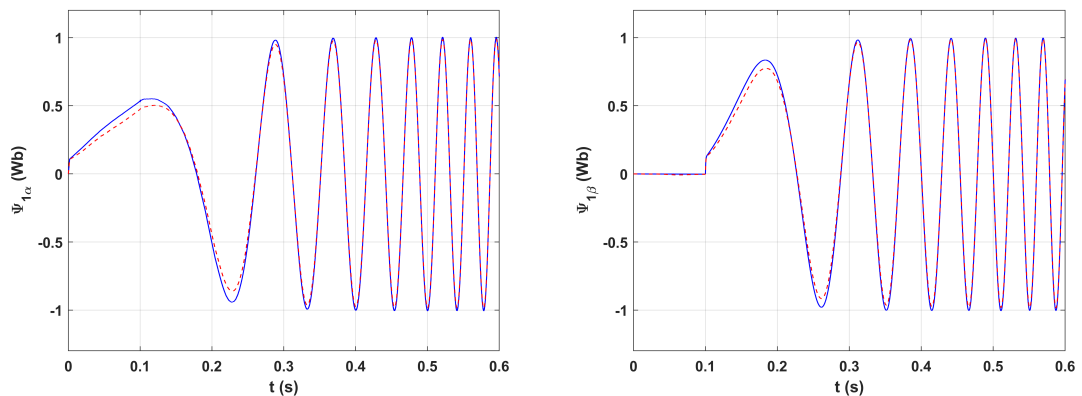
	Saturace, $\omega_c = 30 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$		Observer	
offset (A)	$\Delta \Psi_1 $ (Wb)	$\Delta\phi$ (rad)	$\Delta \Psi_1 $ (Wb)	$\Delta\phi$ (rad)
0,05	0,005	0,024	0,002	0,011
0,1	0,005	0,024	0,002	0,011
0,5	0,012	0,023	0,003	0,012

Tabulka 6.7: Odchyly amplitudy a fáze pro různé velikosti offsetu

Velmi jednoduchou metodou, jak integrátory vzájemně porovnat, je se podívat na rozdíl amplitudy a fáze skutečného statorového toku a vypočteného daným integrátorem při různých velikostech offsetu v ustáleném stavu. Odchyly byly vypočteny pro tři různé velikosti offsetu a uspořádány do tabulky 6.7. Na první pohled je zřejmé, že si nejhůře dle očekávání vedl jednoduchý nekompensovaný dolnopropustní filtr, naopak nejlépe na tom je adaptivní observer. Je dobré si povšimnout, že ostatní integrátory si vedly jen velmi nepatrně hůře, především kompenzované filtry vykazují velmi dobré výsledky, které se navíc téměř nemění v závislosti na velikosti offsetu. Naproti tomu integrátor se saturací amplitudy reaguje překvapivě ze všech nejhůře na nárůst offsetu, jak již bylo zmíněno, vzniklý rozdíl v amplitudě je možné zmírnit upravením saturace.

6.4.1 Citlivost integrátorů na změny parametrů motoru

I přesto, že tato problematika nebyla blíže diskutována v teoretické části práce, hraje velmi důležitou roli v posuzování kvality integrátorů. Napěťový U-I model má oproti proudovému I-n modelu velkou výhodu v tom, že k výpočtu statorového toku stačí znát pouze jediný parametr stroje, a sice statorový odpor [9]. Nicméně je známo, že U-I model je citlivý na změny statorového odporu, hodnota statorového odporu uvnitř integrátorů byla zvýšena o 20%, výsledky simulací jsou na obrázku 6.13. Nekompensovaný dolnopropustní filtr není uveden, neboť jeho praktický význam je velmi malý.


 (a) LPF [13] (červený), LPF [11] (modrý), motor (zelený), $\lambda = 0,2$

 (b) Integrátor se saturací amplitudy (červený), motor (modrý), $\omega_c = 30 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$


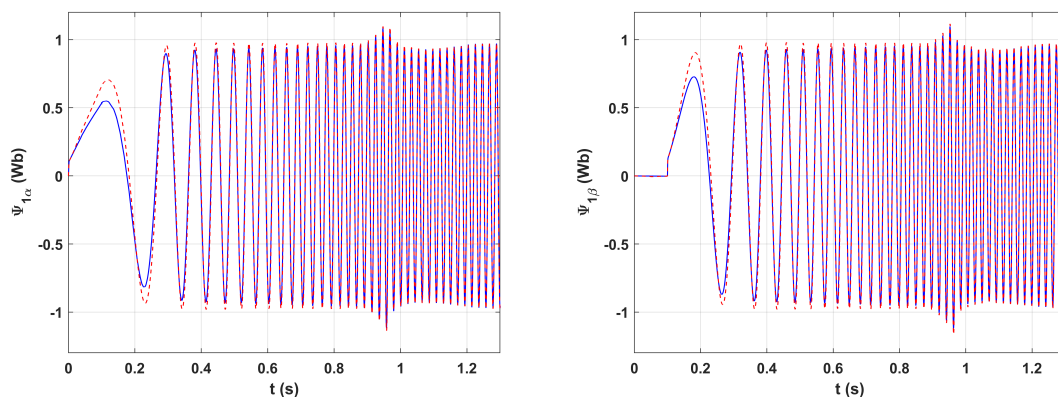
(c) Adaptivní observer (červený), motor (modrý)

Obrázek 6.13: Vliv nepřesnosti satorového odporu na přesnost výpočtu satorového toku, offset = 0,1 A

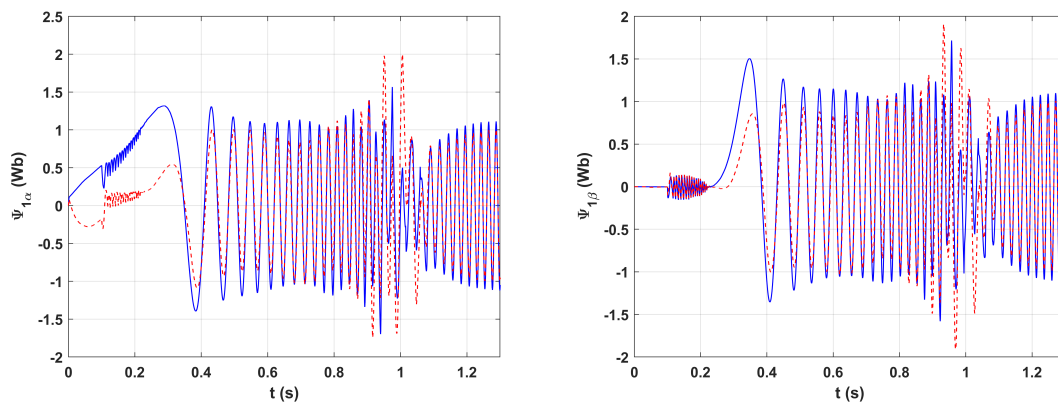
Kompenzované dolnoproputní filtry byly dány do společného grafu, protože se chovají téměř identicky, jediný rozdíl je patrný u β složky satorového toku, kde se integrátor z [11] chová na začátku hůře. Jinak vidíme, že oba integrátory jsou schopny chybu satorového odporu rychle kompenzovat a v ustáleném stavu pracovat s téměř nulovou odchylkou, viz grafy 6.13a. Integrátor se saturací amplitudy se naproti tomu chová o něco hůře. Vidíme,

že na začátku vzniká větší odchylka a integrátoru trvá déle ji vykompenzovat, viz grafy 6.13b. Nejlépe opět dopadl adaptivní observer, vzniká pouze nepatrná odchylka, která je téměř okamžitě kompenzována (grafy 6.13c). Zároveň se ukázalo, že vydrží zdaleka největší změnu statorového odporu, zatímco ostatní integrátory se zhroutí již kolem 50% nárůstu statorového odporu, observer je schopen fungovat i při více než dvojnásobné hodnotě.

Adaptivní observer je sice odolný vůči změně statorového odporu, ale na rozdíl od ostatních integrátorů využívá zároveň proudového I-n modelu, jehož přesnost je rovněž závislá na parametrech motoru, především rotorovém odporu a magnetizační indukčnosti.



(a) Zvýšení rotorového odporu o 20%, adaptivní observer (červený), motor (modrý)



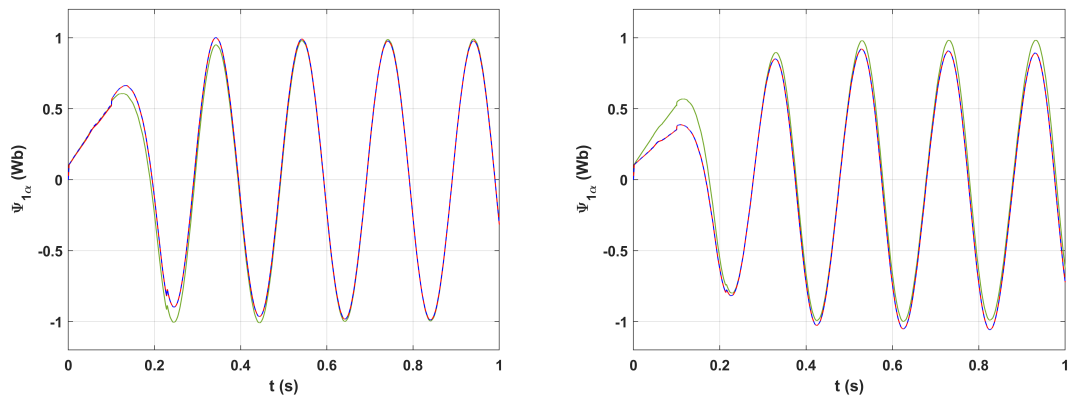
(b) Zvýšení magnetizační indukčnosti o 20%, adaptivní observer (červený), motor (modrý)

Obrázek 6.14: Vliv změny rotorového odporu a magnetizační indukčnosti na chování adaptivního observeru

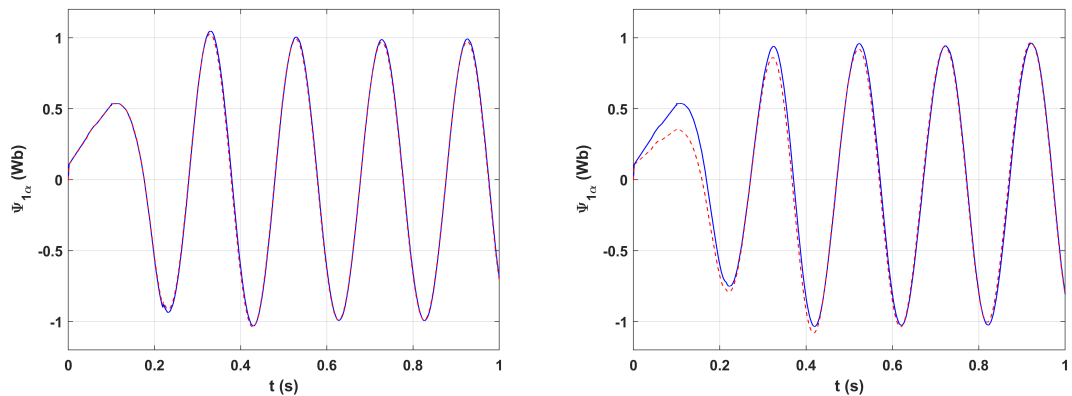
Vliv rotorového odporu ukazují grafy 6.14a. Na první pohled je jasné, že vzniká větší odchylka než v případě změny statorového odporu a kompenzace trvá až do okamžiku dosažení žádaných otáček, kdy dochází k překmitu a dále observer pracuje bez viditelné odchylky. Naproti tomu zvýšení magnetizační indukčnosti má na chod observeru mnohem větší vliv, viz grafy 6.14b. Již při zvýšení indukčnosti o 20% observer sotva funguje, což má negativní vliv na průběh celé regulace. Pokud se magnetizační indukčnost zvýší o více než 30% celý algoritmus se zhroutí. Komplexnější závislost observeru na přesnosti parametrů motoru je jeho největší slabinou. Podrobněji je tato problematika rozebrána v [16].

6.4.2 Chování integrátorů při nízkých otáčkách

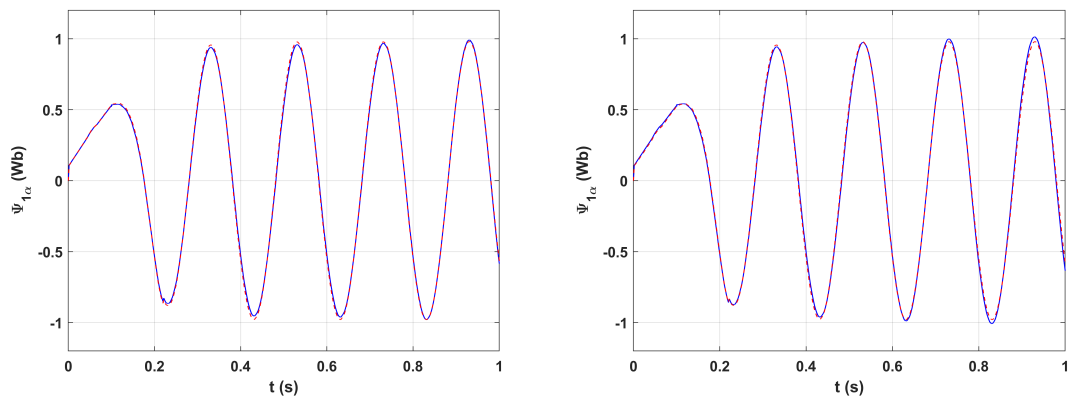
Při nízkých otáčkách roste vliv satorového odporu, což způsobuje nestabilitu U-I modelu, který tak dává horší výsledky. Chování integrátorů při nízkých otáčkách dokumentuje obrázek 6.15.



(a) LPF [13] (červený), LPF [11] (modrý), motor (zelený), $\lambda = 0,2$



(b) Integrátor se saturací amplitudy (červený), motor (modrý)



(c) Adaptivní observer (červený), motor (modrý)

Obrázek 6.15: Chování integrátorů při $\omega_s = 31,4 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, offset = 0.1 A, bez zvýšeného satorového odporu (vlevo), zvýšený satorový odpor o 20% (vpravo)

Nejhůře se při nízkých otáčkách chovají kompenzované filtry (grafy 6.15a). Vidíme, že na začátku vzniká nemalá odchylka od skutečného toku v motoru, která je ale relativně rychle kompenzována a v ustáleném stavu integrátory pracují stabilně s prakticky nulovou odchylkou. Vliv statorového odporu je podle očekávání větší, integrátory nejsou schopny odchylku kompenzovat a skutečný a vypočtený statorový tok jsou navzájem posunuty.

Integrátor se saturací amplitudy dopadl lépe, odchylku způsobenou změnou statorového odporu je schopen plně kompenzovat a v případě, že statorový odpor není zatížen chybou, žádná odchylka mezi toky nevzniká a integrátor pracuje přesně a stabilně již od začátku.

Nejlépe opět dopadl adaptivní observer. Při nízkých otáčkách totiž dominuje výpočtu I-n model, který je známý pro své dobré chování při nízkých otáčkách. Navíc vůbec nezávisí na statorovém odporu, proto je výsledek na obrázku 6.15c lepší než na obrázku 6.13c, který byl sejmuto při $305 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, kde naopak dominuje U-I model.

Jednoduchý dolnopropustní filtr zde není uveden, neboť je jeho praktický význam malý. Navíc, jak již bylo řečeno, pro práci při nízkých otáčkách se nehodí, protože bychom museli volit velmi malou mezní frekvenci, která znamená špatnou eliminaci offsetu.

6.4.3 Implementace a ladění

Co se implementace týče, tak nejkomplicovanější byl rozhodně adaptivní observer. Samotná struktura sice není o mnoho složitější než u ostatních integrátorů, ale naladění celého řízení trvalo velmi dlouho. Hlavním důvodem je fakt, že regulátory v řízení je nutné naladit souběžně s regulátory ve struktuře observeru. Konstanty 25 a 100 se ukázaly jako dobrou volbou pro proporcionální, respektive integrační složku kompenzátorů. Pokud observer pracuje při velmi nízkých otáčkách nebo s velkou hodnotou offsetu, lze jeho chování lehce vylepšit zvýšením proporcionální konstanty.

Naladění integrátoru se saturací amplitudy bylo rovněž problematické, protože regulátory je třeba ladit společně se saturací. Ukázalo se, že integrátor je poměrně citlivý na nastavení proporcionální konstanty tokového regulátoru. Nízké hodnoty způsobovaly překmit při nabuzení, vysoké hodnoty naopak dělaly regulační děj kmitavý. Nesprávně nastavená saturace také rozkmitávala regulační děj, což dělalo identifikaci příčiny obtížné. Dobré je začít tak, že žádáme jmenovitý rotorový tok. To nám umožní nastavit saturaci na jmenovitou hodnotu statorového toku, následně naladit regulátory a nakonec případně doladit saturaci, pokud chceme, aby motor pracoval s jinou velikostí magnetického toku.

Kompenzované dolnopropustní filtry na druhé straně bylo jednoduché naimplementovat i naladit. Pouze u integrátoru z [11] může být složitější realizovat výpočet kompenzačního úhlu.

Hodnotit výpočetní náročnost je komplikované, protože v případě simulace hrají, kromě samotného integrátoru, roli velikost kroku, typ použitého řešiče a v neposlední řadě i výkon počítače. I přesto lze bezpečně říci, že zdaleka nejnáročnějším integrátorem na výpočet byl adaptivní observer, simulace trvaly přibližně dvojnásobek času oproti ostatním integrátorům. Rozhodně se nejedná o překvapivý výsledek, protože v každém kroku je nutné vyřešit rovnice jak U-I tak I-n modelu.

Kapitola 7

Závěr

V rámci této bakalářské práce byly na základě simulací porovnány celkem čtyři různé modifikované integrátory používané k řešení rovnic napětového U-I modelu asynchronního motoru. Z open-loop schémat byly vybrány dva různé programovatelné dolnoproputní filtry, z closed-loop schémat byl vybrán adaptivní observer a integrátor se saturací amplitudy. K otestování modifikovaných integrátorů byl vytvořen simulační model vektorového řízení asynchronního motoru v prostředí MATLAB&Simulink. Simulační schéma obsahuje model vektorového řízení asynchronního motoru orientovaného na vektor rotorového toku, sinusové modulace dvouúrovňového napětového střídače a asynchronního motoru.

Na základě výsledků simulací byly vybrané modifikované integrátory navzájem porovnány. Během porovnání byly zohledněny následující parametry: schopnost integrátorů kompenzovat DC offset, chování při přechodných dějích a v ustáleném stavu, náchylnost na chyby parametrů stroje a chování při nízkých otáčkách. Rovněž je uvedena krátká diskuze ohledně náročnosti implementace a ladění jednotlivých integrátorů.

Všechny simulované integrátory se ukázaly jako velmi robustní algoritmy, které jsou schopné dobře kompenzovat i značně vysoké hodnoty offsetu, odolat chybám v parametrech stroje a poskytovat uspokojivé výsledky i při velmi nízkých otáčkách.

Programovatelné dolnoproputní filtry vykazují celkově nejhorší chování v přechodných dějích a při práci v nízkých otáčkách motoru. Jejich hlavní výhodou je jednoduchost a nízká výpočetní náročnost, což může být klíčové v aplikacích, kde pracujeme s omezeným výpočetním výkonem.

Integrátor se saturací amplitudy poskytuje celkově lepší výsledky než programovatelné dolnoproputní filtry, k dosažení dobrých výsledků je nutné velmi přesně nastavit saturaci. Algoritmus se proto hodí spíše do aplikací, kde pracujeme s konstantním nabuzením stroje, protože každá změna magnetického toku v motoru vyžaduje upravit saturaci.

Pomyslným vítězem se stal adaptivní observer, který poskytuje zdaleka nejlepší výsledky ze všech zkoumaných integrátorů. Dává velmi dobré výsledky při nízkých otáčkách, je schopen kompenzovat mnohem větší offset než ostatní integrátory a vykazuje největší stabilitu vůči změně statorového odporu. Jeho hlavními nevýhodami jsou především vysoká výpočetní náročnost a citlivost na nepřesnost rotorového odporu a magnetizační indukčnosti způsobená použitím proudového I-n modelu.

Závěrem lze říci, že se podařilo vytvořit funkční simulační schéma, které umožňuje testovat nejen modifikované integrátory a ukázat, že i zdánlivě jednoduchý dolnoproputní filtr s kompenzací amplitudy a fáze poskytuje uspokojivé výsledky, které se v mnoha případech rovnají těm od mnohem komplikovanějších algoritmů.

Práce samozřejmě nabízí prostor pro další zlepšení. Jedním z možných vylepšení by bylo vytvoření přesnějšího modelu asynchronního motoru, který respektuje i saturaci magnetického obvodu a další nelinearity. Dále pak použít detailnější model modulace napětového střídače, který by zohledňoval nelinearity jako dead-time a konečné doby zapnutí a vypnutí spínačů. Jejich analýza by umožnila detailněji posoudit vlastnosti integrátorů. Zajímavé by rovněž bylo porovnat simulační výsledky s reálnými experimenty.

Literatura

- [1] VOŽENÍLEK, Petr et al. *Elektromechanické měniče*. Vyd. 1. Praha: České vysoké učení technické, 2005. ISBN 9788001031377;8001031373;.
- [2] MIRCEA, Popescu. *Induction Motor Modelling for Vector Control Purposes*. Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, 2000. ISBN 951-22-5219-8;.
- [3] MĚŘIČKA, Jiří a Zdeněk ZOUBEK. *Obecná teorie elektrického stroje*. Vyd. 1. Praha: SNTL, 1973.
- [4] KOBRLE, Pavel, Jiří PAVELKA a České vysoké učení technické v Praze. Elektrotechnická fakulta. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 3. přepracované vydání. V Praze: České vysoké učení technické, 2016. ISBN 8001060071;9788001060070;.
- [5] LIPČÁK, Ondřej, Jan BAUER. *Matematický model asynchronního motoru*, Doprovodný materiál k přednáškám z předmětu Elektrické pohony a trakce B1M14EPT1, České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019.
- [6] JARŮVEK, Jiří. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada, 2003. ISBN 80-247-0507-9;.
- [7] LIPČÁK, Ondřej, Jan BAUER. *Vektorová regulace*, Doprovodný materiál k přednáškám z předmětu Elektrické pohony a trakce B1M14EPT1, České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019.
- [8] MOHAN, Ned, Tore M. UNDELAND a William P. ROBBINS. *Power Electronics: Converters, applications, and design*. 2. New York: Wiley, 1995. ISBN 9780471305767;0471305766;.
- [9] KOTEICH, Mohamad. *Flux estimation algorithms for electric drives: A comparative study* [online]. IEEE, 2016. 1-6 s.
- [10] WANG, Yu a Zhiqian DENG. An Integration Algorithm for Stator Flux Estimation of a Direct-Torque-Controlled Electrical Excitation Flux-Switching Generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2012, vol. 27, no. 2, s. 411-420. ISSN 0885-8969.
- [11] COMANESCU, M. a L. XU. An improved flux observer based on PLL frequency estimator for sensorless vector control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2006, vol. 53, no. 1, s. 50-56. ISSN 0278-0046.

- [12] SHIN, Myoung-Ho et al. An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2000, vol. 15, no. 2, s. 312-318. ISSN 0885-8993.
- [13] STOJIC, Djordje et al. Improved Stator Flux Estimator for Speed Sensorless Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015, vol. 30, no. 4, s. 2363-2371. ISSN 0885-8993.
- [14] HU, Jun a Bin WU. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1998, vol. 13, no. 5, s. 969-977. ISSN 0885-8993.
- [15] LASCU, C., I. BOLDEA a F. BLAABJERG. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2000, vol. 36, no. 1, s. 122-130. ISSN 0093-9994.
- [16] JANSEN, P. L. a R. D. LORENZ. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1994, vol. 30, no. 1, s. 101-110. ISSN 0093-9994.
- [17] WITTENMARK, Björn, Karl ERIK ÅRZÉN a Karl JOHAN ÅSTRÖM. Computer Control: An Overview IFAC PROFESSIONAL BRIEF. *International Federation of Automatic Control*. 2002.

Značení a symbolika

Obecné značení

\hat{x} Prostorový vektor

$x, x(t)$ Okamžitá hodnota

x^* Žádaná hodnota

Použité symboly

ω	Elektrická úhlová rychlost rotoru	s^{-1}
ω_c	Mezní úhlová frekvence	s^{-1}
ω_k	Úhlová rychlost obecného souřadného systému	s^{-1}
ω_s	Úhlová rychlost točivého pole	s^{-1}
Ψ	Spřažený magnetický tok	Wb
θ	Transformační úhel	rad
ϑ	Úhel natočení rotoru vůči statoru	rad
f_{pwm}	Spínací frekvence měniče	s^{-1}
i, I	Proud	A
J	Moment setrvačnosti	$\text{kg} \cdot \text{m}^{-2}$
$L_{1\sigma}$	Rozptylová statorová indukčnost	H
L_1	Celková statorová indukčnost	H
$L_{2\sigma}$	Rozptylová rotorová indukčnost	H
L_2	Celková rotorová indukčnost	H
L_m	Magnetizační indukčnost	H
M	Elektromechanický moment	Nm
m	Modulační index	-
M_z	Zátěžný moment	Nm

n	Otáčky rotoru	min^{-1}
p_p	Počet pólových dvojic	-
R_1	Statorový elektrický odpor	Ω
R_2	Rotorový elektrický odpor	Ω
T	Vzorkovací perioda	s
t	Čas	s
u, U	Napětí	V

$\alpha\beta$	Ortogonální souřadný systém spojený se statorem
\mathbf{a}, \mathbf{a}^2	Operátory natočení v komplexní rovině
\Im	Imaginární část komplexního čísla
e	Eulerovo číslo $e=2,718\dots$
\Re	Reálná část komplexního čísla
abc	Třífázový souřadný systém
dq	Ortogonální souřadný systém rotující synchronní rychlostí
j	Imaginární jednotka $i^2 = -1$
s	Operátor v Laplaceově transformaci
xy	Obecný ortogonální souřadný systém

Použité zkratky

ASM	Asynchronní motor
LPF	Low pass filter
PI	Proporcionálně integrační
PS	Proporcionálně sumační

Seznam obrázků

2.1	Grafické znázornění Clarkové a Parkovy transformace	5
3.1	Princip sinusové modulace	9
4.1	Zobecněná struktura modifikovaného integrátoru	12
4.2	Aproximace čistého integrátoru dolnoproputním filtrem	13
4.3	Kompenzace dolnoproputního filtru dle [11], [12]	14
4.4	Kompenzace dolnoproputního filtru dle [13]	15
4.5	Integrátor se saturovatelnou zpětnou vazbou	15
4.6	Integrátor s omezenou amplitudou	16
4.7	Integrátor s kvadrurním detektorem	16
4.8	Obecná struktura adaptivního observeru	17
4.9	Adaptivní observer dle [15]	18
5.1	Struktura simulačního modelu	19
5.2	Blokové schéma realizovaného vektorového řízení	20
5.3	Blokové schéma PS regulátoru i_q s potlačením windup efektu a dynamickou saturací	22
5.4	Blokové schéma sinusové modulace třífázového dvouúrovňového střídače	23
5.5	Realizované zapojení dolnoproputního filtru	24
5.6	Realizované zapojení integrátoru dle [11]	25
5.7	Realizované zapojení integrátoru dle [13]	26
5.8	Realizované zapojení integrátoru se saturací amplitudy	27
5.9	Realizované zapojení adaptivního observeru dle [15]	27
5.10	Realizované zapojení I-n modelu v souřadnicích α, β	28
6.1	Příklad gaussovského šumu pro $\bar{x} = 0, 1; \sigma^2 = 10^{-5}$	29
6.2	Statorový tok pro různé hodnoty DC offsetu, $\omega_c = 20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$	31
6.3	Vliv vzájemné polohy ω_c a ω_s na amplitudu a fázi statorového toku v ustáleném stavu	31
6.4	Rozdíl fáze a amplitudy statorového toku vypočteného U-I modelem a modelem motoru pro různé ω_s při $\omega_c = 20 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$	32
6.5	Statorový tok pro různé velikosti DC offsetu, $\lambda = 0.2$, algoritmus z [11]	33
6.6	Statorový tok pro různé velikosti DC offsetu, $\lambda = 0.2$, algoritmus z [13]	34
6.7	Statorový tok při reverzaci z $305 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ na $-305 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\lambda = 0.2$, motor (modrá), algoritmus [11] (červená), algoritmus [13] (zelená)	35
6.8	Rozdíl mezi kompenzovaným a nekompenzovaným filtrem	35

6.9	Vzájemná poloha statorových toků od dolnoproustního filtru a čistého integrátoru	36
6.10	Statorový tok pro různé velikosti DC offsetu, $\omega_c = 30 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$	37
6.11	Reverzace a vliv saturace na chování integrátoru.	38
6.12	Statorový tok pro různé velikosti DC offsetu	39
6.13	Vliv nepřesnosti statorového odporu na přesnost výpočtu statorového toku, offset = 0,1 A	41
6.14	Vliv změny rotorového odporu a magnetizační indukčnosti na chování adaptivního observeru	42
6.15	Chování integrátorů při $\omega_s = 31,4 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, offset = 0.1 A, bez zvýšeného statorového odporu (vlevo), zvýšený statorový odpor o 20% (vpravo)	43

Seznam tabulek

6.1	Parametry motoru použitého v simulaci	29
6.2	Parametry simulace	30
6.3	Nastavení regulátorů pro dolnoproustní filtr	30
6.4	Nastavení regulátorů pro kompenzované filtry	33
6.5	Nastavení regulátorů pro integrátor se saturací amplitudy	36
6.6	Nastavení regulátorů pro adaptivní observer	38
6.7	Odchytky amplitudy a fáze pro různé velikosti offsetu	40