

**ČESKÉ VYSOKÉ
UČENÍ TECHNICKÉ
V PRAZE**

**FAKULTA
STROJNÍ**



**DIPLOMOVÁ
PRÁCE**

2020

**ARTSIOM
PUNKO**

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Punko** Jméno: **Artsiom** Osobní číslo: **438315**
Fakulta/ústav: **Fakulta strojní**
Zadávající katedra/ústav: **Ústav přístrojové a řídicí techniky**
Studijní program: **Strojní inženýrství**
Studijní obor: **Přístrojová a řídicí technika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Bezsenzorové vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety realizované na DSP

Název diplomové práce anglicky:

Sensorless vector control of synchronous permanent magnet motor implemented on DSP

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s metodou, která k odhadu rychlosti a polohy rotoru synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM) používá pozorovatele indukovaných napětí a fázového závěsu (tzv. Quadrature Phase Lock Loop). Tyto estimované hodnoty jsou použity ve zpětné vazbě pro bezsenzorové vektorové řízení PMSM.
2. Vytvořte simulační model v prostředí Matlab Simulink, který bude danou metodu pro bezsenzorové vektorové řízení PMSM využívat.
3. Využijte své získané poznatky z předchozích dvou bodů zadání a naprogramujte řídicí algoritmus bezsenzorového vektorového řízení do vhodného digitálního signálového procesoru (DSP).
4. Řízení experimentálně ověřte a zhodnoťte dosažené výsledky (např. reálné chování stroje vůči výsledkům simulace). Zhodnoťte rychlost výpočtu řídicí smyčky na DSP (tzv. control bandwidth).

Seznam doporučené literatury:

- [1] BUSO, Simone a Paolo MATTAVELLI. Digital Control in Power Electronics. San Rafael, CA: Morgan & Claypool, 2006. ISBN 9781598291131.
- [2] GLUMINEAU, Alain a Jesús de León MORALES. Sensorless ac electric motor control. New York, NY: Springer Berlin Heidelberg, 2015. ISBN 978-331-9145-853.
- [3] VAS, Peter. Sensorless vector and direct torque control. New York: Oxford University Press, 1998. ISBN 01-985-6465-1.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:


Ing. Zdeněk Novák, U12110.1


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

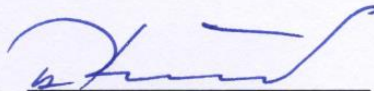
Datum zadání diplomové práce: **30.04.2020**

Termín odevzdání diplomové práce: **07.08.2020**

Platnost zadání diplomové práce: _____


Ing. Zdeněk Novák
podpis vedoucí(ho) práce


podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry


prof. Ing. Michael Valášek, DrSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně s tím, že její výsledky mohou být dále použity podle uvážení vedoucího diplomové práce jako jejího spoluautora. Souhlasím také s případnou publikací výsledků diplomové práce nebo její podstatné části, pokud budu uveden jako její spoluautor.

Dne

Podpis

Poděkování:

Rád bych poděkoval vedoucímu práce Ing. Zdeňkovi Novákovi za odborné vedení, za pomoc a rady při zpracování této práce. Dále bych chtěl poděkovat své rodině a přítelkyni za podporu.

Abstrakt

Tématem práce je bezsensorové řízení synchronních motorů s permanentními magnety. První část práce seznamuje s vektorovým řízením motorů a jeho modifikací, která funguje bez snímače polohy. Na základě teoretických východisek byl následně vytvořen model v prostředí Matlab Simulink, který využíval metodu bezsensorového vektorového řízení k řízení synchronního motorů s permanentními magnety. Implementací modelu se zabývá druhá část práce. Pro implementaci algoritmu bezsensorového vektorového řízení byl použit signálový procesor TMS320F28379D. V závěru práce jsou představeny experimentální výsledky, které dokládají funkčnost použité metody.

Klíčová slova

Vektorové řízení, moderní způsoby řízení pohonů, synchronní motor s permanentními magnety, signálový procesor, řídicí systém TMS320F28379D.

Abstract

The topic of the work is sensorless control of synchronous motors with permanent magnets. The first part introduces the vector control of motors and its modification, which works without a position sensor. Based on the theoretical basis, a model was created in the Matlab Simulink environment, which used the method of sensorless vector control to control synchronous motors with permanent magnets. The second part of the work deals with the implementation of the model. The TMS320F28379D signal processor was used to implement the sensorless vector control algorithm. At the end of the work, experimental results are presented, which prove the functionality of the method used.

Key words

Vector control, modern methods of the propulsion control, synchronous motor with permanent magnets, signal processor, control system TMS320F28379D.

Obsah

1.	Synchronní motor.....	12
1.1	Konstrukce synchronního motoru.....	13
1.1.1	Stator.....	13
1.1.2	Rotor.....	13
1.2	Princip.....	15
1.3	Řízení PMSM.....	15
1.3.1	Skalární řízení.....	16
1.3.2	Vektorové řízení.....	17
2	Modelování.....	21
2.1	Transformace souřadnic.....	23
2.1	Matematický model PMSM.....	25
2.2	Vytvoření algoritmu pro bezsenzorové vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety.....	27
2.2.1	Pozorovatel rychlosti.....	28
2.2.2	Regulátor proudu.....	31
2.2.3	Regulace rychlosti.....	33
2.2.4	Konečná podoba řídicího algoritmu.....	35
2.3	Modelování.....	37
2.3.1	Test vektorového řízení ve spojitě formě.....	38
2.3.2	Test pozorovatele při autonomním fungování.....	38
2.3.3	Test bezsenzorového vektorového řízení v diskrétní formě.....	40
3	Realizace algoritmu vektorového řízení.....	42
3.1	Zvolený mikrokontroler.....	42
3.2	Programování mikrokontroleru.....	43

3.3	Použitá periferie	44
3.3.1	ADC.....	44
3.3.2	PWM.....	45
3.3.3	GPIO.....	46
3.4	Popis algoritmu vektorového řízení.....	47
4	Experiment	50
4.1	Použitý HW	51
4.2	U/f řízení	52
4.3	Vektorové řízení s pozorovatelem.....	53
5	Závěr	56

Přehled použitých značek

SMPM	– synchronní motor s permanentním magnetem;
DC	– stejnosměrné motory;
ASM	– asynchronní motor;
BLDC	– brushless direct current motor;
L_d	– podélná indukčnost;
L_q	– příčná indukčnost;
SPMSM	– surface permanent magnet synchronous motor;
IPMSM	– interior permanent magnet synchronous motor;
n_1	– je frekvence rotace statorového magnetického pole;
f_1	– frekvence proudu;
p	– počet pólů;
DTC	– přímé řízení momentu;
FOC	– field oriented control
(a-b)	– označení stacionárního souřadnicového systému;
(d-q)	– označení rotujícího souřadnicového systému;
ε_0	– úhlová poloha rotujícího souřadnicového systému (d-q) vzhledem ke stacionárnímu (a-b);
ω_0	– úhlová rychlost otáčení souřadného systému (d-q);
Ω	– úhlová rychlost rotoru;
Ω^*	– požadovaná úhlovou rychlost rotoru;
$\hat{\omega}$	– estimována úhlová rychlost rotoru;
$\tilde{\omega}$	– chyba estimována úhlová rychlost rotoru;
R_1	– odpor statoru;
R_2	– odpor rotoru;
L_1	– indukčnost statoru;
\hat{L}_1	– estimována indukčnost statoru;
L_2	– indukčnost rotoru;

\hat{L}_2	– estimovaná indukčnost rotoru;
J	– moment setrvačnosti;
p_n	– počet párů pólů;
M	– elektromagnetický moment motoru
M^*	– nastavený elektromagnetický moment motoru
\tilde{M}	– chyba točivého momentu
i_a, i_b	– komponenty vektoru proudu statoru v souřadném systému (a-b);
i_d, i_q	– komponenty vektoru proudu statoru v souřadném systému (d-q);
u_a, u_b	– komponenty vektoru napětí statoru v souřadném systému (a-b);
u_d, u_q	– komponenty vektoru napětí statoru v souřadném systému (d-q);
ψ_{1a}, ψ_{1b}	– součásti vazebného vektoru toku statoru v souřadném systému (a-b);
ψ_d, ψ_q	– součásti vazebného vektoru toku statoru v souřadném systému (d-q);

Úvod

Synchronní motor s permanentním magnetem (PMSM) má mnoho výhod, mezi které patří jeho vysoká účinnost, vysoká hustota výkonu a dobrý dynamický výkon, který se široce používá v různých průmyslových a domácích aplikacích. Synchronní motory se díky svým vynikajícím vlastnostem při rotaci výkonných pohonů používají v kompresorech, obráběcích strojích, pístových čerpadlech a v poslední době jsou v průmyslu stále oblíbenější a častěji využívány. Další cílovou aplikací pro PMSM jsou elektromobily. Výhodou PMSM je totiž jejichž malá velikost a robustnost, která je ve srovnání s indukčními nebo stejnosměrnými motory velkou výhodou.

Vývoj synchronních motorů s permanentním magnetem byl umožněn využíváním nových magnetických materiálů (napr. Nd-Fe-B (neodym, železo, bór)). Tyto typy magnetů mají vysokou hustotu energie a vysokou odolnost vůči demagnetizaci. Dříve musel být použit feritový nebo hliníkový nikl-kobaltový magnet. Tyto magnety se vyznačují malou hodnotou remanence a malou koercivitou. Využití takových magnetů vedlo k tomu, že motory měly velké rozměry a byly náchylné k demagnetizaci, pokud bylo řízení proudu motoru nesprávné. Demagnetizační problém byl jedním z důvodů, proč pro řízení byly použity speciální adaptované metody, které omezují rozsah otáček motorů a snižují maximální účinnost [1] [4] [14].

Aby bylo možné využít vlastností moderních magnetických materiálů a využívat tento motor v nových oblastech, je třeba přijmout nový přístup k řízení motorů. Moderní systém řízení motoru by měl poskytovat maximální úspory energie, vysokou přesnost regulace frekvence, optimální regulaci, vysokou spolehlivost a nízké náklady. Takové řídicí systémy jsou postaveny na bázi mikroprocesorů a umožňují dosáhnout vysokého výpočetního výkonu.

Upřednostňovanou metodou pro řízení PMSM je vektorové řízení. Moderní systémy vektorového řízení prošly dlouhou cestou ve vývoji a v současné době jsou mezi systémy elektrického pohonu střídavého proudu nejběžnější. Umožňují jednoduše a efektivně ovládat takové složité objekty jako synchronní motor, což umožňuje výrazně rozšířit jeho možnosti a používat ho v oblastech, kde se tradičně používají stejnosměrné motory (DC) nebo asynchronní motory (ASM).

Důvodem je nejen vývoj nových magnetických materiálů, ale především vývoj výkonové elektroniky, která umožňuje vytváření spolehlivých a relativně levných převodníků, jakož i vývoj mikroelektroniky s velkým výpočetním výkonem, která je schopna implementovat řídicí algoritmy téměř jakékoli složitosti. Proto vysoce kvalitní synchronní vektorové řízení je nyní v podstatě technickým standardem.

Účelem této diplomové práce je prozkoumat bezsensorové vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety, čehož bude dosaženo provedením literární rešerše o existujících strategiích řízení a implementací některých z nich v simulačním nástroji Simulink.

Dalším cílem této práce je implementace bezsensorového vektorového řízení motoru založeného na mikrokontroleru, který splňuje moderní vysoké technologické požadavky.

Závěrem bude ověřena funkčnost i správnost vytvořeného algoritmu vektorového řízení experimentem.

1. Synchronní motor

Synchronní motor s permanentním magnetem (PMSM) je díky svým vysokým provozním charakteristikám nejvhodnějším strojem v rozsahu malých a středních výkonů. PMSM disponuje jednoduchým designem, vysokou účinností a vysokou spolehlivostí. Výkonová (momentová) přetížitelnost až 6,5 a neexistují žádná omezení pro provoz v brzdovém režimu. Synchronní motory jsou zvláště užitečné v aplikacích vyžadujících přesné řízení rychlosti nebo polohy. Rychlost je nezávislá na zatížení, motor má nízký vnitřní moment setrvačnosti, nízkou úroveň elektromagnetického rušení a vysokou požární bezpečnost. Motor má dobrou účinnost v aplikacích s nízkou rychlostí.

Synchronní motory podobně jako další stroje jsou reverzibilní, což znamená, že zvládnou pracovat jako motor i jako generátor. V současnosti jsou ale vyráběny pouze stroje určené pro jeden z těchto režimů. Vlastnosti stroje je totiž třeba přizpůsobit jeho využití, jelikož režimy motoru a generátoru kladou odlišné požadavky na konstrukční řešení.

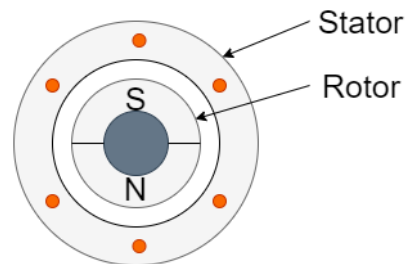
Současně mají synchronní elektromotory s permanentními magnety ve srovnání s ostatními elektromotory lepší parametry výkon/hmotnost a moment/setrvačnost. Studie ukázaly, že PMSM má účinnost asi o 2 % vyšší než vysoce účinný (IE3) asynchronní elektrický motor, za předpokladu, že stator má stejnou konstrukci a pro řízení se používá stejný frekvenční měnič [9].

Synchronní elektrické motory s permanentními magnety jsou hlavním typem moderních hnacích motorů vhodných pro širokou škálu využití, jako je kovoobrábění, robotika, flexibilní výrobní moduly, vojenské vybavení a další. Postupně nahradily stejnosměrné motory, čímž zajistily zvýšení dynamických vlastností systémů a jejich spolehlivosti a současně snížení potřeby údržby elektrického stroje. Vzhledem k absenci ztrát v železe je PMSM vhodný pro použití v elektrických vozidlech. Většina moderních domácích robotů a ventilačních systémů, používá nastavitelné BLDC motory kvůli jejich dobrým hmotnostním, rozměrovým charakteristikám a nízkému elektromagnetickému šumu ve srovnání se stejnosměrnými motory [1], [4].

Existují také speciální synchronní mikromotory s výkonem od zlomků wattů do několika desítek wattů, které se používají v automatizačních obvodech, zvukové nahrávky, pro rotující

pásky samočisticích zařízení a v jiných případech vyžadujících přesnou konstantní rychlost rotace.

1.1 Konstrukce synchronního motoru



Obrázek č. 1: Konstrukce synchronního motoru

Synchronní motor s permanentním magnetem, stejně jako jakýkoli rotující elektrický motor, sestává z rotoru a statoru. Stator je pevná část, rotor je rotující část. Ve většině elektrických motorů je rotor umístěn uvnitř statoru. Elektromotory, ve kterých je rotor umístěn mimo stator, se nazývají elektromotory s vnějším rotorem.

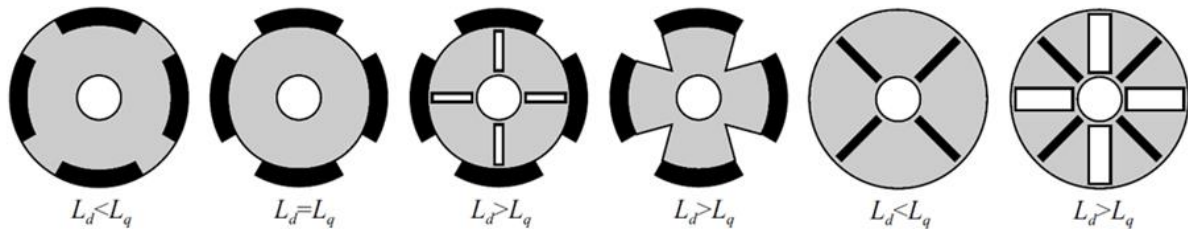
1.1.1 Stator

Stator je obvykle s trojfázovým vinutím podobným asynchronním motorům. Stator je složen z tenkých plechů z technické oceli, obvykle 0,5 mm silné. Stator má tvar dutého válce s drážkami podél vnitřního poloměru. Desky jsou izolovány lakem, aby se snížily ztráty v železe. V drážkách je umístěno vinutí z měďného drátu, jehož konce jsou vyvedeny na svorkovnici sloužící k napájení motoru. Stator motoru je obvykle napájen třífázovým střídavým proudem z frekvenčního měniče.

1.1.2 Rotor

Rotor se skládá z permanentních magnetů. Jako permanentní magnety se používají materiály s vysokou hnací silou. Stejně jako v ostatních motorech na střídavý proud je rotor vyroben z potažené elektrické oceli, aby se snížily ztráty vířivými proudy. Podle konstrukce rotoru se

synchronní motory s permanentními magnety dělí na elektrické motory se hladkým rotorem a elektrické motory s vyniklými póly [1]. Elektrický motor s hladkým rotorem má stejnou podélnou a příčnou indukčnost ($L_d = L_q$), zatímco u elektromotoru s vyniklými póly není příčná indukčnost rovna podélné $L_q \neq L_d$. Na obrázku X jsou zobrazeny řezy rotorů s různými poměry L_d/L_q :



Obrázek č. 2: Řezy rotorů s různými poměry L_d/L_q . Magnety jsou označeny černě [4]

Podle konstrukce rotoru se dělí také na:

- synchronní motor s permanentními magnety na povrchu (anglický SPMSM – surface permanent magnet synchronous motor);
- synchronní motor se zabudovanými permanentními magnety (anglický IPMSM – interior permanent magnet synchronous motor).



Obrázek č. 3: Řezy rotory s permanentními magnety na povrchu a zabudovanými [4]

Oba tyto způsoby umístění mají svoje výhody i nevýhody. Magnety namontované na povrch nevydrží vysokou rotační rychlost kvůli vysokým odstředivým silám, které oddělují magnety od rotoru. Na druhou stranu podpovrchové magnety musí být vzájemně izolovány štěrbinami nebo nemagnetickým materiálem, aby se zabránilo magnetickému zkratu. Rotor s povrchovými magnety má širokou magnetickou vzduchovou mezeru [1] [4], což má za následek nízkou magnetizační indukčnost a ovlivňuje elektromagnetické vlastnosti strojů. U rotoru se zabudovanými magnety může být vzduchová mezera menší a magnetizační indukčnost vyšší, což zlepšuje ovladatelnost stroje [14].

1.2 Princip

Princip činnosti synchronního elektrického motoru je založen na interakci rotujícího magnetického pole statoru a konstantního magnetického pole rotoru. Na vinutí statoru je přivedeno střídavé třífázové napětí, což vytváří v těchto vinutích točivé magnetické pole. Frekvence otáčení tohoto pole je přímo úměrná frekvenci střídavého proudu f_1 a nepřímo úměrná počtu pólů trojfázového vinutí:

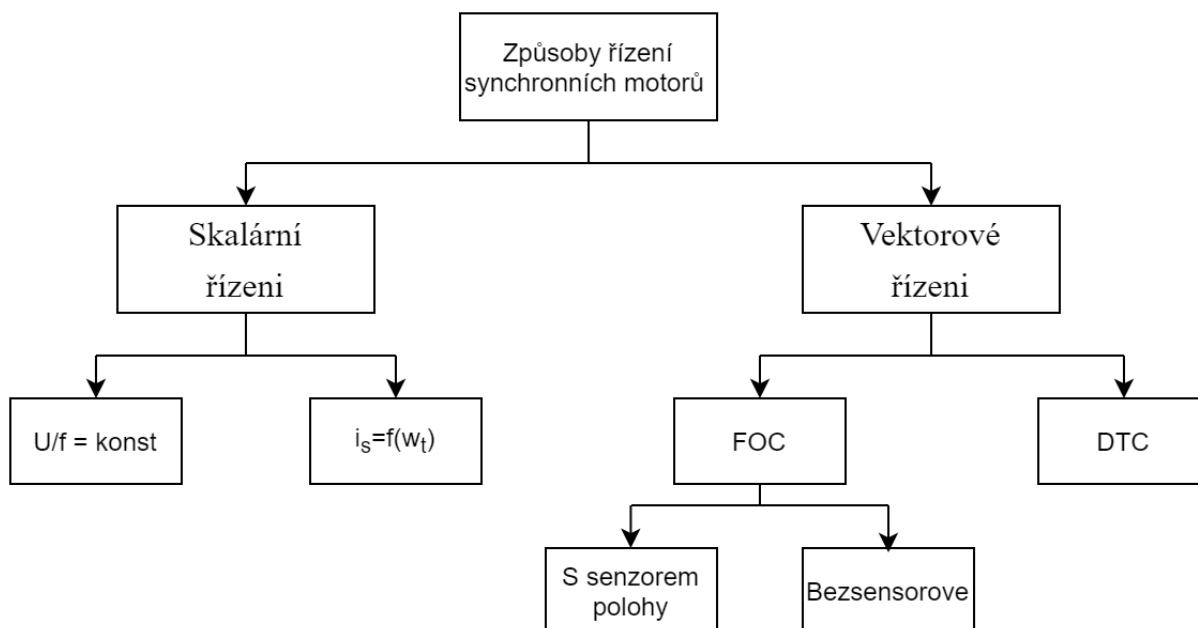
$$n_1 = \frac{f_1 \cdot 60}{p}$$

kde n_1 je frekvence rotace statorového magnetického pole, otáčky/min, f_1 – frekvence proudu, Hz, p – počet pólů.

Permanentní magnety umístěné na rotoru vytvářejí konstantní magnetické pole. Póly rotoru s póly statoru na sebe působí tak, že póly rotoru se vzájemně přitahují s protipóly statoru a naopak se odpuzují od pólů statoru, které jsou stejného druhu. Magnetické pole rotoru, které interaguje s točivým magnetickým polem statoru, podle Ampérova zákona vytváří moment, který způsobuje rotaci rotoru. Na rozdíl od asynchronního motoru, rychlost rotoru v synchronním motoru nezávisí na zatížení a je rovna rychlosti pole statoru. Pokud se rotor motoru začne otáčet s frekvencí nižší, než je frekvence otáčení pole statoru, nastane situace, při které budou magnetické póly rotoru umístěny naproti pólu stejného jména rotačního pole statoru. V tomto případě bude spojení mezi póly statoru a rotoru přerušeno kvůli jejich vzájemnému odpuzování. Pro spouštění a napájení PMSM se nejčastěji používá frekvenční měnič [4].

1.3 Řízení PMSM

Frekvenční měnič je zapotřebí u pohonu synchronních motorů, aby mohly vyvíjet při svém chodu různé rychlosti. Obecné metody řízení jsou uvedeny na obrázku č. 4:



Obrázek č. 4: Způsoby řízení synchronních motorů [27]

Metody řízení elektrických motorů lze rozdělit do dvou hlavních kategorií podle toho, jaké veličiny řídí. Skalární řídicí algoritmy řídí pouze velikost a frekvenci napěťových, proudových a tokových vektorů, zatímco algoritmy vektorového řízení řídí jak velikost, tak i okamžité polohy vektorů. Tyto dvě hlavní metody lze dále rozdělit na řadu různých metod v závislosti na jejich funkčnosti.

1.3.1 Skalární řízení

Nejjednodušší metodou pro řízení PMSM je skalární řízení, kdy je udržován konstantní vztah mezi napětím a frekvencí. Frekvence je nastavena podle požadované synchronní rychlosti a velikost napětí je upravena tak, aby poměr mezi nimi byl konstantní. Nevyužívá se žádná kontrola polohy, proto je řízení označováno skalární. Metoda používá řízení s otevřenou smyčkou bez zpětné vazby na parametry motoru nebo jeho polohu. Díky tomu je metoda snadno implementovatelná s nízkými nároky na výpočetní výkon řídicího hardwaru, ale její jednoduchost má také řadu nevýhod. Jednou z nich je nestabilita pohonného systému po překročení určité frekvence. K překonání tohoto musí být rotor konstruován s tlumivými vinutími, aby byla zajištěna synchronizace rotoru s elektrickou frekvencí, čímž se omezí počet konstrukčních možností pro rotor. Dalším nedostatkem zpětné vazby je nízký dynamický výkon

systemů, který omezuje použití toho způsobu řízení, např. v pohonech ventilátorů a čerpadel. Pro aplikace vyžadující vysoký dynamický výkon se doporučuje vektorové řízení [13] [14].

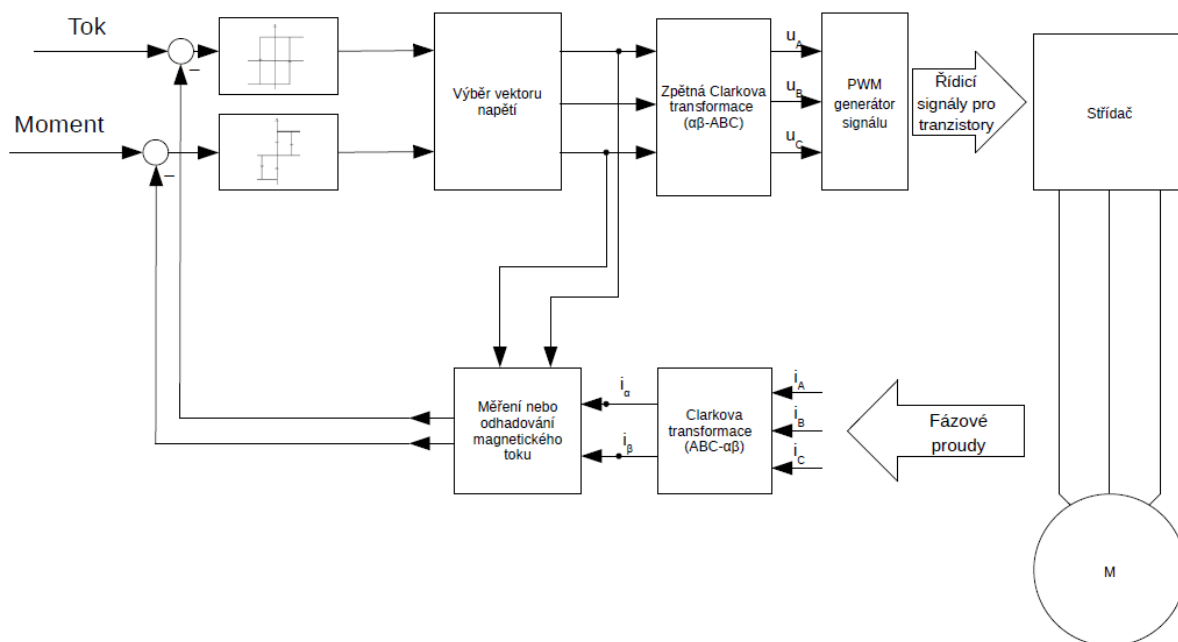
1.3.2 Vektorové řízení

S řízením velikosti a frekvence napěťových a proudových vektorů je možné dosáhnout vyššího dynamického výkonu pohonného systému, než může nabídnout skalární řízení. Vektorové řízení má vyšší přesnost a rozsah při regulaci rychlosti, rychlejší reakce na možné změny zatížení atd. Vektorové řízení můžeme rozdělit na vektorově orientované řízení (anglicky *field-oriented control* /FOC/) a přímé řízení točivého momentu (anglicky *direct torque control* /DTC/).

1.3.2.1 Přímé řízení momentu (DTC)

Metoda přímého řízení točivého momentu (DTC) byla navržena a implementována v polovině 90. let společností ABB [3]. Výhodou této metody řízení ve srovnání s FOC je její jednodušší struktura. Kromě toho má tento systém řadu dalších výhod: není nutná žádná transformace souřadnic, má dobrou dynamiku, nevyžaduje snímač polohy (bezsenzorové ovládání). Metoda má však několik vážných nevýhod – obtížná kontrola momentu při malých rychlostech, úhlech zatížení dochází k pulzacím momentů a kolísání rychlosti rotoru, vysoké zvlnění proudu a točivého momentu, proměnná spínací frekvence, vysoká hladina šumu při nízké rychlosti.

Hlavním principem DTC je výběr vektoru napětí na základě chyby mezi požadovanými a skutečnými hodnotami točivého momentu odhadu polohy, který rozděluje jednu elektrickou otáčku do šesti sektorů v závislosti na úhlu spojení toku [9]. Základní schéma pro DTC je vidět na obrázku 5.

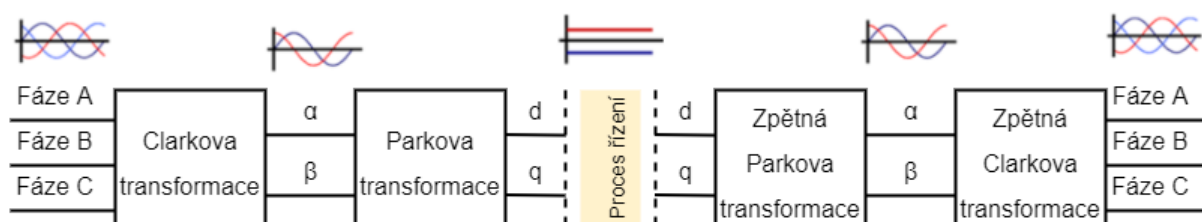


Obrázek č. 5: Obecné bloková schéma DTC řízení, nakresleno na základě [10] [14]

1.3.2.2 Field Oriented Control (FOC)

Hlavní myšlenkou vektorového řízení je řídit nejen velikost a frekvenci napájecího napětí, ale také okamžitou polohu vektoru magnetického pole v prostoru.

Na obrázku 6 jsou zobrazeny signály v různých fázích převodu:



Obrázek č. 6: Signály v různých fázích převodu

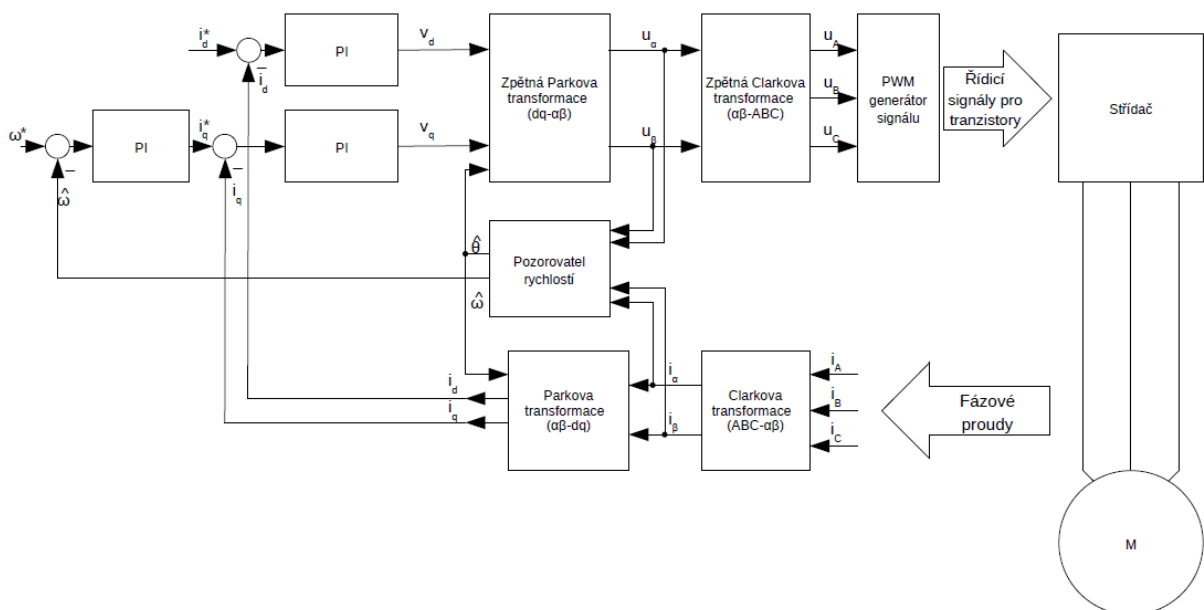
Okamžité hodnoty statorových proudů jsou převedeny na dq rotujícího souřadného systému pomocí Parkovy transformace $\alpha\beta/dq$. Pole je řízeno prostřednictvím složky podélného proudu I_d , zatímco točivý moment je řízen prostřednictvím složky laterálního proudu I_q . Inverzní parková transformace ($dq / \alpha\beta$), matematický souřadnicový transformační modul, vypočítává referenční komponenty napěťového vektoru V_α a V_β , které jsou pak pomocí inverzní Clarkovy

transformace převedeny na třífázové napětí. Podrobněji převody mezi soustavami budou popsány v další kapitole.

Význam rotujícího souřadnicového systému je ten, že pro řízení řídicí systém používá souřadnice rotující společně s řízeným vektorem. Protože se řízený vektor neotáčí vzhledem k souřadnému systému, jeho amplituda a fáze jsou určeny pouze dvěma skalárními veličinami - jeho projekcemi na osy d a q.

K provedení transformací je nutné znát úhel natočení systému, tzn. polohu rotoru motoru. K určení polohy rotoru se používá buď snímač polohy rotoru nainstalovaný v elektromotoru, nebo bezsenzorový řídicí algoritmus implementovaný v řídicím systému, který vypočítává informace o poloze rotoru v reálném čase na základě údajů dostupných v řídicím systému.

Podle způsobu určení polohy rotoru lze vektorové řízení rozdělit na klasické vektorové řízení se senzorem polohy a bezsenzorové vektorové řízení. Níže je vyobrazen algoritmus bezsenzorového vektorového řízení:



Obrázek č. 7: Obecné bloková schéma bezsenzorového vektorového řízení, nakresleno na základě [10] [14]

Pro implementaci vektorového řízení se měří okamžité hodnoty proudů ve třech fázích motoru. Poté se změřené proudy transformují nejprve z trojfázového systému na kartézskou soustavu (Clarkeova transformace) a poté z kartézské na rotační soustavu (Parkova transformace). Díky tomu získáme dva aktuální signály - I_d a I_q . Pro regulaci proudů jsou

použity dva proporcionální integrační regulátory. Signály z výstupů regulátorů jsou převedeny zpět do kartézského souřadného systému (inverzní Parkova transformace). Zpětná Clarkova transformace vypočítává třífázové napětí, které pak pomocí PWM generátoru bude převedeno na potřebné spínací časy výkonových tranzistorů a spínací posloupnost, pro implementaci vypočítaného proudového vektoru v prostoru, tj. přímo ve vinutí motoru. Regulátorem otáček, který udržuje specifikovanou rychlost hřídele motoru, je proporcionální integrační regulátor. Signál referenční rychlosti je externí signál nastavený uživatelem nebo nadřazeným řídicím systémem. Zpětná vazba rychlosti je signál úměrný aktuální rychlosti motoru, vypočtený pomocí pozorovatele [2].

Vektorový řídicí systém je v podstatě systém řízení momentu motoru. Ve skutečnosti je z rovnice mechanické rovnováhy motoru známo, že hřídel motoru se otáčí konstantní rychlostí, pokud je točivý moment vyvíjený motorem a moment odporu zátěže stejné. Jinak motor buď zrychlí, nebo zpomalí. Krouticí moment motoru je vytvářen interakcí mezi rotorovým a statorovým tokem.

K určení úhlu rotace rotoru se používá tzv. pozorovatel. Vypočítává aktuální polohu rotoru a rychlost na základě naměřených hodnot okamžitých proudů a napětí motoru. Všechny výpočty provádí na základě matematického modelu motoru. Pozorovatel stavu je jednou z nejsložitějších součástí vektorového řídicího systému [16].

2 Modelování

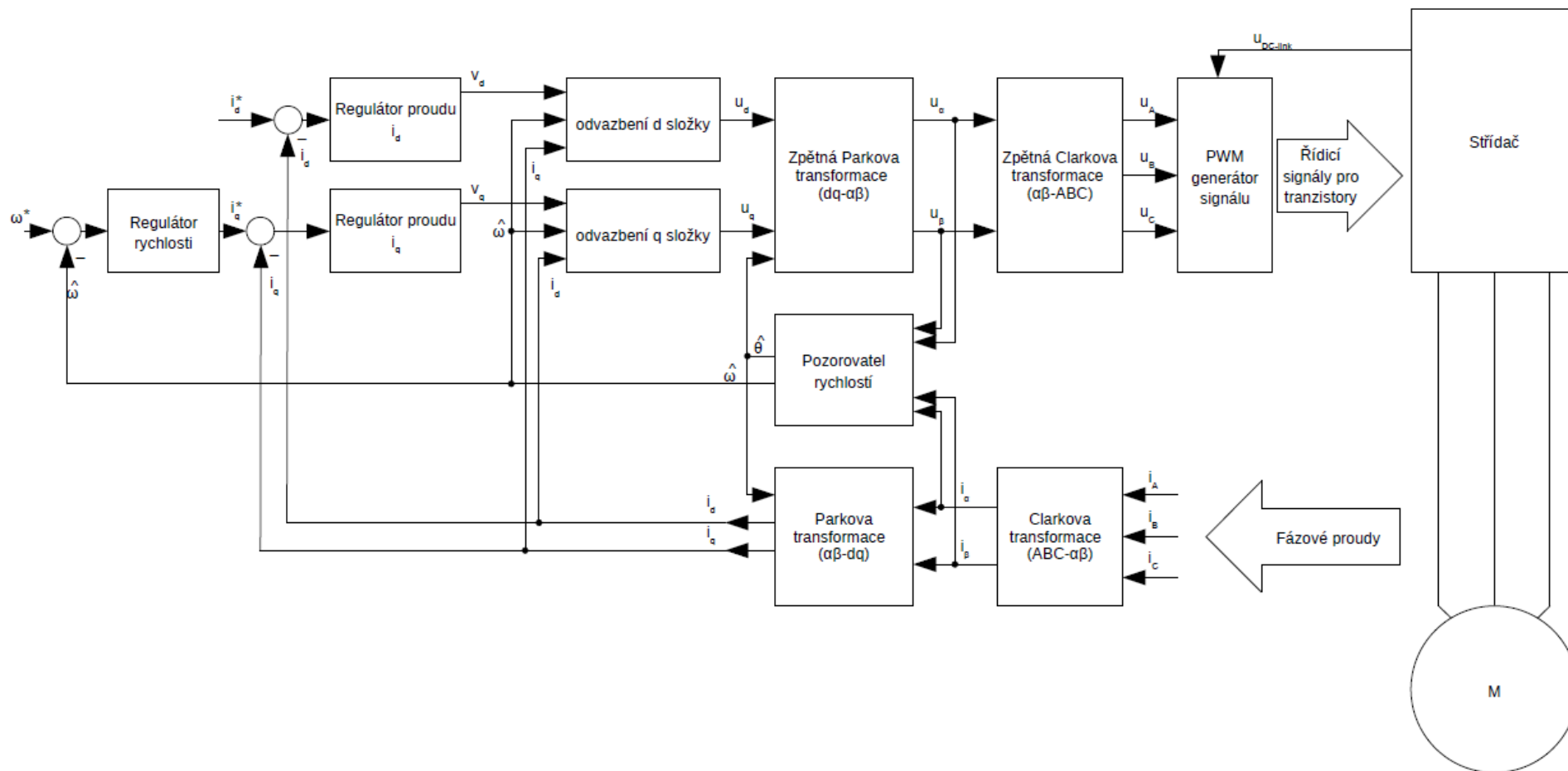
Následující kapitola je věnovaná vytvoření matematického modelu bezsenzorového vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM – Permanent magnet synchronous motor). Princip a struktura vektorového řízení byli obecně popsáni v předchozí kapitole. V této kapitole se budeme zabývat matematickým zápisem vektorového řízení.

Všechny simulace byly implementovány v Simulink. Simulink je nadstavba MATLABu pro simulaci a modelování dynamických systémů. Software poskytuje interaktivní grafické prostředí a velkou sadu blokových knihoven, které uživateli umožňují navrhovat, simulovat, implementovat a testovat různé matematické systémy. To usnadňuje vizualizaci a rychlý vývoj řídicího systému na rozdíl od tradičního kódu C nebo Matlab.

Blokové schéma algoritmu bezsenzorového vektorového řízení PMSM je zobrazeno na obrázku č. 8. Vyobrazená ilustrace je rozdělena na dvě části – výkonovou a řídicí. První z nich, výkonovou, představuje střídač a dále synchronní motor („M“) s připojenými senzory elektrického proudu. Tyto senzory jsou schopné snímat elektrický proud ve 2 i 3 fázích. V situaci, kdy máme omezený počet snímačů nebo mikrokontroler má omezeny počet analogových vstupů, lze pro měření fázových proudů využít jen dvě fáze a třetí fázi dopočítat. Druhá část, která je část řídicí, obsahuje celou řadu bloků, ve většině případů regulátorů. Řídicí část je implementována v mikrokontroleru. Takové řešení přináší výhody, jelikož postačí pouze mikrokontroler bez potřeby dalšího hardwaru. Systém řízení má typickou kaskádovou strukturu.

Pro realizaci orientace systému řízení podle vektoru proudu rotoru bylo zavedena v systém řízení přímá ($\alpha\beta$ -dq) a zpětná (dq- $\alpha\beta$) Parkova transformace. Pro transformaci třífázových proměnných do 2-fázové se používá Clarkova transformace (ABC- $\alpha\beta$).

Vstupy do systému řízení jsou: zadána rychlost ω^* , signály ze senzorů proudu i_A , i_B , i_C pro realizace proudové zpětné vazby a také napětí $U_{dc-link}$, které je nutné pro výpočet délky PWM signálů. Výstupy jsou 6 řídicích signálů pro tranzistory.



Obrázek č. 8: Bloková schéma bezsensorového vektorového řízení, nakresleno na základě [10] [14]

2.1 Transformace souřadnic

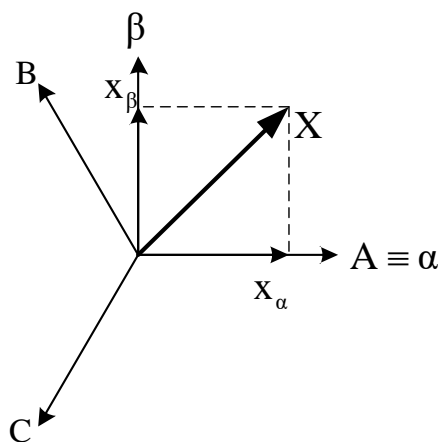
Reálný synchronní motor s permanentním magnetem (PMSM) má obvykle třífázové vinutí, i když existují i jiné varianty jako pětifázové motory v letectví apod. Matematické modelování takového systému může být složité. Pro zmenšení množství výpočtů a unifikaci systémů řízení se používá Clarkova (alpha-beta) transformace pro třífázové motory. V případě symetrického třífázového systému je transformace zapsána následujícím způsobem [2]:

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{T} \mathbf{x}_{ABC} \quad (1)$$

Zpětná transformace je zapsána vzorcem:

$$\mathbf{T}^{-1} = \mathbf{T}_{2 \rightarrow 3} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \quad (2)$$

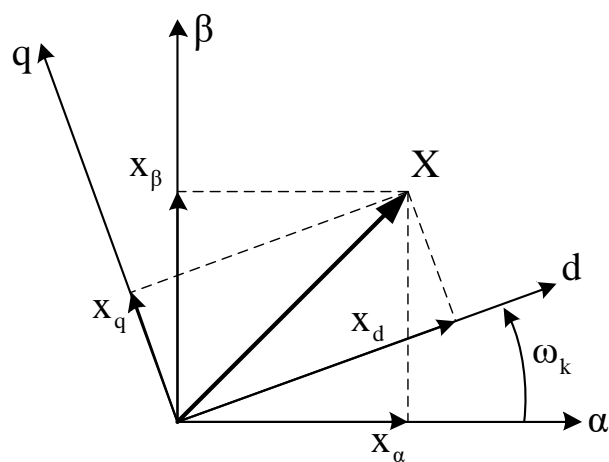
Na obrázku č. 9 je znázorněna grafická interpretace Clarkovy transformace.



Obrázek č. 9: Clarkova transformace v třífázovém systému [2]

System získaný po takové transformaci reflektuje dynamické a statické procesy v motoru s vysokou přesností bez zbytečných výpočtů. Vedle Clarkovy transformace, která mění vícefázový (tři nebo více fází) systém na dvoufázový systém, existuje i Parkova transformace (známá také jako „direct-quadrature“ nebo „transformace d-q“) umožňující přechod na signály, které se chovají jako stejnosměrný signál (DC)[3]. Parkova transformace v případě PMSM umožňuje zbavit se závislosti na poloze rotoru.

Na rozdíl od Clarkovy transformace se stacionárním souřadným systémem, souřadný systém d-q je spjat se soustavou rotoru a otáčí se jeho rychlostí. (viz obrázek č. 10).



Obrázek č. 10: Stavový vektor ve statickém (α - β) a rotujícím se (d-q) souřadném systému [3]

V souladu s obrázkem č.9, Parkova transformace je definována jako [3]:

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_k & \sin \theta_k \\ -\sin \theta_k & \cos \theta_k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}, \quad (3)$$

kde θ_k úhlová poloha systému (d-q) vzhledem k statickému systému (α - β) a vypočítává se jako:

$$\theta_k = \int_0^t \omega_k d\tau \quad (4)$$

Zpětná Parková transformace vychází z rovnice 3 v podobě:

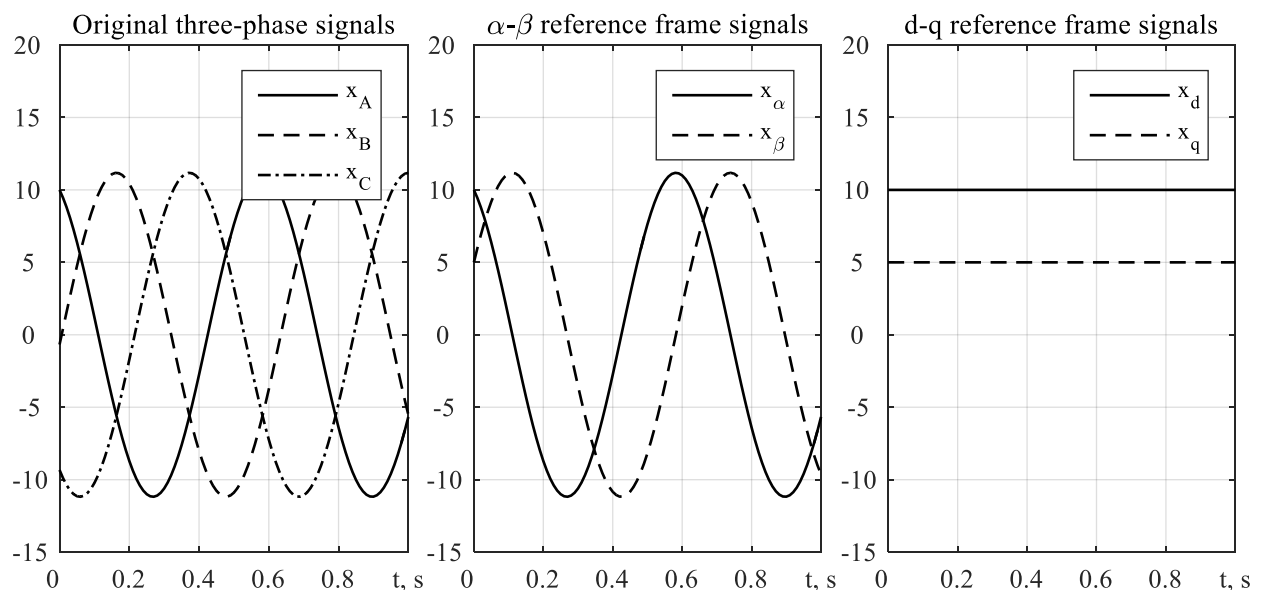
$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_k & -\sin \theta_k \\ \sin \theta_k & \cos \theta_k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Souřadný systém (d-q) se otáčí vždy rychlostí rotoru. Pokud je rychlost rotoru a magnetického pole statoru stejná, pak se jedná o synchronní rychlost.

Na tomto místě lze prezentovat obě transformace (1), (3) pro libovolný symetrický třífázový systém:

$$\mathbf{x}_{ABC} = (X_{\max} \cos(\omega t + \varphi_0), X_{\max} \cos(\omega t + \varphi_0 - 2\pi/3), X_{\max} \cos(\omega t + \varphi_0 + 2\pi/3))^T \quad (6)$$

Obrázek č.11 graficky znázorňuje obě zmíněné transformace:



Obrázek č. 11: Ilustrace Clarkovy a Parkovy transformace

2.1 Matematický model PMSM

Matematický model PMSM je odvozen na základě těchto zjednodušení [1] [4] [14] [15]:

- magnetické pole, které je vytvářeno vinutími, je sinusoidálně rozloženo podél vzduchové mezery;
- motor neakumuluje potenciální energii;
- ztráty v magnetickém systému jsou zanedbatelné;
- vinutí statoru jsou symetrická;
- na rotoru nejsou žádná tlumící vinutí.

Matematický model PMSM v souřadném systému (d-q) lze obecně zapsat takto [1]:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}i_d &= \frac{1}{L_d} \left(u_d - R_s i_d + \frac{Np}{2} \omega L_q i_q \right) \\
\frac{d}{dt}i_q &= \frac{1}{L_q} \left(u_q - R_s i_q - \frac{Np}{2} \omega L_d i_d - \frac{Np}{2} \omega \lambda_m \right) \\
\frac{d}{dt}\omega &= \frac{1}{J} (T_e - T_L - B_m \omega) \\
\frac{d}{dt}\theta &= \omega
\end{aligned} \tag{7}$$

kde

- u_d, u_q – komponenty vektorového napětí statoru;
- i_d, i_q – komponenty vektorového proudu statoru;
- L_d, L_q – indukčnost statoru podél osy d a q;
- R_s – fázový odpor statoru;
- Np – počet pólů;
- ω, θ – úhlová rychlost rotoru a úhlová poloha;
- λ_m – proud, vytvořený magnety;
- T_L – vnější zatěžovací moment;
- B_m – koeficient viskózního tření;
- J – celkový moment setrvačnosti rotoru a zatížení;
- T_e – elektromechanický moment, který se počítá takto:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{Np}{2} (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \tag{8}$$

2.2 Vytvoření algoritmu pro bezsenzorové vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety

Na základě modelu motoru (7) předpokládejme, že:

- proudy statorového vinutí se měří;
- parametry synchronního motoru jsou známy a konstantní;
- zatížení je konstantní, omezené, ale neznámé;
- změna rychlosti během jedné iterace je minimální.

Na základě daných předpokladů je potřeba vytvořit algoritmus pro bezsenzorové vektorové řízení synchronního motoru, který by poskytoval:

- 1) asymptotické regulování rychlosti motoru:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\omega^* - \omega) = 0 \quad (9)$$

kde ω^* – určená rychlost;

- 2) asymptotické odhadování rychlosti motoru:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{\omega} - \omega) = 0 \quad (10)$$

kde $\hat{\omega}$ – estimovaná (odhadovaná) rychlost;

- 3) asymptotické odhadování polohy rotoru:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{\theta} - \theta) = 0 \quad (11)$$

kde $\hat{\theta}$ – estimovaná poloha rotoru;

- 4) kaskádovou strukturu řídicího systému s vnějším obvodem regulování rychlosti a vnitřním obvodem regulování proudu.

2.2.1 Pozorovatel rychlosti

Základní myšlenka vytvoření pozorovatele rychlosti spočívá v tom, že v ustáleném stavu je rychlost motoru přímo úměrná jeho indukovanému napětí. Pro stroje s vyniklými póly – modul vektoru indukovaného napětí může být reprezentován následujícím způsobem [7]:

$$|\vec{e}| = (L_d - L_q) \left(\frac{Np}{2} \omega i_d - \frac{d}{dt} i_q \right) + \frac{Np}{2} \omega \lambda_m. \quad (12)$$

Z rovnice vyplývá, že pro stroje s hladkým rotorem ($L_d = L_q$) odhad rychlosti může být jednoduše získán z odhadu module indukovaného napětí pomocí dělení jeho hodnoty konstantním koeficientem proporcionality $Np \cdot \lambda_m / 2$. Nicméně pro stroje s vyniklými póly je úloha zkomplikována existencí dodatečného členu. Zároveň s tím, pro ustálenou dynamiku proudů $\frac{d}{dt} (i_d \quad i_q) \rightarrow 0$ a $i_d \neq 0$, proporcionalita mezi indukovaným napětím a rychlostí zůstává stejná [7]:

$$|\vec{e}| = f(i_d, \omega) \cdot \omega \quad (13)$$

Z výše uvedeného vyplývá, že pomocí sestavení pozorovatele indukovaného napětí a jeho modifikací lze získat univerzální pozorovatel rychlosti. Daný pozorovatel bude schopen fungovat jak se strojem s vyniklými póly, tak i se strojem s hladkým rotorem.

Přepíšeme-li rovnice proudového podsystemu v obecném tvaru (stroj s vyniklými póly) do souřadnicového systému (α - β) získáme následující [7]:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} -R_s & -\frac{Np}{2} \omega (L_d - L_q) \\ \frac{Np}{2} \omega (L_d - L_q) & -R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} \quad (14)$$

kde $(e_\alpha, e_\beta)^T$ – části vektoru indukovaného napětí motoru,

$(u_\alpha, u_\beta)^T$ – části vektoru napětí statoru,

$(\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta)^T$ – části vektoru proudu statoru,

Indexy α a β znamenají, že dané části vektorů odpovídají souřadnicovému systému (α - β). Daný systém se jednoduše transformuje pro stroj s hladkým rotorem pomocí náhrady $L_d = L_q = L_s$.

Dynamika indukovaného napětí může být zapsána následující maticovou diferenciální rovnicí [7]:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \frac{Np}{2} \omega \begin{pmatrix} -e_\beta \\ e_\alpha \end{pmatrix} \quad (15)$$

Pro odhad indukovaného napětí bude použit Luenbergerův pozorovatel, který pro daný systém může být zapsán v následující podobě [21] [22]:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{\alpha\beta} + \mathbf{K} \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \quad (16)$$

kde $\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = (\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta, \hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta)^T$ – části pozorovaných projekcí proudu a indukovaného napětí;

$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = (\mathbf{u}_\alpha, \mathbf{u}_\beta)^T$ – části vektoru statorového napětí;

$\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = (\mathbf{i}_\alpha - \hat{i}_\alpha, \mathbf{i}_\beta - \hat{i}_\beta)^T$ – chyby estimace proudů;

A – systémová matice se rovná

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -R_s/L_d & 0 & -1/L_d & 0 \\ 0 & -R_s/L_d & 0 & -1/L_d \\ 0 & 0 & 0 & -Np \cdot \hat{\omega}/2 \\ 0 & 0 & Np \cdot \hat{\omega}/2 & 0 \end{pmatrix};$$

B – matice řízení se rovná

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_d \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

\mathbf{K} – matice zpětné vazby se rovná

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_1 \\ k_2 & 0 \\ 0 & k_2 \end{pmatrix}$$

Daný pozorovatel je asymptoticky stabilní při $k_1 > 0$ a $k_2 = 1/L_d$ [8]. Kromě toho zavedení zpětných vazeb snižuje negativní vliv, který je přinášen možnou parametrickou neurčitostí, a zvyšuje robustnost pozorovatele.

Dále může být použit QPLL (anglický *quadrature phase lock loop*) na základě PI regulátoru pro získání rychlosti a úhlové polohy. Výhodou daného způsobu je doplňková filtrace signálu rychlosti a možnost adaptace ke změně koeficientu proporcionality mezi indukovaným napětím a rychlostí. Pro získání stálého pásma propustnosti QPLL se provádí normalizace vektoru estimovaného indukovaného napětí v následující podobě [7]:

$$\begin{aligned} \hat{e}_{n\alpha} &= \hat{e}_\alpha / \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \\ \hat{e}_{n\beta} &= \hat{e}_\beta / \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \end{aligned} \quad (17)$$

Následně se QPLL zapíše jako [7]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}} &= \hat{\omega} = k_{pPLL} \left(-\hat{e}_\alpha \cos(Np \cdot \hat{\theta}/2) - \hat{e}_\beta \sin(Np \cdot \hat{\theta}/2) \right) + x_{PLL} \\ \dot{x}_{PLL} &= k_{iPLL} \left(-\hat{e}_\alpha \cos(Np \cdot \hat{\theta}/2) - \hat{e}_\beta \sin(Np \cdot \hat{\theta}/2) \right) \end{aligned} \quad (18)$$

kde k_{pPLL}, k_{iPLL} jsou kladné koeficienty PI regulátoru v sestavě QPLL spojené následující rovnicí [7]:

$$\begin{aligned} k_{iPLL} &= \omega_{0PLL}^2 \\ k_{pPLL} &= 2\xi\omega_{0PLL} \end{aligned} \quad (19)$$

kde ω_{0PLL} – pásmo propustnosti QPLL a ξ – tlumení (typické $\xi = \sqrt{2}/2$).

Výsledná rovnice dynamiky pozorovatele rychlosti na základě pozorovatele indukovaného napětí, který je modifikován QPLL, vypadá takto:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_\alpha &= -\frac{R_s}{L_d}\hat{i}_\alpha - \frac{1}{L_d}\hat{e}_\alpha + \frac{1}{L_d}u_\alpha + k_1(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\ \dot{\hat{i}}_\beta &= -\frac{R_s}{L_d}\hat{i}_\beta - \frac{1}{L_d}\hat{e}_\beta + \frac{1}{L_d}u_\beta + k_1(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \dot{\hat{e}}_\alpha &= -Np \cdot \hat{\omega}/2 \cdot \hat{e}_\beta + k_2(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\ \dot{\hat{e}}_\beta &= Np \cdot \hat{\omega}/2 \cdot \hat{e}_\alpha + k_2(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \hat{e}_{n\alpha} &= \hat{e}_\alpha / \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \\ \hat{e}_{n\beta} &= \hat{e}_\beta / \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \\ \dot{\hat{\theta}} &= \hat{\omega} = k_{pPLL} \left(-\hat{e}_\alpha \cos(Np \cdot \hat{\theta}/2) - \hat{e}_\beta \sin(Np \cdot \hat{\theta}/2) \right) + x_{PLL} \\ \dot{x}_{PLL} &= k_{iPLL} \left(-\hat{e}_\alpha \cos(Np \cdot \hat{\theta}/2) - \hat{e}_\beta \sin(Np \cdot \hat{\theta}/2) \right) \end{aligned} \quad (20)$$

2.2.2 Regulátor proudu

Dále se podíváme se na rovnice dynamiky proudů:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_d &= \frac{1}{L_d} \left(u_d - R_s i_d + \frac{Np}{2} \omega L_q i_q \right) \\ \frac{d}{dt}i_q &= \frac{1}{L_q} \left(u_q - R_s i_q - \frac{Np}{2} \omega L_d i_d - \frac{Np}{2} \omega \lambda_m \right) \end{aligned} \quad (21)$$

Daný systém lze linearizovat pomocí následující zpětné vazby [23] [24] [25]:

$$\begin{aligned} u_d &= -\frac{Np}{2}\hat{\omega}L_q i_q + v_d \\ u_q &= \frac{Np}{2}\hat{\omega}L_d i_d + \frac{Np}{2}\hat{\omega}\lambda_m + v_q \end{aligned} \quad (22)$$

kde v_d, v_q – nové ovládací prvky.

Spojením těchto rovnic (21) a (22) získáváme výsledek:

$$\begin{aligned} v_d &= L_d \frac{d}{dt} i_d + R_s i_d + \frac{Np}{2} \tilde{\omega} L_q i_q \\ v_q &= L_q \frac{d}{dt} i_q + R_s i_q - \frac{Np}{2} \tilde{\omega} L_d i_d - \frac{Np}{2} \tilde{\omega} \lambda_m \end{aligned} \quad (23)$$

kde $\tilde{\omega} = \hat{\omega} - \omega$ – chyba odhadu rychlosti.

Se správnou prací pozorovatele rychlosti $\tilde{\omega} \rightarrow 0$. S ohledem na to je poslední rovnice zjednodušená a lze ji přivést na následující přenosové funkce:

$$\begin{aligned} V_d(s) &= R_s (1 + T_d s) I_d(s) \\ V_q(s) &= R_s (1 + T_q s) I_q(s) \end{aligned} \quad (24)$$

kde $T_d = L_d/R_s, T_q = L_q/R_s$ – časové konstanty odpovídajících proudových obvodů.

Obvody regulování proudů jsou vyladěny na modulární optimum (anglický *magnitude optimum approach*).

Převodová funkce PI regulátorů je psána ve formě [26]:

$$G_{cd}(s) = \frac{V_d(s)}{I_d^* - I_d} = k_{Id} \left(\frac{T_{Id}s + 1}{T_{Id}s} \right) = \frac{(T_d s + 1)}{2T_\mu (1/R_s) \cdot s} \quad (25)$$

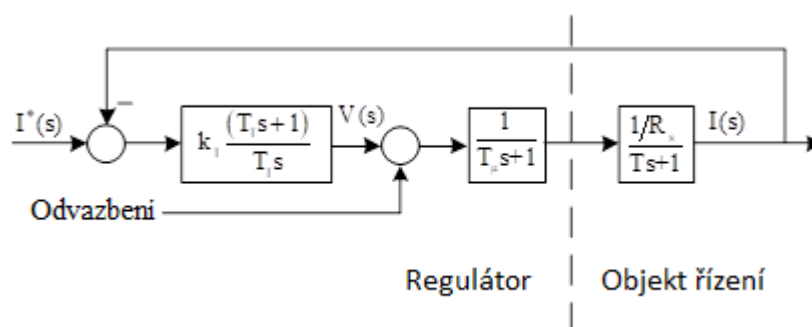
$$G_{cq}(s) = \frac{V_q(s)}{I_q^* - I_q} = k_{Iq} \left(\frac{T_{Iq}s + 1}{T_{Iq}s} \right) = \frac{(T_q s + 1)}{2T_\mu (1/R_s) \cdot s} \quad (26)$$

Výpočet parametrů PI-regulátorů proudů, se zohledněním výše popsaných rovnic, se provádí pomocí následujících rovnic [26]:

$$k_{Id} = \frac{T_d R_s}{2T_\mu}, \cdot k_{Iq} = \frac{T_q R_s}{2T_\mu}, T_{Id} = T_d, T_{Iq} = T_q, \quad (27)$$

a taky nekompenzovaná časová konstanta převodníku $T_\mu = 1.5T_0$, kde T_0 – vzorkovací perioda (anglický sample time) převodníku.

Strukturované schéma uzavřeného obvodu regulování proudu je představeno na obrázku č. 12:



Obrázek č. 12: Strukturované schéma uzavřeného obvodu regulování proudu, nakresleno na základě rovnic **Error! Reference source not found.-Error! Reference source not found.**

Výsledná přenosová funkce uzavřeného obvodu regulování proudu může být zapsána následujícím způsobem:

$$\frac{I(s)}{I^*(s)} = \frac{1}{2T_\mu^2 s^2 + 2T_\mu s + 1} \approx \frac{1}{2T_\mu s + 1} \quad (28)$$

kde $I^*(s)$ – žádaný proud.

2.2.3 Regulace rychlosti

Obecně platí, že elektromagnetický moment PMSM je definován následující rovnicí:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{Np}{2} (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (29)$$

Z rovnice vyplývá, že pro regulaci jedné souřadnice (momentu) se používají dva nezávislé řídicí proměnné (proudy \dot{i}_d a \dot{i}_q). Tato skutečnost může být využita pro získání doplňkových cílů řízení, jako je zvýšení energetické účinnosti, fungování při zvýšené nominální rychlosti, maximalizace vazby moment-proud (anglický *MTPA – maximum torque per ampere*) nebo moment-napětí (anglický *MTPV – maximum torque per volt*), atd [1] [4].

V této práci budeme pro zjednodušení algoritmu uvažovat, že hodnota $i_d^* = 0$. V takovém případě rychlostní rovnice může být přepsána v následující podobě

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} \frac{Np}{2} \lambda_m i_q - T_L - B_m \omega \right) = \frac{1}{J} (k_T i_q - T_L - B_m \omega) \quad (30)$$

Pro regulaci rychlosti bude použit PI regulátor, jehož přenosová funkce je prezentována zápisem:

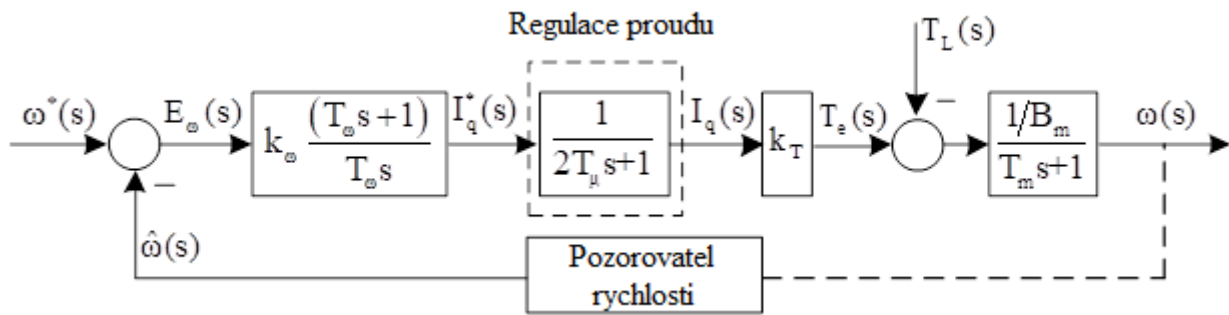
$$\frac{I_q^*(s)}{\omega^*(s) - \hat{\omega}(s)} = \frac{k_\omega (1 + T_\omega s)}{T_\omega s} \quad (31)$$

Při správném fungování pozorovatele rychlosti $\hat{\omega} \rightarrow \omega$ lze regulační smyčku rychlosti popsat pomocí následující přenosové funkce [26]:

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s) - \hat{\omega}(s)} = \frac{k_\omega (1 + T_\omega s)}{T_\omega s} \frac{1}{2T_\mu s + 1} \frac{k_T / B_m}{T_m s + 1} \quad (32)$$

kde $T_m = J/B_m$.

Nakonec může být regulace rychlosti v uzavřené smyčce reprezentována ve formě následujícího strukturního schématu:



Obrázek č. 13: Regulace rychlosti v uzavřené smyčce, nakresleno na základě rovnic

Error! Reference source not found.-Error! Reference source not found.

Parametry regulátoru se volí s ohledem na nastavení rychlostní smyčky pro metodu symetrického optima (anglický symmetrical optimum approach) takto [26]:

$$k_{\omega} = \frac{J}{2k_T T_E}, \quad T_{\omega} = 4T_E, \quad T_E = T_{PLL} + 2T_{\mu} \quad (33)$$

kde T_{PLL} – aproximovaná časová konstanta pozorovatele.

2.2.4 Konečná podoba řídicího algoritmu

Systém bezsensorového vektorového řízení rychlosti PMSM na základě pozorovatele indukovaného napětí a QPLL sestává z:

1) přímé Clarkovy transformace pro fázové proudy:

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \frac{2}{3} \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \\ i_{\beta} &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_B - \frac{\sqrt{3}}{2} i_C \right) \end{aligned} \quad (34)$$

2) pozorovatele indukovaného napětí, modifikovaného QPLL:

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{i}}_\alpha &= -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_\alpha - \frac{1}{L_d} \hat{e}_\alpha + \frac{1}{L_d} u_\alpha + k_1 (i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\
\dot{\hat{i}}_\beta &= -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_\beta - \frac{1}{L_d} \hat{e}_\beta + \frac{1}{L_d} u_\beta + k_1 (i_\beta - \hat{i}_\beta) \\
\dot{\hat{e}}_\alpha &= -Np \cdot \hat{\omega} / 2 \cdot \hat{e}_\beta + k_2 (i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\
\dot{\hat{e}}_\beta &= Np \cdot \hat{\omega} / 2 \cdot \hat{e}_\alpha + k_2 (i_\beta - \hat{i}_\beta) \\
\hat{e}_{n\alpha} &= \hat{e}_\alpha / \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \\
\hat{e}_{n\beta} &= \hat{e}_\beta / \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \\
\dot{\hat{\theta}} = \hat{\omega} &= k_{pPLL} \left(-\hat{e}_\alpha \cos(Np \cdot \hat{\theta} / 2) - \hat{e}_\beta \sin(Np \cdot \hat{\theta} / 2) \right) + x_{PLL} \\
\dot{x}_{PLL} &= k_{iPLL} \left(-\hat{e}_\alpha \cos(Np \cdot \hat{\theta} / 2) - \hat{e}_\beta \sin(Np \cdot \hat{\theta} / 2) \right)
\end{aligned} \tag{35}$$

3) přímé Clarkovy transformaci pro proudy:

$$\begin{aligned}
i_d &= i_\alpha \cos\left(\frac{Np}{2} \hat{\theta}\right) + i_\beta \sin\left(\frac{Np}{2} \hat{\theta}\right) \\
i_q &= -i_\alpha \sin\left(\frac{Np}{2} \hat{\theta}\right) + i_\beta \cos\left(\frac{Np}{2} \hat{\theta}\right)
\end{aligned} \tag{36}$$

4) regulátoru proudu podle os d a q:

$$\begin{aligned}
u_d &= -\frac{Np}{2} \hat{\omega} L_q i_q + k_{Id} (i_d^* - i_d) + x_{id} \\
\dot{x}_{id} &= \frac{k_{Id}}{T_{Id}} (i_d^* - i_d) \\
u_q &= \frac{Np}{2} \hat{\omega} L_d i_d + \frac{Np}{2} \hat{\omega} \lambda_m + k_{Iq} (i_q^* - i_q) + x_{iq} \\
\dot{x}_{iq} &= \frac{k_{Iq}}{T_{Iq}} (i_q^* - i_q)
\end{aligned} \tag{37}$$

5) regulátoru rychlosti:

$$\begin{aligned}
i_q^* &= k_\omega (\omega^* - \hat{\omega}) + x_\omega \\
\dot{x}_\omega &= \frac{k_\omega}{T_\omega} (\omega^* - \hat{\omega})
\end{aligned} \tag{38}$$

6) zpětné Parkovy transformace pro napětí:

$$\begin{aligned} u_{\alpha} &= u_d \cos\left(\frac{Np}{2}\hat{\theta}\right) - u_q \sin\left(\frac{Np}{2}\hat{\theta}\right) \\ u_{\beta} &= u_d \sin\left(\frac{Np}{2}\hat{\theta}\right) + u_q \cos\left(\frac{Np}{2}\hat{\theta}\right) \end{aligned} \quad (39)$$

7) zpětné Clarkovy transformace pro zadání fázových napětí

$$\begin{aligned} u_A &= u_{\alpha} \\ u_B &= -\frac{1}{2}u_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta} \\ u_C &= -\frac{1}{2}u_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{\beta} \end{aligned} \quad (40)$$

2.3 Modelování

V následující kapitole bude rozebráno testování výsledného modelu. Pro kontrolu funkčnosti modelů a jejich vzájemné porovnání byl proveden následující test pro každý model. Na začátku motor nabírá rychlost do 15 rad/sec. Tento krok je využit za účelem standardizace podmínek experimentu pro senzorové a bezsenzorové režimy (QPLL trátí stabilitu při rychlostech blízkých nule). Po stabilizaci rychlosti se motor rozjíždí s dynamickým momentem rovným 1 Nm do rychlosti 150 rad/sec. V čase $t = 0.2$ s (po stabilizaci přechodného procesu) se přidává k motoru statické zatížení rovné 1 Nm po dobu 0.1 s. Dále po stabilizaci rychlosti zbrzdí motor s dynamickým momentem rovným 1 Nm z 150 rad/sec na 25 rad/sec a točí se danou rychlostí až do konce testu.

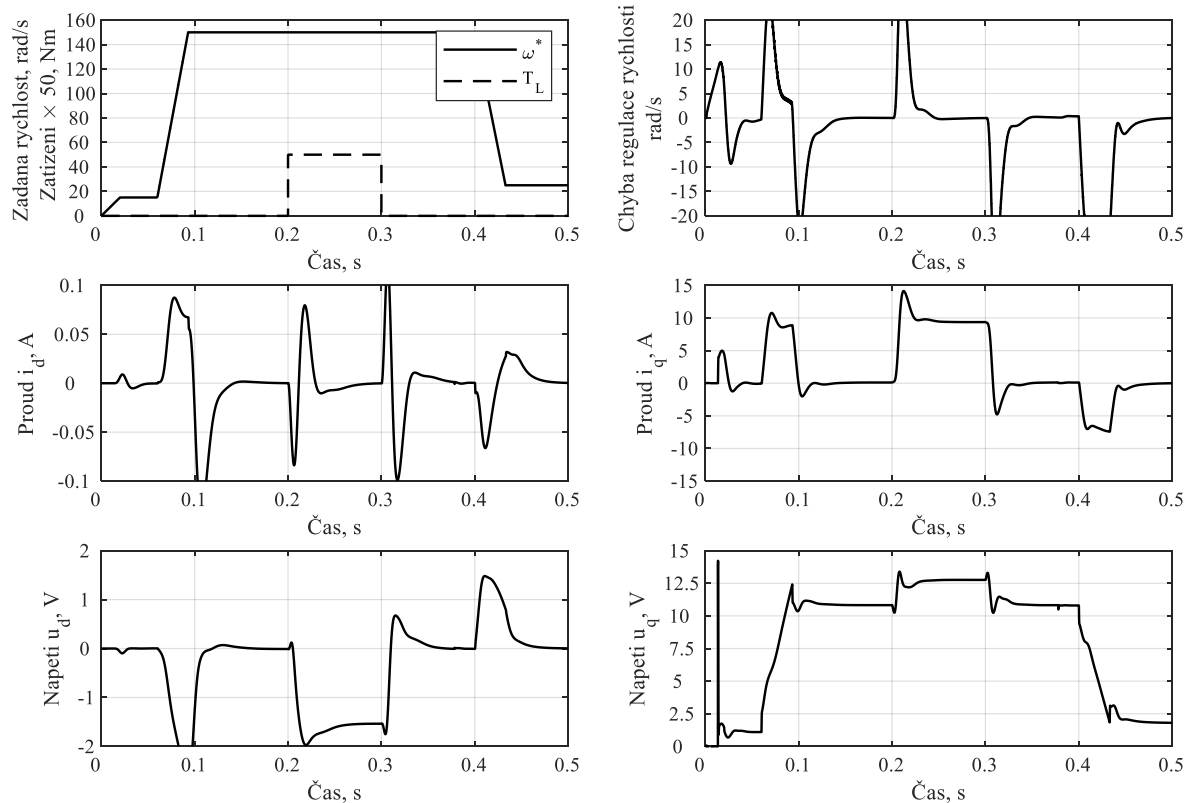
Tabulka č. 1: Parametry motoru

R_s	0.21 Ω	B_m	$82 \cdot 10^{-6} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$
$L_d = L_q$	1.1 mH	J_m	$110 \cdot 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
λ	0.072 V · s	N_p	2

Frekvence PWM $f_{PWM} = 10$ kHz, kvantizační cyklus diskrétního řídicího systému $T_s = 100$ us. Parametry regulátorů: $k_{id} = k_{iq} = 3.667$, $T_{id} = T_{iq} = 5.2$ ms, $k_w = 0.3086$, $T_w = 0.0132$. Parametry pozorovatele: $k_1 = 700$, $k_2 = -1/L_q = -909.09$, $k_{pPLL} = 350$, $k_{iPLL} = 30625$.

2.3.1 Test vektorového řízení ve spojitě formě

Cílem testu je kontrola stability rozpracovaných regulátorů proudu a rychlosti. V tomto testu se testuje chování vytvořeného řídicího systému. Pro zjednodušení analýzy má řídicí systém zpětnou vazbu k rychlosti. Výsledky modelování jsou uvedeny níže.



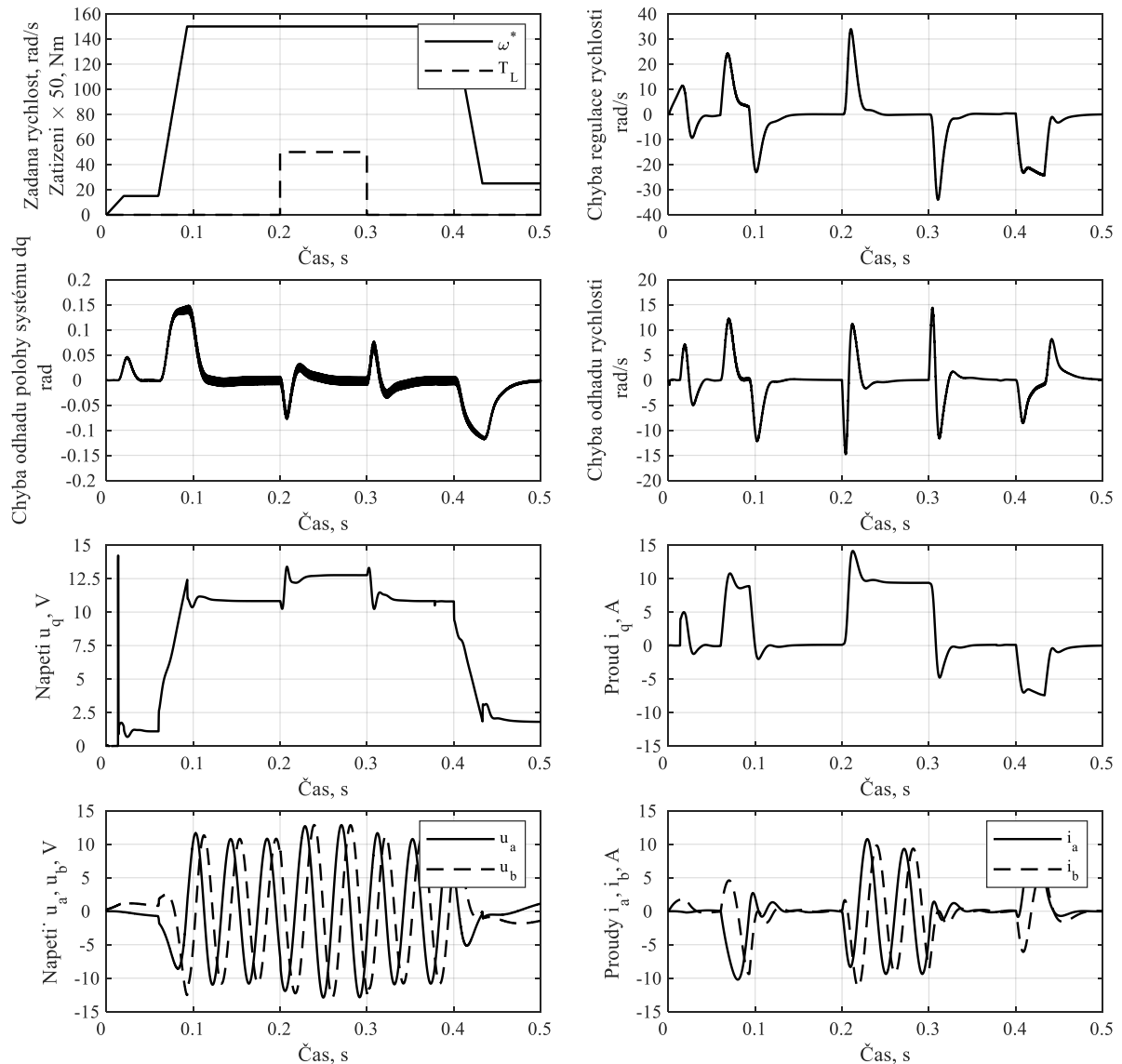
Obrázek č. 14: Výsledky testování vektorového řízení ve spojitě formě

Analýzou grafů přechodných procesů jsme dospěli k závěru, že systém senzorového vektorového řízení PMSM je navržen a nakonfigurován správně a jsou splněny cíle řízení 1 až 4. Je třeba poznamenat, že regulátor rychlosti má nižší rychlost, než je potenciálně možné. Toto bylo provedeno úmyslně s cílem porovnat kvalitu přechodných procesů senzorových a bezsenzorových řídicích algoritmů při dalších rovných podmínkách.

2.3.2 Test pozorovatele při autonomním fungování.

Cílem testu je kontrola přesnosti odhadu pozorovatele rychlosti. Systém senzorového vektorového řízení funguje stejně jako v předchozím testu. Fázová napětí a proudy působí na

vstupy pozorovatele, ale výstup pozorovatele neovlivňuje řídicí systém motoru. To znamená, že pozorovatel je v autonomním režimu. Grafy přechodných procesů systému vektorového řízení a pozorovatele jsou uvedeny níže.



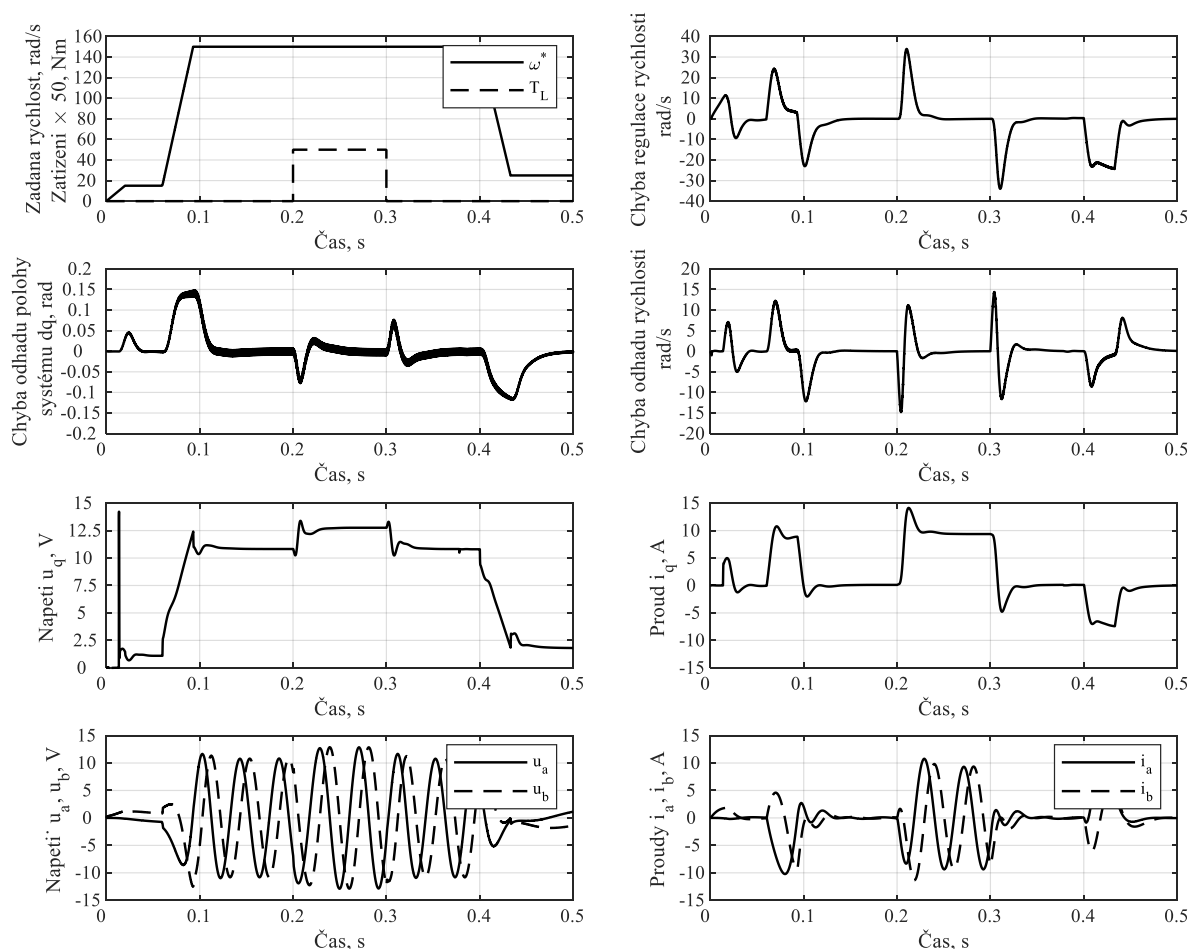
Obrázek č. 15: Výsledky kontroly přesnosti odhadu pozorovatele

Z grafů jsme došli k závěru, že tento pozorovatel asymptoticky odhaduje rychlost motoru. Cíl řízení č. 2 stanovený výše je proto splněn. Důležité je poznamenat, že daný pozorovatel má dynamické chyby hodnocení rychlosti při dynamických režimech, konkrétně při výrazné změně proudu i_q . To je zapříčiněno zpožděním, jenž je způsobeno PI regulátorem v rámci struktury QPLL. Se snížením periody vzorkování řídicího systému a odpovídajícím zvýšením rychlosti

pozorovatele můžeme očekávat snížení dynamických chyb odhadu rychlosti. V realitě však se zvyšuje náchylnost na šum u měřených proudů.

2.3.3 Test bezsenzorového vektorového řízení v diskretní formě

Cílem testu je kontrola výkonu algoritmu bez senzorů. V testu bezsenzorového vektorového řízení v diskretní formě je předávána informace o otáčkách motoru a poloze souřadnicového systému dq do řídicího systému pozorovatelem rychlosti. Pozorovatel je aktivován po dosažení nastavené rychlosti nad 10 rad/sec. Předtím používá řídicí systém jako odhadovanou rychlost motoru hodnotu zadané rychlosti a regulátor rychlosti je neaktivní. Ve skutečnosti, před aktivací pozorovatele, je motor řízen modifikovaným frekvenčním řízením. Při analýze nebude tato fáze brána v úvahu, protože byla zavedena do testu kvůli omezením QPLL při rychlostech blízkých nule. Výsledky simulace jsou uvedeny na následujícím obrázku.



Obrázek č. 16: Výsledky testování vektorového řízení v diskretní formě

Analýzou grafů přechodných procesů jsme dospěli k závěru, že všechny cíle řízení 1-4 stanovené výše jsou splněny. Při porovnání algoritmů sensorového a bezsensorového řízení je možné si všimnout, že bezsensorový algoritmus má větší dynamickou chybu regulaci rychlosti - 20 rad/sec u sensorového algoritmu a 35 rad/sec u bezsensorového. To je způsobeno chybou odhadu rychlosti pozorovatelem v dynamickém režimu, jak je popsáno výše.

Jak bylo uvedeno dříve, nelze očekávat stejné chování algoritmů sensorového a bezsensorového řízení. Avšak pro systémy s nízkými požadavky na kvalitu přechodných procesů je vytvořený algoritmus užitečnou náhradou za systém se zpětnou vazbou k rychlosti.

3 Realizace algoritmu vektorového řízení

Pro model algoritmu vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety byl pro účel práce vybrán typ F28379D vyrobený společností Texas Instruments. Tento mikrokontroler je vhodný pro řešení zadaného projektu kvůli tomu, že tento MC patří k sérii „MCU DesignDRIVE Solutions for Industrial Motor Drives“, což znamená, že tento mikrokontroler je speciálně navržen pro řízení elektrických točivých strojů. Další výhodou je, že ovladač má potřebné periferie, konkrétně rozhraní PWM, potřebné pro řízení třífázových motorů a velkého počtu A/D a D/A převodníků. Navíc má provedení s vývojovou deskou a integrovanou ladicí sondou, což usnadňuje proces vývoje.

Řídicí systém umožňuje dva módy vektorového řízení, a to v režimu s regulátorem otáček nebo v režimu momentového řízení. Regulátor otáček je možno z modelu vyjmout a zadávat hodnotu přímo do jeho podřazeného regulátoru.

3.1 Zvolený mikrokontroler

Mikrokontrolery TI C2000 byly zvoleny kvůli svému jádru C28x. Na první pohled není vidět rozdíl mezi mikrokontrolery C2000 a zařízení jiných značek. Sadu vestavěných periférií (zařízení vstupu-výstupu) jako A/D a D/A převodníky, časovače, CLA, CLB, ePWM, SPI, McBSP a hodiny reálného času, mají i obyčejné mikrokontrolery. Ale pokud vezmeme v úvahu každé z těchto periférií podrobněji, bude zřejmé, že jsou v C2000 jsou přizpůsobeny pro řízení elektrických točivých strojů.

Například A/D převodník má 12/16 bitů a lze jej použít ve dvou režimech (Single-end nebo Differential) a také podporuje několik režimů převodu vstupních dat. Časovače jsou vybaveny bloky zachycení a porovnávání a lze je používat samostatně i synchronně. K dispozici je také šest PWM s programovatelnou mrtvou dobou (anglický *dead time*).

Další výhodou mikrokontrolerů typu C2000 je jejich velmi vysoký výpočetní výkon. Tyto mikrokontrolery mají dvě jádra, z nichž každé může pracovat při aktuální frekvenci 200 MHz. Tento řadič má také Control Law Accelerator (CLA), což je plně programovatelný nezávislý 32bitový hardwarový akcelerátor s pohyblivou desetinnou čárkou, který je navržen pro

matematicky náročné výpočty. Dva watchdog časovače (watchdog timers) jsou zodpovědné za bezpečnost tohoto typu mikrokontroleru, které umožňují v případě chyby automaticky restartovat mikrokontroler a pokračovat ve vykonávání programu.

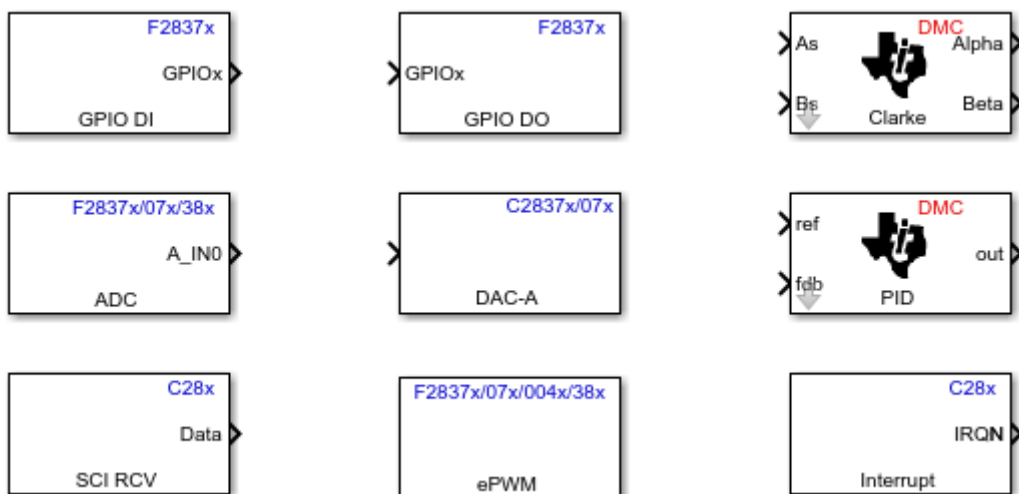
Při vypracování algoritmu vektorového řízení byl použit mikrokontroler F28379D, zobrazeny na obrázku 17.



Obrázek č. 17: Mikrokontroler TMS320F28379D [12]

3.2 Programování mikrokontroleru

Existují dva zcela odlišné způsoby programování mikrokontroleru – pomocí vývojového prostředí, vhodného pro daný mikrokontroler, nebo pomocí knihovny Embedded Coder pro Matlab. Tato knihovna umožňuje vygenerovat čitelný, kompaktní a rychlý kód v jazycích C a C++ pro velké množství různých typů procesorů. Programování v prostředí umožňuje použití velkého počtu funkcí, dává přístup ke všem registrům, umožňuje používat opravdu velký počet knihoven navržených pro daný mikrokontroler a umožňuje optimalizovat kód podle požadovaných vlastností. V porovnání s Embedded Coder nemá tak rozsáhlý přístup ke všem možnostem mikrokontroleru. Hlavními výhodami Embedded Coderu je rychlost generování kódu a možností ladění. Připravený Simulink model může být přeložen a nahrán přímo do mikrokontroleru. Rovněž lze online číst a měnit jakékoliv parametry a vytvářet grafy, což usnadňuje proces vývoje a ladění. Kvůli tomu, že většina použitých bloků je dodávána přímo od výrobce mikrokontroleru, výsledný kód je rychlý a optimalizovaný. Vzhledem tomu, že algoritmus bezsensorového vektorového řízení bude použit jenom pro experiment, byla zvolena metoda generace kódu pomocí Embedded Coder. Na obrázku č. 18 jsou zobrazeny některé z použitých bloků:



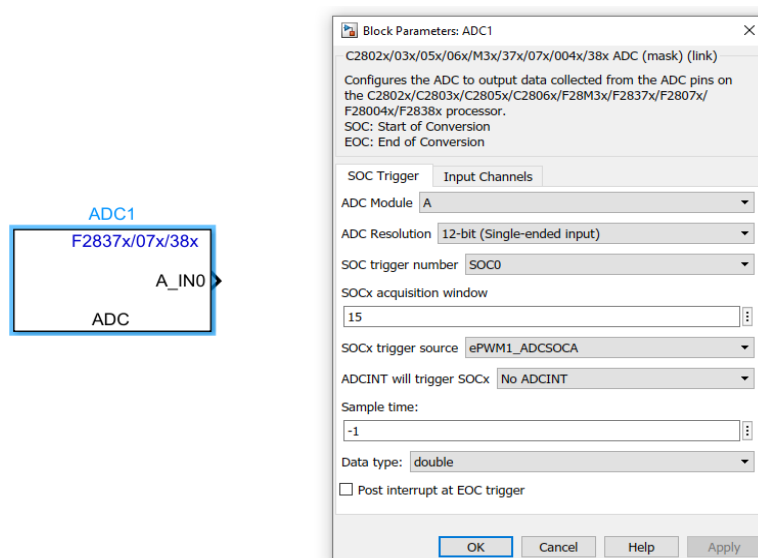
Obrázek č. 18: Bloky, použité při návrhu systému

3.3 Použitá periferie

3.3.1 ADC

Periferie ADC převodníku se používá k převádění vstupního analogového signálu na diskretní kód (digitální signál). ADC funguje na základě postupné aproximace (SAR). Rozlišení ADC určuje, jak jemně je analogový rozsah kvantován na digitální hodnoty. Tento ADC podporuje konfigurovatelné rozlišení 16 bitů nebo 12 bitů. Každý ze 4 ADC převodníků mikrokontroleru má 16 analogových vstupů, na které lze přivést napětí v rozmezí 0 V až +3.3 V.

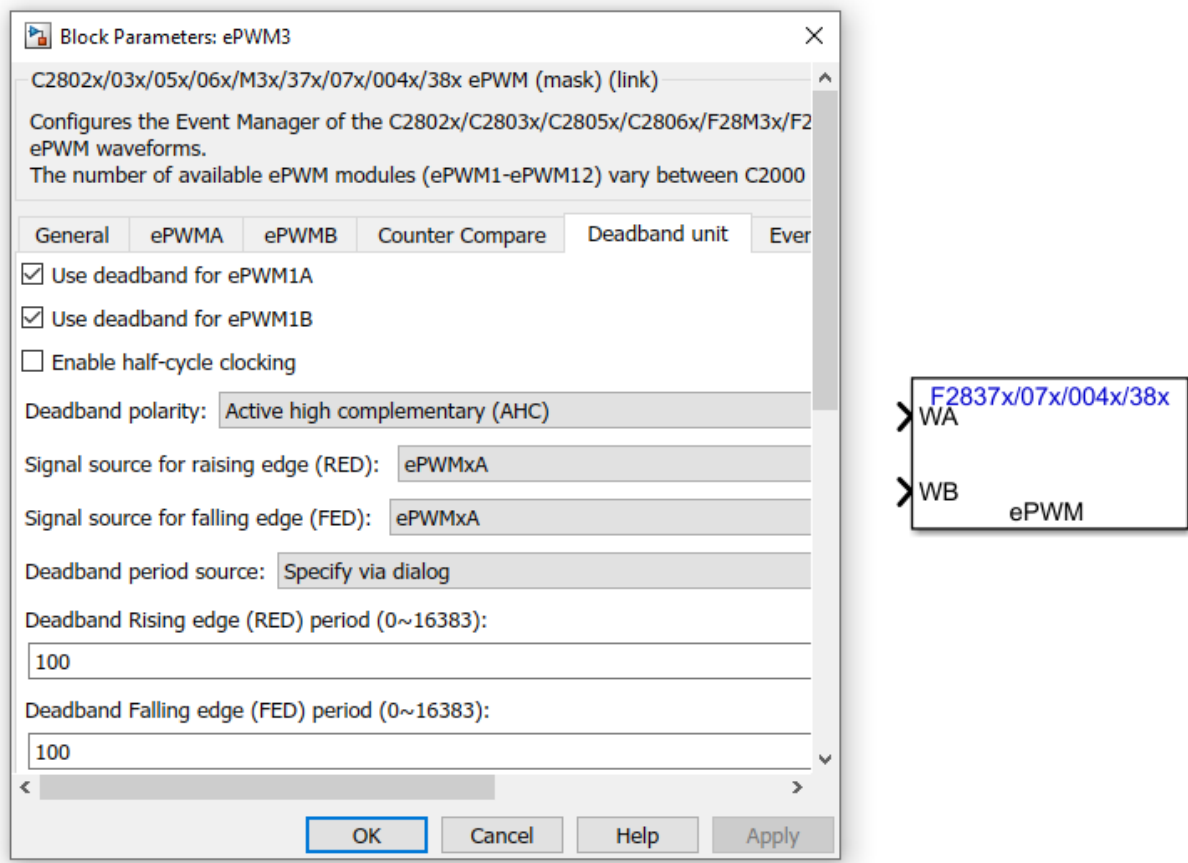
ADC podporuje dva pracovní režimy: měření se společnou zemí (Single-end) a diferenciální (Differential). V měření se společnou zemí režimu je vstupní napětí do převodníku přivedeno pomocí jediného pinu. V diferenciálním režimu je vstupní napětí do převodníku přivedeno prostřednictvím dvojice vstupních pinů, z nichž jeden je kladný vstup a druhý je záporný vstup. Skutečné vstupní napětí je rozdíl mezi těmito dvěma signály. Rozlišení a pracovní režim lze kdykoli změnit za běhu programu, když je ADC neaktivní. Převod lze spustit buď softwarově nebo pomocí trigeru od periferního zařízení. Pro naše účely se spuštění provádí z PWM modulu [12]. V prostředí Simulink ADC představuje převodník samostatný blok. Na obrázku č. 17 jsou zobrazeny blok ADC převodníku a okno jeho nastavení.



Obrázek č. 19: Blok ADC převodníku a okno nastavení

3.3.2 PWM

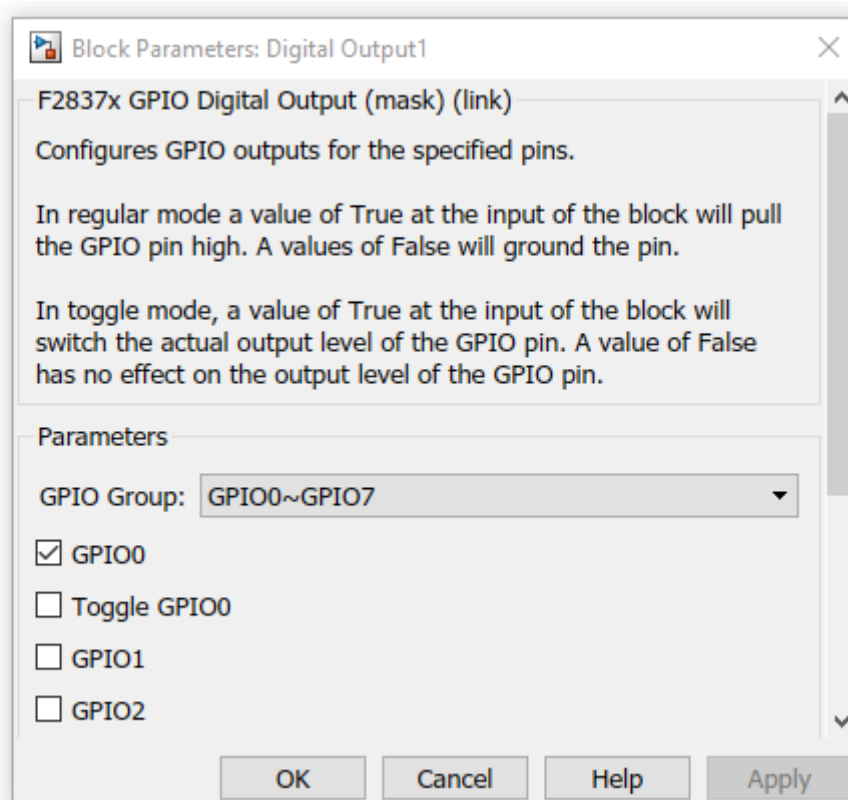
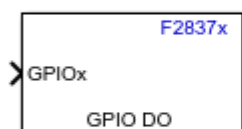
Rozhraní PWM slouží k diskretní modulaci pro přenos analogového signálu metodou pulzního zapínání a vypínání dvouhodnotového signálu (Pulzně šířková modulace). Toto rozhraní je klíčovým prvkem pro řízení různých typů motorů. Zvolený mikrokontroler obsahuje dvanáct PWM modulů, které lze provozovat každý samostatně, nebo je vzájemně propojit. Každé rozhraní PWM má dva výstupy, do kterých je zapojen horní a dolní tranzistor jedné fáze měniče. Každý modul obsahuje časovač, který je nastaven do jednoho ze třech režimů. Pro asymetrický PWM se používají čítání nahoru (count-up) nebo čítání dolů (count-down), pro symetrický PWM se používá čítání nahoru a dolů (count-up-and-down). Pro algoritmus vektorového řízení byl zvolen režim čítání nahoru a dolů. Pro experiment jsou vybrány moduly jedna až tři, které jsou navzájem synchronizovány. Modulační frekvence PWM byla nastavena na hodnotu 10 kHz. Rozhraní PWM generuje přerušení, které spouští A/D převodník. Frekvence spouštění A/D převodníku je proto shodná s frekvencí u PWM. Rozhraní umožňuje nastavit mrtvou dobu (dead time), která byla nastavena na hodnotu 10 μ s. Na obrázku 18 jsou zobrazeny blok PWM a okno nastavení mrtvé doby [12].



Obrázek č. 20: Blok PWM a okno nastavení mrtvy doby

3.3.3 GPIO

Rozhraní GPIO řídí digitální vstupy/výstupy zařízení. Piny jsou pojmenovány podle obecného účelu I/O (například GPIO0, GPIO25, GPIO58). Každý pin lze individuálně nastavit, aby fungovaly jako digitální vstup/výstup (také nazývané režim GPIO), nebo mohou být připojeny k jednomu z několika periferních vstupně-výstupních signálů. GPIO zvoleného mikrokontroleru obsahuje 164 digitálních vstupně výstupních pinů [12]. Toto rozhraní bylo využito jen při ovládání dvojice LED diod, které ukazují stav mikropočítačového řídicího systému. Jedna bliká frekvencí 1Hz a ukazuje chod programu, druhá indikuje mod vektorového řízení (momentové nebo otáčkové řízení).



Obrázek č. 21: Blok GPIO a okno nastavení

3.4 Popis algoritmu vektorového řízení

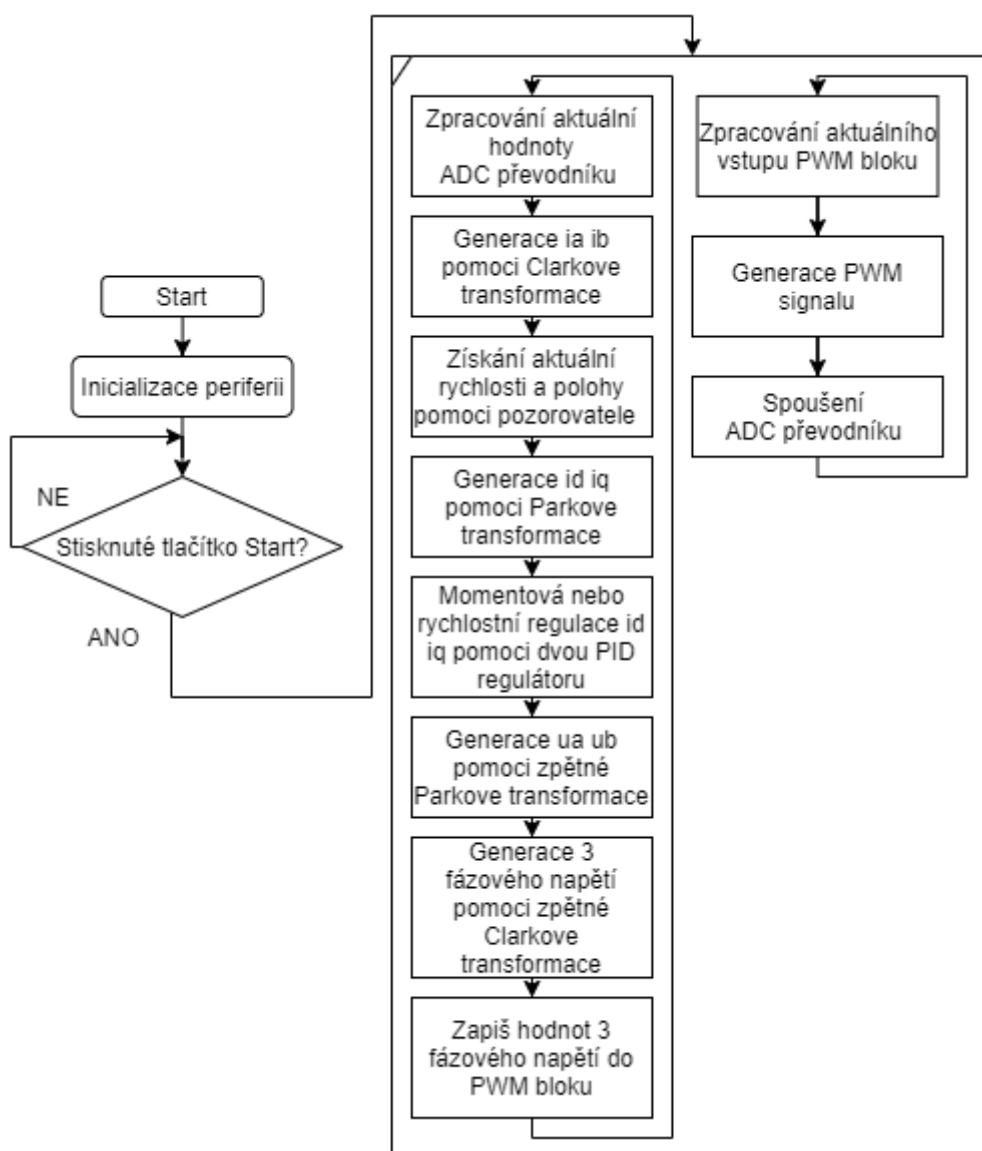
Algoritmus vektorového řízení má strukturu zobrazenou na obrázku č. 22.

Prvním krokem po nastartování programu je inicializace potřebných periférií, například A/D převodníků, PWM modulů, GPIO apod. Poté program čeká na aktivaci, která může být provedena stisknutím fyzického tlačítka nebo přes ovládací rozhraní PC. Algoritmus se skládá ze dvou smyček, které pracují nezávisle. V hlavní smyčce probíhá celá regulace, pomocná smyčka pracuje s periférií.

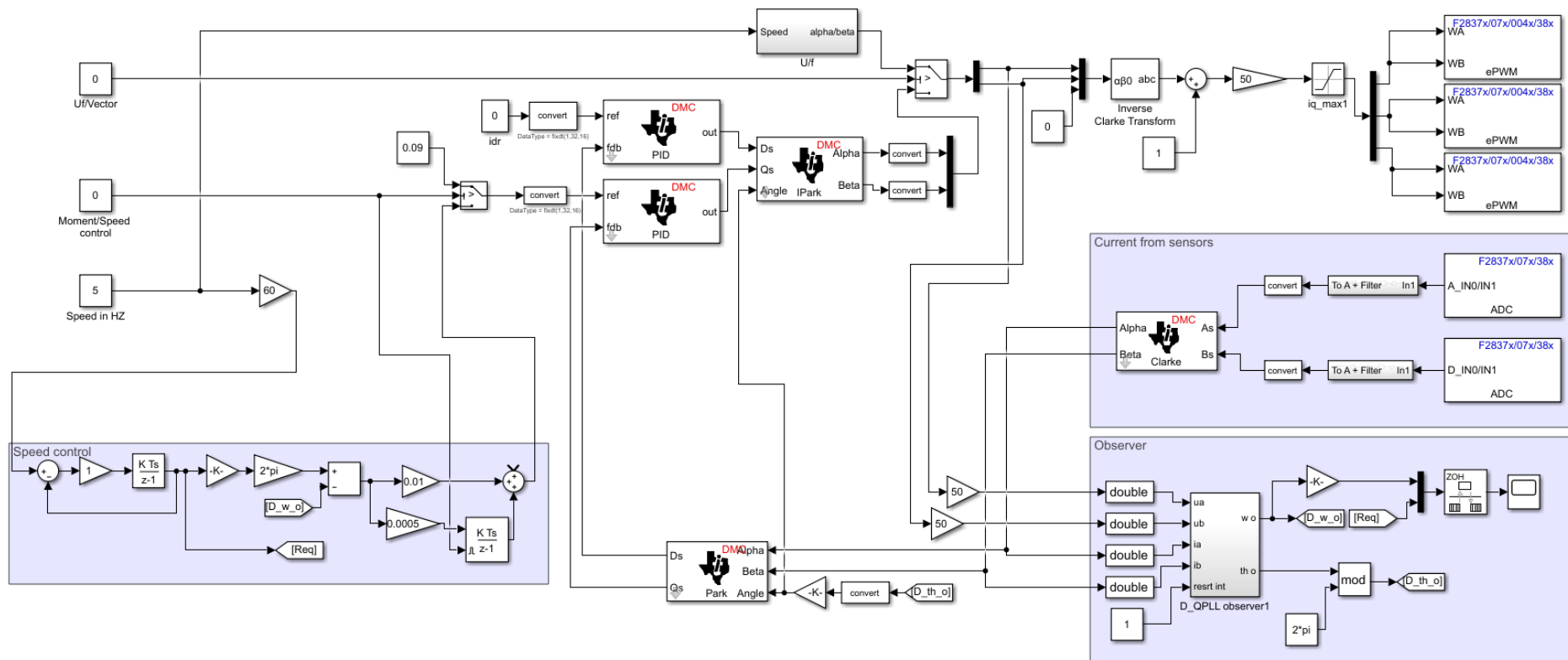
Na začátku hlavní smyčky budou zpracovány aktuální signály z ADC převodníku, které jsou zapojené do senzoru proudu. Signály budou odfiltrovány a pak upraveny do požadovaného tvaru. Pak pomocí Clarkovy transformaci budou spočítány proudy i_a a i_b . Na základě i_a a i_b a aktuálních u_a a u_b bude zjištěna aktuální rychlost a poloha rotoru. Pomocí zjištěné polohy rotoru budou spočítány proudy i_d a i_q . Dále pomocí PID regulátorů i_d a i_q proudy budou

regulovány momentové nebo otáčkové. Poté na základě výstupu regulátorů budou spočítány u_a u_b , které pomoci zpětné Clarkovy transformace budou přepočteny na třífázové napětí. Výsledné napětí bude zpracováno periferií PWM. Pomocná smyčka se zabývá generovaným signály pomoci PWM periferie pro frekvenční měnič a spouští ADC převodník. PWM běží nezávisle.

Algoritmus se spouští tak často, jako je měření ADC (tedy jednou za periodu, 10kHz~100us). Kvůli tomu, že kód je vygenerován pomocí knihovny Embedded Coder v prostředí Simulink, nelze získat dobu výpočtu algoritmu, ale podle odhadu nemela by přesáhnout 60-80 us.



Obrázek č. 22: Algoritmus vektorového řízení

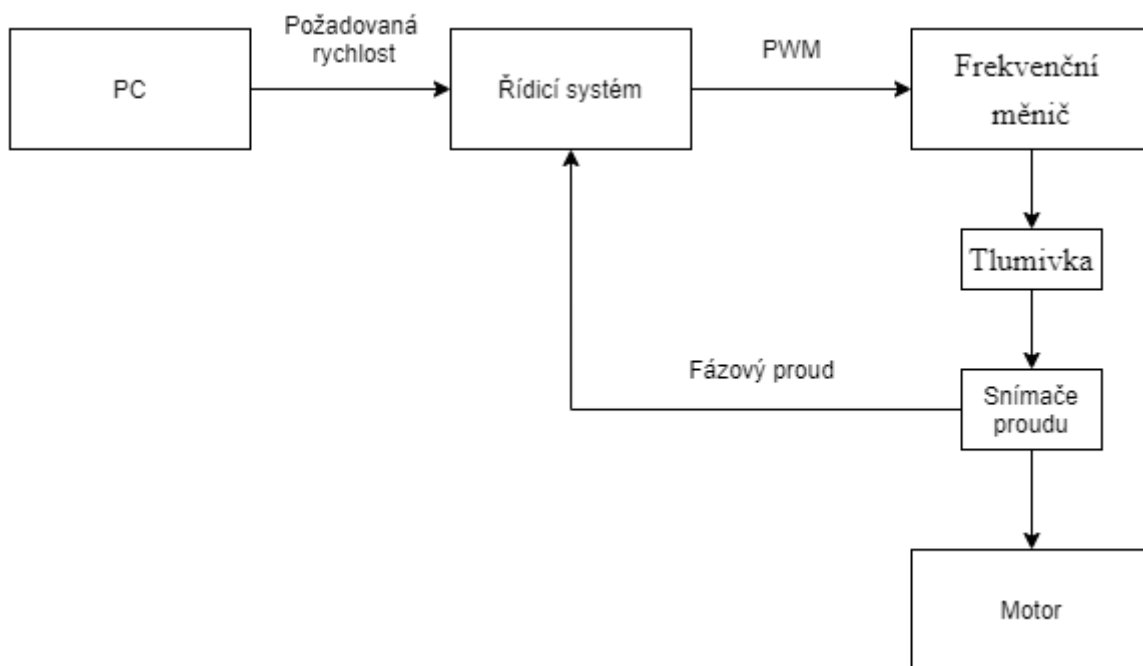


Obrázek č. 23: Algoritmus vektorového řízení, realizovaný v prostředí Matlab Simulink

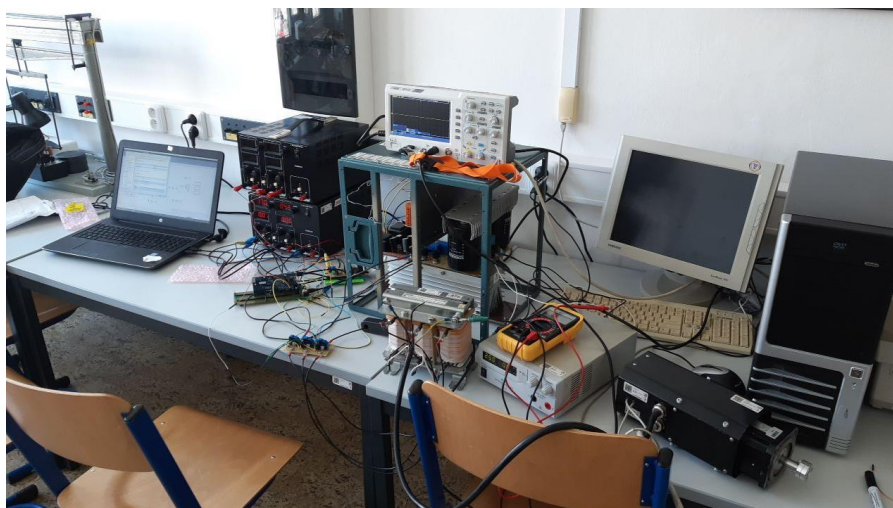
4 Experiment

Kvůli verifikaci funkčnosti proběhlo experimentální měření, které mělo za cíl vyzkoušet regulační struktury vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Pro rozběh z 0 na 300 ot.min⁻¹ bylo použito U/f řízení kvůli ztrátě stability pozorovatele při malých otáčkách. Pozornost byla při zkoumání věnována jak přechodným dějům motoru při rozběhu, náhlým a plynulým změnám rychlosti, tak i ustáleným stavům chodu motoru. Byla otestována momentová a otáčková regulace. Všechna měření byla provedena s napětím stejnosměrného meziobvodu 50 V. Pro zjednodušení algoritmu se napětí v meziobvodu neměřilo, ale ve výsledné aplikaci pro zvýšení dynamických vlastností a ovladatelnosti motoru by se měřit mělo. Parametry PI regulátorů pro řízení jsou experimentálně spočítány pro tuto hodnotu napětí.

Stanoviště se sestává ze samotného řídicího systému, tlumivky, převodníku signálu na 15 V logiku, frekvenčního měniče, senzorů proudu LEM LTS-15 NP, senzoru napětí a synchronního motoru 2AML406B-S od firmy VUES Brno. Na laboratorním stanovišti se nachází také počítač, díky kterému lze program nahrát do řídicího systému. Současně počítač slouží ke komunikaci za účelem nastavení požadovaných parametrů pohonu. Blokové schéma zapojení laboratorního stanoviště je zobrazeno na obrázku č. 20.



Obrázek č. 24: Blokové schéma laboratorního stanoviště



Obrázek č. 25: Laboratorní stanoviště

4.1 Použitý HW

Motor

Kvůli tomu, že algoritmus bezsensorového řízení nevyžaduje žádné snímače polohy nebo rychlosti, nebylo požadavku k motoru. Pro experiment byl zvolen synchronní motor s permanentními magnety od firmy VUES Brno typ 2AML406B-S. V následující tabulce jsou jeho parametry, tab. 2.

Název	Označení	Hodnota	Jednotka
Jmenovité napětí motoru	$U_{N\ MOT}$	179	V
Jmenovitý moment	M_N	1.2	Nm
Jmenovitý proud	I_N	12.2	A
Jmenovité otáčky	n_N	25 000	min^{-1}
Jmenovitý výkon	P_N	3 140	W
Přetížitelnost při jmen. otáčkách	$M_{\ddot{U}}$	4.12	-

Frekvenční měnič

Pro experiment byl zvolen experimentální IGBT frekvenční měnič s výkonovou elektronikou – SKM75GD124D ovládaný driverem SKHI61.

Zdroj

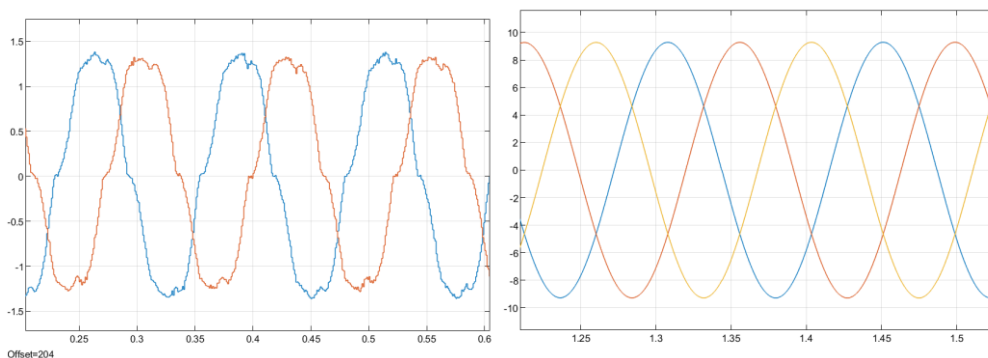
Pro napájení frekvenčního měniče byl použit zdroj HCS-3604 od firmy Manson. Tento zdroj má maximální napětí 60 V a maximální proud 15 A. Tento zdroj lze nastavovat přímo z počítače, avšak byl nastaven manuálně [30].



Obrázek č. 26: Zdroj HCS-3604 [30]

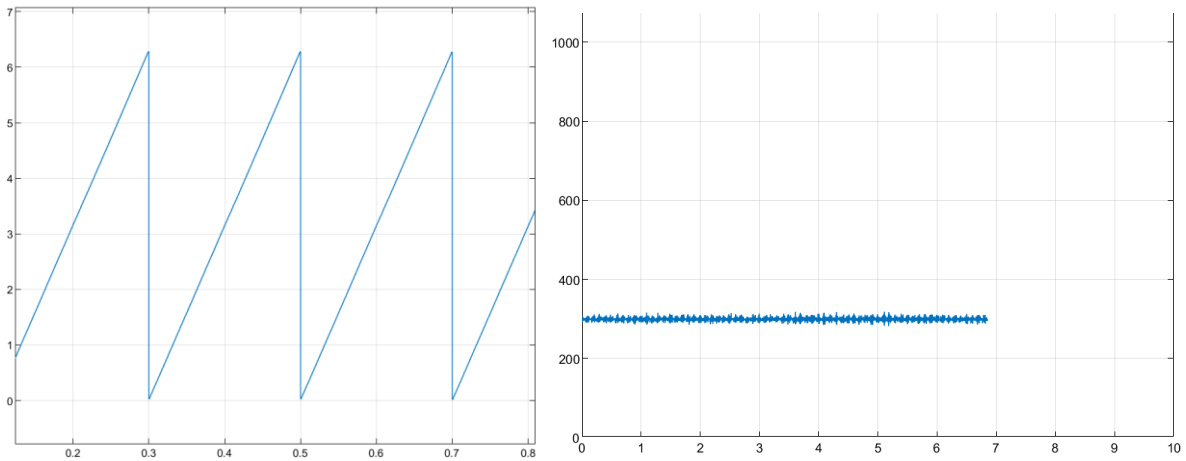
4.2 U/f řízení

Na začátku bylo otestováno U/f řízení. Byla provedena kalibrace ADC převodníku, nastavena správná funkčnost PWM a ověřena správnost nastavení pozorovatele. Na obrázku 27 jsou zobrazeny snímané proudy a vypočtené třífázové referenční napětí pro rychlost 420 ot.min⁻¹:



Obrázek č. 27: Snímané proudy a vypočtené třífázové napětí

Na dalším obrázku je zobrazen odhad polohy a rychlosti pro 300 ot.min⁻¹:

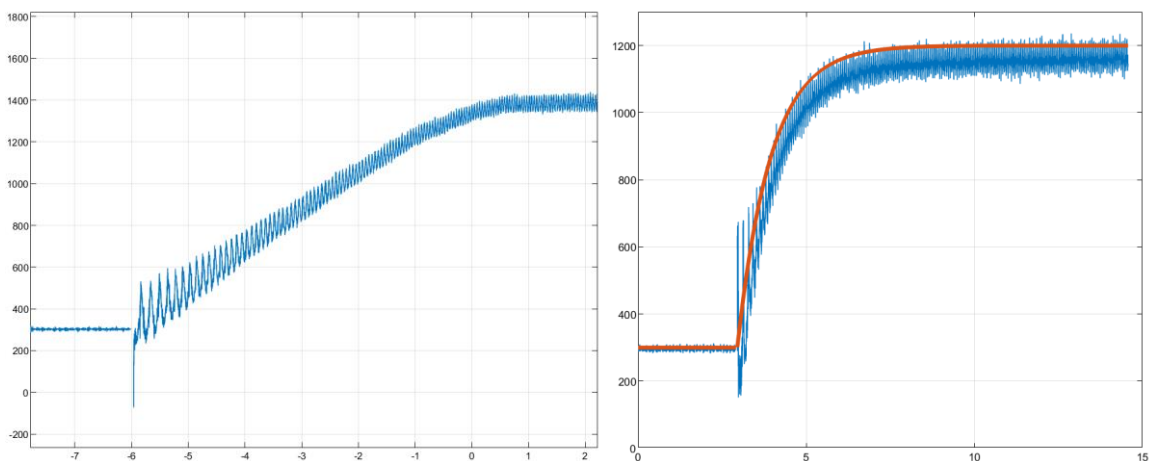


Obrázek č. 28: Odhad polohy a rychlosti pro 300 ot.min-1

Získané výsledky ukázaly, že PWM, ADC převodníky a pozorovatel jsou nastaveny správně.

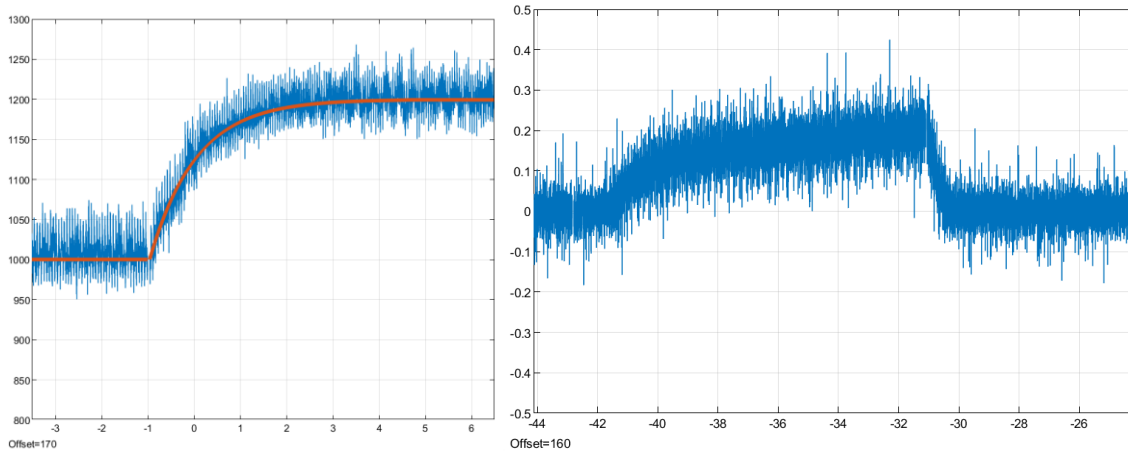
4.3 Vektorové řízení s pozorovatelem

Na obrázku X jsou zobrazeny přechody z U/f řízení na vektorové řízení s pozorovatelem. Byly otestovány přechody na momentové a otáčkové řízení. Pro momentové řízení byl moment nastaven na 0.8 Nm, pro otáčkové řízení byl požadavek 1200 ot/min-1. Červenou čarou je zobrazen požadavek rychlosti, modrou zobrazena odhadnutá rychlost.



Obrázek č. 29: Přechod z U/f na momentové a otáčkové řízení

Následně byla otestována plynulá změna požadovaných otáček. Požadované otáčky byly postupně zvýšeny z 1000 ot.min-1 na 1200.

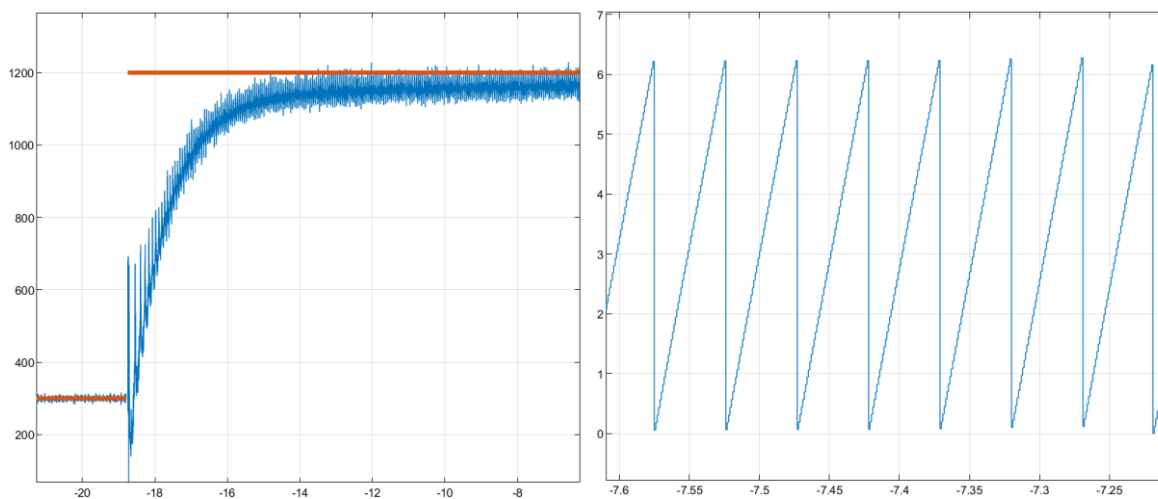


Obrázek č. 30: Odhadnuté otáčky a požadavek na moment

Během zrychlení motor vydává maximální točivý moment, dokud nedosáhne požadované rychlosti. Poté se točivý moment sníží na stejnou hodnotu jako zátěž, aby se rychlost udržovala konstantní.

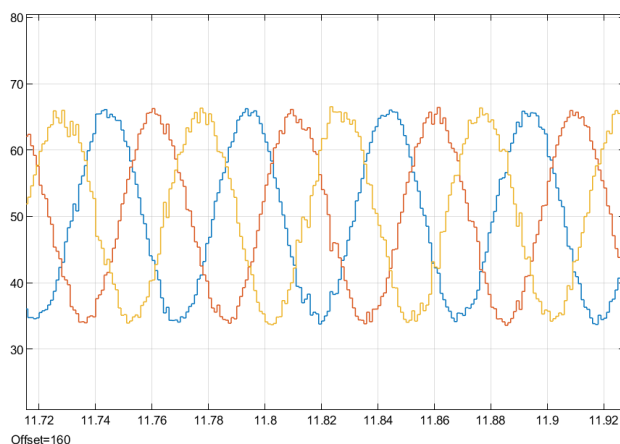
Během experimentu nebyli vyzkoušeny rychlosti vyšší než 1400 kvůli malému napětí v meziobvodu.

Následně byla testována skoková změna požadované rychlosti:



Obrázek č. 31: Odhadnuté otáčky pro skokové změny

Vypočtené třífázové referenční napětí řídicím algoritmem:



Obrázek č. 32: Spočítané třífázové napětí pro vektorové řízení

Měřením bylo zjištěno, že struktura vektorového řízení pracuje správně.

Pro experiment byl použit senzor LEM LTS-15 NP. Zvolený senzor poskytuje měřený rozsah (-15/+15 A) v kladné napěťové škále (2,5/3,3 V). Jeho nevýhodou je ale poměrně nízká citlivost. Kvůli nízké citlivosti a nízkým měřeným proudům (obvykle 0.1 až -0.1) během experimentu vznikaly šумы a nelinearity. Experimentálně byli spočítány parametry PI regulátoru pozorovatele, aby výstup aktuální rychlosti byl co nejméně zarušený a nevznikaly žádné kmity.

5 Závěr

První část práce je věnována teoretickým základům synchronních motorů s permanentními magnety. Byli popsány konstrukce motoru, princip jeho činnosti a způsoby řízení. Popis se zaměřuje především na vektorové řízení, byl popsán algoritmus a vysvětleny princip řízení.

Výsledkem druhé části byl matematický model v prostředí Matlab Simulink, který používal metodu bezsensorového vektorového řízení pro řízení synchronním motorem s permanentními magnety. V této kapitole byla popsána matematická forma vektorového řízení, postup při návrhu modelu a byl vyzkoušen navržený pozorovatel.

Další část práce byla věnována implementaci algoritmu vektorového řízení. Program je implementován do řídicího systému využívající signálový procesor TMS320F28335 od firmy Texas Instruments. Byl popsán způsob návrhu programu pomocí knihovny Embedded Coder pro Matlab Simulink, byla popsána periferie zvoleného procesoru a postup při návrhu.

Pro ověření funkčnosti a správnosti návrhu algoritmu bezsensorového vektorového řízení bylo provedeno experimentální měření. Byla otestována stabilita systému, správnost a funkčnost navrženého pozorovatele, rozběh a změna rychlosti motoru. Měřením bylo zjištěno, že struktura vektorového řízení pracuje správně.

Testovaný algoritmus by mohl být zlepšen. Prvním krokem může být adaptace programu na použití obou jader procesoru a specializovaných funkcí procesoru (CLA-control law accelerator, CLB-Configurable Logic Block). Směrem dalšího vývoje navrženého algoritmu může být zvětšení jeho přesnosti a rychlosti.

Seznam použité literatury

- [1] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, 1 edition. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.
- [2] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke, 'Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components', *Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 70, no. 2, pp. 1248–1255, Jul. 1951.
- [3] R. H. Park, 'Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I', *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, Jul. 1929.
- [4] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer, 2001.
- [5] Drápala, Jaromír a Kursá, Miroslav.: *Elektrotechnické materiály*. Skriptum. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2010.
- [6] Markus Lindegger. *Economic viability, applications and limits of efficient permanent magnet motors.- Switzerland: Swiss Federal Office of Energy*, 2009
- [7] Yuanlin Wang, Xiaocan Wang, Wei Xie: *Full-Speed Range Encoderless Control for Salient-Pole PMSM with a Novel Full-Order SMO*, Article, 2018
- [8] Zdenek Novak, Martin Novak: *Design of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor for Advanced and Sensorless Control Techniques Validation*,
- [9] Brandštetter, Pavel.: *Elektrické regulované pohony III*. Skriptum. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2012.
- [10] J.F. Gieras. *Permanent magnet motor technology: design and applications*. Electrical and Computer Engineering Series. CRC Press, 2009.
- [11] R.S. Colby and D.W. Novotny. *An efficiency-optimizing permanentmagnet synchronous motor drive*. IEEE Transaction on industry applications, 1988.
- [12] TEXAS INSTRUMENT: *LAUNCHXL-F28379D - C2000 Delfino MCUs F28379D User's Guide*, SPRUI77C–August 2016–Revised March 2019

- [13] Н.И.Волков. Электромашинные устройства автоматики: Учебник для вузов.- М.: Высш. шк., 1986.
- [14] Markus Lindegger. Economic viability, applications and limits of efficient permanent magnet motors.- Switzerland: Swiss Federal Office of Energy, 2009
- [14] А.Б. Виноградов Векторное управление электроприводами переменного тока; Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина - Иваново, 2008.
- [15] И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков Энергосберегающий асинхронный электропривод, - Москва, 2004.
- [16] С.Г. Герман-Галкин Компьютерное моделирование полупроводников систем в MATLAB 6.0: учебное пособие. - Санкт-Петербург, 2001. - 320 с.
- [17] Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк Силовая электротехника: учебник для вузов, - Москва, - 2007.
- [18] R.D. Doncker, D.W.J. Pulle, and A. Veltman. Advanced Electrical Drives: Analysis, Modeling, Control. Power Systems. Springer, 2011.
- [19] Rech, Pavel.: Bezsenzorové řízení střídavého regulovaného pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety. Disertační práce. Ostrava: VŠB – TU Ostrava, 2010.
- [20] KLÍMA, Bohumil. Mikroprocesorové řízení elektrických pohonů [pdf dokument], Elektronický text FEKT VUT v Brně, 2007.
- [21] Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика). ЭФО, 2013.
- [22] Position and Speed Estimation of Permanent Magnet Machine Sensorless Drive at High Speed Using an Improved Phase-Locked Loop
- [23] Hassan K. Khalil, Nonlinear Systems (3rd Edition)
- [24] J. J. E. Slotine and W. Li, Applied Nonlinear Control, Englewood Cliffs, Prentice Hall International, 1991, ch. 4.
- [25] A. Isidori, Nonlinear control Systems, Berlin, Springer-Verlag, 1995, ch. 3.

[26] Holger Lutz, Wolfgang Wendt, Taschenbuch der Regelungstechnik (Deutsch) Gebundene Ausgabe – 23. März 2005

[27] Giuseppe S. Buja, Marian P. Kazmierkowski, Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey

[28] S. Bolognani, M. Zordan and M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, pp. 1134-1141, Oct. 2000.

[29] S. Bolognani, M. Zordan and M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5, pp. 1134-1141, Oct. 2000.

[30] HCS-3600_3602_3604-USB Datasheet, Dostupné z: www.manson.com.hk