



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

MODELOVÁNÍ A SIMULACE ŘÍZENÍ STŘÍDAVÝCH ELEKTRICKÝCH MOTORŮ

MODELING AND SIMULATION OF THE ELECTRIC MOTOR CONTROL

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Adam Kečkéš

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Ondřej Bartík

BRNO 2023

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Automatizační a měřicí technika**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Adam Kečkéš

ID: 230094

Ročník: 3

Akademický rok: 2022/23

NÁZEV TÉMATU:

Modelování a simulace řízení střídavých elektrických motorů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

- 1) Seznámit se s problematikou modelování elektrických trojfázových motorů (PMSM).
- 2) Vytvořit vhodný model trojfázového motoru (PMSM) v d-q souřadnicích.
- 3) Seznámit se s problematikou řízení trojfázových motorů. Algoritmy "six-step" a "vektorové řízení".
- 4) Navrhnout simulaci demonstrující řízení PMSM v uzavřené smyčce s vhodným algoritmem pro řízení PMSM.
- 5) Popsat rozdíly v algoritmech "six-step" a "vektorové řízení" na základě teorie a výsledků ze simulace.
- 6) Navrhnout zpětnovazební strukturu s vhodným stavovým regulátorem a provést simulaci a analýzu výsledků.
- 7) Provést simulaci a analýzu vlivu nemodelovaných nelinearit typu "tření" a "mrtvá zóna".

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Sul, S.-K. (2011). Control of electric machine drive system. Hoboken, N.J.: Wiley-IEEE. ISBN 978-0-470-59079-9
Blaha, P., Vavřín, P.: Řízení a regulace I: Základy regulace lineárních systémů - spojité a diskrétní. Elektronické skriptum VUT, pp. 1-214, 2019.

Termín zadání: 6.2.2023

Termín odevzdání: 22.5.2023

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Bartík

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Cielom tejto bakalárskej práce je oboznámenie sa s problematikou modelovania elektrických trojfázových motorov a následné vytvorenie vhodného modelu motoru v d,q súradniciach. V práci je načrtnutá problematika riadenia trojfázových motorov, na základe ktorej sú implementované a analyzované algoritmy Six-step a Vektorové riadenie. Pre vyhotovený model motoru v d,q súradniciach je vytvorená simulácia demonštrujúca riadenie v uzavretej slučke s vhodným algoritmom. Následne je implementovaná spätnoväzobná štruktúra s vhodným stavovým regulátorom. Posledný bod práce spočíva v analyzovaní nelinearit, ako je trenie a mŕtva zóna.

KLÚČOVÉ SLOVÁ

Modelovanie trojfázových motorov (PMSM, BLDC), d,q súradnice, Six-step, Vektorové riadenie (FOC), regulácia v uzavretej slučke, anti-windup, decoupling, stavová spätná väzba, trenie, mŕtva zóna

ABSTRACT

The aim of this bachelor's thesis is to study the issues of modeling three-phase electric motors and subsequently to create a suitable motor model in the d,q coordinates. The thesis outlines the issues related to controlling three-phase motors, based on which the Six-step and Vector control algorithms are implemented and analyzed. A simulation demonstrating closed-loop control with a suitable algorithm is created for the prepared motor model in the d,q coordinates. Subsequently, a suitable state feedback controller is implemented. The final part of the thesis consists of analyzing nonlinearities such as friction and dead zone.

KEYWORDS

Modelling of three phase motors (PMSM, BLDC), d,q coordinates, Six-step, Vector control (FOC), closed loop control, anti-windup, decoupling, state feedback controller, friction, dead zone

KEČKÉŠ, Adam. *Modelování a simulace řízení střídavých elektrických motorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2023, 72 s. Bakalárska práca. Vedúci práce: Ing. Ondřej Bartík

Vyhlásenie autora o pôvodnosti diela

Meno a priezvisko autora: Adam Kečkěš
VUT ID autora: 230094
Typ práce: Bakalárska práca
Akademický rok: 2022/23
Téma závěrečnéj práce: Modelování a simulace řízení střídavých elektrických motorů

Vyhlasujem, že svoju závěrečnú prácu som vypracoval samostatne pod vedením vedúcej/cého závěrečnéj práce, s využitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej závěrečnéj práce ďalej vyhlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto závěrečnéj práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/alebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona Českej republiky č. 121/2000 Sb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka Českej republiky č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora*

*Autor podpisuje iba v tlačenej verzii.

POĎAKOVANIE

Rád by som poďakoval vedúcemu bakalárskej práce pánu Ing. Ondřejovi Bartíkovi za odborné vedenie, konzultácie, trpezlivosť a podnetné návrhy k práci.

V Brne dňa: 22.mája 2023

Obsah

Úvod	11
1 Modelovanie elektrických trojfázových motorov	12
1.1 Synchronne motory	12
1.2 Modelovanie PMSM	15
1.2.1 Clarkovej transformácia	15
1.2.2 Parkova transformácia	16
2 Model trojfázového motoru (PMSM) v d,q súradniciach	18
2.1 Vlastný model v d,q súradniciach	19
2.2 Simscape model v d,q súradniciach	20
2.3 Porovnanie modelov PMSM v d,q súradniciach	22
3 Riadenie trojfázových motorov	23
3.1 Algoritmus Six-step	23
3.2 Algoritmus Vektorového riadenia	25
4 Simulácia PMSM v uzavretej slučke	26
4.1 Vytvorená simulácia	27
4.2 Prúdová regulácia	31
4.3 Otáčková regulácia	32
4.4 Regulácia na polohu	33
4.5 Anti-windup	35
4.6 Decoupling - rozväzbenie	39
5 Rozdiely algoritmov Six-step a Vektorové riadenie	42
5.1 Model BLDC motoru s využitím Six-step riadenia	42
5.2 Model BLDC motoru s využitím Vektorového riadenia	44
5.3 Porovnanie oboch algoritmov	45
6 Spätoväzobná štruktúra so stavovým regulátorom	48
6.1 Linearizácia rozvojom do Taylorovej rady	48
6.2 Stavová spätná väzba	49
6.3 Integračná zložka	51
6.3.1 Control System Designer	52
7 Analýza nelinearít	55
7.1 Trenie	55
7.2 Mŕtva zóna	57

Záver	60
Literatúra	62
Zoznam príloh	68
A Tabuľka parametrov motoru	69
B Six-step implementácia	70
C Obsah priloženého CD	71

Zoznam obrázkov

1.1	Clarkovej transformácia	16
1.2	Inverzná Clarkovej transformácia	16
1.3	Parkova transformácia	17
1.4	Inverzná Parkova transformácia	17
2.1	2-fázové vinutie PMSM motoru v d, q súradniciach	19
2.2	Vytvorený model PMSM v d, q súradniciach	19
2.3	Závislosť otáčok a napätí pre vlastný PMSM model	20
2.4	PMSM model motoru pomocou Simscape knižnice	21
2.5	Závislosť otáčok a napätí pre PMSM pomocou Simscape	21
2.6	Porovnanie otáčok PMSM modelov motoru	22
3.1	Six-step komutácia	23
3.2	Zobrazenie prepínacích sektorov	24
3.3	Priestorové rozloženie súradnicových sústav a ich veličín [7]	25
4.1	Štruktúra polohového servomechanizmu	26
4.2	Vytvorená štruktúra servomechanizmu v programe Simulink	27
4.3	Vnútoraná štruktúra prúdových regulátorov i_q, i_d	28
4.4	Vnútoraná štruktúra otáčkového regulátoru ω	29
4.5	Vnútoraná štruktúra polohového regulátoru	30
4.6	Prúdová regulácia	31
4.7	Otáčková regulácia so vstupujúcou poruchou(prúdové regulátory)	32
4.8	Otáčková regulácia so vstupujúcou poruchou	33
4.9	Regulácia na polohu so vstupujúcou poruchou(prúdové regulátory)	34
4.10	Regulácia na polohu so vstupujúcou poruchou	34
4.11	Otáčková regulácia s obmedzením v spätnej väzbe integračnej zložky	35
4.12	Otáčková regulácia s obmedzením v spätnej väzbe integračnej zložky	36
4.13	Otáčková regulácia s dynamickým obmedzením prebudenia int. zložky	37
4.14	Otáčková regulácia s dynamickým obmedzením prebudenia int. zložky	37
4.15	Porovnanie vytvorených riešení	38
4.16	Porovnanie vytvorených riešení	39
4.17	Architektúra s diagonálnou kompenzáciou	40
4.18	Porovnanie prúdov i_d s využitím decouplingu	41
4.19	Porovnanie prúdov i_q a výstupných otáčok ω s využitím decouplingu	41
5.1	Model BLDC motoru s využitým Six-step riadením	43
5.2	Priebehy napätí BLDC motoru - Six-step	44
5.3	Model BLDC motoru s využitým Vektorovým riadením	45
5.4	Statorové napätia a prúdy jednotlivých riadení	46
5.5	Model BLDC motoru s využitým Six-step riadením	47

5.6	Model BLDC motoru s využitím Vektorovým riadením	47
6.1	Priebehy prúdov a otáčok linearizovaného modelu	49
6.2	Schéma stavovej spätnej väzby od stavu	50
6.3	Priebeh regulácie využitím stavovej spätnej väzby	51
6.4	Schéma stavovej spätnej väzby od stavu s integračnou zložkou	52
6.5	Priebeh regulácie s rozšírením o integračnú zložku	53
7.1	Štruktúra s využitím trenia	55
7.2	Analýza trenia - akčné zásahy a otáčky	56
7.3	Analýza trenia - prúdy	57
7.4	Štruktúra s využitím mŕtvej zóny	57
7.5	Analýza mŕtvej zóny - poloha a otáčky	58
7.6	Analýza mŕtvej zóny - akčné zásahy	59
7.7	Analýza mŕtvej zóny - prúdy	59

Úvod

V praxi existuje viacero odvetví, s ktorými sa dá stretnúť v spojení s riadením a regulovaním sústav. K jedným z týchto odvetví patrí veľmi rozšírená oblasť modelovania a simulácie riadenia striedavých elektrických motorov. Tieto motory môžu byť, či už trojfázové, alebo viac fázové. Vďaka takýmto simuláciám a modelovaniu dochádza k možnosti testovať vyhotovené motory alebo motory navrhované s konkrétnymi riadiacimi prvkami.

Realizácia takýchto motorov je založená z počiatku na ich matematickej reprezentácii, ktorá sa následne dá modelovať v programoch, ako napríklad MATLAB-Simulink alebo iných softvéroch od iných poskytovateľov. Takto vyhotovené simulácie sú zväčša reprezentované v d, q súradniciach, čo výrazne zjednodušuje implementáciu samotných modelov.

Vzhľadom k dnešnej pokrokovej dobe, existujú knižnice obsahujúce vyhotovené všeobecné modely, ktoré sú zapuzdrené a dajú sa pomocou nich experimentálne odľadovať parametre jednotlivých motorov alebo sústav, ktoré sú na tieto motory pripojené.

Pri zapájaní takýchto trojfázových motorov do siete je vždy dôležité vybrať vhodný algoritmus riadenia a presne stanoviť, akým spôsobom bude tento motor riadený. Či už pomocou algoritmu Six-step, Vektorovým riadením alebo inou metódou. Každý navrhnutý systém by mal byť vopred otestovaný v simulačnom nástroji, aby sa zabránilo bezpečnostným kolíziám a nechcenému zvýšeniu nákladov, ktoré môžu byť spôsobené poruchovými stavmi alebo jednoducho nevhodným naladením.

V reálnych problémoch sa nachádzajú hlavne nelineárne systémy, pričom je potrebné s týmito nelinearitami uvažovať a rovnako vedieť implementovať ich samotný dopad na jednotlivé systémy.

1 Modelovanie elektrických trojfázových motorov

1.1 Synchronne motory

V dnešnej dobe sa začínajú čím ďalej, tým viac používať striedavé regulačné pohony so synchronnými motormi. Tieto synchronne motory sú vlastne elektrické stroje, ktorých rýchlosť točenia rotora je synchronná s rýchlosťou točenia statorového magnetického poľa. Rovnako slúžia na premenu elektrickej energie na energiu mechanickú. Ich zloženie pozostáva z pohyblivej časti, presnejšie rotora, ktorý je vložený v dutine statickej časti, nazývanej stator. Obvykle sa stator skladá z plechov, čím sa znižujú straty vírivými prúdmi. Tieto plechy sú v tvare medzikružia a sú drážkované po vnútornom obvode, práve v drážkach sa nachádza rozložené trojfázové vinutie. Pri pretekaní súmernej sústavy trojfázových prúdov cez trojfázové vinutie s frekvenciou f_s , ktoré sú navzájom posunuté o 120° , sa vytvára točivé magnetické pole statora. [2] [3] [6]

Konštrukcia synchronných motorov je podobná synchronným motorom s permanentnými magnetmi (ďalej ako PMSM). Hlavný rozdiel je v rotore. V PMSM sú permanentné magnety uložené na rotore a rotor nemá žiadne budiace vinutie. Tieto permanentné magnety sa využívajú na vytváranie pólov. Tvar magnetickej indukcie vo vzduchovej medzere, a teda aj indukované napätie má harmonický sinusový priebeh. Generujú konštantný moment a sinusoidný statorový prúd. [2]

Vinutie statoru sa zapája do hviezdy a je napájané harmonickými prúdmi, vďaka čomu je dosiahnutý rovnomerný chod motoru bez momentových pulzácií [9]. Rýchlosť otáčania je závislá na frekvencii dodávaného striedavého napájania, no zároveň na počte pólových párov týchto motorov, pričom, čím viac pól párov, tým menší pomer mechanických otáčok k otáčkam elektrickým.

Počiatok týchto motorov sa datuje zhruba do roku 1930, keď bol vyvinutý Al-Ni-Co magnet. Žiaľ v tejto dobe nedosahovali použité magnetické materiály dostatočnú efektívnosť a rovnako neboli vyvinuté dostatočne výkonné meniče prúdu, ktoré by zvládli ovládanie takýchto motorov. Z týchto dôvodov bolo teda používanie PMSM motorov veľmi limitované a náročné. [17]

Prevrat vo vývoji spomínaných motorov nastal v období, keď sa začali používať materiály, ktoré dosahovali dobré vlastnosti magnetickej vodivosti s permeabilitou, dizajny podporované počítačmi, ako napríklad rôzne CAD softvéry, no rovnako aj s vývojom riadiacej techniky. V minulosti sa používal na napájanie motoru hlavne napäťový striedač s IGBT tranzistormi, no v dnešnej dobe sú to hlavne FET tranzistory, najčastejšie ide o silicon carbide (SiC) a modernejší gallium nitride (GaN),

takýto striedač následne pracuje s pulzne šírkovou moduláciou (PWM). [9]

Pri nazretí na vyhotovenie týchto motorov, v minulosti boli základom jadra motoru hlavne permanentné magnety. V dnešnej dobe sa prevažne využívajú nové magnetické materiály, presnejšie zlúčeniny vzácnych kovov. Tieto materiály môžu byť napríklad na bázi zlúčenín samarium-kobal (SmCo) a neodým-bor-železo (NdBFe). Ich výhodou je fakt, že dosahujú magnetické indukcie približne 0.8 T až 1.2 T oproti štandardným feritovým permanentným magnetom, ktoré dosahujú hodnoty asi o tretinu nižšie. Vďaka použitiu týchto zlúčenín začali synchronne motory dosahovať oveľa vyššie výkony, rádovo stovky kW [9], to umožnilo konštruovať menšie a ľahšie motory voči asynchrónnym. [7] PMSM motory majú väčšie množstvo typov. Základný princíp delenia spočíva v závislosti od smeru indukčného toku, konkrétne na PMSM s radiálnym polom, kde magnetický indukčný tok smeruje pozdĺž polomeru stroju alebo s axiálnym polom, kde smeruje magnetický indukčný tok rovnobežne k hriadeľu rotoru. V praxi sú najčastejšie používané PMSM s radiálnym polom vzhľadom k nižším cenovým reláciám, pričom dôraz sa kladie hlavne na parametre konkrétnych motorov. Axiálne naopak dosahujú vyššie výkony a rýchlejšiu akceleráciu. Spôsob uloženia permanentných magnetov v rotore sa delí hlavne podľa toho, či sú magnety uložené na povrchu alebo vo vnútri rotoru. Obe tieto riešenia majú viac poddružných vyhotovení. [2]

V dnešnej dobe sú synchronne motory s permanentnými magnetmi využívané v širokej oblasti, hlavne kvôli veľkému množstvu výhod. Počnúc od minimálnych prevádzkových nárokov, kompaktných rozmerov, robustnosti voči okoliu. Dokážu znášať vysoké teploty, rovnako zvládajú zložiť vysoké momentové preťaženia v dynamických stavoch a dosahujú vysokú účinnosť spolu s presnosťou. Hlavne z týchto dôvodov sa začali využívať v oblasti servomechanizmov, v priemyselných oblastiach ako napríklad v robotike, kozmonautike, na riadenie trakcie, v pračkách, ako elektrické posilovače riadenia v automobiloch. [7]

Takmer rovnako významné, ako synchronne stroje sú DC stroje, ktorých hlavné prednosti spočívajú v jednoduchom nastavovaní otáčok, stabilite v nízkych otáčkach, jednoduchom rozbehu (nie sú potrebné zložité algoritmy), rovnako dosahujú rýchle reakcie na zmeny parametrov vstupných napájacích napätí. [5] [9]

Klasická štruktúra motorov typu DC spočíva v existencii statoru s elektromagnetmi budeného prúdom, ktorého úloha spočíva vo vytvorení magnetického pola. Vinutia rotujúcej kotvy sú pripojené na mechanický komutátor pomocou grafitovokovových kief, ktoré sa po ňom kľžu. Následne vytvárajú elektrické prepojenie medzi pohyblivými vinutiami kotvy a vonkajšími obvodmi. Mechanický komutátor plní rolu mechanického usmerňovača, ktorý prevádza striedavý AC prúd s frekvenciou korešpondujúcou s otáčkami rotora k jednosmernému DC prúdu mimo kotvy. [5]

Vylepšenie jednoduchých motorov spočíva v použití BLDC motorov, ktoré sú

označované aj ako bezkartáčové. V porovnaní s klasickými DC motormi nemajú práve komutátor. Na rozdiel od neho je použitý statický elektronický komutátor, ktorého úloha spočíva v komutácii prúdu tečúceho kotvou vo funkcii uhlu rotorovej pozície (θ_r). Druhý rozdiel spočíva v nahradení elektromagnetov pomocou permanentných magnetov a ich zlúčenín. Toto riešenie je možné iba vďaka podobnosti magnetických parametrov a rovnako aj vďaka nižšej cene tohto vyhotovenia. Ako bolo spomenuté už pri PMSM motoroch, permanentné magnety obsahujú vzácne kovy, napríklad neodýmium (Nd), samarium (Sm) spolu s ďalšími. Využitie permanentných magnetov má dopad hlavne na vyššiu efektívnosť vzhľadom k tomu, že nenastávajú žiadne výkonové straty v nepoužitých elektromagnetoch, finálna váha týchto strojov je nižšia. [5]

1.2 Modelovanie PMSM

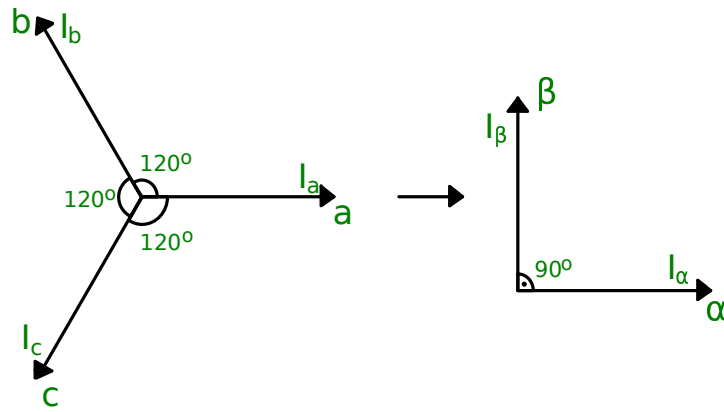
Vzhľadom k vývoju trojfázových motorov, presnejšie PMSM, a k ich širokému použitiu je potrebné vytvárať presné simulačné nástroje, ktoré dokážu vyhodnotiť ich výkon v praktickom použití. Spomínané motory bývajú najčastejšie reprezentované napäťovými a prúdovými rovnicami. Výpočet koeficientov takýchto diferenciálnych rovníc popisuje časové chovanie motorov, okrem prípadu, keď je rotor stacionárny. Matematické modelovanie týchto systémov býva zväčša zložité hlavne z dôvodu, že spriahnutý magnetický tok (spojenie statorového a rotorového toku), indukované napätia a prúdy sa nepretržite menia vplyvom relatívneho pohybu elektrického obvodu. Pre takto zložitú analýzu elektrického stroja sa využívajú matematické transformácie pre oddelenie premenných. Vyriešenie rovníc obsahujúcich časovo premenné hodnoty obsahuje stiahnutie týchto premenných k rovnakému referenčnému rámcu. Medzi možné metódy transformácií spadajú napríklad Clarkovej transformácia, Parkova transformácia a iné. Pri modelovaní PMSM motorov sú uvažované určité predpoklady, medzi ktoré patria konkrétne: [9]

- Priebeh magnetickej indukcie vo vzduchovej medzere a teda aj indukované napätie je sinusové, pričom je obecné uvažovaný rotor s pólmi uloženými na povrchu
- Parametre motoru sú konštantné a rovnaké vo všetkých troch fázach motoru
- Zanedbanie strát v železe
- Vinutie, ktoré spôsobuje tlmenie rotoru nie je vytvorené a taktiež sú zanedbané aj tlmiace účinky materiálu rotoru
- Nulový vodič nie je pripojený

1.2.1 Clarkovej transformácia

Transformácia sa využíva spolu s Parkovou transformáciou pri implementovaní metód Vektorového riadenia, hlavne pri architektúrach súvisiacich s PMSM. Pri tejto konkrétnej transformácii dochádza k transformácii trojfázového systému na systém dvojfázový. Konkrétne tento trojfázový rámec a, b, c sa mení na rámec dvojfázový a to α, β , ktorý môže byť rozšírený o nulu, aby boli zachované rozmery matíc. Transformačná matica vyzerá nasledovne : [10] [18]

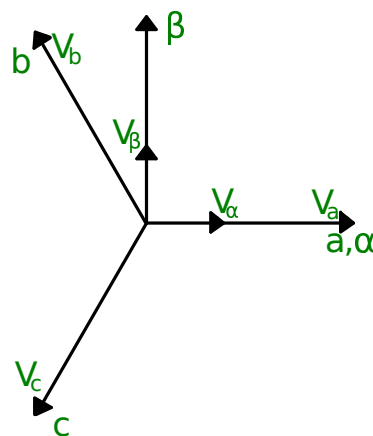
$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$



Obr. 1.1: Clarkovej transformácia

Ak existuje takto zhotovený dvoj-osí ortogonálny stacionárny referenčný rámec $\alpha, \beta, 0$, je možné ho transformovať späť na trojfázový stacionárny referenčný rámec a, b, c pomocou Inverznej varianty Clarkovej transformácie. Táto varianta využíva transformačné matice v nasledujúcom tvare : [10] [18]

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$



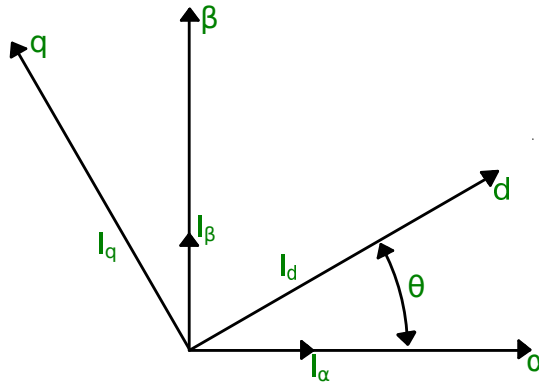
Obr. 1.2: Inverzná Clarkovej transformácia

1.2.2 Parkova transformácia

Označovaná býva v anglickej literatúre aj ako Direct-quadrature-zero transformation. Ako už bolo spomenuté vyššie, spolu s Clarkovej transformáciou, používa

sa pri implementácii metód Vektorového riadenia. Vo svojej podstate využíva dvoj-
fázový ortogonálny stacionárny model motoru, ktorý je následne transformovaný
do rotujúceho referenčného rámca d, q . Tento rámec je pootočený od pôvodného
o uhol θ . Transformačná matica môže byť vyjadrená nasledujúcim spôsobom : [10]
[18]

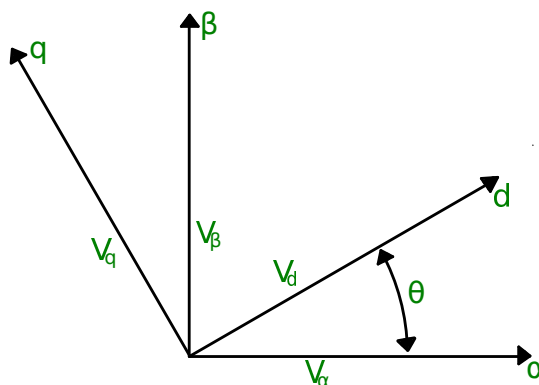
$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (1.3)$$



Obr. 1.3: Parkova transformácia

Ak je už predložený matematický popis vyjadrený v d, q súradniciach, je možné
použiť Inverznú Parkovu transformáciu pre spätnú transformáciu k pôvodnému ma-
tematickému modelu motoru. Takáto transformačná matica má nasledujúci tvar :
[10] [18]

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (1.4)$$



Obr. 1.4: Inverzná Parkova transformácia

2 Model trojfázového motoru (PMSM) v d, q súradniciach

Ako bolo spomenuté v predchádzajúcich podkapitolách, pri modelovaní trojfázových motorov, konkrétne PMSM, býva využívaný model v d, q súradniciach. Vzhľadom k tomu, že v programe MATLAB, konkrétne v knižnici `Simscape electrical`, existuje vytvorený model trojfázového motoru PMSM, prišlo k možnosti overiť funkčnosť tohto modelu pomocou rovníc dodaných k namodelovanému PMSM motoru. V samotnom bloku motoru z tejto knižnice je možné vložiť parametre špecifického motoru, ktoré môžu byť z vymysleného motoru alebo aplikované preddefinované parametre, či už pomocou programu MATLAB, alebo od zvoleného výrobcu. Vďaka tejto skutočnosti je rovnako možné porovnať PMSM motor definovaný knižnicou v programe MATLAB a vlastne vyhotovenou variantou. Najskôr bolo potrebné zvoliť konkrétny motor, pre ktorý bol tento simulačný model vyhotovený. Zvolená varianta bola motor od výrobcu TG drives, servomotor rady T3-0130-15-36. Tabuľka motoru je priložená v Prílohe A a obsahuje parametre stanovené výrobcom [13].

Následne použité rovnice obsahovali upravené konštanty reálneho motoru, pre ktorý bola simulácia vytvorená. Pri modelovaní boli využité napäťové rovnice, ktoré sa nachádzali v sprievodnej dokumentácii k modelu zo `Simscape`, ich tvar bol nasledujúci : [12]

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - N\omega i_q L_q \quad (2.1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + N\omega (i_d L_d + \psi_m) \quad (2.2)$$

$$v_0 = R_s i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (2.3)$$

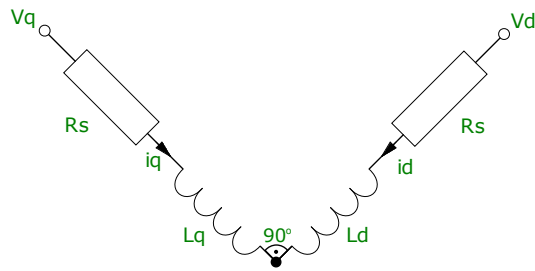
Dodatkom bola rovnica krútiaceho momentu rotoru, ktorý je generovaný motorom až do samotného rotoru, má tvar :

$$T = \frac{3}{2} N (i_q (i_d L_d + \psi_m) - i_d i_q L_q) \quad (2.4)$$

Je dôležité poukázať na fakt, že použité tvary napäťových rovníc vyplynuli z využitia transformačných matíc, konkrétne z Parkovej a Clarkovej transformácie.

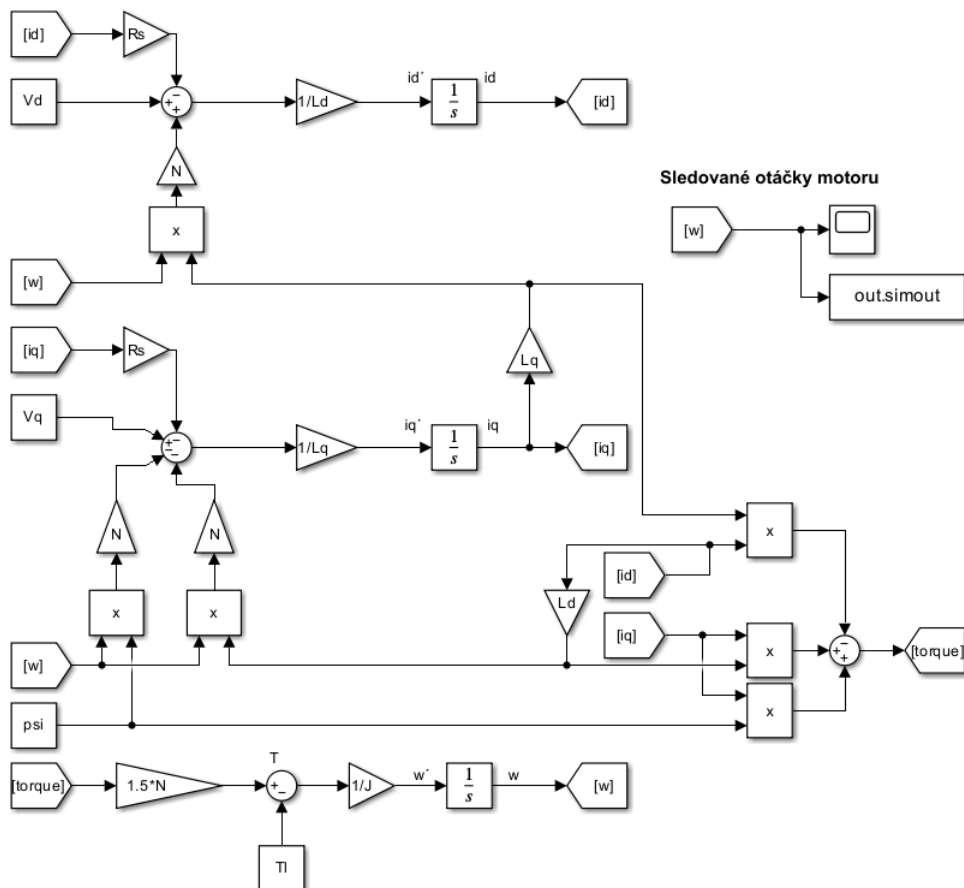
Pri oboch nasledujúcich simuláciách sú použité totožné parametre simulácie, nastavené na : vzorkovacia perióda $1 \mu\text{s}$, použitá metóda solveru bola ode3 - Bogacki-Shampine, dĺžka simulácia bola nastavená na 0.5 s.

2.1 Vlastný model v d, q súradniciach

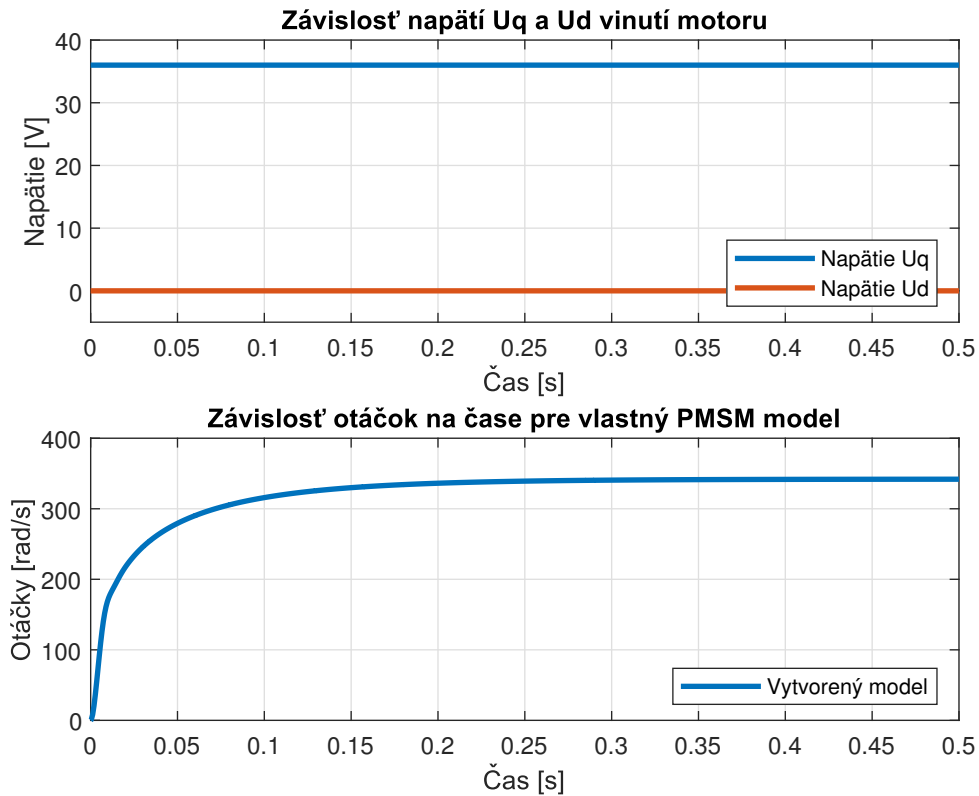


Obr. 2.1: 2-fázové vinutie PMSM motoru v d, q súradniciach

Model je vyhotovený v d, q súradniciach a vďaka znalosti Kirchhoffových zákonov je možné vypustiť rovnicu pre v_0 (rovnica 2.3). Výsledkom je dvojica napätových rovníc reprezentujúcich napätia v_d, v_q , tie sú využité pre vyhotovenie vlastného modelu. Obrázok 2.1 reprezentuje modifikované vinutia motoru v d, q súradniciach a Obrázok 2.2 model vyhotovený podľa upravených rovníc v MATLAB-Simulink.



Obr. 2.2: Vytvorený model PMSM v d, q súradniciach

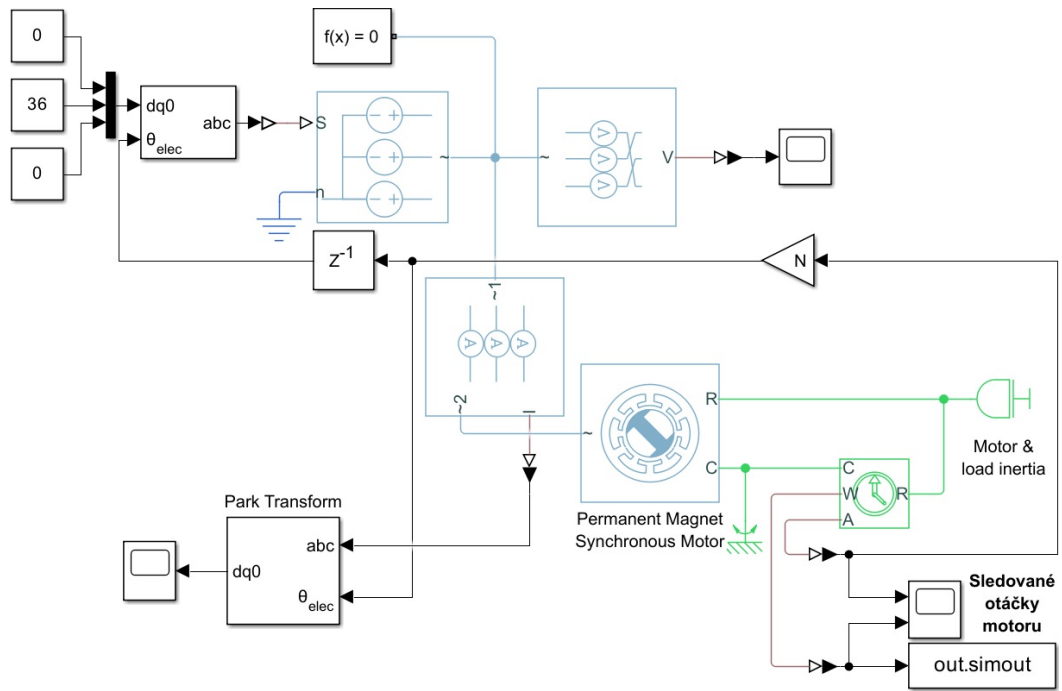


Obr. 2.3: Závislosť otáčok a napätí pre vlastný PMSM model

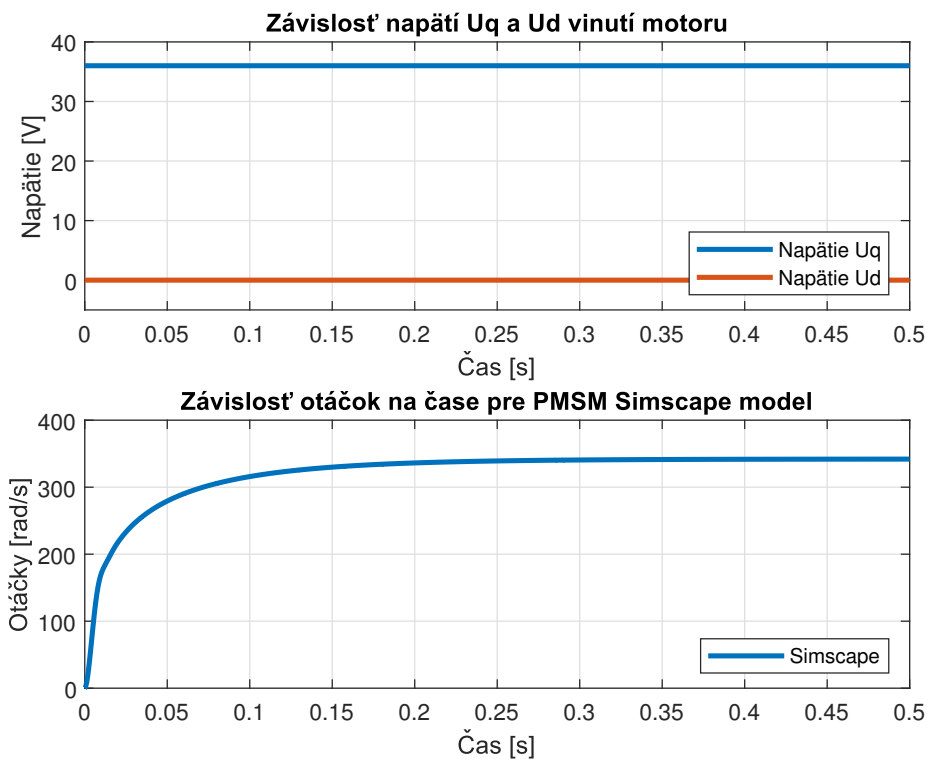
Takto vyhotovený model motoru reprezentovaný napäťovými rovnicami je možné následne porovnať s vyššie spomínaným modelom z oficiálnej knižnice `Simscape electrical`.

2.2 Simscape model v d, q súradniciach

Rovnako, ako v predchádzajúcej podkapitole, bolo potrebné zapojiť model PMSM motoru, ktorý pochádza z knižnice `Simscape electrical`, demonštračne. Vďaka tomu bolo následne možné otestovať jeho funkcionálnosť a následne oba modely porovnať. Pre vyhotovenie tohto modelu bola vytvorená schéma zapojenia, ktorá je zobrazená na Obrázku 2.4. Implementácia tohto zapojenia bola oveľa jednoduchšia, hlavne z dôvodu, že všetky využité bloky sú vopred implementované v knižniciach programu MATLAB.



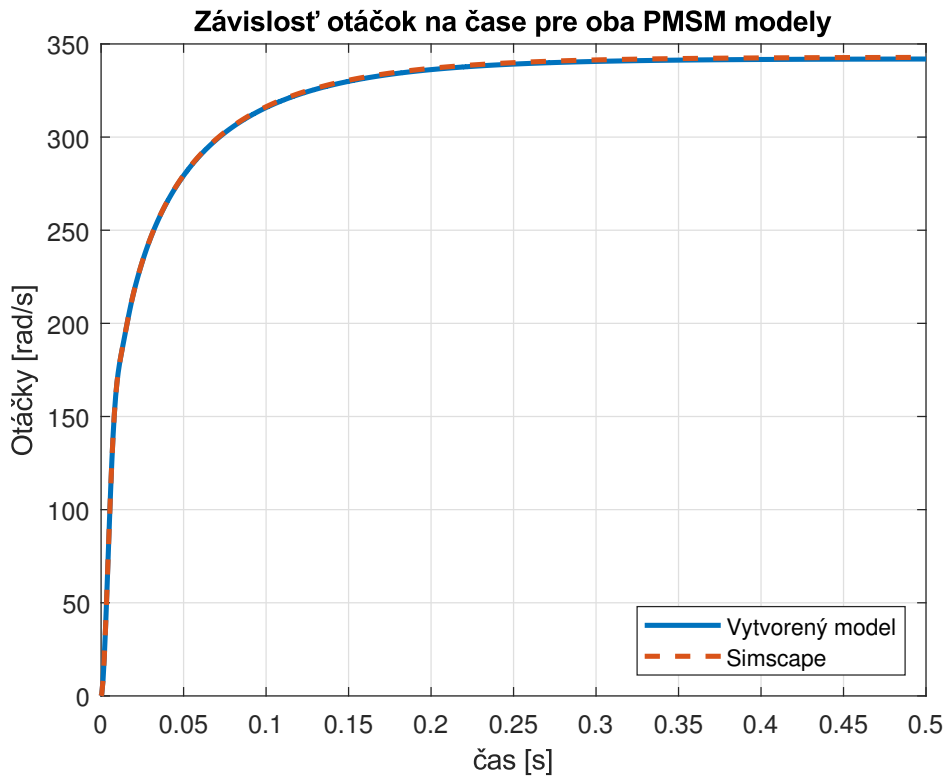
Obr. 2.4: PMSM model motoru pomocou Simscape knižnice



Obr. 2.5: Závislosť otáčok a napätí pre PMSM pomocou Simscape

2.3 Porovnanie modelov PMSM v d, q súradniciach

Pri porovnaní závislostí je potrebné dbať hlavne na správne nastavenie parametrov. Tie boli konkrétne nastavené v oboch modeloch pre motor zvolený v Kapitole 2, od výrobcu TG drives, typ T3-0130-15-36. Rovnako bolo potrebné vytvoriť nové modelovacie zapojenie, ktoré obsahovalo oba tieto vytvorené modely, pre jednoduchšie porovnanie závislostí.



Obr. 2.6: Porovnanie otáčok PMSM modelov motoru

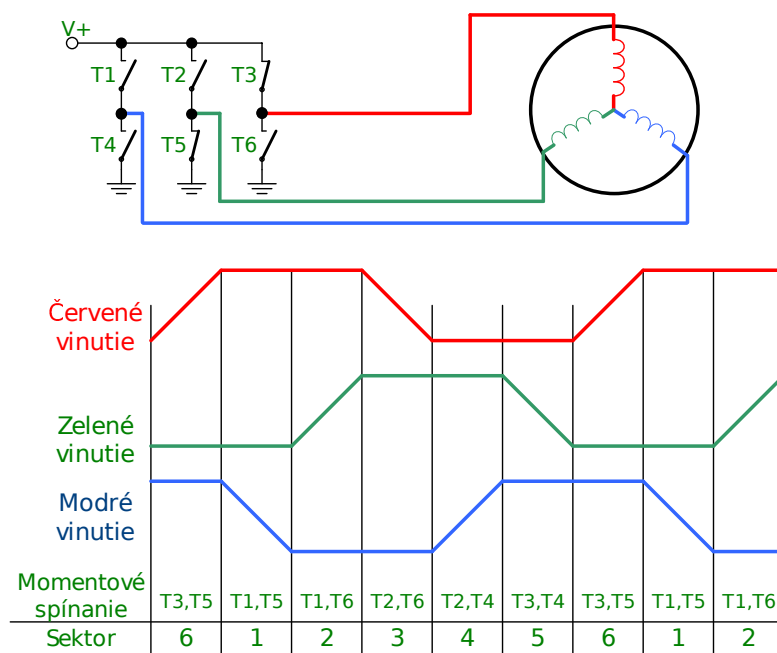
Na Obrázku č. 2.6 sú zobrazené závislosti otáčok na čase pre oba tieto PMSM modely motoru. Z grafu je viditeľné ako sa priebehy prekrývajú, čo značí, že model vytvorený na základe napätových rovníc v d, q súradniciach je totožný s už vytvorenou implementáciou z knižnice `Simscape electrical` v programe MATLAB-Simulink. Z tohto dôvodu je možné prehlásiť oba modely za ekvivalentné a nezáleží, ktorý z nich bude použitý pri implementácii riadenia motoru. Oba tieto modely vykazujú rovnaké závislosti, či už otáčok alebo momentu. Zmena zotrvačnosti motoru má rovnaký vplyv na oba modely.

3 Riadenie trojfázových motorov

Pri riadení motorov je nutné zaistiť informáciu o okamžitej polohe a rýchlosti motoru. Práve z tohto dôvodu sú motory vybavené resolverom, inkrementálnym čidlom alebo dokonca hallovou sondou. Táto sonda pracuje na princípe Hallovho javu a meria veľkosť a orientáciu magnetických polí. Reaguje na otáčajúce sa magnety, ktoré sú uložené na rotore motoru. Ako už bolo spomenuté, vo väčšine aplikácií je potrebné, aby použité motory dosahovali najlepší výkon s vhodne zvoleným riadením. Práve vďaka tomuto faktoru existuje viacero druhov riadenia týchto motorov.

3.1 Algoritmus Six-step

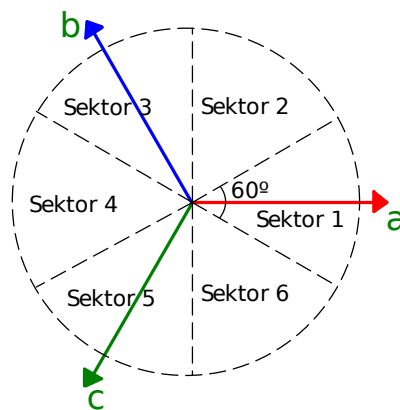
Tento typ algoritmu sa označuje aj ako lichobežníková komutácia, pričom sa uplatňuje predovšetkým pri riadení synchronných motorov (PMSM), ale aj BLDC motorov. Princíp algoritmu spočíva v riadení statorových prúdov pre zaistenie požadovanej rýchlosti otáčania a smeru otáčania motoru. Aplikáciou tohto algoritmu je možné využiť viacero druhov komutačných režimov.



Obr. 3.1: Six-step komutácia

Obrázok 3.1 predstavuje principiálne zobrazenie Six-step komutácie pre BLDC motor. V tomto prípade sa jedná o režim, v ktorom sú tri fázy motora BLDC budené v 120° postupnostiach. Prúd v tomto režime preteká vždy cez 2 z troch vinutí motora, pričom jedno vinutie sa drží na hornom potenciáli, druhé na dolnom a posledné

tretie vinutie je odpojené. Tento spôsob zabezpečuje 6 komutačných stavov na jednu otáčku. Pri načasovaní horných a dolných usporiadní je priam základ poznať informáciu o polohe rotora vzhľadom k vinutiu statora. Pre detekciu polohy je možné využiť už spomínané hallove sondy. V Tabuľke 3.1 predstavujú H_A, H_B a H_C signály z hallovej sondy, a signály T1-T6 reprezentujú komutačný signál. Tieto hallove sondy sú usporiadané v 120° uhle, aby bol dosiahnutý symetrický sled fáz motora. V bode snímania polohy rotora sa odošle informácia z Hallovej sondy, ktorá je zobrazená v Tabuľke 3.1. Každá takáto zosnímaná hodnota informuje o polohe rotora a rozhoduje, ktoré statorové vinutie má byť vybudené. Signály H_A, H_B a H_C sú na hornej alebo dolnej úrovni v závislosti od toho, či je snímač v blízkosti severného alebo južného pólu rotorových magnetov. V závislosti od týchto signálov sú nasledne vypínané a zapínané prepínače T1 až T6. Z tabuľky tiež vidieť, ak sú H_A a H_C na hornej úrovni, prepínače T1 a T6 vedú prúd a statorové vinutia sú pod napätím. V neposlednom rade sú produkované signály PWM, využitím sekvencie z Tabuľky 3.1 je dosiahnutý pravotočivý smer otáčania rotora. [14]



Obr. 3.2: Zobrazenie prepínacích sektorov

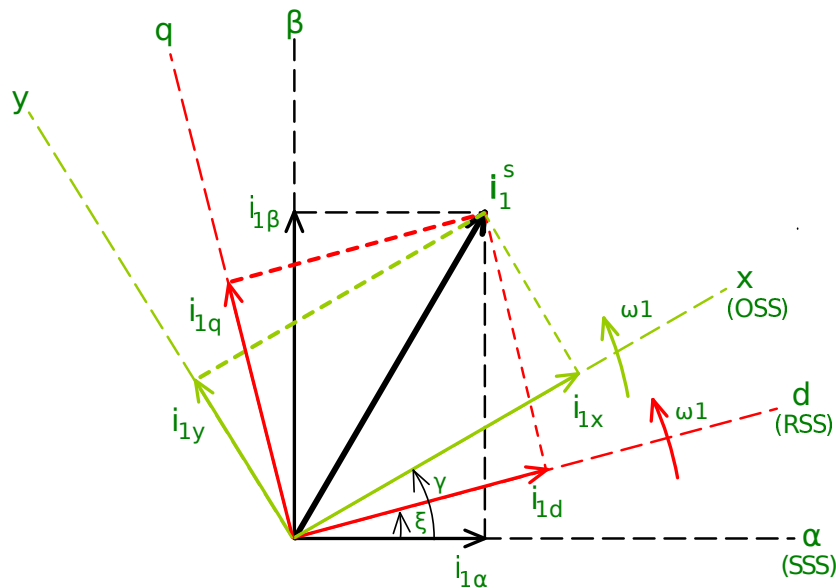
Sektor	H_A	H_B	H_C	T1	T2	T3	T4	T5	T6
6	0	0	1	1	0	0	0	1	0
1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
2	1	0	0	0	1	0	0	0	1
3	1	1	0	0	1	0	1	0	0
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0
5	0	1	1	0	0	1	0	1	0

Tab. 3.1: Výstupy Hallovej sondy [15]

3.2 Algoritmus Vektorového riadenia

V súčasnosti patrí algoritmus Vektorového riadenia k jednému z najpoužívanejších spôsobov riadenia striedavých pohonov. Tento spôsob riadenia zaručuje optimálny chod motoru či už v stavoch ustálených, alebo aj v prechodných dejoch. Cieľom riadenia je rozdeliť od statorového prúdu momentotvornú časť prúdu a časť magnetizačnú (tokotvornú). Vďaka tomu je dosiahnuté rovnaké správanie striedavého motoru, ako pri jednosmernom pohone, kde je možné jednotlivo ovládať moment a magnetizáciu motoru. Pri použití tejto metódy je potrebná informácia o aktuálnej polohe rotoru. Pomocou zmeraných hodnôt sa dá rozhodnúť, v akej polohe sa nachádza rotor. Následne je potrebné spočítať novú množinu trojfázových napätí, ktoré sú v zápätí privedené na napájanie motoru. Vplyvom tohto je vytvorené nové magnetické pole, ktoré posunie o určitú polohu rotor, kým nie sú zmerané ďalšie hodnoty. Tento proces sa postupne opakuje a tým je dosiahnuté plynulé otáčanie motoru. Pri použití tejto metódy riadenia je potrebné vyjadrenie priestorových vektorov, ktoré spadajú jednotlivým napätiam, prúdom a magnetickým tokom, tie sa vyjadrujú v súradnicových systémoch, ktoré sú spriahnuté s ortogonálnym systémom. [6] [7] [18]

Všetky tieto orientované systémy sú zobrazené na jednom Obrázku 3.3.



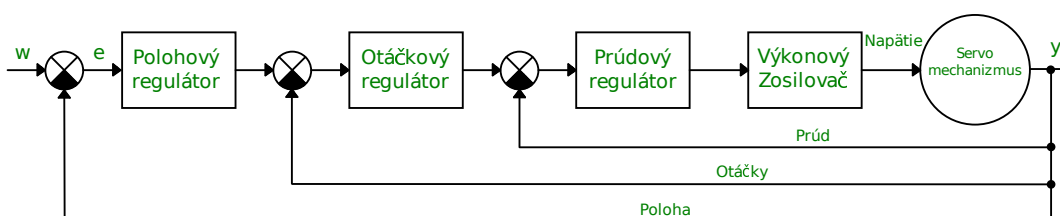
Obr. 3.3: Priestorové rozloženie súradnicových sústav a ich veličín [7]

Roviny RSS a OSS sú spriahnuté k statorovej sústave súradníc, zároveň zvierajú medzi sebou uhol ϵ (pre SSS a RSS) a uhol γ (pre SSS a OSS). Vzhľadom k znalosti orientovaných uhlov a absolútnych hodnôt vektorov použitých motorových veličín dokážeme vytvoriť prepočet medzi jednotlivými súradnicovými systémami. [7]

4 Simulácia PMSM v uzavretej slučke

Existuje viacero variánt, ako vytvoriť vhodnú simuláciu s PMSM motorom. Pri výbere vhodnej štruktúry simulácie PMSM bola zvolená práve varianta polohového servomechanizmu, ktorá využíva pomocnú regulovanú veličinu. Väčšie servomechanizmy okrem hlavnej regulácie polohy výstupného hriadeľa zavádzajú aj reguláciu otáčok a reguláciu prúdu. Riadenie motoru pomocou takejto metódy požaduje na vstupe žiadanú hodnotu polohy rotoru, na základe ktorej je upravený prúd a napätie, ktoré sa dostávajú do použitého servopohonu v závislosti na spätnej väzbe uzavretej slučky obvodu. Signály odosielané do servomotoru musia byť zosilnené, vzhľadom k tomu, že riadiace signály majú relatívne malé hodnoty prúdov, aby dokázali napájať jednotlivé vinutia motoru, ktorý požaduje vyššie hodnoty prúdov. Tieto hodnoty zabezpečujú generovanie dostatočnej veľkosti žiadaného momentu. Zoradenie týchto podradených regulátorov sa obvykle volí tak, aby dynamické vlastnosti uzavretých malých slučiek zodpovedali sústavám na medzi aperiodicity. [4]

Samotnú servo štruktúru je možné rozdeliť až na 3 časti, podľa toho, z akých regulátorov sa skladá. Konkrétne sa jedná o prúdovú časť, otáčkovú časť a polohovú časť. Spätnoväzobné signály sú využívané pre upravenie výstupu slučky, aby dosahovali požadovaný výstup. Nezáleží na tom, či pri vybranej aplikácii je potrebná zrovna regulácia na polohu, stačí, ak tento typ regulátoru zostane vynechaný a ponechaná bude iba regulácia otáčok s vnorenou reguláciou prúdu.



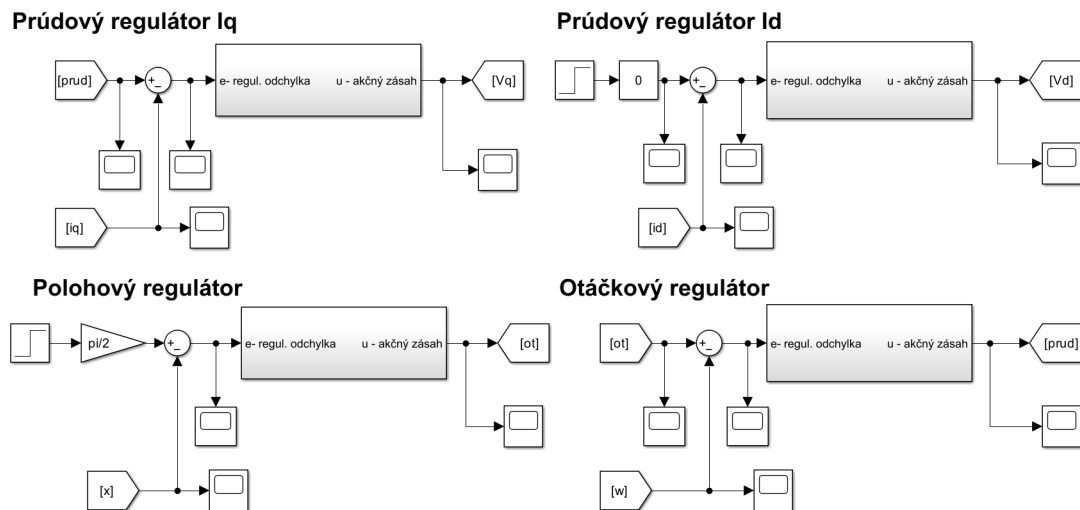
Obr. 4.1: Štruktúra polohového servomechanizmu

Prúdový regulátor reaguje na požadovanú hodnotu prúdu, ktorá dokáže presne riadiť moment motoru. Jej výstupom je napätie, ktoré sa dostáva na jednotlivé vinutia cievok motoru. Otáčkový regulátor používa spätnú väzbu pre nastavenie požadovanej rýchlosti otáčania motoru, pričom jeho výstupom je žiadaná hodnota prúdu. Polohový regulátor požaduje na svojom vstupe hodnotu žiadanej polohy. Na svojom výstupe následne určí hodnotu otáčok, ktorá je potrebná na základe spätnej väzby od polohy, tá zase prispôsobí svoj výstup prúdovej väzbe na základe spätnej väzby otáčkového regulátoru. Často sa tieto regulátory označujú ako vnorené, pretože každá slučka reaguje a upravuje svoje hodnoty na každom stupni [4].

Pri navrhovaní týchto jednotlivých častí je potrebné si uvedomiť, že každá z nich má svoje špecifické filtračné prvky, ktoré ju upravujú, aby dosiahla optimálny výkon. Takáto riadiaca štruktúra je schopná si poradiť s obmedzeniami prúdu, napätia rovnako aj poruchy, ktorá vstupuje do sústavy. Vhodným riešením je vylepšenie takejto riadiacej štruktúry metódami anti-windup, ktoré pomôžu zabrániť nasýteniu integračnej zložky jednotlivých regulátorov.

4.1 Vytvorená simulácia

Pri tvorbe simulácie bola zvolená štruktúra polohového servomechanizmu, ktorá obsahuje polohový, otáčkový a dva prúdové regulátory. Pri návrhu jednotlivých regulátorov bol použitý program MATLAB, konkrétne aplikácia `Control System Designer`. Tá umožňuje preddefinované zobrazenie pólov a núl v amplitúdovej a fázovej frekvenčnej charakteristike, koreňového hodografu a odozvy uzavretej slučky na jednotkový skok vytvoreného regulátora. Pri výbere vhodných regulátorov boli zvolené PI regulátory pre prúdovú a otáčkovú časť, aby bola dosiahnutá nulová ustálená regulačná odchýlka, fázová bezpečnosť v rozpätí $30 - 60^\circ$ a rýchla odozva regulátora na poruchu vstupujúcu do regulovanej sústavy. Pre polohový regulátor je postačujúce zvoliť P regulátor, vzhľadom k tomu, že integrátor, ktorý zabezpečí nulovú ustálenú odchýlku sa už nachádza v sústave, realizuje konkrétne prevod otáčok na polohu.



Obr. 4.2: Vytvorená štruktúra servomechanizmu v programe Simulink

Na Obrázku 4.2 je zobrazená štruktúra riadenia pomocou servomechanizmu v programe MATLAB-Simulink. Jednotlivé bloky sú prepojené s upraveným modelom PMSM na základne rovníc z Podkapitoly 2.2, pomocou blokov GO TO.

V realizácií bol najskôr uvažovaný návrh spojitéch modelov jednotlivých regulátorov. Nasledujúce rovnice predstavujú štandardné tvary spojitého vyjadrenia jednotlivých regulátorov [4] :

$$P \text{ regulátor} : F_r(p) = K_r \quad (4.1)$$

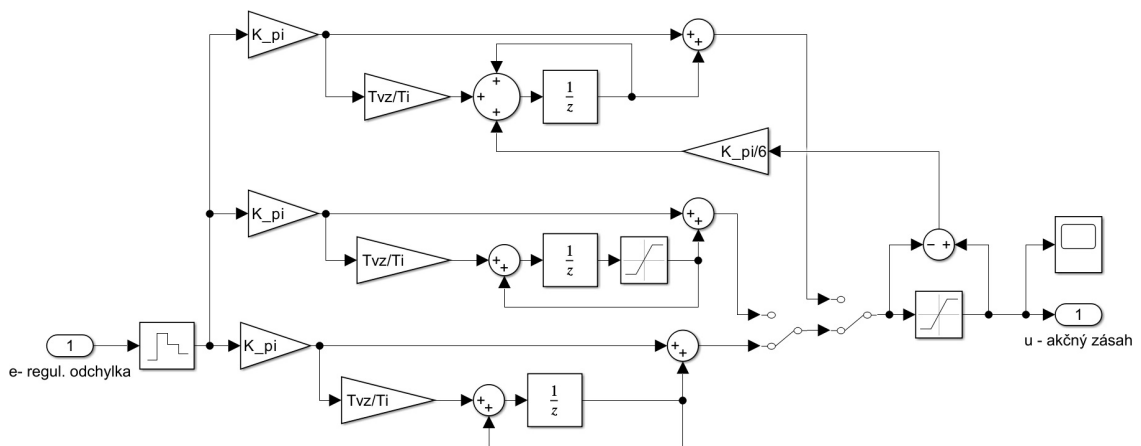
$$PI \text{ regulátor} : F_r(p) = K_r \cdot \left(1 + \frac{1}{T_r} \frac{1}{p}\right) \quad (4.2)$$

Spojité model by mal v praxi veľmi obmedzené použitie, hlavne z dôvodu dnes použíwanej číslicovej riadiacej techniky. Práve z tohto dôvodu bolo potrebné previesť navrhnuté regulátory na ich ekvivalentné diskkrétne modely. Pri diskretizácii bola použitá vzorkovacia perióda o veľkosti $T_{vz} = 50 \mu s$. Následne boli použité rovnice pre diskkrétne tvary regulátorov. Dopravné oneskorenie bolo uvažované o veľkosti $\frac{3}{2}T_{vz} = 75 \mu s$, bolo spojené s jednotlivými sústavami pre navrhované regulátory. Je potrebné poznamenať, že ekvivalent integráčnej zložky v diskkrétnej oblasti je sumačná zložka. Jednotlivé regulátory majú nasledujúce štandardné tvary :

$$P \text{ regulátor} : F_r(z) = K_r \quad (4.3)$$

$$PS \text{ regulátor} : F_r(z) = K_r \cdot \left(1 + \frac{T_{vz}}{T_i} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}\right) \quad (4.4)$$

Vzhľadom k prehľadnosti sú nižšie navrhnuté regulátory reprezentované najskôr v spojitaj forme a následne v diskkrétnej. Pre navrhnuté regulátory sú v nasledujúcich podkapitolách zobrazené akčné zásahy a žiadané hodnoty pri regulácii. Tieto grafy predstavujú použitie diskkrétnych variánt navrhnutých regulátorov.



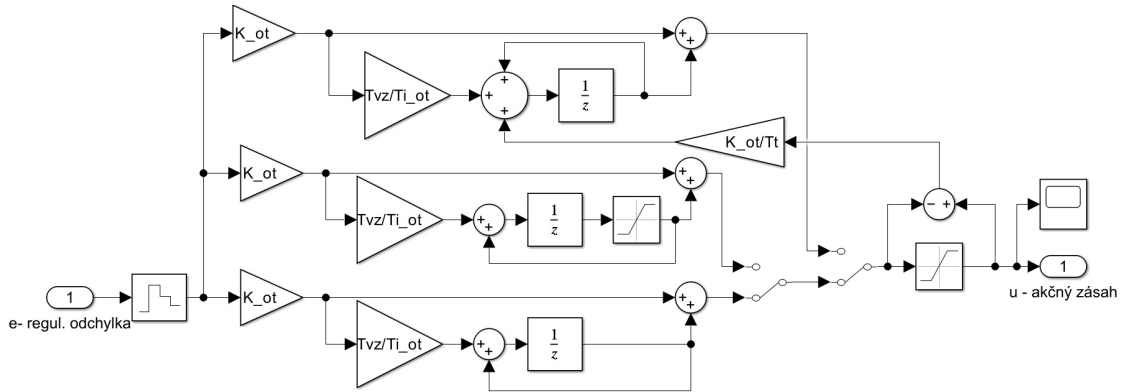
Obr. 4.3: Vnútroňá štruktúra prúdových regulátorov i_q, i_d

Návrh oboch prúdových regulátorov spočíval v prvotnej predstave, čím sú vinutia motoru v skutočnosti reprezentované. V tomto prípade každé jedno vinutie motoru reprezentuje sústava RL článku. Vplyvom tohto zjednodušenia je sústava, pre ktorú sú oba regulátory navrhnuté, reprezentovaná sústavou prvého rádu s dopravným oneskorením. Vzhľadom k faktu, že pri modelovaní nie sú uvažované teplotné vplyvy okolia a iné parazitné vplyvy, okrem dopravného oneskorenia, je potrebné poukázať na zhodu oboch parametrov vinutí motoru. Vďaka tomu je postačujúce navrhnuť iba jeden z dvojice prúdových regulátorov. Vyhotovenie samotného regulátora je zobrazené na Obrázku 4.3. Aby bol takýto regulátor ideálny, je požadovaný v čo najdlhšom úseku sklon -20 dB na dekádu v prenose otvorenej slučky F_o , následne v tomto prenose zotrvať čistý integrátor so spomínaným dopravným oneskorením. To je dosiahnuté vložení nuly regulátora na miesto pólu sústavy, čím je pól vykompenzovaný. Prenosy regulátora sú nasledovné:

$$F_r(p) = K_r \cdot \left(1 + \frac{1}{T_r p}\right) = 4.24 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.0024 p}\right) \quad (4.5)$$

$$F_r(z) = K_r \cdot \left(1 + \frac{T_{vz}}{T_r} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}\right) = 4.24 \cdot \left(1 + \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0.0024} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}\right) \quad (4.6)$$

Regulátor pracuje priamo s vinutiami motoru a jeho akčný zásah reprezentuje napájacie napätie, konkrétne signály U_q, U_d , jednotlivých vinutí motoru reprezentovaného v d, q súradniciach.



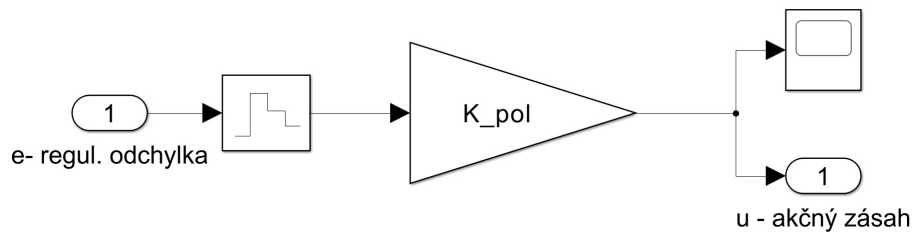
Obr. 4.4: Vnútroštruktúra otáčkového regulátora ω

Vytvorený regulátor otáčok bol zvolený ako PI regulátor, rovnako navrhnutý pomocou **Control System Designer**. Následne bol prevedený na diskretnú variantu PS regulátora. Jeho navrhnuté prenosy majú nasledujúce tvary:

$$F_r(p) = K_r \cdot \left(1 + \frac{1}{T_r p}\right) = 13.5 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.0787 p}\right) \quad (4.7)$$

$$F_r(z) = K_r \cdot \left(1 + \frac{T_{vz}}{T_r} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}\right) = 13.5 \cdot \left(1 + \frac{50 \cdot 10^{-6}}{0.0787} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}\right) \quad (4.8)$$

Pri ladení vhodných parametrov tohto regulátora bolo potrebné si uvedomiť, ako sa uzatvára spätná väzba z obvodu servomechanizmu. Žiadané sú otáčky, čiže nie je potrebné viesť túto väzbu až za polohu, čím by do sústavy pribudol integrátor navyše. Ten je uvažovaný iba pri spomínanom návrhu P regulátora pre polohovú časť. Na riadenie v tejto štruktúre vplyvajú konštanty zotrvačnosti J a samotný spriahnutý magnetický tok ψ_m . Vďaka tomuto faktoru je vhodné poznamenať, že vnútorná slučka prúdových regulátorov je najrýchlejšia. Je vnorená do ostatných a najrýchlejšie začne pracovať s poruchou vstupujúcou do sústavy.



Obr. 4.5: Vnútorná štruktúra polohového regulátora

Použitý polohový regulátor je vyhotovený ako jednoduchý P regulátor, na výstupe nepotrebuje obmedzenie (saturáciu), pretože priamo prevádza žiadanú hodnotu polohy na žiadanú hodnotu otáčok. Keďže tento regulátor je typu P, jeho prenosové funkcie majú tvary:

$$F_r(p) = K_r = 50 \quad (4.9)$$

$$F_r(z) = K_r = 50 \quad (4.10)$$

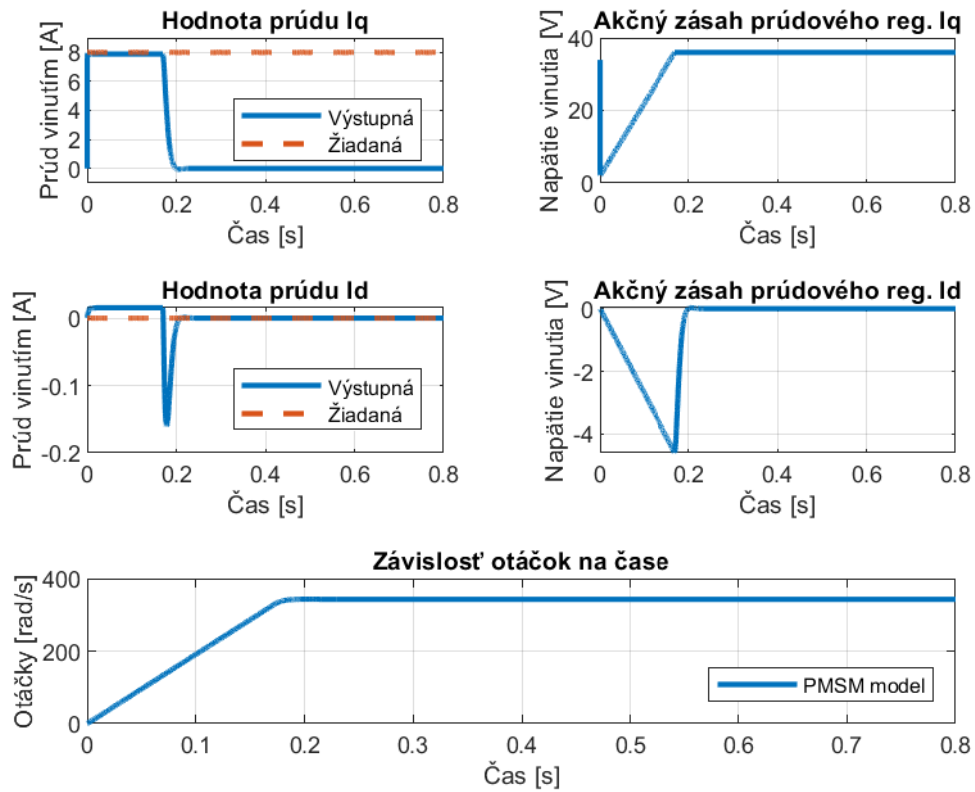
Veľkou výhodou vytvorenej realizácie je možnosť jednoduchého prepínania medzi použitými regulátormi. Nezávisí teda, či je zrovna potrebná polohová regulácia motoru. Stačí ak tento regulátor zostane odpojený a najvyšší člen riadenia bude otáčkový regulátor, ktorý bude následne do sústavy posielat žiadanú hodnotu otáčok a v závere hodnoty prúdov a napätí jednotlivých vinutí.

V nasledujúcich podkapitolách sú zobrazené akčné zásahy jednotlivých regulátorov spolu so žiadanou hodnotou danej regulácie. Vo variantách prúdovej a otáčkovej regulácie sú použité modely, v ktorých nie je vyriešený problém prebudenia integračnej zložky.

Taktiež treba pripomenúť nastavené parametre solveru ktoré boli : vzorkovacia perióda $50 \mu s$, použitá metóda solveru bola ode3 - Bogacki-Shampine, dĺžka simulácia bola nastavená premenlivo v rozsahu na $0.5 - 0.8$ s.

4.2 Prúdová regulácia

V tejto variante sú použité regulátory i_d, i_q , čo predstavuje najnižšiu variantu riadenia tohto typu. Žiadaná hodnota prúdového regulátoru i_q je stanovená na skok o veľkosti predstavujúcej hodnotu 8 A, pričom na regulátore i_d je žiadaná hodnota 0 A. Tieto hodnoty sú zobrazené hlavne z dôvodu, že akčné zásahy predstavujú jednotlivé napätia vinutí motoru, pričom regulátor i_q predstavuje zložku U_q , ktorá je momentotvorná a i_d predstavuje U_d , ktorá je tokotvorná. Keďže sa jedná o PMSM motor, nie je štandardne potrebné riešiť d zložku, pretože tok vo vzduchovej medzere vytvárajú permanentné magnety. Pre ďalšie nastavovanie žiadaných hodnôt regulácie slúži sprievodná Tabuľka A, kde sú zobrazené limitné parametre motoru. Na nasledujúcom Obrázku 4.6 sú zobrazené odozvy na žiadanú hodnotu jednotlivých regulátorov, zároveň ich akčné zásahy a výsledná hodnota otáčok po regulácií.



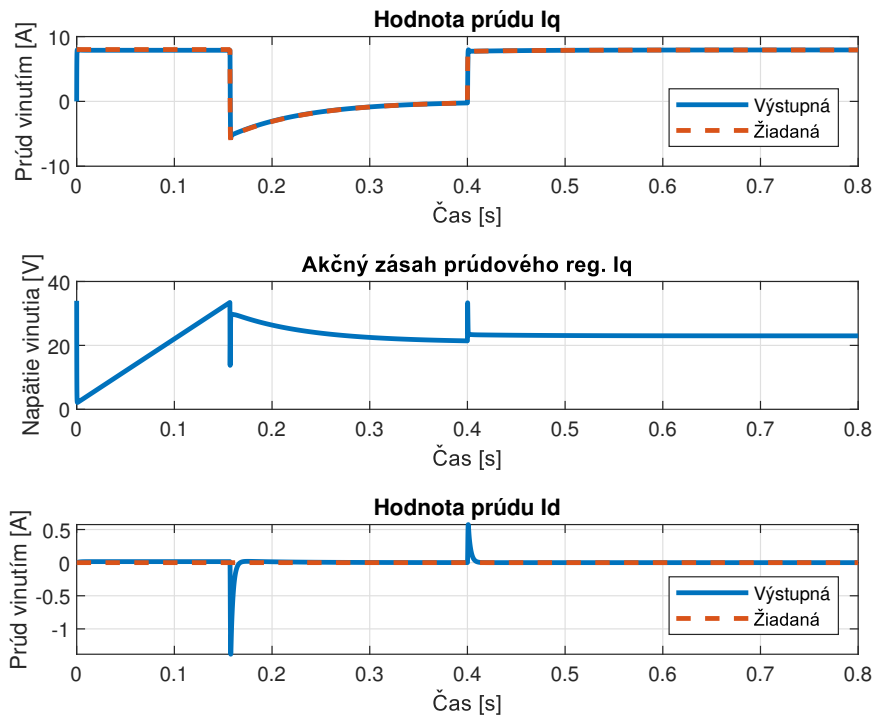
Obr. 4.6: Prúdová regulácia

Ako už bolo spomínané, na obrázku je zobrazená samotná regulácia, pri ktorej dochádza k riadeniu veličín prúdu a napätia motorom, pričom výsledné otáčky sú závislé práve na týchto dvoch veličinách. Taktiež nedochádza k uzavretiu spätnej väzby otáčok, vďaka ktorým by vznikla možnosť kontrolovať rýchlosť otáčania motoru.

Výstupy samotných prúdových regulátorov sú obmedzené na ± 36 V, čo predstavuje reálne obmedzenie napätia vyplývajúce z Tabuľky v Prílohe A.

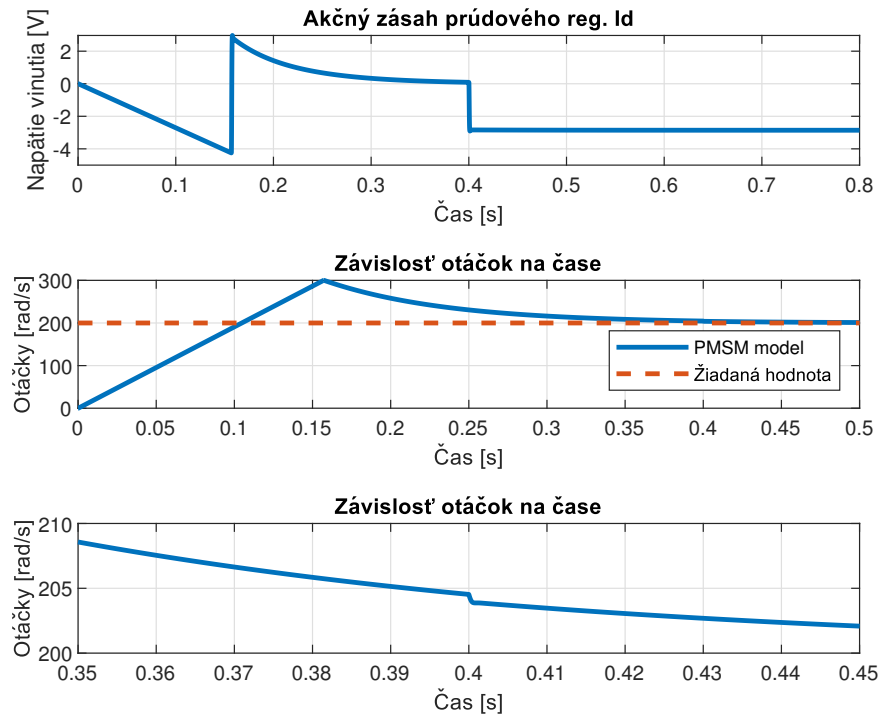
4.3 Otáčková regulácia

V nasledujúcich grafoch na Obrázkoch 4.7 a 4.8 je zobrazená spomínaná regulácia motoru v uzavretej slučke. Tentokrát je odpojený polohový regulátor a prebieha regulácia na žiadanú hodnotu otáčok s vnorenou reguláciou prúdu.



Obr. 4.7: Otáčková regulácia so vstupujúcou poruchou(prúdové regulátory)

Požadovaná hodnota otáčok motoru je 200 rad/s. Pri každom type riadenia nastáva možnosť pridať do regulačnej slučky vstupujúcu poruchu. Regulácia spolu s vykompenzovaním poruchy je zobrazená v grafoch na Obrázkoch 4.7 a 4.8. Porucha vstupuje do sústavy konkrétne v čase $t = 0.4$ s. Vzhľadom k robustnosti regulátorov a veľkosti poruchy je rozdiel medzi požadovanými otáčkami pred a po poruche takmer nepatrný. Pri voľbe väčšej hodnoty poruchy nastáva bod, keď sa motor prakticky zastaví. Toto je spôsobené skutočnosťou, že v konkrétnom prípade porucha vstupuje ako záporný moment pôsobiaci na motor, presnejšie silové brzdenie motoru. Ak je vyvinutý silnejší moment, ako dosahuje samotný motor, príde k zastaveniu jeho rotovania.



Obr. 4.8: Otáčková regulácia so vstupujúcou poruchou

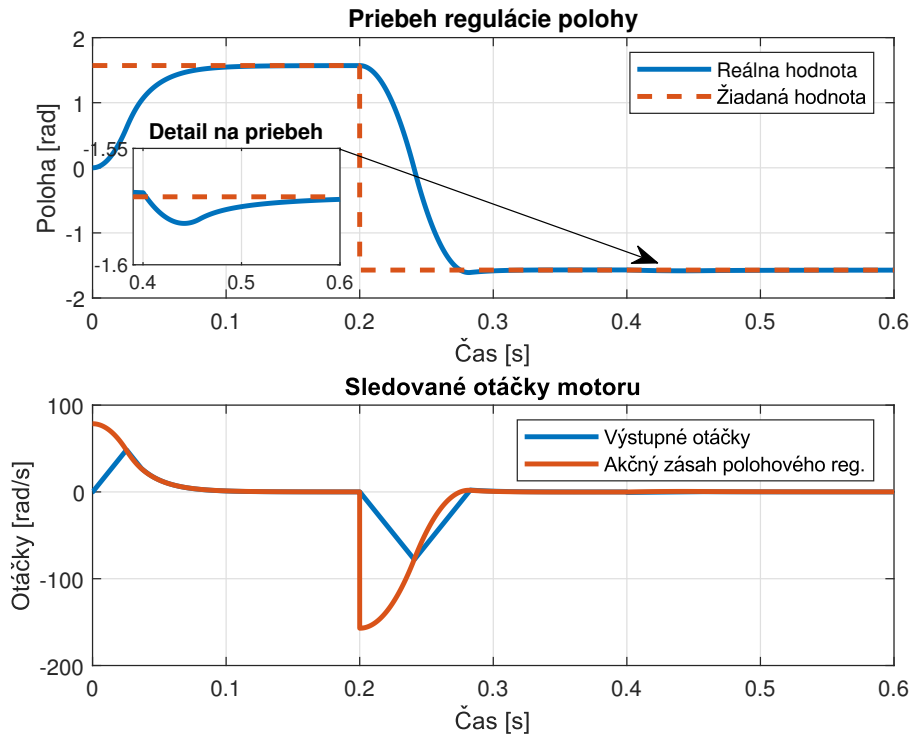
Z grafov je rovnako pozorovateľné, ako pri regulácií nastáva značný prekmit, ktorý spôsobuje hlavne prebudenie integračných zložiek regulátorov. Rovnaké zákonnosti platia teda aj pri regulácií na polohu, v tejto variante je dosiahnutý bod, keď motor nebude schopný nastaviť polohu rotora na skokovú zmenu žiadanej hodnoty.

Akčný zásah otáčkového regulátora je obmedzený na ± 8 A čo predstavuje reálne prúdové obmedzenie vyplývajúce z Tabuľky v Prílohe A.

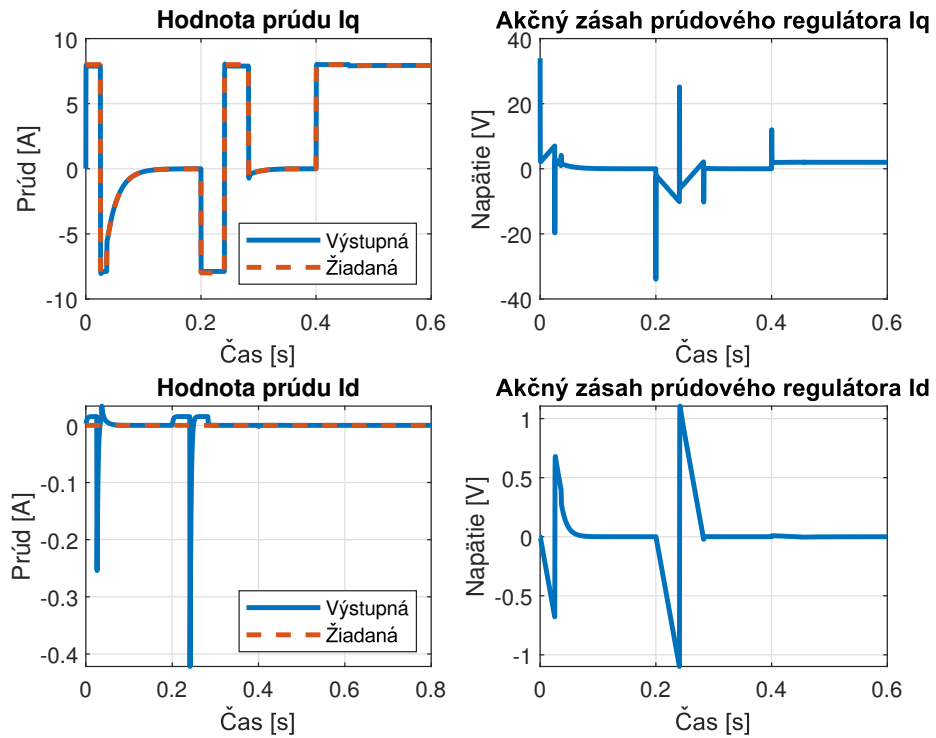
4.4 Regulácia na polohu

Na Obrázkoch 4.9 a 4.10 je zobrazená konkrétne regulácia motoru na polohu. Jednotlivé grafy zodpovedajú nastaveniu skokovej zmeny žiadanej hodnoty polohy na hodnotu $\frac{\pi}{2}$ a následnej zmene žiadanej polohy na $-\frac{\pi}{2}$.

Z grafov ľahko vyčítať, že pri regulácií na polohu sa motor roztočí na požadované otáčky v závislosti od žiadanej polohy. Takáto regulácia vyžaduje informáciu o polohe, aby bola umožnená spätná väzba a následné upravenie hodnôt v regulačnej slučke. Do navrhnutej sústavy rovnako vstupuje aj porucha v čase $t = 0.4$ s. Z vyhotovených grafov je možné pozorovať, ako si navrhnutá riadiaca štruktúra dokáže poradiť s jej vykompenzovaním. Grafy zachytávajú priebehy s implementovaným anti-windup javom.



Obr. 4.9: Regulácia na polohu so vstupujúcou poruchou(prúdové regulátory)

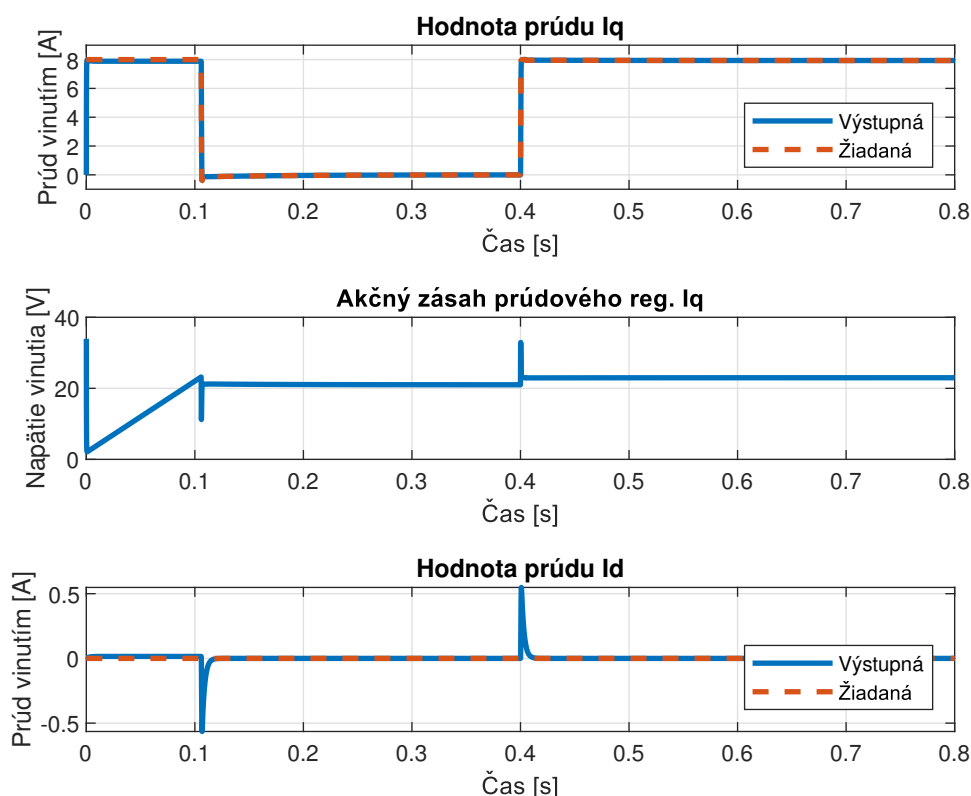


Obr. 4.10: Regulácia na polohu so vstupujúcou poruchou

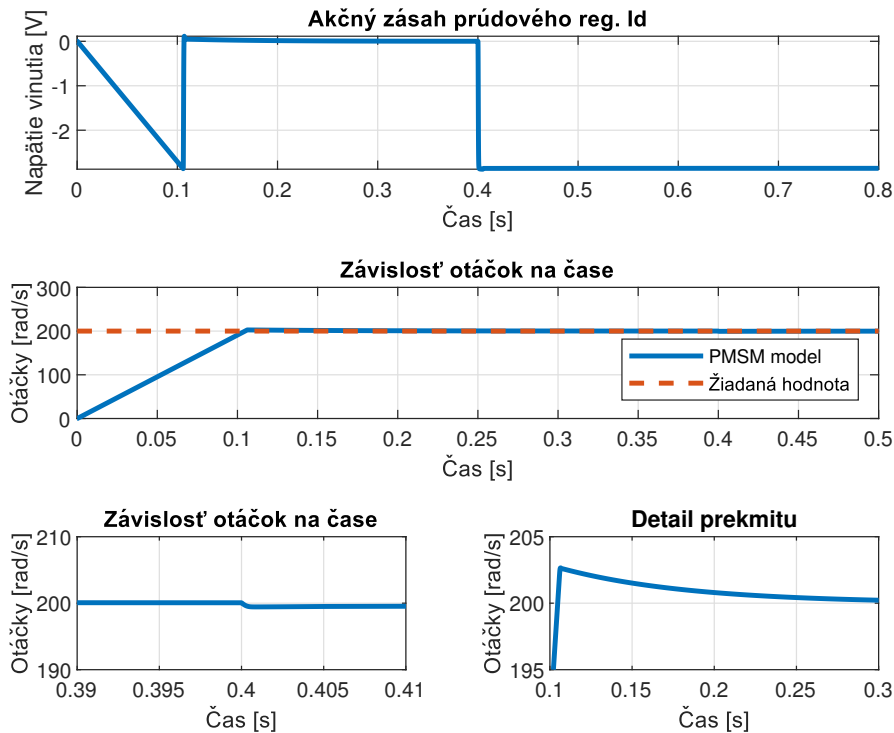
4.5 Anti-windup

Všetky vyhotovené regulátory majú vo vnútornej štruktúre možnosť zmeny riešenia anti-windup. Jedna z variánt neobsahuje vôbec túto možnosť a je použité iba obmedzenie akčného zásahu na výstupe regulátoru. Z tohto dôvodu môže prísť k nasýteniu integračnej zložky regulátorov, rovnako má táto skutočnosť nepriaznivý vplyv na predĺženie prechodového deju. Takto navrhnuté regulátory spolu s akčnými zásahmi sú zobrazené v grafoch z prechádzajúcich podkapitol, konkrétne sa jedná o Obrázky 4.6, 4.7 a 4.8. V tejto podkapitole bude zobrazená otáčková regulácia, pretože zahŕňa nižšiu štruktúru prúdovej regulácie. Polohová regulácia nie je potrebná vzhľadom k tomu, že polohový regulátor je typu P, neobsahuje teda integračnú zložku, pri ktorej by tento jav mohol nastať, regulovaná hodnota by bola závislá od nižších štruktúr. Nastavené hodnoty simulácie predstavujú žiadanú hodnotu otáčok konkrétne 200 rad/s, táto hodnota je zobrazená v Obrázkoch 4.11 a 4.12 spolu s výslednou reguláciou otáčok.

Takýto regulačný dej je možné vylepšiť obmedzením prebudenia integračnej zložky. Prvou možnosťou je použitie obmedzenia v spätnej väzbe integrátora. Na nasledujúcich Obrázkoch sú zobrazené priebehy s touto variantou.



Obr. 4.11: Otáčková regulácia s obmedzením v spätnej väzbe integračnej zložky

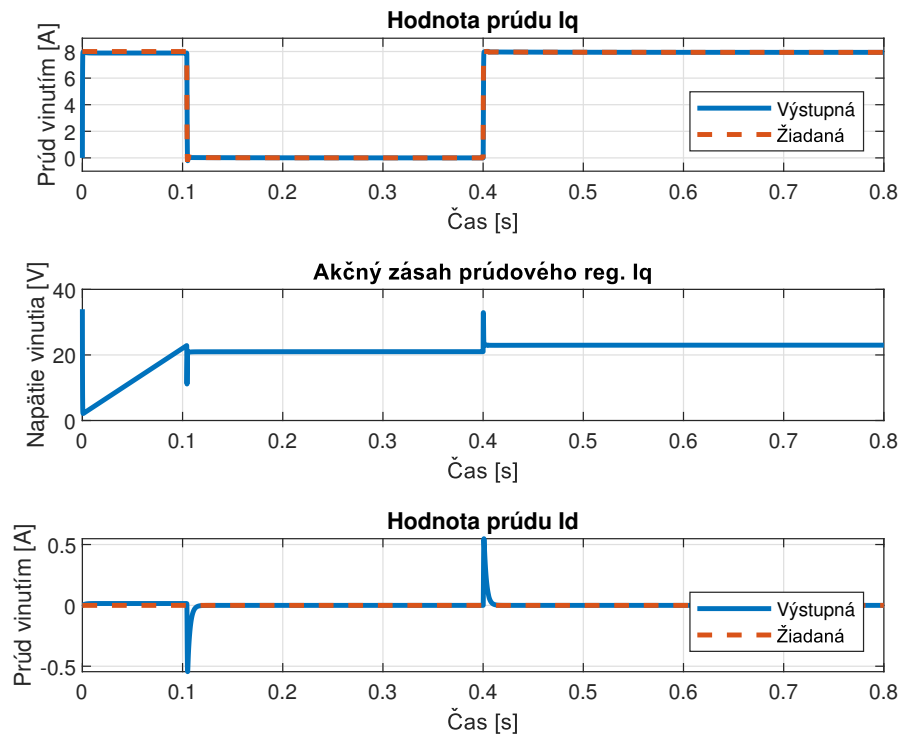


Obr. 4.12: Otáčková regulácia s obmedzením v spätnej väzbe integračnej zložky

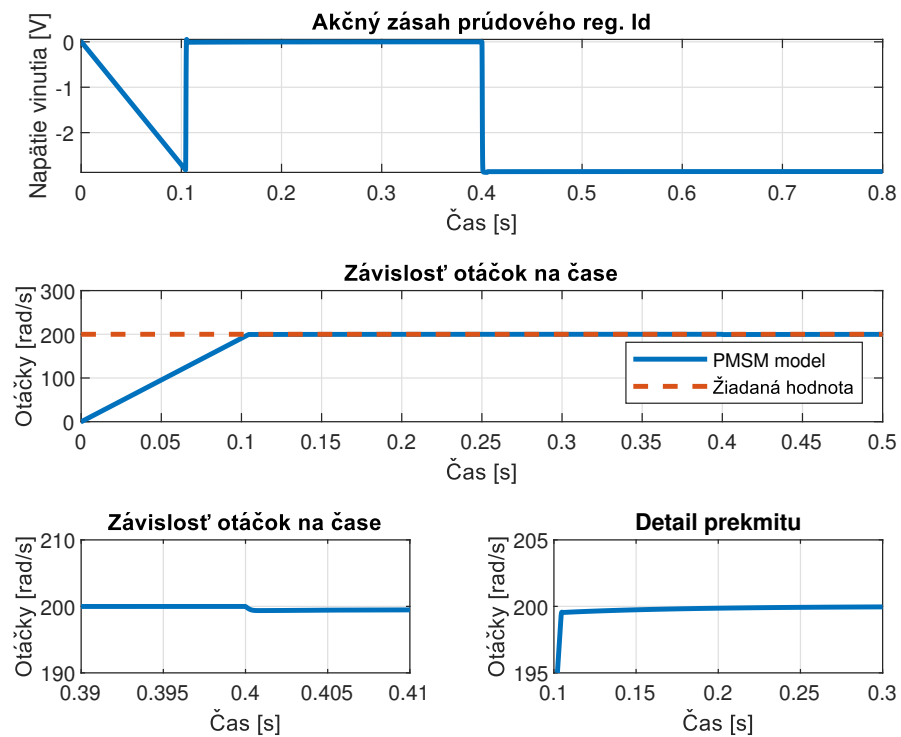
Pri prvej metóde dochádza k splneniu určitých podmienok a k zastaveniu integrácie, to je vyriešené konkrétne saturáciou. Cieľom tohto riešenia je predísť vzniku samotného windup javu, ktorý vzniká v integračnej zložke. Rovnako je nutné poznamenať, že v nasledujúcich grafoch je uvažovaná porucha vstupujúca do sústavy, konkrétne v čase $t = 0.4$ s, porucha má rovnaký charakter ako v predchádzajúcich podkapitolách. [18]

Lepšou variantou predídenia windup javu je použitie externého anti-windup riešenia, pri ktorom je vzatá záporná diferenciu medzi akčným zásahom a skutočnou hodnotou výstupu akčného členu. Táto varianta sa označuje aj ako dynamické obmedzenie prebudenia integračnej zložky s modelom akčného členu [11]. Diferencia je následne cez časovú konštantu T_T privedená na vstup integračného členu regulátoru. Do istej miery sa týmto spôsobom môžu kompenzovať aj nelinearity akčného členu, ako je pásmo necitlivosti alebo hysterézie.

Hlavná nevýhoda tohto riešenia spočíva v experimentálnom nastavení časovej konštanty T_T [11]. Ako vhodné nastavenie konštant T_T pre jednotlivé regulátory sa javia 2 hodnoty a to pre prúdové regulátory $T_T = 6$, pre otáčkový regulátor $T_T = 21000$. Pre tieto konštanty neexistuje žiadna optimálna hranica, no pri zvolení týchto hodnôt a im blížiacim nastáva prijateľnejší prechodný dej a rýchlejšie ústálenie hodnoty na výstupe.



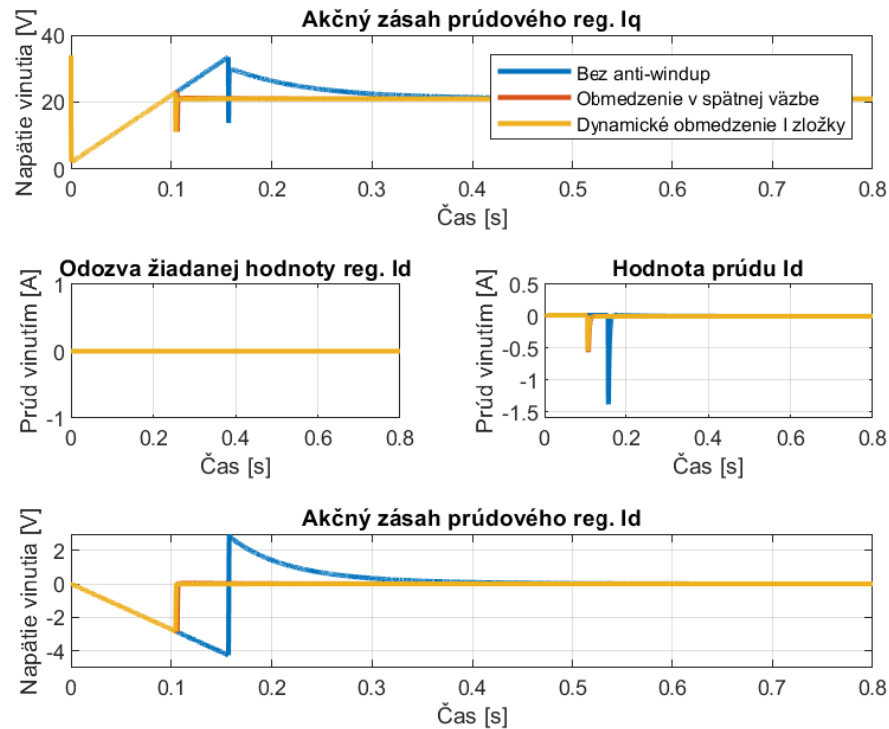
Obr. 4.13: Otáčková regulácia s dynamickým obmedzením prebudenia int. zložky



Obr. 4.14: Otáčková regulácia s dynamickým obmedzením prebudenia int. zložky

Na nasledujúcich Obrázkoch 4.13 a 4.14 je zobrazená regulácia otáčok so spomínaným externým anti-windup riešením. Vďaka naladeniu konštánt T_T pre jednotlivé regulátory zanikol prekmit, ktorý sa dá považovať za nepriaznivý pri regulácii. To už ale záleží na konkrétnej aplikácii riadenia. Aj v tomto prípade vstupuje do regulačnej slučky porucha konkrétne v čase $t = 0.4$ s.

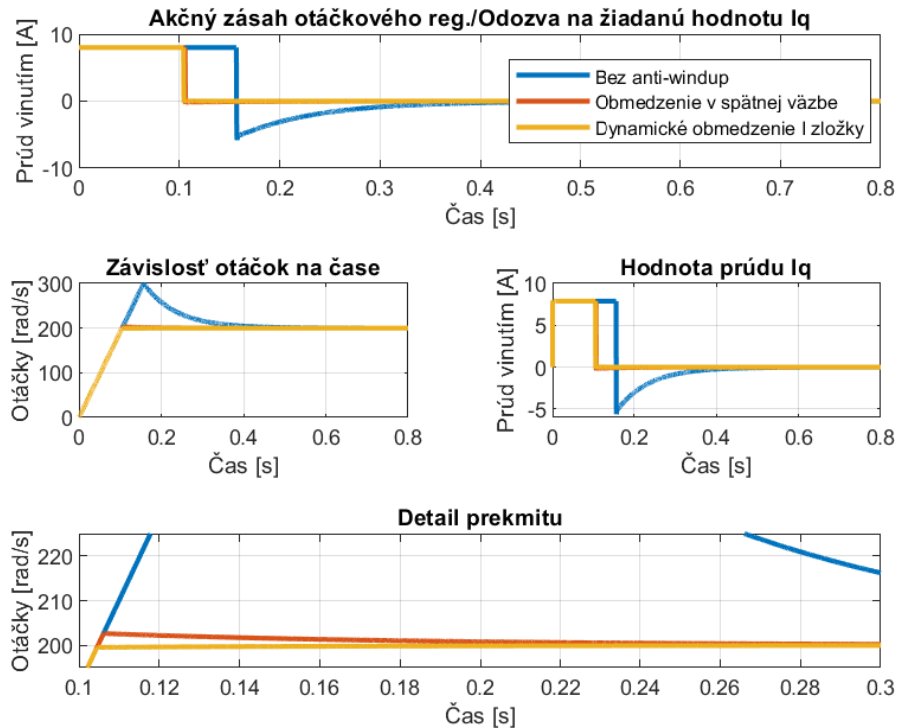
Obrázky 4.15 a 4.16 reprezentujú zobrazenie detailného porovnania všetkých vyhotovených riešení anti-windup javu spolu s modelom bez jeho realizácie.



Obr. 4.15: Porovnanie vytvorených riešení

Vzhľadom k dynamike regulácie je varianta externého anti-windup riešenia najlepšou možnosťou, ako predísť windup javu, v tomto prípade nie je prítomný prekmit. Z prezentovaných výsledkov vyplýva, že bez použitia obmedzenia integračnej zložky nastáva výrazný prekmit, ktorý môže byť nepriaznivý. Ako už bolo spomenuté vyššie, pri voľbe správnej varianty riadenia záleží na konkrétnej aplikácii.

Detail prekmitu v Obrázku 4.16 zobrazuje výrazný rozdiel v dynamike regulácie medzi vytvorenými dvomi anti-windup riešeniami, spolu so zobrazením bez tohto riešenia. Z tohto grafu vyplýva, že použitie dynamického obmedzenia integračnej zložky predstavuje najlepšiu variantu. V konkrétnom prípade regulácie je ale výhodnejšia varianta s obmedzením v spätnej väzbe integračnej zložky, hlavne z dôvodu jednoduchosti riešenia a dosiahnutého výsledku. Všetky varianty pracujú so



Obr. 4.16: Porovnanie vytvorených riešení

žadovanou hodnotou otáčok na hodnotu 200 rad/s. Rozdiel je prítomný aj v akčných zásahoch jednotlivých regulátorov, kde je jasne pozorovateľný problém so spomínanou integračnou zložkou. Pri variante bez anti-windup sa najskôr integračná zložka snaží naintegrovať na určitú hodnotu, no v zápätí ju už regulátor nepotrebuje, musí spätne odintegrovať, čo negatívne vplyva na dynamiku regulačnej slučky.

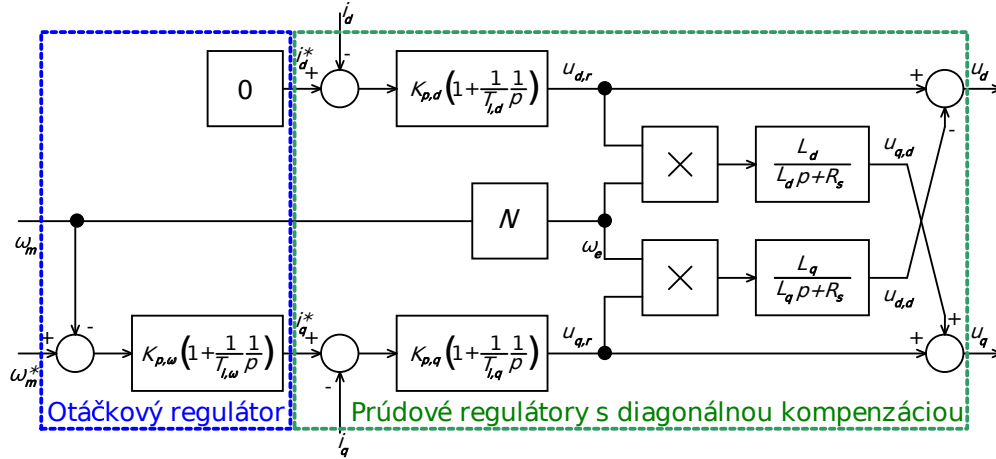
4.6 Decoupling - rozväzbenie

V predchádzajúcich kapitolách bolo spomínané, že Vektorové riadenie je vyvinuté pre reguláciu rýchlosti striedavých strojov. V referenčnom rámci je transformovaný prúd motoru do d, q súradníc, ktoré predstavujú tokotvornú a momentotvornú zložku. Vo všeobecnosti je možné povedať, že pri riadení motorov na nízke otáčky majú prúdy d, q malý vzájomný vplyv. Práve vďaka tomuto môžu byť väzbiace prúdy jednoducho regulovateľné. [20]

Problém nastáva pri riadení motorov na vysoké otáčky, kde vzájomný vplyv d, q prúdov má oveľa väčší vplyv. Pri náhlej zmene prúdu i_q sa na prúde i_d objaví prechodová chyba. Ak tento väzbiaci efekt nie je správne kompenzovaný, príde k zhoršeniu prechodového deju regulátoru. Pre dosiahnutie samotného rozväzbenia existuje via-

cero metód, ako napríklad vnútorný model decouplingu, kompenzácia s doprednou väzbou a diagonálna kompenzácia. [20]

V tomto prípade je využitá diagonálna kompenzácia, ktorá sa používa aj pod názvom dynamický decoupling. Princíp zapojenia je zobrazený na Obrázku 4.17.



Obr. 4.17: Architektúra s diagonálnou kompenzáciou

Pri využití tohto zapojenia je možné prepísať pôvodné rovnice motoru [12], na nasledujúci tvar:

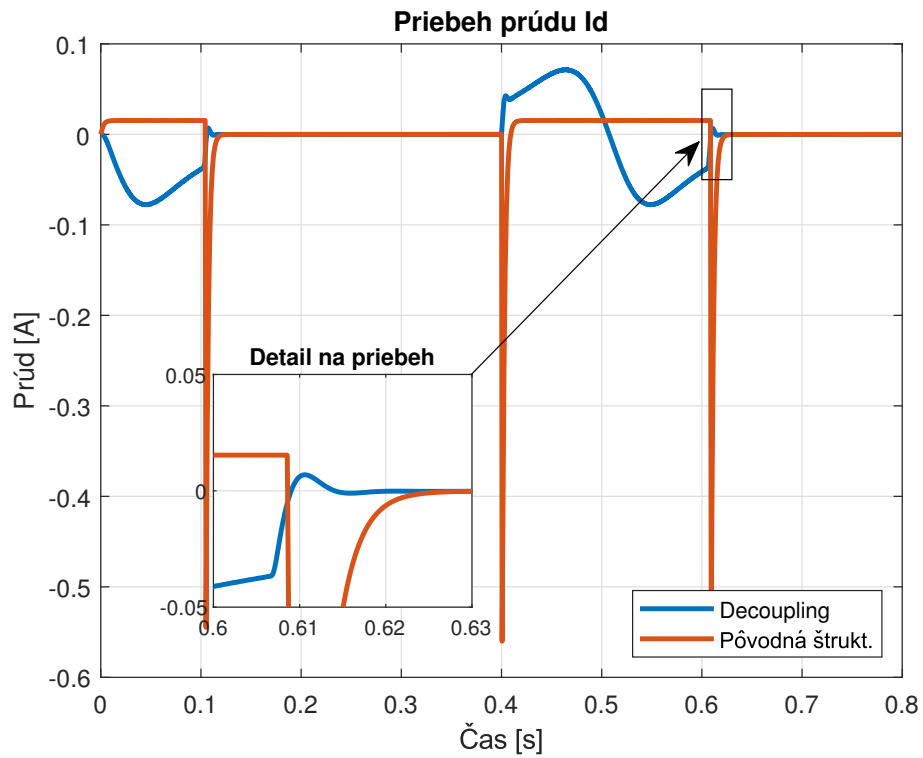
$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (4.11)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + N \omega \psi_m \quad (4.12)$$

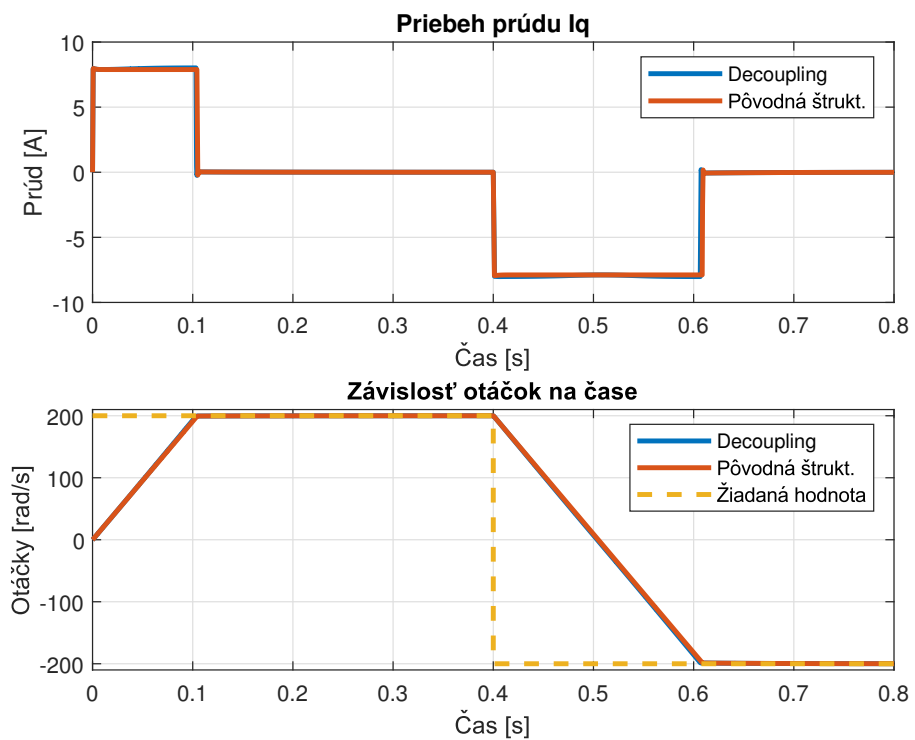
$$T = \frac{3}{2} N i_q \psi_m \quad (4.13)$$

Modelovanie diagonálnej kompenzácie je možné vyriešiť dvoma spôsobmi, buď pomocou namodelovania vyššie upravených rovníc motoru alebo pomocou priameho programovania. Oba spomínané spôsoby boli simulované, pričom výsledné závislosti pochádzajú z priameho programovania.

Z Obrázkov 4.18, 4.19 je zrejmé, že diagonálna kompenzácia dokáže znížiť vplyv väzbenia. Konkrétne Obrázok 4.18 vyobrazuje, ako použitie decouplingu zabráňuje prúdovým špičkám, ktoré vznikajú práve kvôli spomínanej prúdovej väzbe. Je potrebné poznamenať, že žiadaná hodnota otáčok je v tomto prípade 200 rad/s, pričom v čase $t = 0.4$ s dochádza k reverzácii motoru. Ako bolo spomínané, decoupling je výhodný hlavne vo vysokootáčkových aplikáciách. Práve pri ďalšom zvyšovaní žiadanej hodnoty otáčok sú pozorovateľné práve tieto zamädzania špičkových prúdov. Na Obrázku 4.19, konkrétne na grafe priebehu prúdu i_q , nenastávajú výrazné rozdiely voči pôvodnej štruktúre riadenia. Jediný rozdiel spočíva v tom, že pri decouplingu sa hodnota tohto prúdu drží dlhšiu dobu na hranici saturácie.



Obr. 4.18: Porovnanie prúdov i_d s využitím decouplingu



Obr. 4.19: Porovnanie prúdov i_q a výstupných otáčok ω s využitím decouplingu

5 Rozdiely algoritmov Six-step a Vektorové riadenie

Zo znalostí získaných v predchádzajúcich Podkapitolách ohľadom riadenia motorov, konkrétne spomínaných algoritmov Six-step a Vektorového riadenia, je možné overiť ich použiteľnosť a reálne rozdiely. Nasledujúce simulácie uvažujú použitie BLDC motoru v otvorenej slučke s využitím jednotlivých algoritmov. Tento motor vznikol úpravou počiatočných parametrov nastavenia motoru, ktorý je súčasťou knižnice `Simscape electrical` v programe MATLAB-Simulink. Zmeny spočívajú hlavne v úprave počtu pól párov, z pôvodných 6 na 3, a vo vynulovaní zotrvačnosti rotoru v tomto spomínanom bloku. Zotrvačnosť predstavuje samostatný blok v modelovacej schéme. Tento krok je potrebný kvôli následnému sledovaniu momentu motoru. Z parametrov modelu BLDC v simulácii je možné vytvoriť jednoduchú tabuľku parametrov, ktorá je zobrazená nižšie.

Max. magnetický indukčný tok magnetov	0.03	Wb
Uhol rotoru pozdĺž ktorého je bmf konšt.	pi/12	rad
Počet pól párov	3	-
Indukčnosť statora v osi d, L_d	0.00022	H
Indukčnosť statora v osi q, L_q	0.00022	H
Odpor statoru každej z fází R_s	0.013	Ω
Zotrvačnosť rotoru	0.001	$kg \cdot m^2$

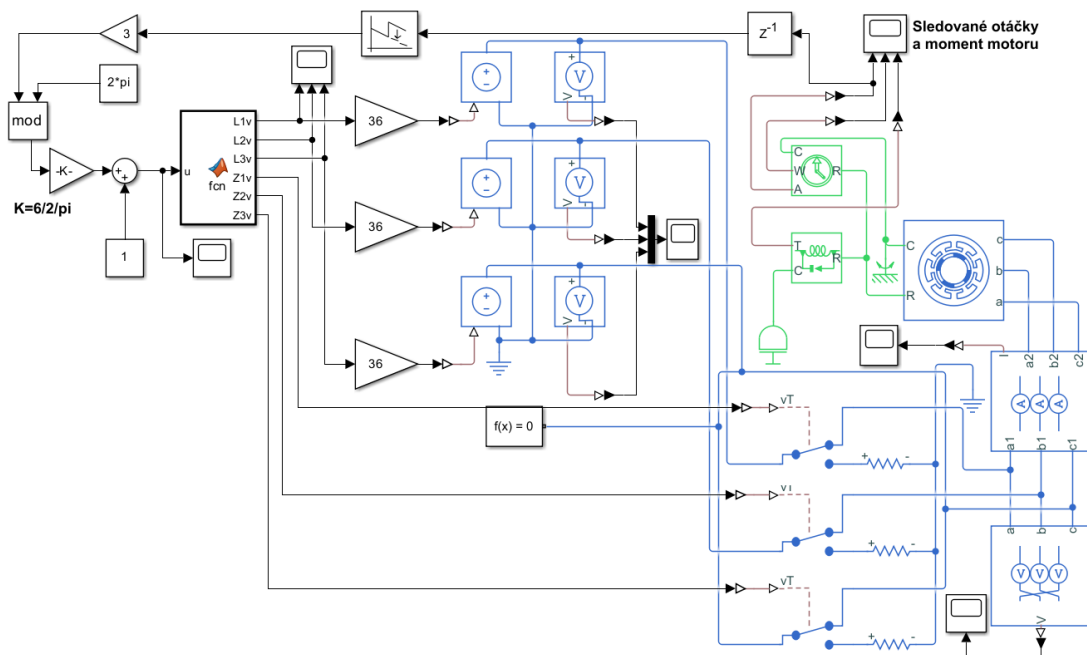
Tab. 5.1: Tabuľka parametrov BLDC motoru

Rovnako je potrebné spomenúť nastavené parametre simulácie, ktoré boli použité v oboch variantách: vzorkovacia perióda $\rightarrow 10 \mu s$, použitá metóda solveru \rightarrow ode3-Bogacki-Shampine, dĺžka simulácia $\rightarrow 0.2$ s.

5.1 Model BLDC motoru s využitím Six-step riadenia

Pre správnu funkciu algoritmu Six-step, inak povedané lichobežníkovej komutácie, bolo potrebné vytvoriť funkciu, ktorá prevádza signál z Hallovyh snímačov rozmiestnených na rotore motoru na následnú spínaciu sekvenciu jednotlivých napätí podľa sektorov, spomínanú v Obrázku 3.1. S takto uvažovanými závislosťami bol navrhnutý model riadenia, ktorý je zobrazený na Obrázku 5.1.

V bloku MATLAB funkcie, sa nachádza funkcia, ktorá plní úlohu prepínania jednotlivých sektorov a následne je jej výstup vyvedený na riadené napäťové zdroje.

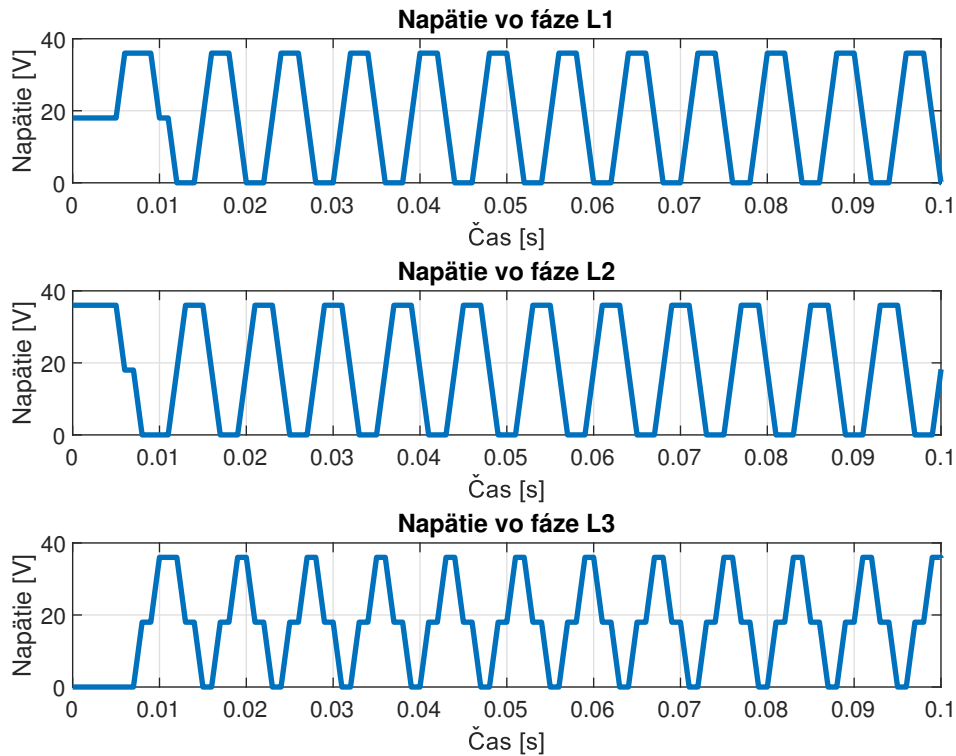


Obr. 5.1: Model BLDC motoru s využitým Six-step riadením

Každý z týchto zdrojov vytvára napätie pre jednotlivé vinutia motoru. Tento algoritmus uvažuje vždy jednu fázu pripojenú na kladný pól, druhú na záporný a tretiu odpojenú rovnako, ako v Podkapitole 3.1. Jadro funkcie je implementované pomocou stavového automatu a jej zdrojový kód je zobrazený v Prílohe B.

Program Simulink nepracuje natívne s 'odpojenou' fázou a z toho dôvodu bolo potrebné ju vytvoriť. V prípade odpojenej fázy je teda na výstup fázy vyslaná hodnota (0.5), pomocou ktorej sa vytvorí stredná hodnota medzi kladnou a zápornou hodnotou fázy. Následne je potrebné použiť single pole double throw (SPDT) prepínač, ktorý zabezpečí toto 'odpojenie' fázy stiahnutím napätia cez veľký odpor (10 MΩ) k zemi. Spätná väzba je tvorená blokom Unwrap, ktorý je potrebný pre následný prevod mechanickej polohy na uhlovú. Tento signál je prenasobený počtom pól párov. V ďalšom kroku je táto spätná väzba od polohy obmedzená v rozsahu hodnôt $< 1; 2\pi >$ a posunutá o jednotku, čo simuluje počet kvadrantov (prvý až šiesty).

Ako vidno zo simulácie, konkrétne na Obrázku 5.2, napätia vystupujúce z jednotlivých napäťových zdrojov majú skutočne tvar lichobežníkov.

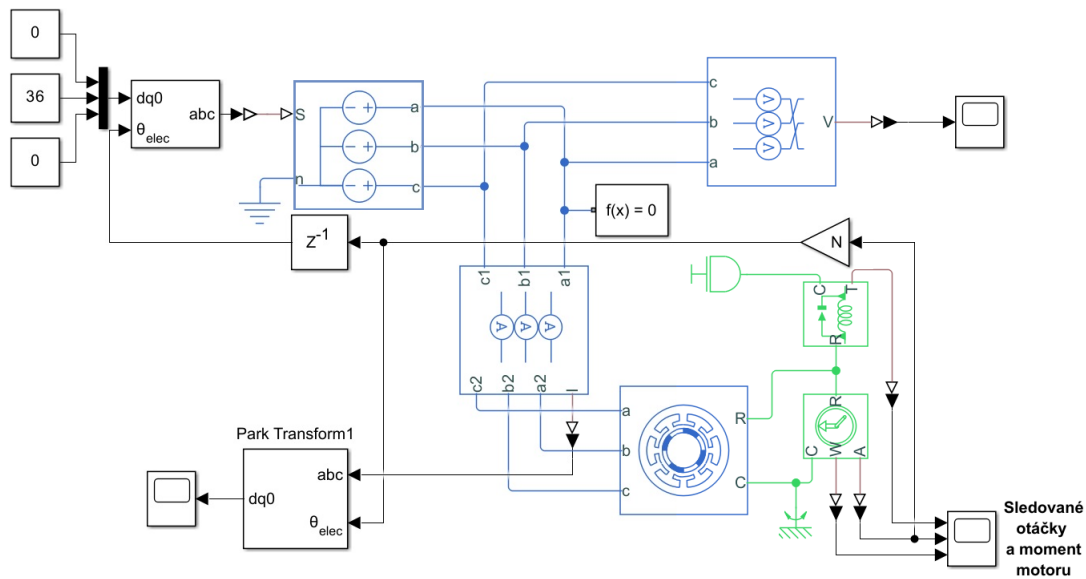


Obr. 5.2: Priebehy napätí BLDC motoru - Six-step

5.2 Model BLDC motoru s využitím Vektorového riadenia

Pri realizácii varianty riadenia BLDC motoru pomocou Vektorového riadenia bol využitý predchádzajúci simulačný model PMSM motoru z Obrázku 2.4. V modelovacej schéme sú využité prvky z knižnice `Simscape electrical`. Spomínaný model rovnako využíva Vektorové riadenie, ktoré slúži pre ovládanie BLDC motoru. Voči tomuto modelu bolo potrebné upraviť samotný motor a rovnako bolo potrebné pridať snímač momentu, ktorý by v elektrickej rovine predstavoval ampérmeter. Práve z tohto dôvodu je zapojený sériovo k motorovej záťaži. Takto upravené modelovacie schéma je zobrazené na Obrázku 5.3.

Motor je implementovaný v d, q súradniciach, z čoho vyplýva, že pri prúdovom riadení je možné riadiť tokotvornú a momentotvornú zložku zvlášť, ako bolo spomínané v podkapitole 3.2. Vzhľadom k tomu, že je využitá otvorená slučka, nie je tento princíp využitý.



Obr. 5.3: Model BLDC motoru s využitím Vektorovým riadením

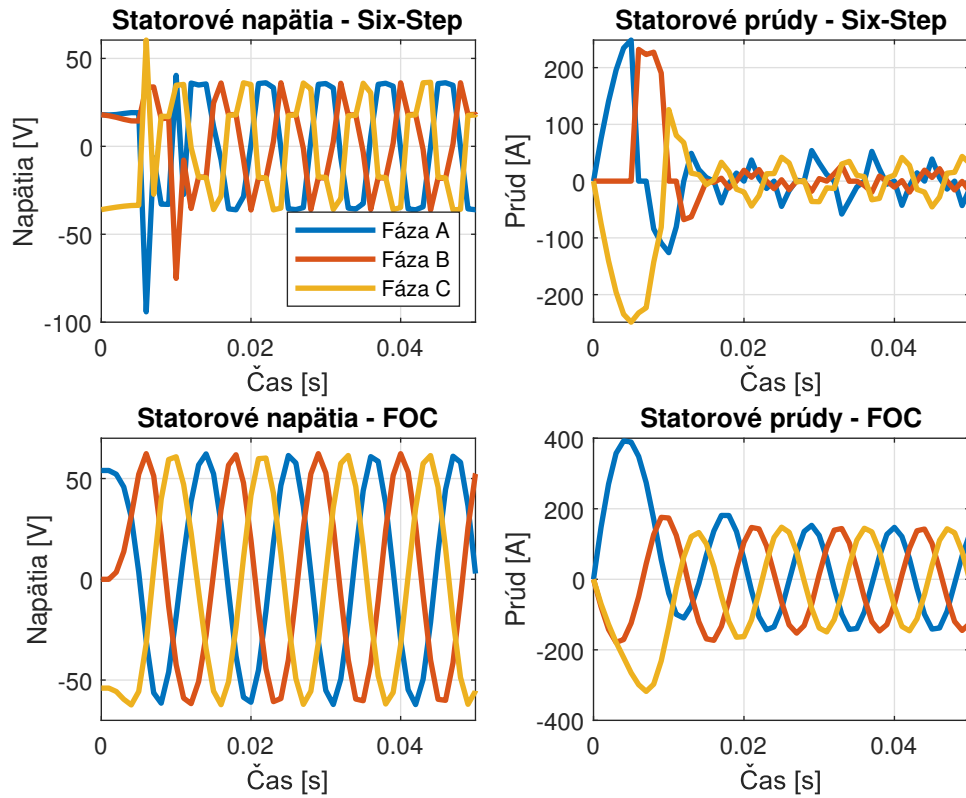
5.3 Porovnanie oboch algoritmov

Rozdiel medzi oboma algoritmi je viditeľný hlavne v sledovaných otáčkach a v krútiacom momente. Vstupné závislosti motorov, čiže satorové napätia a prúdy oboch algoritmov sú zobrazené na Obrázku 5.4. Výstupné závislosti oboch týchto riadení sú zobrazené na Obrázkoch 5.5 a 5.6.

Je potrebné poznamenať, že simulácie neuvažujú ďalšie aplikovanie, sú použité iba pre zobrazenie rozdielov. Obrázok 5.4 reprezentuje rozdiel vstupných napätí a prúdov, ktorý je spôsobený vplyvom samotného princípu Vektorového riadenia. Napätie pripojené na motor nedosahuje skutočnú hodnotu 36 V z meniču, ako pri Six-step riadení. Vo Vektorovom riadení je toto satorové napätie ovplyvnené blokom inverznej Parkovej transformácie. Reálna hodnota tohto satorového napätia je teda po zmeraní 60 V.

Hlavný pozorovateľný rozdiel výstupných závislostí je zobrazený v závislosti otáčok na čase. Pri použití algoritmu Six-step výstupné otáčky najskôr 'kmitajú' v rozsahu ± 7 rad/s, až sa amplitúda týchto kmitov ustáli na nižšej hodnote. Vyplýva z toho, že by bolo vhodné použiť regulátor, ktorý by dokázal toto kmitanie obmedziť. Problém metódy je pozorovateľný hlavne pri zobrazení krútiaceho momentu motoru. V tomto prípade sú prítomné veľké momentové pulzácie, ktoré patria medzi hlavné nevýhody spomínaného algoritmu. Tieto pulzácie sú spôsobené z princípu samotného algoritmu, kde je motor ovládaný iba pomocou skokového prepínania fáz. Princíp je vysvetlený v Podkapitole 3.1 a graficky je zobrazený na Obrázku 3.1.

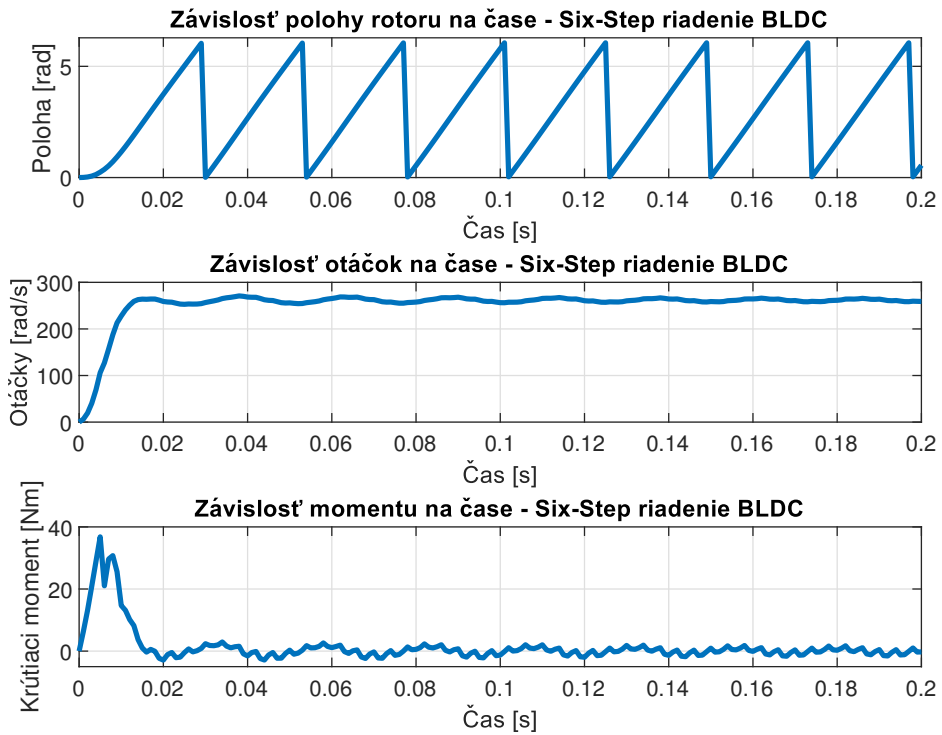
Pri použití Vektorového riadenia je vidieť, že nedochádza k rozsiahlym kmitom,



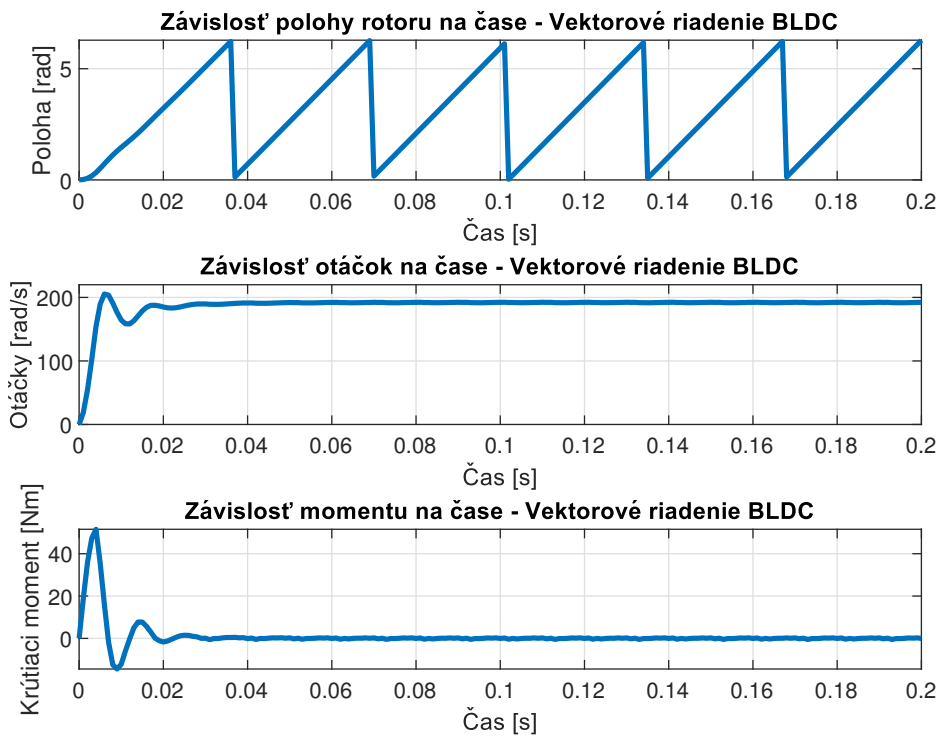
Obr. 5.4: Statorové napätia a prúdy jednotlivých riadení

ako pri spomínanom algoritme Six-step. Rovnako by bolo vhodné použiť regulátor, pomocou ktorého by zanikol podkmit otáčok na výstupe. Vďaka tomuto regulátoru by bolo možné riadiť zvlášť tokotvornú a magnetotvornú zložku prúdu. Voči Six-step riadeniu je možné konštatovať, že motor riadený týmto spôsobom, sa točí plynulo a dokonca nenastávajú momentové pulzácie, ktoré môžu byť pri vybraných aplikáciách nežiadúce. Hlavne vďaka tejto skutočnosti je algoritmus Vektorového riadenia častejšie využívaný, napriek jeho náročnejšej implementácii v praxi.

Rýchlosť rotoru motoru s použitím Vektorového riadenia je držaná na nižších rad/s. Výhoda Vektorového riadenia zo simulácie spočíva tiež v tom, že dokáže zvládnuť nárazovo vyššie momentové špičky na výstupe. Kdežto Six-step komutácia dosahuje nižšie špičky ale vyššie výstupné otáčky. Tento výsledok je spôsobený energiou, ktorá sa stráca vo viditeľných pulzáciách momentu. Samotný prechodový dej tejto komutácie je pomalší, čo je spojené s maximálnymi momentovými špičkami.



Obr. 5.5: Model BLDC motoru s využitým Six-step riadením



Obr. 5.6: Model BLDC motoru s využitým Vektorovým riadením

6 Spätnoväzobná štruktúra so stavovým regulátorom

6.1 Linearizácia rozvojom do Taylorovej rady

Pre modelovanie spätnoväzobnej štruktúry so stavovým regulátorom bol zvolený nelineárny model motoru z Kapitoly 2. Nelinearita je prítomná práve v prekrížených väzbách medzi otáčkami ω a prúdmi i_d, i_q . Riešenie takýchto nelineárnych rovníc býva zväčša problematické. Z tohto dôvodu sa využíva metóda, ktorá nahrádza nelineárny systém iným, vhodne zvoleným lineárnym systémom. Práve vďaka tejto náhrade je možné analyzovať systém použitím metód z oblasti lineárnych systémov, napríklad ako návrh riadenia systému a jeho celkové chovanie. Metóda linearizácie rozvojom do Taylorovej rady patrí k najčastejšie používaným v praxi. Často sa vykonáva v okolí izolovaných rovnovážnych stavov.[16]

Vyjadrením rovnovážnych stavov a následným prevedením parciálnych derivácií podľa jednotlivých stavov získame systém popísaný stavovými rovnicami :

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (6.1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (6.2)$$

Po dosadení majú jednotlivé matice tvar :

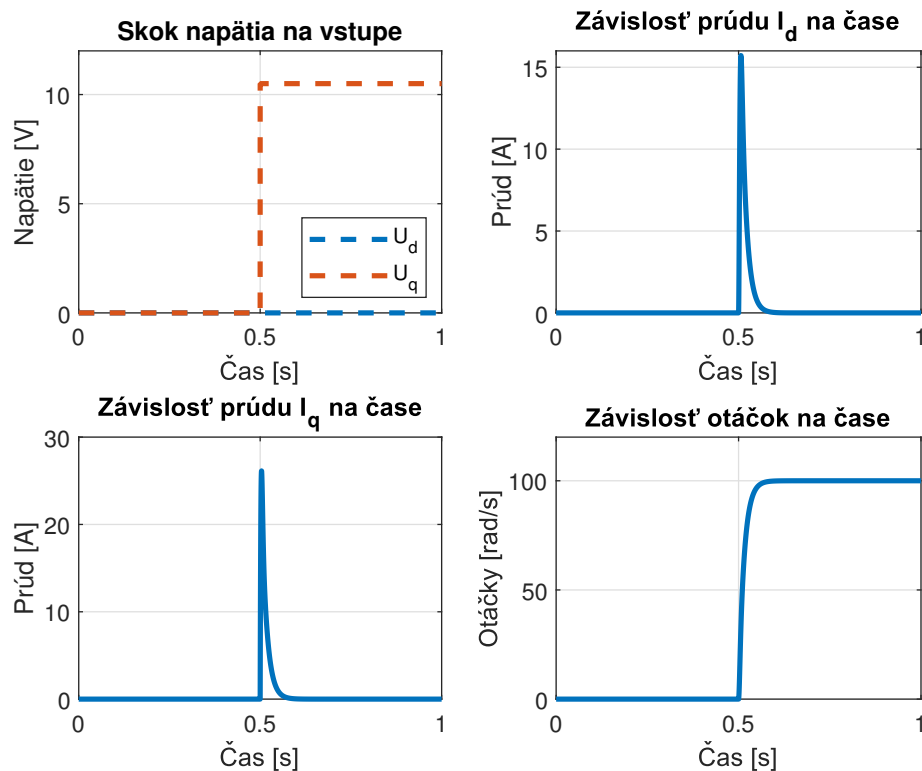
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{N\omega_0 L_q}{L_d} & \frac{N i_{q0} L_q}{L_d} \\ -\frac{N\omega_0 L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{N\psi_m + N L_d i_{d0}}{L_q} \\ 0 & \frac{3N\psi_m}{2J} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$\begin{bmatrix} \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Rozvojom do Taylorovej rady bola získaná lineárna náhrada pôvodného nelineárneho systému. Problém ale nastáva v tom, že náhrada správne aproximuje pôvodný systém iba v blízkosti zvoleného pracovného bodu, v okolí ktorého je linearizácia vykonaná. V tomto prípade je zvolená linearizácia v okolí pracovného bodu zvolených otáčok $x_0 = (i_{d0}, i_{q0}, \omega_0) = (0, 0, k)$, pričom otáčky sú vyjadrené parametricky. Simulácie a ďalšie výsledky predpokladajú okolie 100 rad/s. Následným zjednodušením vzhľadom k Tabuľke A a dosadením pracovného bodu dochádza k úprave matice \mathbf{A} , pričom $\mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ zostávajú totožné. Upravená matica \mathbf{A} má nasledujúci tvar :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & N \cdot k & 0 \\ -N \cdot k & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{N\psi_m}{L_q} \\ 0 & \frac{3N\psi_m}{2J} & 0 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Nasledujúce simulácie uvažujú totožné nastavenie solveru, ako v Kapitole 4. Závislosti prúdov a otáčok na vstupnom napätí pre takto linearizovaný model sú zobrazené na Obrázku 6.1.



Obr. 6.1: Priebehy prúdov a otáčok linearizovaného modelu

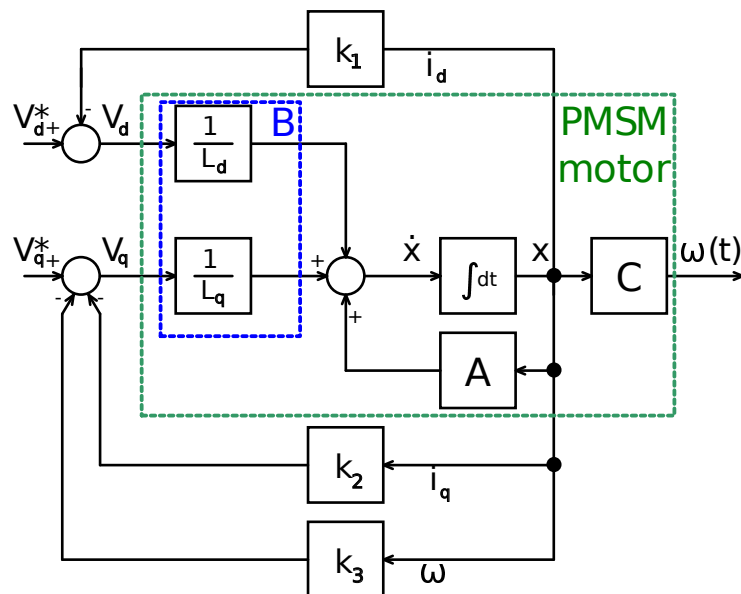
6.2 Stavová spätná väzba

Návrh štruktúry spočíva v zavedení stavovej spätnej väzby od stavov, v anglickej literatúre sa táto metóda označuje aj ako pole placement. Práve spätná väzba od stavov umožňuje nastavenie jednotlivých koeficientov charakteristickej rovnice ľubovoľne, pomocou rozmiestnenia pólov. Blokové schéma tohto popisu je zobrazené na Obrázku 6.2.

Z použitej schémy zapojenia na Obrázku 6.2 vyplýva, že je potrebné upraviť vzťah pre výpočet charakteristického polynómu systému na tvar :[19]

$$|p\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{BK}| = 0 \quad (6.6)$$

Pri samotnom návrhu je potrebná počiatočná voľba koeficientov. Jednotlivé koeficienty predstavujú žiadané umiestnenie pólov výsledného systému. Pomocou príkazu `po1e` bolo v programe MATLAB zistené umiestnenie pólov linearizovaného



Obr. 6.2: Schéma stavovej spätnej väzby od stavu

systemu, pričom na základe nich bola následne zvolená ich žiadaná poloha. Z pólov systému je zrejmé, že sa jedná o systém 3. rádu. Následujúci prípad uvažuje zvolené uloženie pólov konkrétne v bodoch $(p + 100), (p + 450 + j312.2), (p + 450 - j312.2)$. Matica spätých väzieb \mathbf{K} je zvolená v nasledujúcom tvare [19]:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ 0 & k_2 & k_3 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

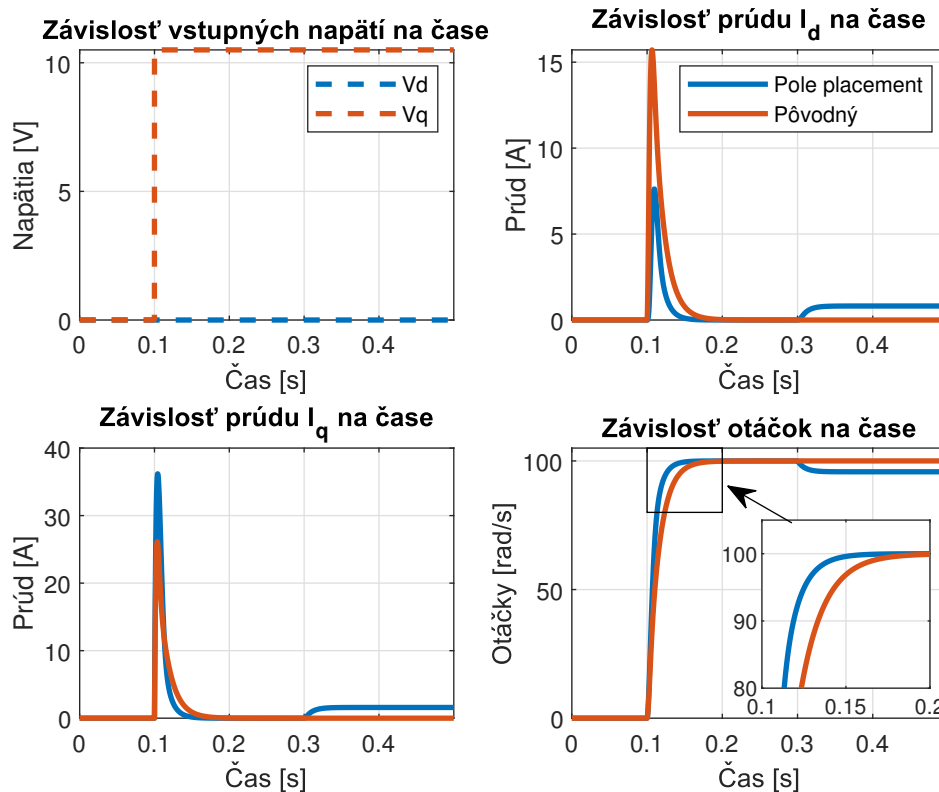
Pre výpočet koeficientov matice \mathbf{K} bol následne využitý `Symbolic Math Toolbox` v programe MATLAB. Potrebné bolo vytvoriť rovnosť charakteristického polynomu systému z Rovnice 6.6 a žiadaného umiestnenia pólov. Získané hodnoty jednotlivých koeficientov predstavujú $k_1 = 0.0859$, $k_2 = 0.0141$, $k_3 = 0.0277$.

Pre zobrazenie použitia stavovej spätnej väzby je využitý nelineárny model PMSM motoru z Obrázku 2.2. Tento model obsahuje pridanú saturáciu maximálnej hodnoty napätia na vstupe jednotlivých vinutí, čo činí ± 36 V. Samotná stavová spätná väzba reprezentuje P regulátor.

Na Obrázku 6.3 je zobrazený priebeh s využitím pole placement metódy a pôvodný linearizovaný priebeh z predchádzajúcej Podkapitoly. Úpravou charakteristického polynomu dochádza k zmene statického zosilnenia sústavy voči pôvodnému systému. Žiadaná hodnota na vstupe predstavuje v tomto prípade napätie. Za hodnotou napätia sa v simulácii nachádza zosilnenie $G = 1.2638$, ktoré zabezpečí rovnosť jednotiek medzi vstupmi a výstupmi. Pridané je práve z dôvodu zmeny statického zosilnenia sústavy. Z grafov je viditeľné, že samotná sústava má vyššiu dynamiku, čo

je spôsobené zvoleným uložením pólov. Sústava obsahuje integračnú zložku, vďaka čomu nedochádza pri regulácii k trvalej regulačnej odchylke. V tomto prípade je prítomná trvalá regulačná odchylka pri vstupe poruchy, čo je zobrazené na priebehu so stavovou spätnou väzbou.

Vplyvom vstupujúcej poruchy, ktorá reprezentuje záporný moment, je motor vyvedený z linearizovanej oblasti prúdov. Z grafov prúdov je taktiež možné spozorovať, že v oboch prípadoch sú prítomné vysoké prúdové špičky, ktoré nie je možné eliminovať.



Obr. 6.3: Priebeh regulácie využitím stavovej spätnej väzby

6.3 Integračná zložka

V predchádzajúcej Podkapitole bol naznačený problém regulácie s jednoduchou stavovou spätnou väzbou od stavov, ten je možné vyriešiť pridaním integračnej zložky. Práve pridaním integračnej zložky do stavovej spätnej väzby nastáva možnosť sledovať hodnotu otáčok na výstupe a tým regulovať na žiadanú hodnotu otáčok bez trvalej regulačnej odchylky pri poruche. Návrh zložky spočíva v rozšírení sys-

tému o nový stav [8],[19]. Toto rozšírenie je zobrazené v nasledujúcich rovniciach:

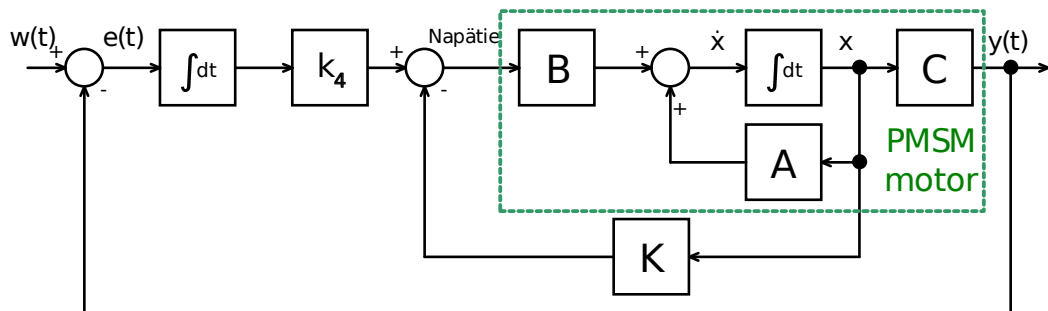
$$\mathbf{A}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}^* = [\mathbf{C} \quad \mathbf{0}] \quad (6.8)$$

Vzhľadom k tomu, že je potrebné rozšíriť matice samotného systému, je rovnako potrebné upraviť maticu spätných väzieb \mathbf{K}^* , ktorá má nasledujúci tvar [19]:

$$\mathbf{K}^* = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_2 & k_3 & -k_4 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Vplyvom zápornej spätnej väzby je potrebné, aby člen k_4 mal záporné znamienko. Rozšírením jednotlivých matic systému dochádza k úprave vzťahu definovaného pre výpočet charakteristického polynomu systému na tvar :[19]

$$|p\mathbf{I} - \mathbf{A}^* + \mathbf{B}^*\mathbf{K}^*| = 0 \quad (6.10)$$



Obr. 6.4: Schéma stavovej spätnej väzby od stavu s integračnou zložkou

Obrázok 6.4 reprezentuje zapojenie stavovej spätnej väzby od stavu s integračnou zložkou. Postup riešenia je obdobný, ako pri stavovej spätnej väzbe bez integračnej zložky, pričom pri výpočte sú dva možné spôsoby postupu. Ponechať vopred vypočítané koeficienty matice \mathbf{K} z prechádzajúcej Podkapitoly a dopočítať koeficient k_4 . Druhé riešenie spočíva v zvolení nového žiadaného umiestnenia pólov. Rozšírenie matic systému má vplyv na rád samotného systému. V tomto prípade sa jedná o systém 4. rádu, pričom je potrebné zvoliť umiestnenie 4 pólov. Pre výpočet koeficientu k_4 bol zvolený prvý spôsob, práve z dôvodu možného využitia aplikácie Control System Designer v programe MATLAB.

6.3.1 Control System Designer

Je potrebné poznamenať, že jeden vstup U_d je držaný na 0 V, rovnako ako pri stavovej spätnej väzbe bez integračnej zložky. Na základe tohto je možné upraviť

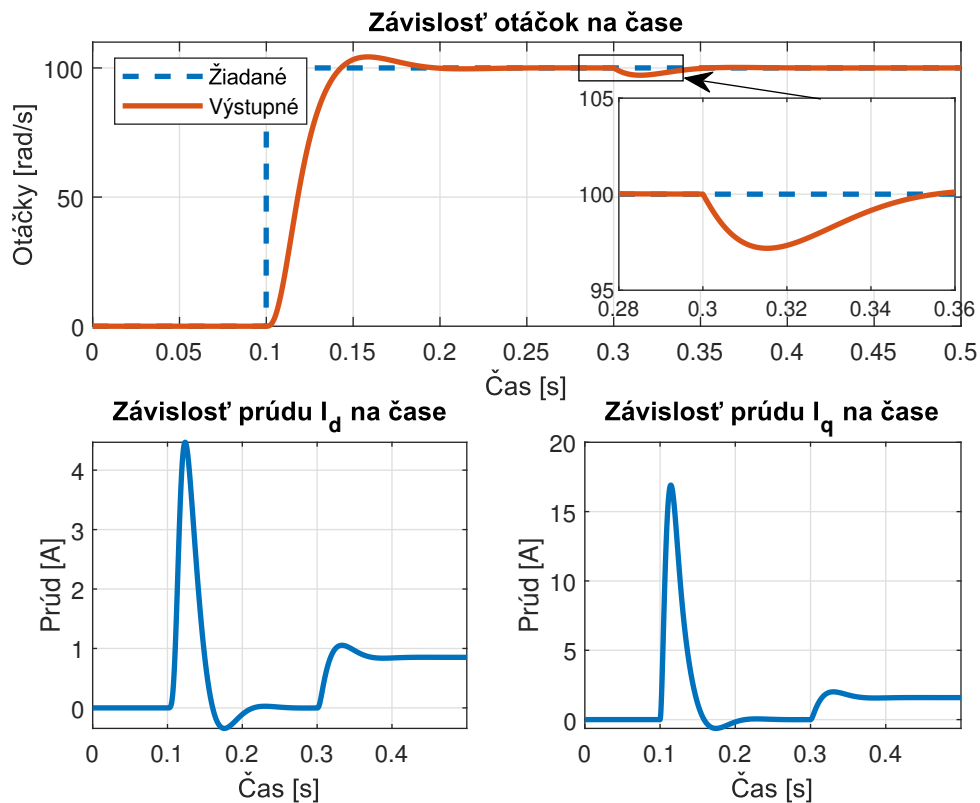
maticu systému \mathbf{B} a maticu spätných väzieb \mathbf{K} na tvary, ktoré uvažujú práve jeden vstup:

$$\mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} 0 & k_2 & k_3 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Upravené matice sú využité pre správne naladenie parametru k_4 . Výpočet prenosu systému rozšíreného o integračnú zložku má nasledujúci tvar:

$$F'(p) = [\mathbf{C}(p\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K}_2)^{-1}\mathbf{B}_2] \frac{1}{p} \quad (6.12)$$

Vyplyva teda, že do systému je pridaná integračná zložka, ktorá zjednoduší samotný návrh riešenia. Pomocou spomínanej aplikácie **Control System Designer** je možné ladiť zosilnenie P regulátoru, ktoré predstavuje samotnú hodnotu k_4 . Ako ideálna hodnota zosilnenia bola zvolená $k_4 = 7.3$, pričom sú dosiahnuté hodnoty fázovej bezpečnosti zhruba 60° a amplitúdovej bezpečnosti 24.3 dB.



Obr. 6.5: Priebeh regulácie s rozšírením o integračnú zložku

Obrázok 6.5 predstavuje priebeh regulácie s integračnou zložkou. Výstup kopíruje žiadanú hodnotu otáčok, pričom v priebehu regulačného dejú nastáva prekmit zhruba 5%. Do systému vstupuje porucha v čase 0.3 s, ktorá pôsobí ako záporný

moment. Hlavne z dôvodu vstupujúcej poruchy do systému je výhodné využiť integračnú zložku, tá ju dokáže eliminovať. Je potrebné poznamenať, že aplikovaním integračnej zložky predstavujú žiadanú hodnotu na vstupe otáčky, pričom pri pôvodnej stavovej spätnej väzbe od stavu je to vstupné napätie motoru.

V grafoch sú zobrazené závislosti prúdov v čase pri regulácií. Rovnako ako pri použití stavovej spätnej väzby bez integračnej zložky dochádza vyvedení prúdov z ich linearizovanej oblasti z dôvodu vstupujúcej poruchy. Tým, že sa prúdy dostanú z linearizovanej oblasti je motor schopný eliminovať poruchu a tým dosiahnuť na výstupe žiadanú hodnotu bez trvalej regulačnej odchylky. Štruktúra vychádza zo stavového popisu, vplyvom toho nie je možné použiť žiadne prúdové obmedzenie, rovnako ako pri stavovej spätnej väzbe.

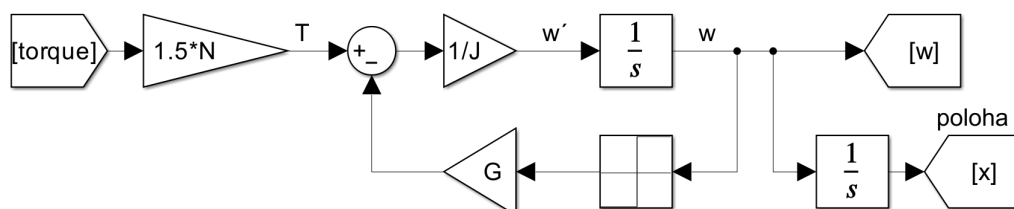
Ako je pozorovateľné zo samotného návrhu, stavová spätná väzba a jej rozšírenie o integračnú zložku vyžadujú exaktnú znalosť dynamiky systému, čo môže byť náročné hlavne pre nelineárne systémy. Linearizácia v okolí pracovného bodu dokáže zjednodušiť riešenie, pričom pri reálnej regulácií môže prísť k zmene parametrov systému čo môže viesť k následnej nestabilite celého systému. V tomto prípade by bolo vhodnejšie použiť štruktúru typu Gain scheduling.

7 Analýza nelinearít

7.1 Trenie

Nelinearita typu trenie je prítomná v každom stroji obsahujúcom súčasti, ktoré sú spojené s relatívnym pohybom. Nie vždy predstavuje prekážku, ako napríklad v prípade bŕzd, no v prípade servopohonov predstavuje značnú komplikáciu. Je spojená so silami, ktoré pôsobia na pohyblivé teleso. [1]

Existuje množstvo literatúr, ktoré popisujú tento problém. V tomto prípade je uvažované Coulombovo trenie, ktoré sa často nazýva aj suché alebo statické. Vo svojej podstate predstavuje trecie sily a momenty, ktoré sa vyskytujú najmä v mechanických systémoch [16]. Z tohto dôvodu sa táto nelinearita nachádza v mechanickej časti modelu motoru z Obrázku 2.2. Upravená mechanická časť je zobrazená na nasledujúcom obrázku.

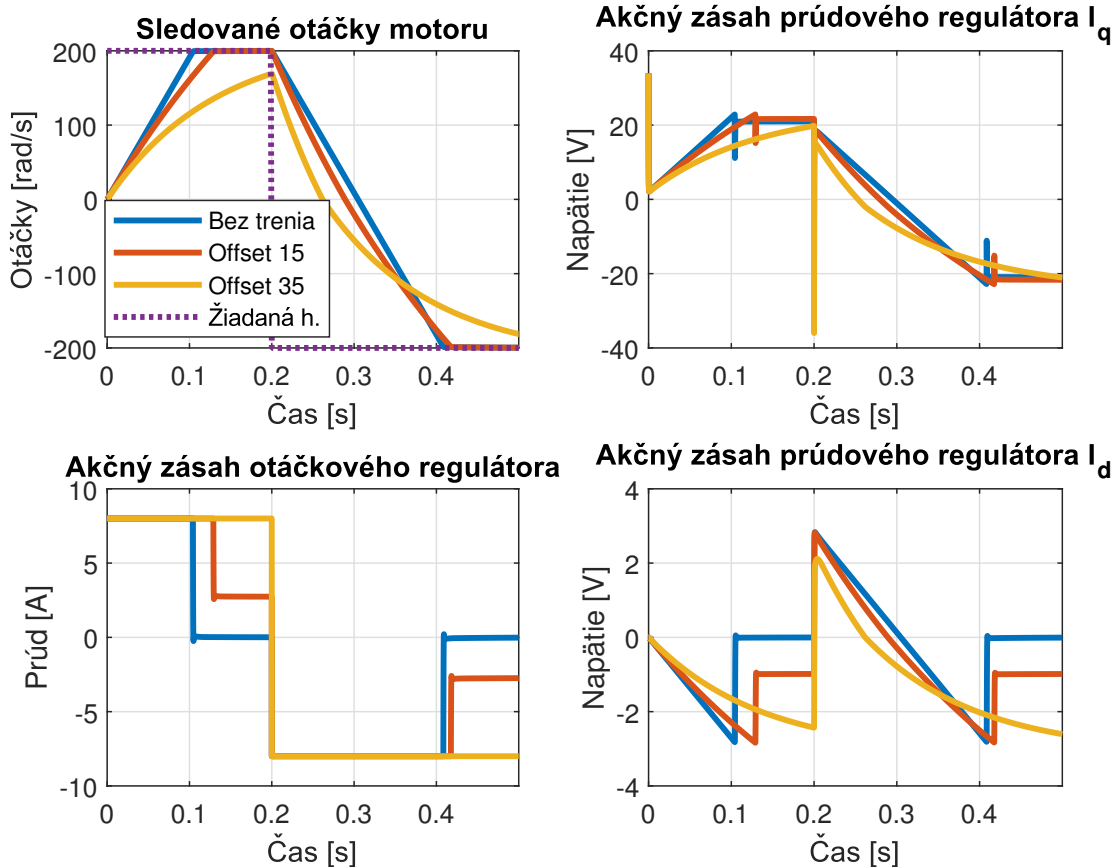


Obr. 7.1: Štruktúra s využitím trenia

V pôvodnom modeli z kapitoly 4 bol využitý blok skoku, ktorý predstavoval záťažný moment, v tomto prípade je zapojenie upravené a využitý je blok z knižnice *Discontinuities*, ktorý predstavuje samotné trenie. Nelinearita sa chová ako záporný moment, ktorý pôsobí na sústavu. Parameter G upravuje spätnú väzbu nelinearity, aby bol upravený prepočet z uhlovej rýchlosti na moment. Je pridaný z dôvodu, že záporný moment od trenia nemôže byť väčší, ako samotný moment motoru, ktorý je v tomto prípade 1.24 Nm, motor by sa tak nedokázal roztočiť.

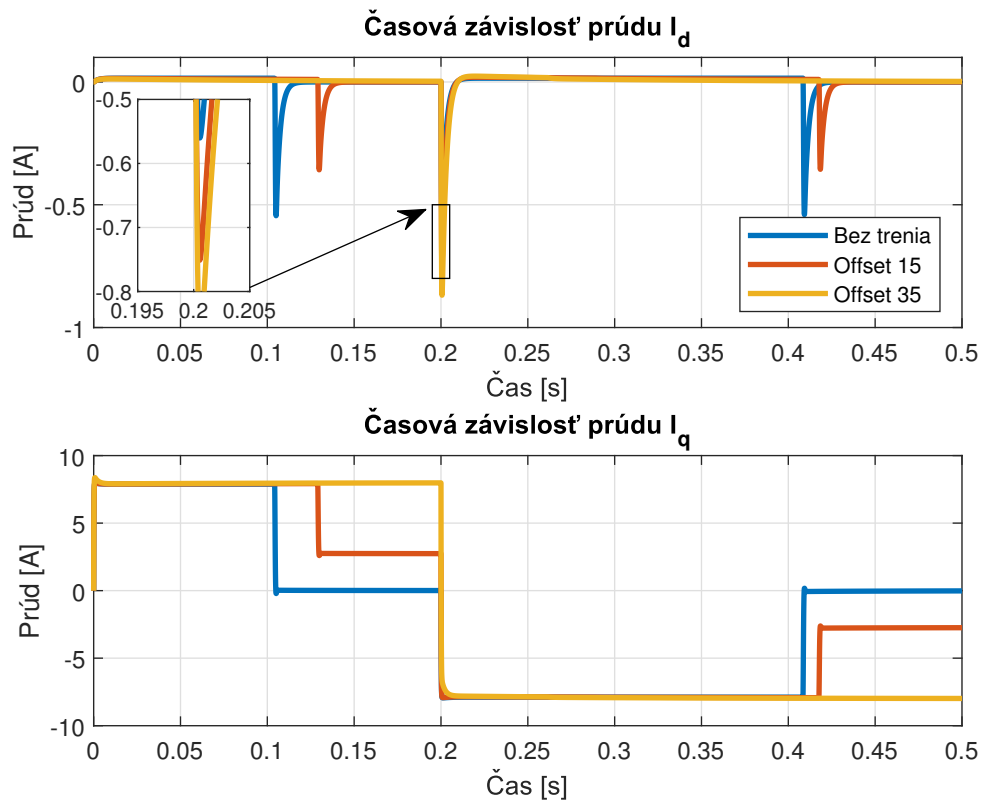
Výsledky simulácie zobrazené v grafoch na Obrázkoch 7.2 a 7.3 uvažujú rozdielne nastavenie bloku nelinearity a zosilnenia G . Pre Coulombove trenie (ďalej ako *Offset*) je nastavená najskôr hodnota 15 a s ňou je spojená hodnota $G = 0.002$. Pre zobrazenie vyššieho koeficientu trenia je použitý *Offset = 35* a $G = 0.005$. Rovnako tieto grafy zobrazujú model motoru, ktorý neuvažuje trenie. Z grafov vidieť, že v prípade nastavenia vyšších koeficientov trenia nedosiahne motor žiadané otáčky po dobu 0.2 s. Z toho je možné vyvodit reálne správanie otáčok vplyvom trenia. Čím na rotor vplýva vyššie trenie, tým rýchlejšie je dosiahnutá nulová hodnota otáčok, no dlhší čas trvá dosiahnutie žiadanej hodnoty. Celkové trenie vplýva

na výslednú dynamiku celého systému, hlavne na časovú závislosť prechodového dejú. Z grafov na Obrázku 7.3 je viditeľné, ako prebieha regulácia prúdu. Čím vyšší Offset trenia, tým vyššia prúdová špička pri prepólovaní motoru na prúde i_d . V tomto prípade je pozorovateľné aj správanie prúdu i_q , ktorý musí vplyvom vyššieho trenia udržiavať žiadajú hodnotu, a tým sa dlhšiu dobu drží na hranici samotného obmedzenia akčného zásahu.



Obr. 7.2: Analýza trenia - akčné zásahy a otáčky

Pri polohovej regulácii môže samotné trenie predstavovať žiadú nelinearitu. V prípade vyšších hodnôt trenia nedochádza k prekmitu žiadanej polohy. Rozbeh rotoru trvá dlhší čas, no jeho brzdenie trvá výrazne kratšie, obe závislosti sú ovplyvnené práve týmto parametrom. Z tohto dôvodu sa otáčky dostanú rýchlejšie do nulovej hodnoty, dosiahnutie žiadanej hodnoty trvá ale dlhší čas. Tento záver je možné overiť pomocou simulácie priloženej v elektronickej prílohe.

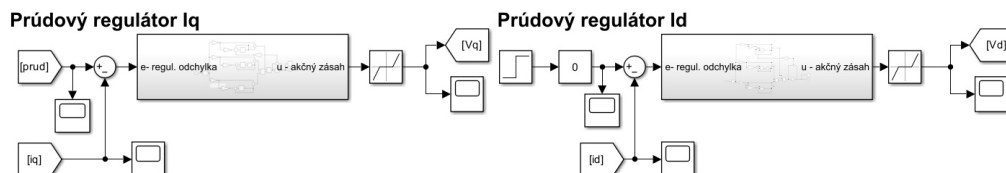


Obr. 7.3: Analýza trenia - prúdy

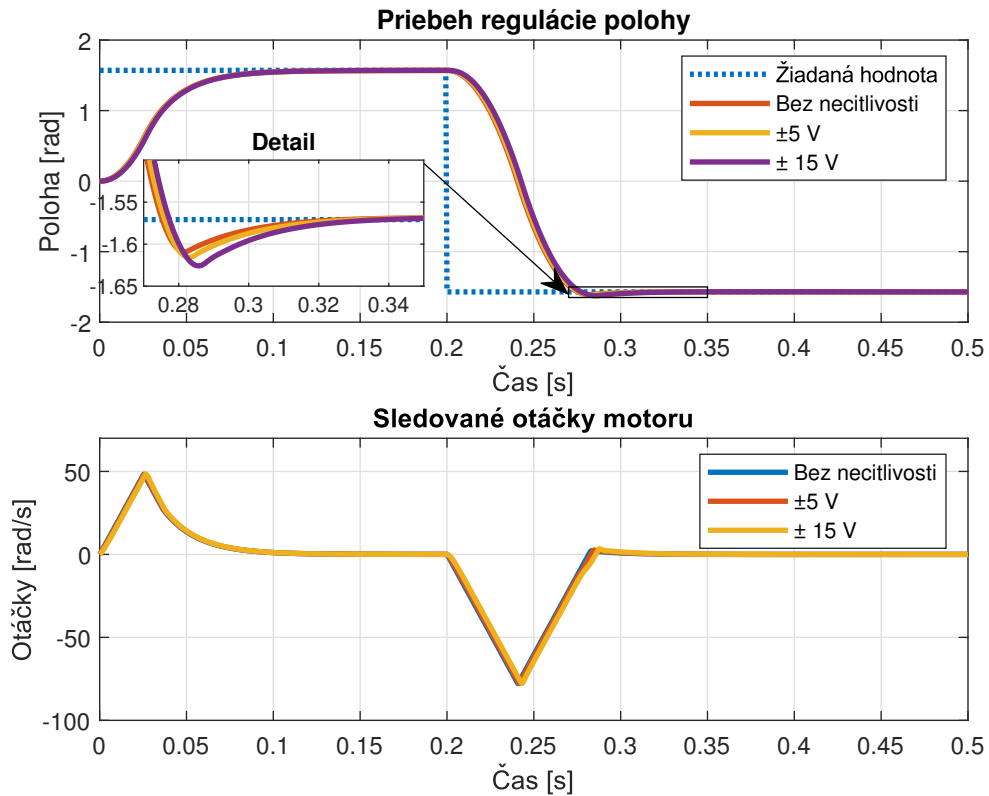
7.2 Mŕtva zóna

Tento typ nelinearity sa označuje aj ako necitlivosť. Je prítomná v mechanických systémoch, pričom vzniká ako prejav trenia a rôznych mechanických nepresností. Do simulácií môže byť umelo vkladaná, ako prostriedok obmedzenia oscilácií. [16]

Pre modelovanie mrtvej zóny bola rovnako využitá knižnica *Discontinuities*, využitý model reprezentuje práve necitlivosť napätia. Vzhľadom k tomu, že výsledky simulácie uvažujú predchádzajúcu štruktúru kaskádneho riadenia z Kapitoly 4, bolo potrebné umiestniť nelinearitu na výstupy prúdových regulátorov, kde sú obmedzené napätia vstupujúce do vinutí motoru. Upravená štruktúra pre použitie s nelinearitou necitlivosti je zobrazená na Obrázku 7.4.



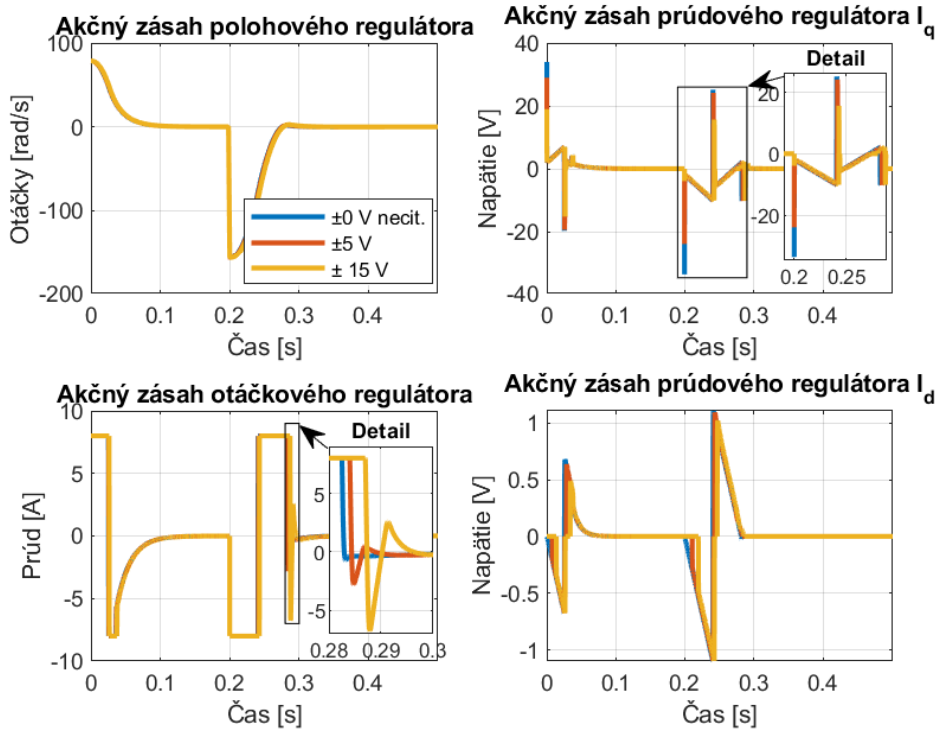
Obr. 7.4: Štruktúra s využitím mŕtvej zóny



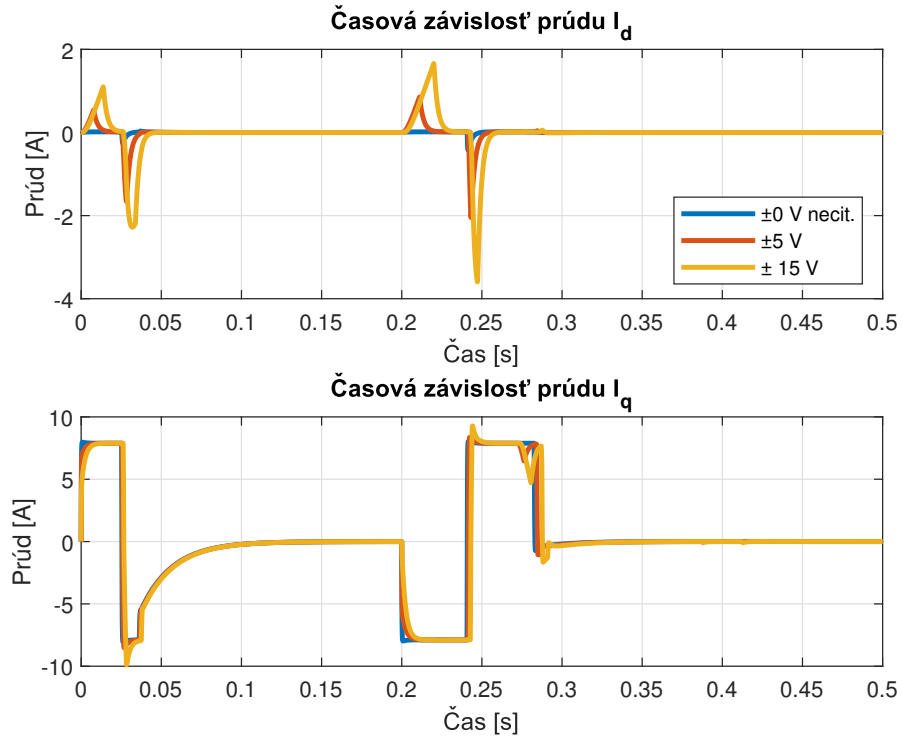
Obr. 7.5: Analýza mŕtvej zóny - poloha a otáčky

Z výsledkov simulácií vidieť, ako tento typ nelinearity vplyva na dynamiku celého systému, detail Obrázku 7.5. Čím väčší je rozsah necitlivosti, tým pomalší je čas reakcie motoru na žiadanú hodnotu a tým dlhšie trvá dosiahnutie žiadanej hodnoty. Tento vplyv je zobrazený pri polohovej regulácii, pričom v priložených súboroch je možné využiť otáčkovú reguláciu. Rozdiely sledovaných priebehov sú na Obrázkoch 7.5, 7.6 a 7.7. Simulácia porovnáva 3 rôzne nastavenia necitlivosti aplikovanej pri riadení PMSM motoru, konkrétne ± 0 V, ± 5 V, a ± 15 V.

Je potrebné poznamenať, že výsledky z priložených grafov uvažujú reálne aplikovanie riadenia, pričom je využité modelovanie obmedzenia akčných zásahov jednotlivých regulátorov. Ak by sa jednalo o čisto teoretickú analýzu, boli by odstránené nasýtenia akčných zásahov, žiadaná hodnota polohy by mala totožný priebeh s modelom bez nelinearity. Prítomné by boli však oveľa vyššie prúdové špičky. V praktickej aplikácii môže mať tento typ nelinearity veľmi nepriaznivý vplyv, konkrétne vedie k predčasnému opotrebeniu samotného motoru alebo k jeho zahrievaniu. Rozdiel spočíva už v akčných zásahoch prúdového regulátora i_q a otáčkového regulátora. Práve pri napätí U_q nie sú prítomné vysoké napäťové špičky, ako pri modeli bez necitlivosti. Narozdiel od nich vznikajú vysoké prúdové špičky. Sú zobrazené práve na Obrázku 7.7, pričom sú prítomné vplyvom použitia nelinearity.



Obr. 7.6: Analýza mŕtvej zóny - akčné zásahy



Obr. 7.7: Analýza mŕtvej zóny - prúdy

Záver

Cielom tejto bakalárskej práce bolo oboznámenie sa s problematikou modelovania elektrických trojfázových motorov, konkrétne motorov BLDC a PMSM. Boli zhrnuté poznatky použitia Clarkovej a Parkovej transformácie. Obecne sa ale častejšie používajú spomínané transformácie, ktoré sú využité pri vyhotovení modelu trojfázového motoru PMSM v d, q súradniciach. Každý model motoru je identifikovaný pomocou napäťových a momentových rovníc, ktoré pomáhajú vyjadriť tento motor v simulačných nástrojoch. Použité rovnice boli už transformované do d, q súradníc a následne z nich bol vyhotovený model pre PMSM motor. Tento model bol ekvivalentný modelu z prostredia MATLAB-Simulink, konkrétne z knižnice `Simscape electrical`.

Voľba riadenia takéhoto trojfázového motoru závisí hlavne na aplikácii konkrétneho motoru, no zhodnotené boli najpoužívanejšie metódy, konkrétne algoritmus Six-step a Vektorové riadenie. Pri oboch týchto použitých metódach je kľúčové zaisťiť informáciu okamžitej polohy a rýchlosti použitého motoru. Použitie Vektorového riadenia je voči algoritmu Six-step zložitejšie, hlavne vzhľadom k výpočtom. Jeho implementácie je v programe MATLAB jednoduchšia, hlavne vďaka vyššej používateľnosti. Tento algoritmus dosahuje vyššiu kultivovanosť chodu motoru, čo je viditeľné aj z priložených grafov. Samozrejme, existujú aj iné spôsoby riadenia trojfázových motorov, ako napríklad priame riadenie momentu motoru.

Časť práce spočívala vo vyhotovení simulácie demonštrujúcej riadenie vybraného PMSM motoru v uzavretej slučke s vhodným algoritmom riadenia. Bola zvolená štruktúra polohového servomechanizmu s pomocnou regulovanou veličinou. Táto štruktúra bola vylepšená o anti-windup metódy pre zlepšenie prechodových dejov a obmedzeniu prebudenia integračnej zložky jednotlivých regulátorov. Pri implementácii anti-windup metód boli zobrazené 2 varianty riešenia, obe boli zobrazené na otáčkovej regulácii. Štruktúra bola ďalej vylepšená využitím diagonálnej kompenzácie, ktorá dokáže obmedzovať prúdové špičky. Týmto spôsobom bola zobrazená modularita zvoleného typu riadenia.

Ako istá varianta riadenia bola navrhnutá spätnoväzobná štruktúra so stavovým regulátorom, následne aj s integračnou zložkou. Využitím práve stavovej spätnej väzby je možné meniť tvar prechodovej charakteristiky linearizovaného systému, ako bolo spomenuté, táto metóda býva označovaná aj pole placement. Práve z dôvodu, že pri regulácii nedochádza k možnosti obmedziť prúdy tečúce motorom nie je tento spôsob riešenia vhodný v reálnych aplikáciách.

Vzhľadom k tomu, že väčšina reálnych systémov je nelineárna, bolo potrebné analyzovať nelinearity typu trenie a mŕtva zóna. Samotné výsledky tejto analýzy sú zobrazené v Kapitole 7. Trenie, ktoré pôsobí ako záporný moment, brzdí samotný motor. Práve v prípade brzdenia môže byť toto trenie prínosné, hlavne vďaka rých-

lejšiemu dosiahnutiu nulovej rýchlosti otáčania samotného rotoru. Samotná mŕtva zóna reprezentuje necitlivosť motoru na napätie, čím výsledný akčný zásah prúdového regulátora i_q dosahuje nižšie napäťové špičky. Problém vzniká pri samotných prúdoch i_d, i_q , kde sú prítomné vysoké prúdové špičky.

Literatúra

- [1] ARMSTRONG-HÉLOUVRY, B., P. DUPONT a C. C. DE WIT. A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction. *Automatica* [online]. 1994, 30(7), 1083-1138 [cit. 2023-04-22]. ISSN 00051098. Dostupné z: doi:10.1016/0005-1098(94)90209-7
- [2] BALASHANMUGHAM, A. a M. MAHESWARAN. Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives. In: EL-SHAHAT, A. a M. RUBA, ed. *Applied Electromechanical Devices and Machines for Electric Mobility Solutions* [online]. IntechOpen, 2020, 2020-3-25, s. 25 [cit. 2023-04-22]. ISBN 978-1-78985-727-6. Dostupné z: doi:10.5772/intechopen.88597
- [3] BELDA, K. *Mathematical Modelling and Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives* [online]. 30.03.2020, 7 [cit. 2023-03-22]. Dostupné z: <https://ojs.cvut.cz/ojs/index.php/TEE/article/view/6516>
- [4] BLAHA, P., Vavřín, P.: *Řízení a regulace I: Základy regulace lineárních systémů - spojité a diskrétní.*[online]. Brno, 2019 [cit. 2023-01-03]. Dostupné z: https://www.uamt.fekt.vut.cz/~richter/vyuka/1011_BRR1/texty/brr1.pdf. Elektronické skriptum. VUT.
- [5] Brushless DC Motor Drives (BLDC). In: WACH, P. *Dynamics and Control of Electrical Drives*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011, s. 281-381. ISBN 978-3-642-20222-3.
- [6] CAHA, Z. a M. ČERNÝ. *Elektrické pohony*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1990. ISBN 80-030-0418-7.
- [7] CHAMRÁD, P. *Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety*. Ostrava, 2015. Diplomová práce. VŠB - Technická univerzita Ostrava. Vedoucí práce Ing. Martin Kuchař, Ph.D.
- [8] IGLESIAS, P. A. Eigenvalue placement using state feedback. In: *520.454 Control Systems Design*[online]. Department of Electrical and Computer Engineering, Johns Hopkins University, 2013 [cit. 2023-04-20]. Dostupné z: <https://pages.jh.edu/piglesi1/Courses/454/Notes5.pdf>
- [9] Neborák, I. 2002. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2002. ISBN 80-248-0083-7.
- [10] *Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation.*[online]. 2013, 13.11.2013 [cit. 2022-12-28].

- Dostupné z: https://www.microsemi.com/document-portal/doc/_download/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide
- [11] PIVOŇKA, P. *Číslicová řídicí technika*. Brno, 2012. Skripta. FEKT VUT v Brně.
- [12] *PMSM: Permanent magnet synchronous motor with sinusoidal flux distribution* [online]. The MathWorks, 2013 [cit. 2023-02-07]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/sps/ref/pmsm.html>
- [13] *Servomotory řady TGT3 0.65-3 Nm* [online]. [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: <https://www.tgdrives.cz/servomotory/servomotory-rady-tgt/tgt3/>
- [14] *Speed Control of BLDC Motor using Fuzzy: Tuned PID Controller* [online]. ANGETI, J., A. S. KADALLA, G. DUBUKUMAH a B. K. ZIRATA. 29.6.2019, s. 8 [cit. 2022-12-29]. ISSN 2394-4714. Dostupné z: https://www.researchgate.net/figure/Six-step-commutation-The-easiest-method-of-detecting-the-rotor-position-is-Hall-Effect_fig2_335311453
- [15] *Six Step Commutation* [online]. The MathWorks, 2020, [cit. 2023-03-08]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/mcb/ref/six-stepcommutation.html>
- [16] ŠOLC, F., P. VÁCLAVEK a P. VAVRÍN. *Řízení a regulace II: Analýza a řízení nelineárních systémů* [online]. Brno, 2011 [cit. 2023-04-19]. Dostupné z: <https://docs.google.com/viewer?a=v&pid=sites&srcid=dnV0YnIuY3p8YnJyMnxneDpjMTkzMWI4MTU1NWI3MmY>. Elektronické skriptum. VUT.
- [17] MORIMOTO, S. Trend of permanent magnet synchronous machines. *IEEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering* [online]. 2007, 2(2), 101-108 [cit. 2023-04-22]. ISSN 19314973. Dostupné z: doi:10.1002/tee.20116
- [18] SUL, Seung-Ki. *Control of electric machine drive systems*. Hoboken: John Wiley, c2011. IEEE press series on power engineering. ISBN 978-0-470-59079-9.
- [19] VASQUEZ SANJUAN, J. J., R. J. MARQUEZ CONTRERAS, E. YESCAS MENDOZA, J. L. FLORES, R. OCHOA BRAVO a M. E. TLAXCALTECATL. Design and Modeling of Integral Control State-feedback Controller for PMSM. In: *2018 15th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*[online]. IEEE,

2018, 2018, s. 1-4 [cit. 2023-05-09]. ISBN 978-1-5386-7033-0. Dostupné z: doi:10.1109/ICEEE.2018.8533969

- [20] XINGYE, G., L. CHUANG, Z. YUEFEI a W. KAI. Analysis and dynamic decoupling control schemes for PMSM current Loop. In: *2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS)* [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 570-574 [cit. 2023-04-22]. ISBN 978-1-5090-1087-5. Dostupné z: doi:10.1109/AUS.2016.7748115

Zoznam symbolov a skratiek

α	Reálna osa statorového súradného systému
β	Imaginárna osa statorového súradného systému
γ	Uhol natočenia OSS voči SSS
ϵ	Uhol natočenia RSS voči SSS
ω	Menovité otáčky motoru
ω_0	Rovnovážny stav otáčok motoru
ψ_m	Spriahnutý magnetický tok
θ	Uhol pootočenia rotoru
A	Matica vnútorných väzieb systému
A*	Rozšírená matica vnútorných väzieb
<i>AC</i>	Striedavý prúd
<i>Al – Ni – Co</i>	Magnet zo zliatiny hliníku, niklu a kobaltu
B, B₂	Matica väzieb systému na vstup
B*	Rozšírená matica väzieb systému na vstup
bemf	Spätné elektromotorické napätie
<i>BLDC</i>	Bezkartáčový jednosmerný motor
C	Matica väzieb systému na stav
C*	Rozšírená matica väzieb systému na stav
<i>CAD</i>	Computer-assisted design
<i>d</i>	Reálna osa rotorového súradného systému
D	Matica priamych väzieb výstupu na vstup
<i>DC</i>	Jednosmerný prúd
<i>F'</i>	Prenosová funkcia systému s integračnou zložkou
<i>f_s</i>	Frekvencia súmernej sústavy

F_0	Prenos otvorenej slučky
FET	Poľom ovládané tranzistory
FOC	Field oriented control - Vektorové riadenie
F_R	Prenos navrhnutého regulátoru
G	Parameter pre zaistenie fyzikálnej rovnosti
HA, HB, HC	Signály z Hallových sond
\mathbf{I}	Jednotková matica
i_0	Prúd tečúci do cievky L_0
i_d	Prúd tečúci do cievky L_d
i_{d0}	Rovnovážny stav pre prúd i_d
$IGBT$	Bipolárny tranzistor s izolovaným hradlom
i_q	Prúd tečúci do cievky L_q
i_{q0}	Rovnovážny stav pre prúd i_q
J	Vlastný moment zotrvačnosti
\mathbf{K}, \mathbf{K}_2	Matica spätných väzieb
\mathbf{K}^*	Matica spätných väzieb s integračnou zložkou
K_r	Zosilnenie P zložky regulátoru
$k_n,$	Prvky matice spätných väzieb $\rightarrow n(1; 4)$
L_0, L_d, L_q	Jednotlivé vinutia motora
N	Počet pólových párov motoru
OSS	Orientovaný súradnicový systém
p	Laplaceov operátor
P	Regulátor s proporcionálnou zložkou
\mathbf{P}	Transformačná matica na Frobeniov tvar
$\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \mathbf{P}_3$	Prvky transformačnej matice

PI	Regulátor s proporcionálnou a integračnou zložkou
$PMSM$	Synchrónny motor s permanentným magnetmi
PS	Regulátor so sumačnou a proporcionálnou zložkou
PWM	Pulzne šírková modulácia
q	Imaginárna osa rotorového súradného systému
R_S	Odpor statorového vinutia motoru
RSS	Rotorový súradnicový systém
SSS	Statorový súradnicový systém
$SPTD$	Single pole double throw prepínač
t	Čas
T	Moment generovaný na hriadeli motoru
$T1 - T6$	Komutačný signál
T_r	Integračná časová konštanta regulátoru
T_T	Časová konštanta pre anti-windup
T_{vz}	Vzorkovacia perióda
\mathbf{u}	Vektor vstupov
U_d	Tokotvorná zložka napätia
U_q	Momentotvorná zložka napätia
v_0	Nulová zložka vektoru statorového napätia
v_d	Reálna zložka vektoru statorového napätia
v_q	Imaginárna zložka vektoru statorového napätia
\mathbf{x}	Stavový vektor
\mathbf{y}	Vektor výstupov
z	Operátor pre diskkrétne prenosy

Zoznam príloh

A	Tabuľka parametrov motoru	69
B	Six-step implementácia	70
C	Obsah priloženého CD	71

A Tabuľka parametrov motoru

Tabuľka parametrov motoru T3-0130-15-36 [13]

Číslo vinutia	01-00646		
Menovité otáčky	n_n	1500	min^{-1}
DC Bus napätie	U_{dc}	36,0	V
Nominálne AC napätie	U_n	23,0	V
Menovité napätie motoru	U_m	19,0	V
Menovitý moment	M_n	1,25	Nm
Menovitý prúd AC	I_n	8,6	A
Kľudový moment	M_o	1,30	Nm
Kľudový prúd AC	I_o	8,4	A
Maximálny moment	M_{max}	5,2	Nm
Maximálny prúd	I_{max}	36	A
Max. mechanické otáčky	n_{max}	12000	min^{-1}
Napätová konštanta	K_E	9,4	V/1000
Momentová konštanta	K_M	0,15	Nm/A
Odpor dvoch fází	R_{2ph}	0,50	Ω
Indukčnosť dvoch fází	L_{2ph}	0,85	mH
Počet pólov	$2p$	6	
Otáčky bez záťaže	n_o	2430	min^{-1}
Moment pri I_{max}/U_n	M_z	5,1	Nm
Otáčky pri I_{max}/U_n	n_z	140	min^{-1}
Maximálny moment pri n_n	M_x	2,1	Nm
El. časová konštanta	T_{el}	1,7	ms
Mech. časová konštanta	T_{mech}	2,3	ms
Teplotná časová konštanta	T_{th}	30	min
Vlast. moment zotrvačnosti	J	0,65	kgcm ²

B Six-step implementácia

Výpis B.1: Vnútrotná implementácia algoritmu Six-step v bloku MATLAB funkcie

```
1 function [L1v,L2v,L3v,Z1v,Z2v,Z3v] = fcn(u)
2 u = round(u);
3 L1 = 1;L2 = 0.5;L3 = 0;Z1 = 0;Z2 = 1;Z3 = 0;
4 switch u
5     case 1      %sektor 6
6         L1 = 1;          L2 = 0.5;      L3 = 0;
7         Z1 = 0;          Z2 = 1;        Z3 = 0;
8     case 2      %sektor 1
9         L1 = 0.5;        L2 = 1;          L3 = 0;
10        Z1 = 1;          Z2 = 0;        Z3 = 0;
11    case 3      %sektor 2
12        L1 = 0;          L2 = 1;          L3 = 0.5;
13        Z1 = 0;          Z2 = 0;        Z3 = 1;
14    case 4      %sektor 3
15        L1 = 0;          L2 = 0.5;        L3 = 1;
16        Z1 = 0;          Z2 = 1;        Z3 = 0;
17    case 5      %sektor 4
18        L1 = 0.5;        L2 = 0;          L3 = 1;
19        Z1 = 1;          Z2 = 0;        Z3 = 0;
20    case 6      %sektor 5
21        L1 = 1;          L2 = 0;          L3 = 0.5;
22        Z1 = 0;          Z2 = 0;        Z3 = 1;
23
24    otherwise
25        L1 = L1;          L2 = L2;          L3 = L3;
26        Z1 = Z1;          Z2 = Z2;          Z3 = Z3;
27 end
28 L1v = L1;L2v = L2;L3v = L3;Z1v = Z1;Z2v = Z2;Z3v = Z3;
```

C Obsah priloženého CD

Priložené CD obsahuje elektronickú verziu bakalárskej práce a vypracované súbory v programe MATLAB.

/.....	Koreňový adresár priloženého CD
└─ BP Adam Kečkíš	
├─ BP Adam Kečkíš.pdf.....	Elektronická verzia práce
├─ 2 - Modely PMSM.....	Modely PMSM motorov
│ └─ modely_pmsm.slx.....	Simulácia oboch modelov
│ └─ RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
│ │ └─ variables.mat.....	Použité premenné
│ │ └─ vykreslenie_grafov.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
├─ 4 - PMSM regul.....	Regulácia PMSM motoru
│ └─ Antiwindup.....	Implementácia anti-windup riešení
│ │ └─ antiwindup_sim_a.slx.....	Simulácia anti-windup
│ │ └─ antiwindup_sim_b.slx.....	Simulácia anti-windup
│ │ └─ grafy_antiwindup_a.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
│ │ └─ grafy_antiwindup_b.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
│ │ └─ ReadMe.txt.....	Popis priložených súborov
│ │ └─ RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
│ │ └─ vars.mat.....	Použité premenné
│ └─ Decoupling.....	Implementácia decouplingu
│ │ └─ decoupling_sim.slx.....	Simulácia decouplingu
│ │ └─ grafy_decoupling.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
│ │ └─ ReadMe.txt.....	Popis priložených súborov
│ │ └─ RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
│ │ └─ vars.mat.....	Použité premenné
│ └─ Regulatory.....	Implementácia kaskádnej štruktúry
│ │ └─ grafy_otackovy.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
│ │ └─ grafy_polohovy.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
│ │ └─ grafy_prudovy.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
│ │ └─ otackova_reg.slx.....	Simulácia otáčkovej regulácie
│ │ └─ polohova_reg.slx.....	Simulácia polohovej regulácie
│ │ └─ prudova_reg.slx.....	Simulácia prúdovej regulácie
│ │ └─ ReadMe.txt.....	Popis priložených súborov
│ │ └─ RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
│ │ └─ vars.mat.....	Použité premenné
├─ 5 - Sixstep vs Vector.....	Implementácia algoritmov riadenia
│ └─ grafy_six_vec.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
│ └─ ReadMe.txt.....	Popis priložených súborov
│ └─ RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
│ └─ six_vec.slx.....	Simulácia six-step a vektorového riad.
├─ 6 - Stavova sv.....	Implementácia stavovej spätnej väzby
│ └─ Linearizacia.....	Linearizovanie modelu motoru
│ │ └─ grafy_lineariz.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
│ │ └─ ReadMe.txt.....	Popis priložených súborov

RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
taylor_sim.slx	Simulácia linearizácie
vars_l.mat	Použité premenné
Stavova	Implementácia stavovej spätnej väzby
grafy_integracna.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
grafy_stavova_por.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
ReadMe.txt.....	Popis priložených súborov
RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
stavova_sv_sim.slx.....	Simulácia stavovej spätnej väzby
vars.mat.....	Použité premenné
7 - Nonlinearity.....	Analýza nelinearít
Necitlivost.....	Analýza mrtvej zóny
grafy_necitlivost.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
necitlivost_sim.slx.....	Simulácia necitlivosti
ReadMe.txt.....	Popis priložených súborov
RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
vars.mat.....	Použité premenné
Trenie.....	Analýza trenia
grafy_trenie.m.....	Súbor pre vykreslenie grafov
ReadMe.txt.....	Popis priložených súborov
RunMe.m.....	Súbor pre zobrazenie prezentovaných výsledkov
trenie_sim.slx	Simulácia trenia
vars.mat.....	Použité premenné