

**UNIVERZITA PARDUBICE
DOPRAVNÍ FAKULTA JANA PERNERA**

**Výzkum perspektivních metod mikroprocesorového
řízení pro trakční synchronní motor
s permanentními magnety**

DIZERTAČNÍ PRÁCE

2009

Ing. Ondřej Černý

**UNIVERZITA PARDUBICE
DOPRAVNÍ FAKULTA JANA PERNERA**

**KATEDRA ELEKTROTECHNIKY, ELEKTRONIKY
A ZABEZPEČOVACÍ TECHNIKY V DOPRAVĚ**

**VÝZKUM PERSPEKTIVNÍCH METOD
MIKROPROCESOROVÉHO ŘÍZENÍ
PRO TRAKČNÍ SYNCHRONNÍ MOTOR
S PERMANENTNÍMI MAGNETY**

DIZERTAČNÍ PRÁCE

AUTOR PRÁCE:

ING. ONDŘEJ ČERNÝ

ŠKOLITEL:

DOC. ING. JAROSLAV NOVÁK, CSC.

ŠKOLITEL SPECIALISTA:

DOC. ING. RADOVAN DOLEČEK, PH.D.

2009

**UNIVERSITY OF PARDUBICE
JAN PERNER TRANSPORT FACULTY**

**DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING AND SIGNALING IN TRANSPORT**

**RESEARCH OF MICROPROCESSOR CONTROL
PERSPECTIVE METHODS OF TRACTION
PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR**

DISSERTATION

**AUTHOR: ING. ONDŘEJ ČERNÝ
SUPEVISOR: DOC. ING. JAROSLAV NOVÁK, CSC.
SUPERVISOR SPECIALIST: DOC. ING. RADOVAN DOLEČEK, PH.D.**

2009

Prohlášení autora

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 31. 12. 2009

Ing. Ondřej Černý

Poděkování

Rád bych poděkoval svému školiteli panu doc. Ing. Jaroslavovi Novákovi, CSc. za rady, pomoc a věcné připomínky, které mi pomohly při zpracování této práce i při celém studiu. V neposlední řadě patří můj dík všem, jenž mi vytvořili vhodné podmínky pro napsání disertační práce a také děkuji rodině a přítelkyni, protože mi byli oporou po celou dobu mého studia.

V Pardubicích dne 31. 12. 2009

Ing. Ondřej Černý

Anotace

Cílem disertační práce je výzkum a implementace vhodných regulačních struktur pro trakční synchronní motor s permanentními magnety (PMSM). V rámci této disertační práce jsou studovány závěry získané ze simulačního programu Matlab – Simulink s cílem jejich vhodné implementace jako regulačního algoritmu pro kolový pohon. Jednotlivé vhodné algoritmy byly implementovány a testovány na zkušebním pracovišti umístěném na Dopravní Fakultě Jana Pernera Univerzity Pardubice. Základem testovacího stavu je zapůjčená mechanická konstrukce se dvěma koly a trakčním pomaluběžným PMSM 58 kW, který byl pro účely testování rozšířen o zátěžný stroj a o výkonovou elektronickou část řízenou z regulátoru na bázi DSP. V rámci hlavních cílů byla na tomto pracovišti navržena, implementována a odzkoušena struktura pro regulaci momentu trakčního PMSM s plným a zeslabeným magnetickým tokem. Tato struktura byla následně testována z hlediska elektrických, energetických a mechanických vlastností celého trakčního pohonu v různých režimech provozu s plným a zeslabeným magnetickým tokem, v motorickém a generátorickém režimu. Testován byl i vliv kolísání vstupního napětí střídače na vlastnosti regulace. V rámci těchto testů byly zkoumány i energetické a trakční vlastnosti i účinnost s ohledem na odbuzování. Výsledkem práce je navržená, implementovaná a optimalizovaná regulační struktura momentu PMSM pro lehkou kolejovou trakci. Funkčnost regulační struktury byla ověřena na výše specifikovaném zkušebním pracovišti. Dalším výstupem práce je soubor výsledků, získaných experimentálním výzkumem, které mapují vlastnosti pohonu v různých režimech.

Klíčová slova

Trakční pohon, PMSM, vektorové řízení, regulátor odbuzování, režim provozu, trakční charakteristika

Annotation

The research and the implementation of suitable control structures for traction permanent magnet synchronous motor (PMSM) are the thesis aim. The results gained by program Matlab Simuling are analyzed within the framework of this thesis. The goal of these analyses is convenient implementation as a control algorithm for wheel drive. The particular algorithms were implemented and tested on the testing stand at Jan Permer Transport Faculty, University of Pardubice. The borrowed mechanical construction with two wheels and traction low-speed PMSM (58 kW), which was completed by load drive and power electronic part controlled by controller on the DPS base for testing purposes, is the base of the testing stand. The structure for torque control of traction motor PMSM with full and reduced magnetic flux was designed, implemented and tested on this testing stand within the framework of the thesis main aims. This structure was tested consequently from viewpoint of electrical, energy and mechanical characteristics of whole drive in various operating modes with full and reduced magnetic flux, in motor and generator mode and also effect of input voltage fluctuation of converter to control behavior. Furthermore during these tests, energy and traction characteristics and efficiencies were researched from viewpoint of weakening as well. The designed, implemented and optimized torque control structure of PMSM for light traction is the result of this thesis. The reliability performance of control structure was verified on above specified testing stand. The next output of this thesis is the set of results acquired by experimental research which maps the characteristics of the drive in various modes.

Keywords

Traction drive, PMSM, vector control, flux weakening control, operating mode, speed-tractive-effort curve

Obsah:

1	Cíl práce	8
2	Současný stav problematiky	9
2.1	Úvod	9
2.2	Typy motorů využívající permanentní magnety	9
2.3	Základní vlastnosti materiálů na permanentní magnety	10
2.4	Synchronní motory s permanentními magnety	12
2.4.1.	Výhody a nevýhody PMSM	12
2.4.2.	Způsoby konstrukcí PMSM	13
2.4.3.	Způsoby konstrukcí PMSM s ohledem na umístění na vozidle	20
2.4.4.	Příklady realizací trakčních pohonů se synchronními motory	21
3	Teoretický základ	25
3.1	Matematický model synchronního stroje	25
3.2	Matematický model synchronního stroje s permanentními magnety	27
3.3	Metody řízení PMSM	28
3.3.1.	Řízení fázových proudů	28
3.3.2.	Vektorové řízení synchronních motorů	31
3.3.3.	Teorie zeslabování magnetického toku	34
4	Metody zpracování	41
4.1	Popis zkušebního pracoviště	41
4.2	Rozbor výsledků simulací a experimentů s regulací fázových proudů a stanovení nejvýhodnější regulační struktury v d-q	48
4.3	Implementace algoritmů vektorového řízení synchronních motorů do DSP	50
4.3.1.	Vnitřní měřítka proměnných programu	55
4.3.2.	Využívané části programu z principiálního hlediska	56
5	Dosažené výsledky	59
5.1	Vlastnosti pohonu s omezením proudu a zátěžného úhlu	59
5.2	Analýza vlivu predikce na regulátor odbuzování	61
5.3	Měření dynamických vlastností pohonu	67
5.4	Měření účinnosti a trakční charakteristiky v závislosti na provozním režimu a stupni odbuzování	68
6	Závěr	74
7	Záměry a cíle pokračování práce	76
8	Použité zkratky	77
9	Veličiny a výrazy používané ve vztazích	79
10	Seznam obrázků	82
11	Použitá literatura:	85
12	Vlastní publikované práce	90

1 Cíl práce

Hlavním cílem disertační práce je výzkum vhodných regulačních struktur momentu pro trakční PMSM s ohledem na využití těchto regulačních struktur na lehkém kolejovém dopravním prostředku s individuálním pohonem kola.

S ohledem na tento hlavní vytyčený cíl je nutné provést:

- teoretický rozbor matematického modelu PMSM
- rozbor možných variant regulačních struktur vhodných pro aplikaci s PMSM
- analýzu výsledků získaných z počítačových simulací a teoretického rozboru
- návrh vhodné koncepce elektronické části zkušebního pracoviště s trakčním PMSM se zaměřením na výkonovou část, jejímž hlavním článkem je výkonový měnič, potřebné snímače elektrických a neelektrických veličin, řídicí regulátor založený na aplikaci moderního DSP procesoru pro implementaci navržených struktur
- realizaci řídicího HW s regulátorem na bázi DSP Texas Instruments řady 2812
- návrh vhodné koncepce pro provedení výsledné implementace regulace momentu PMSM s plným a zeslabeným magnetickým tokem
- oživení a nastavení implementovaného SW pro regulaci momentu PMSM s plným a zeslabeným magnetickým tokem
- výzkum elektrických a mechanických vlastností elektrického pohonu s PMSM na realizovaném zkušebním pracovišti v různých režimech provozu:
 - s plným a zeslabeným magnetickým tokem
 - v motorickém a generátorickém režimu
 - s kolísáním vstupního napětí střídače
 - s prokluzem kola po kolejnici
- výzkum energetických a trakčních vlastností a účinností pohonu s ohledem na odbuzování

2 Současný stav problematiky

2.1 Úvod

S rozvojem moderní výkonové elektroniky, řídicí mikroprocesorové techniky a pokročilých technologií v konstrukci elektrických strojů se stále více uplatňují elektrické stroje v roli pohonů na dopravních prostředcích. Tyto elektrické stroje se postupně dostávají i do oblasti hlavních trakčních pohonů, kde díky svým vlastnostem postupně vytlačují i doposud nutné mechanické prvky. Takovými prvky jsou například vícestupňové převodovky, diferenciál, nebo mechanický přenos výkonů [1],[6] až [9],[33],[34],[35],[38].

V dnešní době se již ve velkém používají pro elektrickou trakci asynchronní motory s kotvou nakrátko, řízené z frekvenčních měničů [2] až [5]. Tyto motory vytlačily dříve používané stejnosměrné motory, které potřebovaly pravidelnou a nákladnou údržbu a byly díky komutátoru rozměrné a konstrukčně složité. Asynchronní motory s kotvou nakrátko jsou menší a s využitím frekvenčního měniče mají i lepší celkovou účinnost. Ještě vhodnějším typem motorů jsou pro některé aplikace motory synchronní a v současnosti zejména synchronní motory s permanentními magnety (PMSM) ze vzácných zemin. Synchronní motory byly zprvu využívány pouze jako generátory, ale díky možnosti řízení se začaly uplatňovat zprvu v pomocných a průmyslových pohonech a nyní se začínají používat i v pohonech trakčních.

Dalšími odvětvími, kde se tyto motory prosadily, jsou oblasti robotiky, automatizace a výrobních procesů, oblasti výroby elektrické energie. Výhodou pro jejich uplatnění je jejich trvalé nabuzení, kdy odpadá nutnost dodávat budící proud do rotoru.

2.2 Typy motorů využívající permanentní magnety

Magnety ze vzácných zemin díky svým vlastnostem pronikly do mnohých aplikací a samozřejmě i do elektrických strojů. Tyto elektrické stroje lze rozdělit do tří typů [1]:

- stejnosměrné komutátorové motory
- bezkomutátorové (DC a synchronní AC) motory
 - buzené sinusově
 - buzené obdélníkově (trapézově)
- krokové motory

2.3 Základní vlastnosti materiálů na permanentní magnety

Permanentní magnety vytváří kolem sebe magnetické pole bez potřeby budícího vinutí a elektrického výkonu. Vnější energie je potřeba pouze v případě změny velikosti magnetického pole magnetů. Stejně jako u ostatních magnetických a feromagnetických materiálů, jsou i vlastnosti PM popisovány pomocí B-H hysterézní charakteristiky, tedy pomocí funkce:

$$B = \mu_0 \cdot H + B_i = \mu_0 \cdot (H + M) = \mu_0 \cdot (1 + \chi) \cdot H = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \quad [\text{T}] \quad (2.1)$$

kde	$\mu_0 = 0.4\pi \times 10^{-6} \text{ [H.m}^{-1}\text{]}$	magnetická permeabilita ve vakuu
	$\mu_r = 1 + \chi \gg 1 \text{ [-]}$	relativní magnetická permeabilita
	$B_i \text{ [T]}$	vlastní magnetizace
	$\chi \text{ [-]}$	magnetická susceptibilita
	$M \text{ [A.m}^{-1}\text{]}$	magnetický vektor

Z hlediska dělení, vycházejícího z hysterézní charakteristiky, patří permanentní magnety (PM) do magneticky tvrdých materiálů, tedy materiálů s širokou hysterezní křivkou.

Vlastnosti charakterizující PM jsou ovšem závislé i na teplotě:

$$B_r = B_{r_{20^\circ\text{C}}} \left[1 + \frac{\alpha_B}{100} (\vartheta_{\text{PM}} - 20) \right] \quad [\text{T}] \quad (2.2)$$

$$H_K = H_{K_{20^\circ\text{C}}} \left[1 + \frac{\alpha_H}{100} (\vartheta_{\text{PM}} - 20) \right] \quad [\text{A.m}^{-1}] \quad (2.3)$$

kde	$B_r \text{ [T]}$	remanentní magnetický tok
	$B_{r_{20^\circ\text{C}}} \text{ [T]}$	remanentní magnetický tok při 20°C
	$H_K \text{ [A.m}^{-1}\text{]}$	koercitivní síla
	$H_{K_{20^\circ\text{C}}} \text{ [A.m}^{-1}\text{]}$	koercitivní síla při 20°C
	$\alpha_B \text{ [%} \cdot \text{°C}^{-1}\text{]}$	teplotní koeficient pro B
	$\alpha_H \text{ [%} \cdot \text{°C}^{-1}\text{]}$	teplotní koeficient pro H
	$\vartheta_{\text{PM}} \text{ [°C]}$	teplota permanentních magnetů

V elektrických motorech se v současnosti používají tři typy materiálů [1]:

- Alnico (Al,Ni,Co,Fe)

Tento materiál není lehké magnetovat, ale ani jej není lehké odmagnetovat. Tento materiál se hojně využívá u stejnosměrných komutátorových a diskových motorů s velkou vzduchovou mezerou.

Mezi vlastnosti tohoto materiálu patří:

- velký magnetický tok
- nízký teplotní koeficient ($\vartheta_B = -0,02\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$)
- maximální servisní teplota 520°C
- velmi nízká koercitivní síla
- demagnetizační křivka je silně nelineární

- Keramické (feritové) - slitiny např. z:

- oxidu baria a železa ($\text{BaO} \times 6\text{Fe}_2\text{O}_3$)
- oxidu stroncia a železa ($\text{SrO} \times 6\text{Fe}_2\text{O}_3$)

Mezi vlastnosti tohoto materiálu patří:

- velká koercitivní síla (v porovnání s Alnico)
- nízký teplotní koeficient ($\vartheta_B = -0,20\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$ $\vartheta_H = -0,27\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$)
- maximální servisní teplota 400°C
- nízká hodnota remanentního toku
- nízká cena
- velký elektrický odpor

- Ze vzácných zemin - slitiny např. z:

- Samarium-kobalt (SmCo_5) – první generace

Mezi vlastnosti tohoto materiálu patří:

- velká magnetická indukce (B_R do 1T)
- velká koercitivní síla (H_K cca $80 \cdot 10^{-4} \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$)
- velká magnetická energie této slitiny (dáno hysterézní křivkou)
- lineární demagnetizační křivka
- nízký teplotní koeficient ($\vartheta_B = 0,03$ až $0,045\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$ $\vartheta_H = 0,14$ až $0,40\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$)

- maximální servisní teplota 300-350°C (Curieho teplota pouze 700-800°C)
- velká cena (dáno užitím Sm a Co)

○ Neodym – železo – bor (NdFeB) – druhá generace

Tato generace se vyznačuje celkově lepšími vlastnosti než byly u generace první (např.: vyšší B_R a H_K). Mezi hlavní vlastnosti tohoto materiálu patří:

- velká magnetická indukce (B_R do 1,25T)
- velká koerzivní síla (H_K cca $68 \cdot 10^4 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$)
- velká magnetická energie této slitiny (dáno hysterézní křivkou)
- teplotní koeficient ($\vartheta_B = -0,09$ až $-0,15\% / ^\circ\text{C}$ $\vartheta_H = -0,40$ až $-0,80\% / ^\circ\text{C}$)
- maximální servisní teplota max 100-120°C (Curieho teplota pouze 350°C)

2.4 Synchronní motory s permanentními magnety

Synchronní motory pracují s konstantní rychlostí v synchronizmu s napájecí frekvencí.

Synchronní motory lze dělit celkově do čtyř skupin [1]:

- elektromagneticky buzené motory
- motory s permanentními magnety
- reluktanční motory
- hysterézní motory

2.4.1. Výhody a nevýhody PMSM

Jako výhody oproti jiným typům elektrických točivých strojů v trakční aplikaci lze uvést [1],[33],[35]:

- menší objem, hmotnost a moment setrvačnosti
- díky menším konstrukčním rozměrům lze lépe realizovat přímý pomaluběžný pohon kola bez převodovky
- velká magnetická indukce
- trvale nabuzený rotor – není potřeba energie na buzení
- velká momentová přetížitelnost
- absence jouleových ztrát v rotoru
- rotor může být vytvořen z plného materiálu (téměř neměnný magnetický tok)
- vyšší účinnost

Naopak nevýhodami pro jejich obecné aplikace a potažmo i pro trakční aplikace jsou [1],[33],[35]:

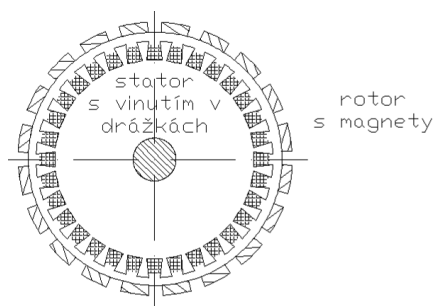
- vyšší cena, která je určena cenou permanentních magnetů a složitější konstrukcí
- složitější technologie výroby a oprav
- stroj nelze odbudít → při zkratu pracuje stroj jako generátor do tohoto zkratu → proudové a momentové rázy
- vznik ztrát vířivými proudy při režimu výběhu vlivem nemožnosti odbuzení
- možné problémy s korozí magnetů – degradace
- v magnetech vznikají při provozu tepelné ztráty - oteplení magnetů, které při překročení Curieho teploty způsobí odmagnetování

2.4.2. Způsoby konstrukcí PMSM

Konstrukce těchto strojů je rozdílná v závislosti na výkonu a aplikaci, pro kterou jsou určeny. Podle způsobu návrhu lze synchronní motory s permanentními magnety rozdělit podle [1]:

- polohy statoru vůči rotoru:
 - s vnějším rotorem

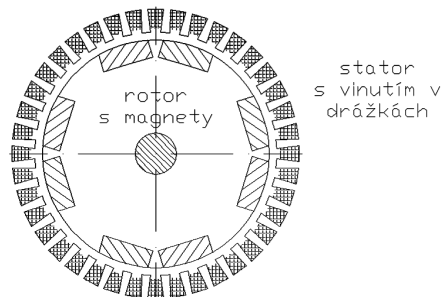
Jedná se o konstrukci nábojového motoru. Při této konstrukci obepíná rotor s nalepenými permanentními magnety uvnitř uložený stator s vinutím. Tyto motory jsou díky svému uspořádání vhodné například pro pohon lehkých jednostopých vozidel nebo pro individuální pohon kol vícestopých vozidel, kdy osa kola je pevně spojena se státorem a nese uložení vnějšího rotoru.



Obr. 2.1 PMSM s vnějším rotorem

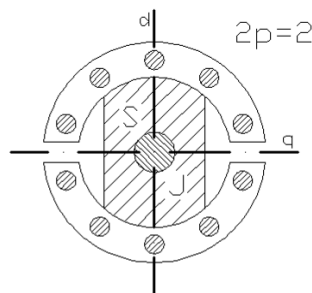
- s vnitřním rotorem

Jedná se o klasickou koncepci elektrického točivého stroje. Uvnitř magnetického obvodu statoru s navinutým vinutím je umístěn rotor, který nese nalepené permanentní magnety. Rotor je často odlehčen dutinami, neboť magnetický tok se většinou uzavírá pouze v povrchové vrstvě. Póly permanentních magnetů jsou tvořeny dílčími segmenty, které jsou zdrojem velkého magnetického toku a tím umožňují zmenšení objemu stroje. Počet pólů statoru a rotoru je většinou shodný.



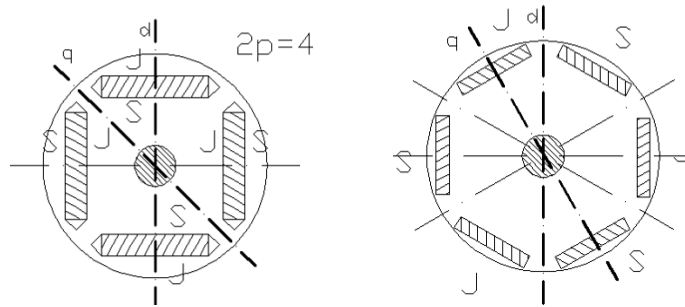
Obr. 2.2 PMSM s vnitřním rotorem

- materiálu permanentních magnetů
 - Alnico (Al,Ni,Co,Fe)
 - keramické z oxidu baria a železa ($\text{BaO} \times 6\text{Fe}_2\text{O}_3$)
 - keramické z oxidu stroncia a železa ($\text{SrO} \times 6\text{Fe}_2\text{O}_3$)
 - samarium-kobalt (SmCo)
 - neodym – železo - bor (NdFeB)
- konstrukce statoru:
 - standardní drážkový stator
 - bezdrážkový (povrchově vinutý) stator
- válcová konstrukce rotoru (s radiálním polem):
 - Merrillův rotor (se státorem do hvězdy a klecovým vinutím) – klasická konstrukce



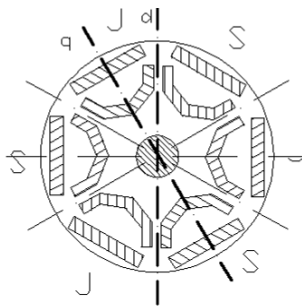
Obr. 2.3 Rotor klasické konstrukce

- s vnitřními magnety
 - magnety v jedné vrstvě



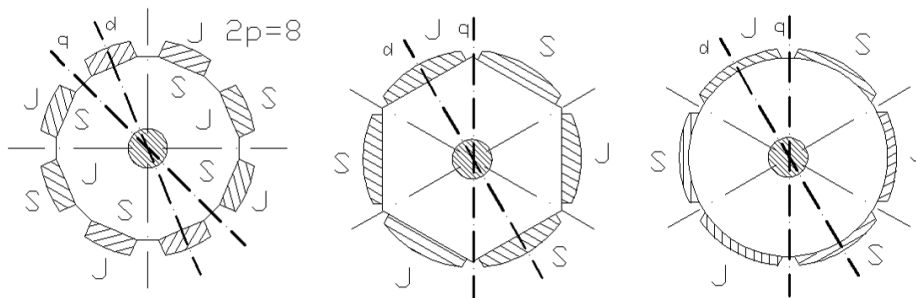
Obr. 2.4 Rotor s vnitřními magnety s uspořádáním v jedné vrstvě

- magnety ve dvou vrstvách



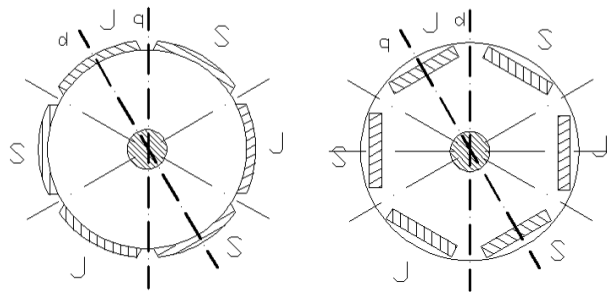
Obr. 2.5 Rotor s vnitřními magnety s uspořádáním ve dvou vrstvách

- s povrchovými (s vnějšími) magnety



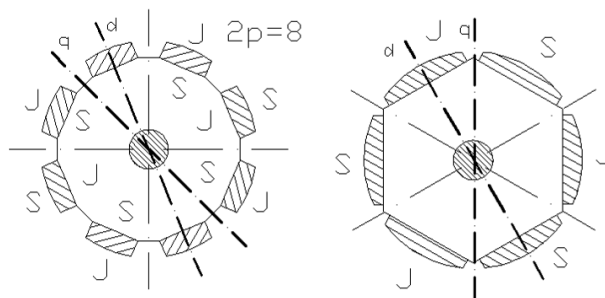
Obr. 2.6 Rotor s povrchovými magnety

- s rovnoměrnou vrstvou magnetů



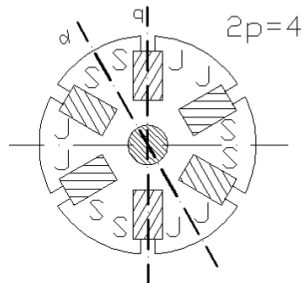
Obr. 2.7 Rotor s rovnoměrnou vrstvou magnetů

- s vystouplými magnety



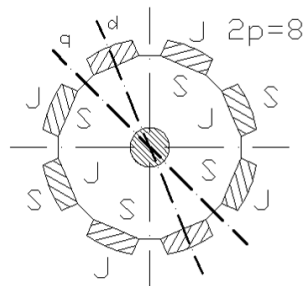
Obr. 2.8 Rotor s vystouplými magnety

- s vloženými magnety



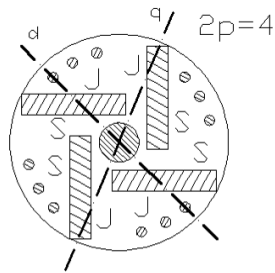
Obr. 2.9 Rotor s vloženými magnety

- se symetricky rozloženými magnety (magnetický tokem)



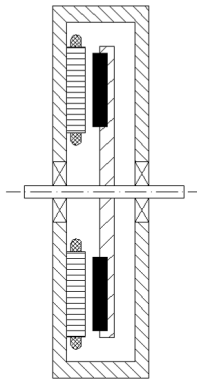
Obr. 2.10 Rotor se symetrickým magnetickým tokem

- s asymetricky rozloženými magnety (magnetický tokem)



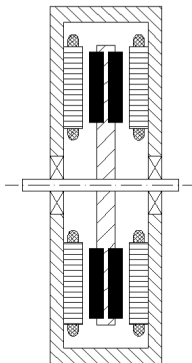
Obr. 2.11 Rotor se asymetrickým magnetickým tokem

- disková konstrukce (s axiálním polem):
 - jednostranná



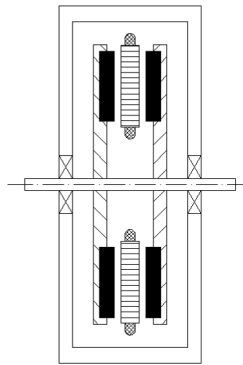
Obr. 2.12 Jednostranné uspořádání s axiálním magnetickým polem

- armatura vinutí s distribuovanými parametry
- armatura vinutí s koncentrovanými parametry
- armatura vinutí s vícevrstvou konstrukcí fóliového vinutí
- dvoustranná s jedním rotorem (s vnitřním rotorem)



Obr. 2.13 Dvoustranné uspořádání s jedním rotorem

- dvoustranná s jedním statorem (s vnitřním statorem)



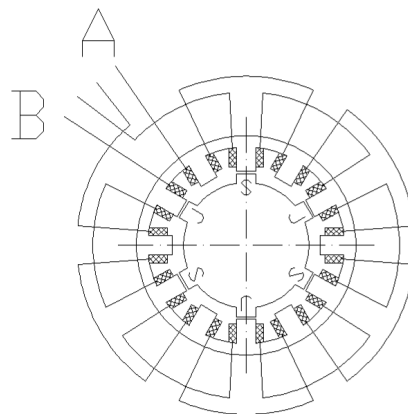
Obr. 2.14 Dvoustranné uspořádání s dvěma rotory

- speciální konstrukce
 - krokové motory založené na principu synchronních motorů s radiálně polarizovaným permanentním magnetem

U této konstrukce je rotorová část magnetického obvodu tvořena permanentním magnetem. Na obvodu rotoru se střídají severní a jižní póly. Jejich celkový počet je poloviční než počet pólů statoru. Počet pólů statoru je dále dělitelný dvojnásobkem fází, které jsou navinuty na statoru.

Tato konstrukce se vyznačuje:

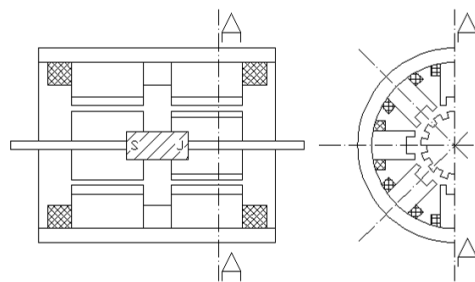
- složitějším magnetickým obvodem
- vyšší cenou, danou magnetickým obvodem
- menším provozním momentem
- malou časovou konstantou vinutí
- vyšším provozním kmitočtem oproti motorům například s pasivním rotorem (jednotky až desítky kHz).



Obr. 2.15 Magnetický obvod dvoufázového krokového motoru s radiálně polarizovaným magnetem

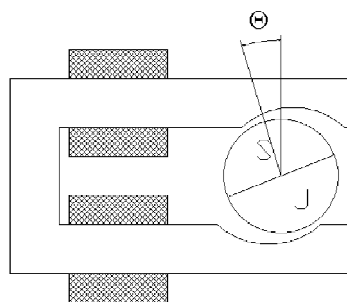
- o krokové motory založené na principu synchronních motorů s axiálně polarizovaným permanentním magnetem.

Rotor motoru je tvořen hřídelí z nemagnetického materiálu, na kterém jsou nalisovány dva pólové nástavce složené z plechů. Mezi pólovými nástavci je uložen axiálně polarizovaný permanentní magnet. Magnet je uložen tak, aby každý pólový nástavec měl jinou magnetickou polaritu. Rotorové pólové nástavce mají po obvodu zuby, jejichž počet určuje velikost kroku. Tyto nástavce jsou proti sobě v osové směru natočeny o polovinu rotorové zubové rozteče (proti zubům jednoho nástavce leží drážky nástavce druhého). Na statoru jsou póly, na nichž jsou umístěna fázová vinutí, a které jsou stejně jako rotor opatřeny drážkováním. Počty zubů statoru a rotoru nejsou stejné, obvykle se používá větší počet rotorových zubů. Fáze vinutí jsou v rytmu řídicích impulsů buzeny v předepsaném pořadí. Tím vzniká točivé statorové magnetické pole, které rotor sleduje tak, že se vždy nejbližší zuby rotoru nastaví do magneticky klidové polohy.



Obr. 2.16 Konstrukční uspořádání krokového motoru s axiálně polarizovaným magnetem

- o jednofázové synchronní motory s asymetrickým magnetickým obvodem

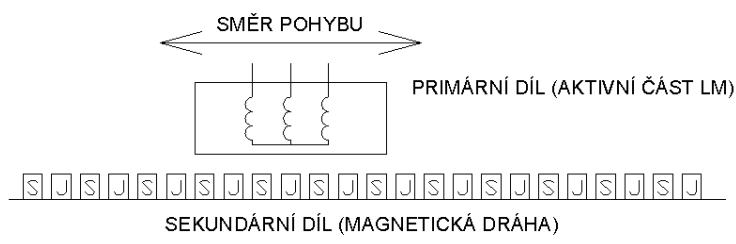


Obr. 2.17 Jednofázový synchronní motor s hladkou vzduchovou mezerou

- o lineární synchronní motory

Tyto motory se stále více uplatňují převážně v průmyslu, konkrétně v oblasti různých přesných polohovacích zařízení (např. posuvů u obráběcích a jiných výrobních strojů), mechanismů pro horizontální i vertikální transport apod. [11], [12]

Lineární motor pracuje na podobném principu jako rotační stroj s tím rozdílem, že je rozvinutý do roviny, která umožňuje přímočarý pohyb bez zprostředkujícího převodu například kuličkovým šroubem. Stator je u lineárních motorů označován primárním dílem a rotor sekundárním dílem. Primární díl je tvořen, stejně jako u klasických strojů, feromagnetickým svazkem složeným z elektrotechnických plechů a trojfázového vinutí uloženého v jeho drážkách. Proti primárnímu dílu je konstrukčně uspořádána sekundární část (magnetická dráha) tvořená permanentními magnety, které jsou nalepené na ocelové podložce.



Obr. 2.18 Konstrukční uspořádání lineárního synchronního motoru

2.4.3. Způsoby konstrukcí PMSM s ohledem na umístění na vozidle

Mezi významné vlastnosti PMSM, v porovnání s ostatními typy elektromotorů stejných parametrů (výkon, otáčky, moment), patří malé rozměry, snadná konstrukce pomaluběžných provedení, malý moment setrvačnosti a nízká hmotnost. (viz kapitola 2.4.1)

Z důvodu zmiňovaných vlastností je možno tento typ motoru použít ve vozidlech a díky svým rozměrům je i vhodný pro realizaci lehkého nízkopodlažního kolejového vozidla s přímým pohonem jednotlivých kol. Malé rozměry a nízká hmotnost mají při realizaci takového pohonu vliv i na neodpružené hmoty, a to i takovým způsobem, že lze PMSM zakomponovat přímo do kola [6] až [9],[33],[35].

Pro využití v dopravních prostředcích je výhodný stále nabuzený rotor, a to nejen z důvodu absence napájecích obvodů rotoru a s tím souvisejících konstrukcí, ale hlavně z důvodu elektrodynamické brzdy, která nepotřebuje zdroj energie a je tedy schopná brzdit okamžitě i při ztrátě napájení. Problém se stále nabuzeným rotorem ovšem vznikne například v případě poruchy pohonu nebo měniče.

Každý PMSM vyžaduje vlastní měnič (pokud nebude mechanicky zajištěna přesná shoda natočení rotorů). Zavedení vlastních měničů má ovšem určité výhody. Výhodou je možnost vytvoření elektronického diferenciálu a možnost řídit průjezd vozidla zatáčkou. Další výhodou individuálního napájení je zálohování v případě závady na jednom z měničů. Tato

závada se neprojeví z hlediska pohyblivosti vozidla tak, jako kdyby to byla závada na jediném měniči.

Jmenovité výkony PMSM, využitelné pro individuální pohony kol nízkopodlažních kolejových vozidel, se pohybují v rozsahu od 40 do 60kW. U těchto motorů je využíváno vodní chlazení [51] až [53]. Vzhledem k průměru používaných kol jsou jmenovité otáčky motorů v rozsahu od 500 ot/min do 800 ot/min, tedy jsou použity motory s velkým počtem pólů (mezi 20 až 40 póly) se jmenovitou frekvencí od 100Hz do 250Hz.

Vlastnosti individuálních přímých pohonů kol s PMSM jsou:

- absence převodovky (+oleje)
- zjednodušení mechanické konstrukce vozidla
- menší objem pohonu (až 4krát oproti pohonu s asynchronním motorem)
- menší hmotnost pohonu
- dělené řízení tažné síly na jednotlivých kolech
- možnost elektrického diferenciálu
- díky regulaci je možná simulace tuhé nápravy, která má lepší vlastnosti při vedení kol v koleji v přímé trati oproti volným kolům
- efektivní činnost protiskluzové ochrany
- jednodušší a robustnější řešení elektrodynamické brzdy
- vyšší účinnost pohonu
- nevýhodné zvýšení neodpružených hmot – částečně se řeší vkládáním pryžové mezivrstvy do konstrukce kola nebo kloubovým spojením hřídele motoru a kola
- při zkratech vznik pulzačních momentů a proudových rázů

Z hlediska přístupu konstrukcí se dělí aplikace podle uložení motorů:

- PMSM přímo v disku kola
- PMSM vedle kola.

2.4.4. Příklady realizací trakčních pohonů se synchronními motory

Synchronní motor s budícím vinutím na rotoru se uplatnil v trakčních pohonech minimálně [51] až [53]. Prvním příkladem tohoto trakčního pohonu je vysokorychlostní vlak TGV Atlantique, který byl vyráběn pro francouzské železnice firmou Alstom v letech 1989 – 1992. Celkem bylo dodáno 105 souprav. Použití synchronních motorů bylo dáno specifickými požadavky pohonu vysokorychlostního vlaku a vycházelo z tehdejšího stavu rozvoje elektrických pohonů. Řešení napájení synchronních motorů bylo individuálně

z tyristorových měničů. Výkon trakčního motoru byl 1,1 MW při 4000 ot/min. Moment motoru byl přenášen na nápravu přes trojstupňový převod.

Dalším příkladem použití synchronních trakčních motorů s budícím vinutím jsou ruské dieselelektrické osminápravové lokomotivy EP 200 z roku 1996 s výkonem 4413 kW. V Rusku lze sledovat snahy o obecně širší využití synchronních strojů již desítky let a u dané lokomotivy byly synchronní motory použity zejména z důvodu nedostupnosti vhodného stejnosměrného motoru. Synchronní motory byly v lokomotivě použity v soustavě tzv. ventilového pohonu s individuálním napájením každého motoru z klasického tyristorového usměrňovače pracujícího v invertorovém režimu.

V současnosti se pro trakční pohony používají synchronní stroje s permanentními magnety v širokém spektru aplikací od jednostopých silničních vozidel se speciálními nábojovými motory až po pohony železničních vozidel s výkony motoru do 1 MW.

Příkladem použití trakčního PMSM v silničních hromadných dopravních prostředcích je autobus Bayern BusII firmy Neoplan [54], jehož pohon je alternativně hybridní nebo s palivovými články. Autobus je poháněn čtyřmi nábojovými PMSM v každém kole. Výkon jednoho motoru je 70 kW.

Další příklad aplikace individuálního pohonu kol s PMSM je trolejbus od firmy IrisBus CRISTALIS [55].



Obr. 2.19 Autobus Cristalis s ukázkou řešení nápravy

Další aplikace trakčního PMSM je uplatněna na jednom z nejrozšířenějších automobilů s hybridním pohonem, Toyotě Prius [56]. Je zde použit PMSM s výkonem 50 kW, který rovněž umožňuje elektrické brzdění a vracení brzděné energie do akumulátoru. Točivý momentu motoru je 400 Nm v otáčkovém rozmezí 0 - 1200 ot./min.



Obr. 2.20 Toyota Prius

Na kolejových vozidlech se trakční PMSM uplatňuje převážně ve dvou skupinách konfigurací, jejichž společným znakem je přímý, bezpřevodkový pomaluběžný pohon. Pomaluběžný PMSM má menší objem a menší hmotnost oproti pomaluběžnému asynchronnímu motoru, což příznivě ovlivňuje bilanci neodpružených hmot vozidla. Možné konfigurace bezpřevodkových pohonů kolejových vozidel s PMSM lze rozdělit do dvou skupin: pohony náprav a individuální pohony kol. V obou skupinách se vyskytují motory klasické koncepce i motory s rotorem, který obepíná stator.

Příkladem použití pomaluběžného PMSM pro přímý pohon nápravy kolejového vozidla je japonský příměstský vlak e@train. Jedná se o pětivozovou soupravu se čtyřmi hnacími nápravami. Trvalý výkon motoru je 160 kW, hodinový 200 kW, otáčky 360 ot/min, jmenovité napětí 730 V a jmenovitý proud 140 A. Danému výkonu a otáčkám odpovídá hodnota jmenovitého momentu 4244 Nm. Při rozjezdu je možno motor přetěžovat až na 11800 Nm. Motor má vlastní chlazení a dosahuje jmenovité účinnosti 95%.

Dalším příkladem použití trakčních PMSM na kolejových vozidlech je připravovaný japonský vysokorychlostní vlak NEXT 250 či francouzský vysokorychlostní vlak AGV. Zajímavou aplikací jsou i pohony s PMSM od firmy Siemens použité na nových vozech francouzského metra jezdícího po pneumatikách.

Další typ vozidla, kde jsou PMSM užity pro individuální kolový pohon, je první vozidlo s trakčními PMSM vyrobené v ČR – tramvaj 15T (ForCity) [6]. Toto vozidlo bylo vyvíjeno paralelně s mým doktorským studiem, jehož je tato disertační práce závěrem. V rámci vývoje pohonu tramvaje 15T se uplatnily mnohé poznatky ze spolupráce firmy Škoda s Univerzitou Pardubice zaměřenou na metody řízení PMSM. Na této spolupráci jsem se podílel a některé výsledky postihuje i tato disertační práce.

Tramvaj 15T je tří článková, se čtyřmi otočnými podvozky (dva krajní a dva Jakobsovy mezi články tramvaje) v uspořádání Bo' Bo' Bo' Bo'. Tramvaj škoda 15T je 100%

nízkopodlažní, jednosměrná osmi nápravová jednotka o délce 31,4 m s individuálně poháněnými koly se synchronními motory s permanentními magnety o výkonu 16 x 45 kW.

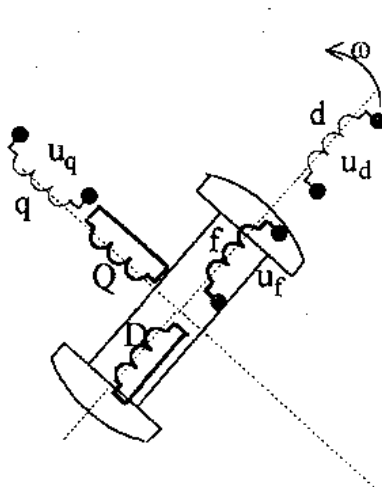


Obr. 2.21 Tramvaj 15T (ForCity)

3 Teoretický základ

3.1 Matematický model synchronního stroje

Při studiu chování synchronních motorů s permanentními magnety je nutné vycházet z obecných vlastností synchronních strojů [2] až [5]. Takovýto synchronní stroj se ve většině případů popisuje pomocí soustavy transformovaných souřadnic a to z třífázové soustavy a-b-c do dvoufázové soustavy α - β , kdy je souřadná soustava pevně spojena se statorem, nebo pomocí dvoufázové soustavy d-q pevně spojené s rotorem a synchronně se otáčející s magnetickým polem ve statoru [2], [4].



Obr. 3.1 Náhradní schéma synchronního stroje v osách d-q

Vinutí d,q	statorové vinutí transformované do dvoufázové soustavy
D,Q	tlumicí (rozběhové) vinutí v rotoru transformované do dvoufázové soustavy
f	budící vinutí v rotoru vytvářející magnetický tok

Rychlost otáčení rotoru je stejná jako rychlost otáčení magnetického pole (synchronní rychlost), je přímo úměrná frekvenci napájecího napětí a nepřímo úměrná počtu pólů stroje:

$$\omega_m = \frac{2\pi f}{p_p} \text{ [rad.s}^{-1}\text{]} \quad (3.1)$$

Pro synchronní stroj v transformované soustavě os d, q platí obvodové rovnice:

$$u_d = R_a i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q \quad (3.2)$$

$$u_q = R_a i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d \quad (3.3)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \quad (3.4)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \quad (3.5)$$

$$u_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \quad (3.6)$$

Zároveň kromě obvodových elektrických rovnic platí rovnice pro magnetický tok:

$$\Psi_d = L_d i_d + L_{dD} i_D + L_{df} i_f \quad (3.7)$$

$$\Psi_q = L_q i_q + L_{qQ} i_Q \quad (3.8)$$

$$\Psi_D = L_{Dd} i_d + L_D i_D + L_{Df} i_f \quad (3.9)$$

$$\Psi_Q = L_{qQ} i_q + L_Q i_Q \quad (3.10)$$

$$\Psi_f = L_{fd} i_d + L_{fD} i_D + L_f i_f \quad (3.11)$$

A také rovnice vnitřního momentu a rovnice pohybových:

$$m = \frac{3}{2} p_p (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (3.12)$$

$$m = m_z + \frac{1}{p_p} \cdot J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.13)$$

Za předpokladu ustáleného stavu, kdy nedochází k žádným elektrodynamickým přechodným dějům a napájení motoru je ze zdroje konstantního střídavého sinusového napětí s pevnou frekvencí, lze pro moment motoru odvodit vztah [2]:

$$M = \frac{3 \cdot p_p}{\omega} \left(\frac{U \cdot U_i}{X_d} \cdot \sin \beta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\beta \right) = M_s + M_{rel} \quad (3.14)$$

Tento vztah zanedbává ohmické odpory vinutí a popisuje statickou momentovou charakteristiku synchronního motoru a to v závislosti na zátěžném úhlu β .

Ze vztahu 3.14 vyplývá, že vnitřní moment stroje se skládá ze dvou složek, a to z momentu synchronního a momentu reluktančního, který je způsoben proměnným magnetickým odporem rotoru. Z této rovnice vyplývá:

- synchronní moment stroje nabývá extrémů pro zátěžné úhly $\beta = \pm 90^\circ$
- reluktanční moment stroje nabývá extrému již pro zátěžný úhel $\beta = \pm 45^\circ$

3.2 Matematický model synchronního stroje s permanentními magnety

V rámci popisu chování synchronního motoru s permanentními magnety platí obdobné vztahy, které byly popisovány v kapitole 3.1. Protože většina konstrukcí motorů využívá rovnoměrného rozložení magnetů po obvodu rotoru (viz kapitola 2.4.2), lze zanedbat reluktanční moment, neboť u takového stroje se mění magnetický odpor po obvodu minimálně. Zároveň všechny zmiňované konstrukce z kapitoly 2.4.2 nemají budící vinutí a kromě Merrillova rotoru ani tlumící vinutí. Tedy celkově lze rovnice popisující synchronní motor zjednodušit na [19]:

$$u_d = R_a i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q \quad (3.15)$$

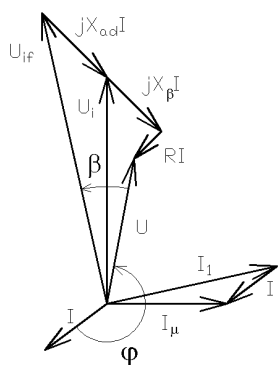
$$u_q = R_a i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d \quad (3.16)$$

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (3.17)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (3.18)$$

Kde Ψ_{PM} je spřažený magnetický tok permanentních magnetů

Toto zjednodušení závislostí v PMSM oproti synchronnímu motoru má významný vliv na charakter dynamických přechodových dějů, které se v reálu projevují v mnohem menší míře z důvodu napájení pohonu z měniče se zpětnovazební regulací. Většina vlastností je tak ovlivněna právě touto regulací. Dynamické vlastnosti se razantně projevují například v případech poruch (např. zkrat ve střídači nebo přívodním vedení). Nevýhodou PMSM je při těchto případech nebezpečí narušení magnetických vlastností permanentních magnetů (může dojít k jejich odbuzení). Dalším rizikovým stavem z hlediska odbuzení magnetů je překročení Curieho teploty, která se pohybuje řádově ve stovkách °C [1].



Obr. 3.2 Fázorový diagram synchronního motoru v osách d, q

3.3 Metody řízení PMSM

Lineární metody řízení PMSM, které se v dnešní době používají, jsou většinou založeny na jedné ze dvou možných řídicích struktur. Jedná se o struktury založené na řízení proudů v jednotlivých fázích a na vektorovém řízení v transformované soustavě d-q. Podrobně se vlastnostmi a možnostmi jednotlivých struktur na bázi simulací zabývá [23] až [45].

3.3.1. Řízení fázových proudů

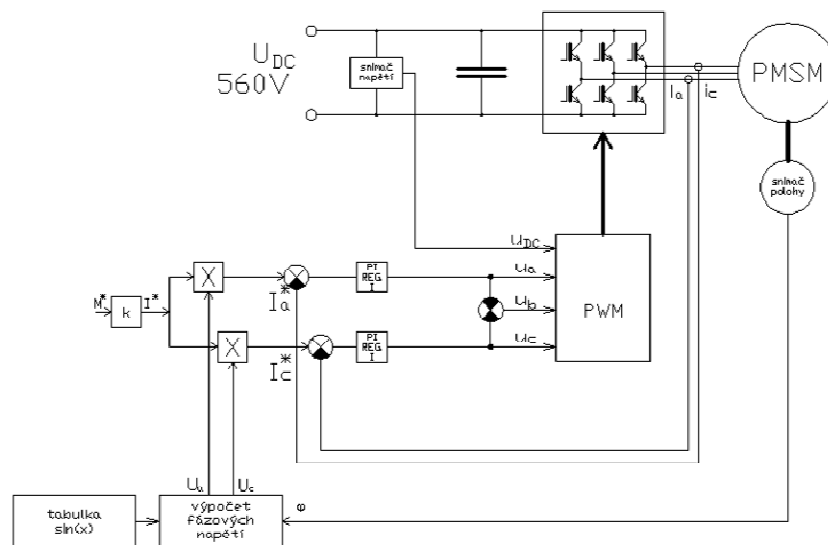
Výhodou těchto metod je menší algoritmická složitost, daná hlavně z důvodu nepoužívání transformačních výpočtů, které jsou nutné při použití regulací v transformovaných souřadnicových soustavách [19], [21] až [32]. Díky absenci transformací je zjednodušen celý algoritmus řízení a není potřeba takového výpočetního výkonu. V dřívější době se tyto regulační struktury používaly ve větší míře z důvodu málo výkonné řídicí mikroprocesorové techniky. V dnešní době se těchto metod využívá pro jednodušší servopohony a v případě elektronicky komutovaných stejnosměrných strojů. Nevýhodou metody jsou časově proměnné hodnoty regulovaných veličin – fázových proudů, a tím tedy zhoršená kvalita regulace [24],[27] až [32].

Metoda vychází z přímého generování sinusových proudů v jednotlivých fázích pomocí PWM modulace, neboť dle rovnice 3.12 vnitřní moment motoru je funkcí momentotvorného proudu, tedy proudů ve fázích. Tyto proudy jsou vzájemně posunuty o 120° . Velikost proudů je závislá na požadavku velikosti a natočení vektoru magnetického pole, který je závislý na natočení rotoru. Tento vektor se v čase synchronně otáčí s požadovanou frekvencí (požadovanou rychlostí otáčení). Tento přístup eliminuje nevýhody elektronické komutace a zároveň nevyžaduje výpočty spojené s transformací souřadnic jako v případě regulace v pravoúhlých souřadnicích u klasického vektorového řízení.

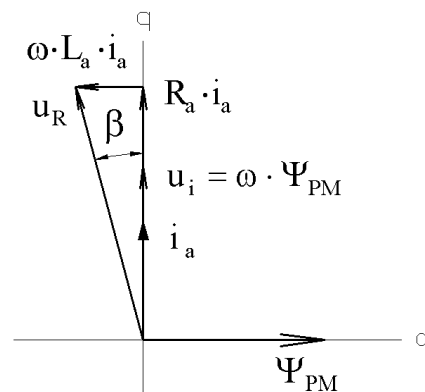
Přestože z výše uvedeného popisu vyplývá, že je potřeba určovat proudy pro všechny tři fáze, ve skutečnosti tomu tak není. Při regulaci lze vycházet z platnosti Kirchhoffových zákonů a regulovat proud pouze ve dvou fázích a proud fází třetí dopočítat na základě vztahu:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.19)$$

Žádaná hodnota fázového proudu je sinusová a fáze tohoto proudu je odvozena od úhlového natočení rotoru tak, že je tento proud položen souose s indukovaným napětím. Poloha indukovaného napětí je jednoznačně dána polohou rotoru. Blokové schéma tohoto regulátoru je na Obr. 3.3, fázorový diagram na Obr. 3.4



Obr. 3.3 Blokové schéma regulátoru fázových proudů



Obr. 3.4 Fázorový diagram regulace PMSM

Z hlediska tohoto fázorového diagram lze uvést, že amplituda daného proudu statorového vinutí (dané fáze) je regulována tak, aby v každém okamžiku byla její poloha kolmá na osu rotoru. Za těchto předpokladů potom amplituda žádaného proudu udává velikost vnitřního momentu PMSM. Ve zbývajících fázích je proud řízen obdobně, ovšem s fázovým posunem 120° . Regulaci proudu lze obecně provádět jak dvouhodnotovým regulátorem, tak

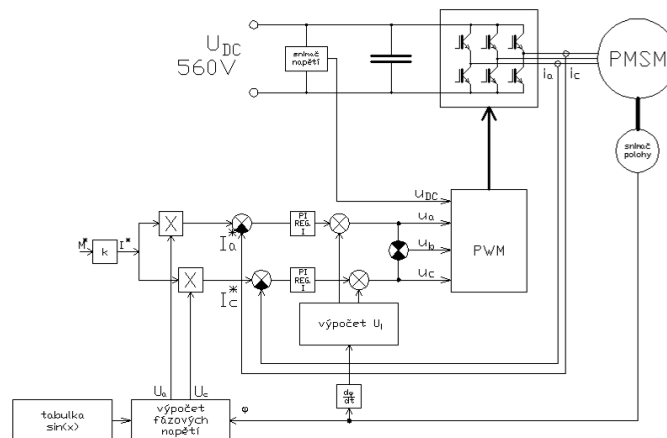
PI regulátorem. Při použití PI regulátoru je na výstupu regulátoru hodnota odpovídající poměrnému sepnutí horního a dolního tranzistoru ve větvi střídače, tj. zadává se střední hodnota fázového napětí za vzorkovací periodu PWM.

Nevýhodou lineární regulace fázových proudů je ovšem nesnadnost dosáhnouti kvalitní regulace při větších rychlostech, tedy kdy klesá poměr mezi frekvencí PWM a frekvencí první harmonické fázového proudu [21] až [32]. Dále vlivem vzrůstajících otáček rotoru dochází k potřebě rychlejších změn ve velikostech generovaných proudů, a tedy je větší požadavek na rychlost regulátorů. Pro zlepšení vlastností tohoto druhu regulace je možné použít adaptivního regulátoru, který by měnil parametry regulátoru v závislosti na otáčkách [35],[41].

Takto popsany regulátor, který byl i testován, ovšem nastavuje velikosti požadavků na napěťový PWM modulátor nezávisle na velikosti indukovaného napětí ve statoru motoru, které ovšem působí snížením výsledného napětí na statorovém vinutí a tedy snížením proudu ve fázích. Tato velikost proudu je samozřejmě korigována regulátorem, ale projevuje se špatnými vlastnostmi během přechodových dějů.

Výrazného zlepšení vlastností regulace bylo dosaženo modifikací regulační struktury (Obr. 3.5), při které je poměrné napětí, zadávané do PWM modulátoru v dané fázi, vypočteno jako součet výstupu regulátoru fázového proudu a vypočtené první harmonické indukovaného napětí ve fázi. Indukované napětí je vypočteno z otáček, napěťové konstanty stroje a okamžité polohy rotoru. Výstup regulátoru potom představuje napětí, které je úbytkem na odporu a indukčnosti statorového vinutí podle vztahu:

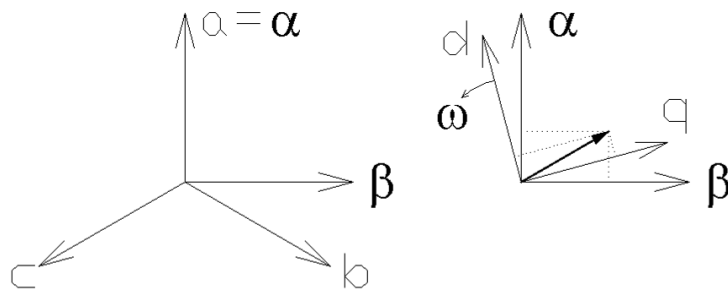
$$u_R = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + u_i = u_{PI} + u_i \quad (3.20)$$



Obr. 3.5 Blokové schéma regulátoru s korekcí indukovaného napětí

3.3.2. Vektorové řízení synchronních motorů

V dnešní době je rozšířeným způsobem řízení momentu synchronních a asynchronních strojů vektorové řízení. Výhoda vektorového řízení spočívá zejména v kvalitě regulace v souřadném systému d-q (Clarke – Parkova transformace) [2] až [4], která není závislá na rychlosti otáčení rotoru, jak tomu je v případě systému regulace proudů v jednotlivých fázích. Ve statickém režimu jsou složky veličin stroje d a q neměnné a tudíž jsou dány předpoklady pro řešení klasické regulační úlohy s konstantními průběhy regulovaných veličin v ustáleném stavu. Zvlnění regulovaných veličin je v ustáleném stavu dáno principiální činností akčního členu – střídače, který pracuje se šířkově pulsní modulací. S rostoucí frekvencí první harmonické výstupního napětí při stálé frekvenci šířkově pulsní modulace potom bude růst i zvlnění regulovaných veličin v ustáleném stavu.



Obr. 3.6 Princip transformace souřadného systému

Pro regulaci v souřadnicové soustavě d, q je nutné nejprve provést transformaci z trojfázové soustavy a, b, c do pravoúhlé rotující soustavy d-q, a posléze provést transformaci zpět (Obr. 3.6). Tato transformace je založena na dvou transformačních převodech z:

- třífázového souřadného systému a, b, c spojeného se státorem na pravoúhlý souřadný systém α - β spojený také se státorem

$$i_{\alpha} = i_a \quad (3.21)$$

$$i_{\beta} = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}} \quad (3.22)$$

- pravoúhlého souřadného systému α - β spojeného se státorem na uvolněnou pravoúhlou soustavu d-q spojenou s rotorem.

$$i_d = i_{\alpha} \cos \Theta + i_{\beta} \sin \Theta \quad (3.23)$$

$$i_q = -i_{\alpha} \sin \Theta + i_{\beta} \cos \Theta \quad (3.24)$$

Kde Θ je aktuální transformační úhel natočení rotoru vůči statoru.

Na základě rovnice 3.19, kdy lze velikost třetího proudu dopočítat ze znalosti prvních dvou proudů, lze celou transformaci 3.22 upravit na:

$$i_{\beta} = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}} = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \quad (3.25)$$

Výslednou transformaci z a, b, c / d-q lze tedy vyjádřit:

$$i_d = i_a \cos \Theta + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \right) \sin \Theta \quad (3.26)$$

$$i_q = -i_a \sin \Theta + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \right) \cos \Theta \quad (3.27)$$

Zpětná transformace je založena na transformačních převodech z:

- uvolněné pravoúhlé soustavy d-q spojené s rotorem na pravoúhlou souřadnou soustavu α - β spojenou se statorem. Do této transformace opět vstupuje úhel natočení rotoru vůči statoru Θ .

$$u_{\alpha} = u_d \cos \Theta - u_q \sin \Theta \quad (3.28)$$

$$u_{\beta} = u_d \sin \Theta + u_q \cos \Theta \quad (3.29)$$

- ze svázané pravoúhlé soustavy α - β spojené již se statorem na třífázový souřadný systém a, b, c. Výsledky této transformace jsou již přímo velikosti složek napětí (či proudů) v jednotlivých fázích statoru. Pro poslední veličinu je opět využit vztah 3.19, tentokrát vztažený na napětí.

$$u_a = u_{\alpha} \quad (3.30)$$

$$u_b = \frac{\sqrt{3}u_{\beta} - u_{\alpha}}{2} \quad (3.31)$$

$$u_c = -u_a - u_b \quad (3.32)$$

Z důvodu rozdílné vztažné soustavy pro jednotlivé soustavy, kdy soustavy a, b, c a α - β jsou svázány se statorem, ale soustava d-q je svázána s rotorem, je vzájemná závislost mezi těmito soustavami udána rychlostí otáčení soustav vůči sobě. Tato rychlost je dána frekvencí napájecího napětí:

$$\omega = 2\pi f \quad (3.33)$$

Z tohoto vztahu vyplývá, že obě soustavy se vůči sobě otáčejí úhlovou rychlostí ω závislou na satorové frekvenci. Vlivem otáčení v čase se mění úhel natočení soustav:

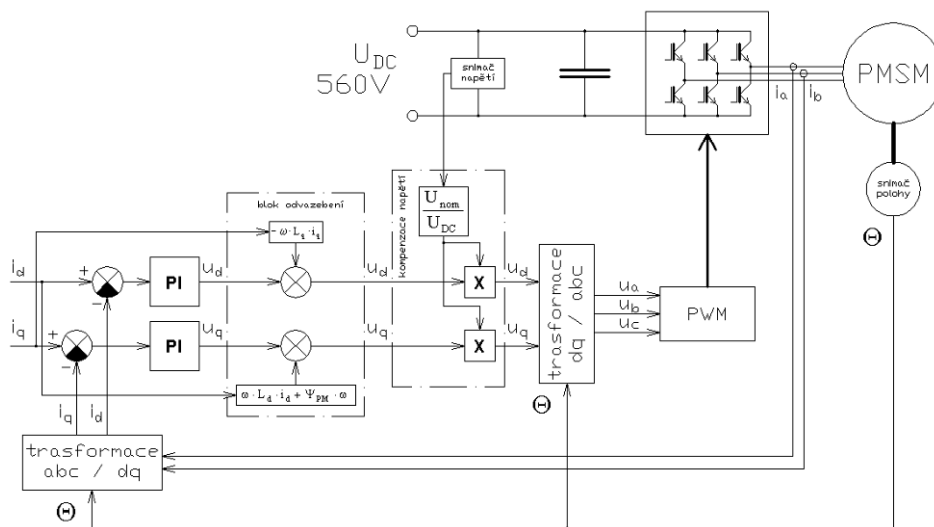
$$\Theta = \omega t = 2\pi f t \quad (3.34)$$

Použité vektorové řízení synchronních strojů vychází z lineárních struktur používaných u asynchronních motorů. Při této regulaci je odstraněn vliv měnících se okamžitých hodnot satorových proudů, jak tomu je u regulace fázových proudů, regulací zastaveného vektoru proudu v rotoru. Tím je tato regulace otáčkově nezávislá a regulátor reguluje na ustálenou hodnotu tohoto vektoru. V případě PMSM tokotvorná složka proudu není nutná, protože motor je trvale buzen permanentními magnety, a tedy požadovaná hodnota $i_d = 0$. Díky této vlastnosti se tedy celá regulace provádí pouze proudem i_q , čímž se dosáhne lineární závislosti vnitřního momentu na proudu [24], [27].

$$m = \frac{3}{2} p_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_p \Psi_d i_q \quad (3.35)$$

Důsledek popsaného algoritmu je stejný jako v případě regulace fázových proudů, tj v ustáleném stavu jsou poměry ve stroji dány fázorovým diagramem na Obr. 3.4.

Při regulaci momentu PMSM lze tedy vyjít z klasického schématu vektorového řízení asynchronního / synchronního motoru v pravoúhlých souřadnicích d, q viz Obr. 3.7.



Obr. 3.7 Princip vektorového řízení synchronního motoru

Z tohoto vývojového diagramu vyplývá, že se jedná o regulaci proudů i_d a i_q , které zadává nadřazený regulátor, přičemž aktuální hodnoty proudů i_a a i_b jsou pomocí transformace a, b, c / d-q přetransformovány na i_d a i_q . Regulátory proudů jsou typu PI a jejich výstupem je přímo požadavek napětí v jednotlivých transformovaných osách. Jak vyplývá z fázorového diagramu na Obr. 3.4 a na Obr. 3.7, jsou tato napětí dána úbytky ve vinutí statoru, kterými prochází regulované proudy. Za regulátory proudů je vhodné řadit blok odvazbení, který ve větvi regulující proud v ose d kompenzuje úbytky v ose q a naopak. Výstupem bloku odvazbení

jsou žádané hodnoty napětí u_q , u_d , vstupující do bloku kompenzace kolísání vstupního napětí střídače. Tento blok má za úkol přetransformovat normovaný požadavek na napětí z předchozích členů na žádost do PWM modulátoru odpovídající aktuálnímu stavu napětí v meziobvodu měniče. Tyto žádosti napětí musí být ještě v bloku zpětné transformace souřadnic převedeny do třífázové soustavy. Výstupy tohoto transformačního bloku jsou přímo požadované hodnoty jednotlivých fázových napětí pro PWM modulátor.

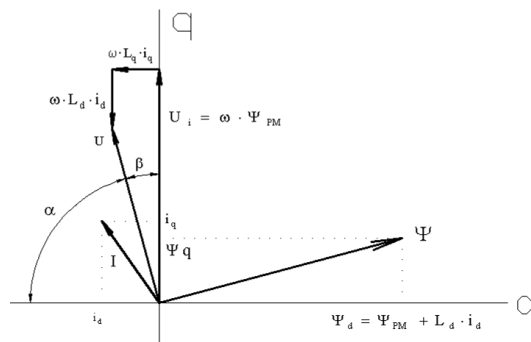
Blok od vazbení zajišťuje dobré dynamické vlastnosti při přechodných dějích v pohonu a blok kompenzace napětí v meziobvodu zajišťuje stabilitu regulace při rychlých změnách napětí v meziobvodu [27] až [32].

Přestože PMSM je trvale nabuzen díky magnetickému toku permanentních magnetů, lze i u něho provádět odbuzování. Toto tzv. zeslabování magnetického toku je založeno na potlačování magnetického toku permanentních magnetů pomocí záporného magnetického toku vytvářeného tokotvornou složkou i_d . [36],[43]

3.3.3. Teorie zeslabování magnetického toku

Zeslabování magnetického toku je v dnešní době běžně používané u většiny typů elektrických pohonů. Smyslem zeslabování magnetického toku v motoru je potlačení indukovaného napětí, které vzrůstá s otáčkami rotoru. Předpokládá se, že jakmile točivý stroj dosáhne své jmenovité rychlosti, střídač generuje maximální výstupní napětí. Pokud by nebylo použito zeslabování magnetického toku, moment motoru by klesal se zvyšujícími se otáčkami rychle k nule. Při vyšších otáčkách než jsou jmenovité by mohl být i záporný. Tento stav pohonu je velmi nestabilní a velmi citlivý na rychlé změny napětí v DC meziobvodu a celkově je pohon mimo regulační rozsah řídicího systému, tedy v nežádoucím stavu. Do stavu mimo žádoucí stav se pohon může dostat i vlivem velmi nízkého napětí v DC meziobvodu [4].

Celkově tedy zajistí odbuzování správnou funkci pohonu v celém rozsahu otáček a pracovních napětí na vstupu střídače. Regulátor odbuzování reguluje podle velikosti modulu prostorového vektoru napětí velikost odbuzovací složky.



Obr. 3.8 Fázorový diagram PMSM v režimu zeslabování magnetického toku.

Zeslabování magnetického toku permanentních magnetů motoru je možné provádět výhradně nepřímo – reakcí kotvy. Jedná se o potlačování magnetického toku permanentních magnetů magnetickými účinky záporné magnetizační - tokotvorné složky statorového proudu.

Situaci ilustruje fázorový diagram Obr. 3.8, ve kterém jsou fázory napětí, proudu a magnetického toku znázorněny v transformovaných souřadnicích d-q otáčejících se synchronně s rotorem. Indukované napětí U_i působí v ose q. Na stejné ose je také úbytek na podélné indukčnosti motoru L_d vyvolaný tokotvornou složkou statorového proudu i_d . Pokud má tokotvorná složka zápornou hodnotu, působí tento úbytek proti indukovanému napětí, a tím pádem jej potlačuje. Tato situace je velmi podobná k situaci přebuzeného synchronního stroje.

Cílem regulace zeslabování magnetického toku je nastavení optimální velikosti záporné tokotvorné složky i_d , tzn. nejmenší potřebné velikosti složky tak, aby bylo možné nastavit co největší požadovanou hodnotu momentotvorné složky i_q v kontextu s aktuálními otáčkami a velikostí vstupního napětí střídače [31],[35] až [44].

Existuje několik metod regulace zeslabování toku. Tyto metody lze rozdělit do dvou hlavních skupin:

- prediktivní - komplikované a často méně přesné ovšem, s dobrou dynamikou
- zpětnovazební - často jednodušší, přesné pouze v ustáleném stavu

Problémy se zpětnovazebními metodami mohou vznikat při přechodných dějích (např.: skok žádané hodnoty, rychlé změny napětí v DC meziobvodu).

Vztah pro potřebnou velikost tokotvorné složky lze za zjednodušujících podmínek (ustálený stav, zanedbání ohmických odporů) odvodit z názorového diagramu motoru na Obr. 3.8 podle [44]:

$$i_d^{**} = \frac{\sqrt{U_{MAX}^2 - (\omega L_q i_q)^2} - \omega \Psi_f}{\omega L_d} \quad (3.36)$$

Velikost okamžité hodnoty U_{max} je vypočítávána na základě podílu velikosti okamžitého napětí v DC meziobvodu vůči nominální velikosti tohoto napětí a nastavené hodnotě napětí pro přechod do odbuzování:

$$U_{MAX} = U_{MAXn} \frac{U_{DC}}{U_{DCn}} \quad (3.37)$$

Vlivem nárůstu magnetizační složky i_d dochází se zvyšujícími se otáčkami k nárůstu celkového proudu ve statoru, který je při trvalém zatížení omezen jmenovitou hodnotou proudu tohoto motoru. V režimu odbuzování, kdy se zvyšující se rychlostí roste i magnetizační složka proudu statoru i_d , zabezpečuje blok proudového omezení omezení momentotvorné složky i_q statorového proudu tak, aby celkový proud statoru nepřekročil nastavenou mez danou zpravidla maximálním povoleným proudem motoru. Omezení momentotvorné složky statorového proudu se určuje jednoduchým výpočtem podle Pythagorovy věty:

$$i_{qMAX} = \sqrt{I_{MAX}^2 - i_d^2} \quad (3.38)$$

Bude-li se zvyšujícími otáčkami vzrůstat potřebná složka proudu i_d , bude se snižovat maximální přípustná hodnota momentotvorné složky i_{qMAX} , a tím i hodnota maximálního momentu pro dané otáčky v režimu odbuzování.

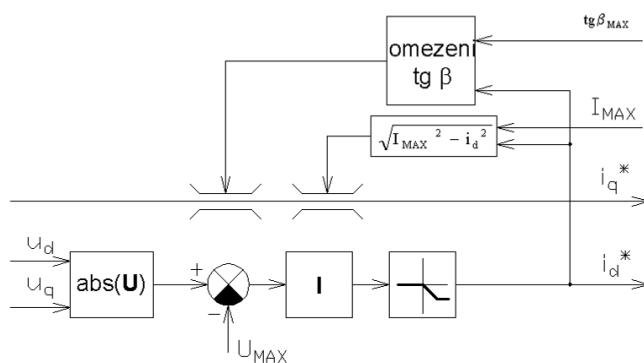
Při rostoucích otáčkách v režimu odbuzování dochází vlivem nárůstu složky proudu i_d ke zvětšování fázového posunu mezi svorkovým napětím statoru a indukovaným napětím, tj. ke zvětšování zátěžného úhlu synchronního stroje β . Předpokládá-li se u PMSM magnetická symetrie rotoru, vyplývá z teorie synchronního stroje známý závěr, že zátěžný úhel β nesmí překročit hodnotu 90° [2], [3] to musí regulační struktura pohonu zabezpečovat v režimu odbuzování omezení momentotvorné složky statorového proudu i z hlediska omezení zátěžného úhlu β na 90° . Popisovaná metoda omezení složky i_q pro omezení zátěžného úhlu vychází z fázorového diagramu (Obr. 3.8) při zanedbání odporu statorového vinutí pro úhel β platí:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\omega L_q i_q}{U_i - \omega L_d i_d} = \frac{\omega L_q i_q}{\omega \Psi_{PM} - \omega L_d i_d} \quad (3.39)$$

Po úpravě tohoto vztahu se získá vztah pro omezování hodnoty složky i_q v závislosti na maximálně povoleném zátěžném úhlu β_{MAX}

$$i_{qMAX} = \frac{\Psi_{PM} - L_d i_d}{L_q} \operatorname{tg} \beta_{MAX} \quad (3.40)$$

Struktura odbuzování navazuje na základní strukturu vektorové regulace v souřadnicové soustavě d-q. Navržená a použitá metoda odbuzování je výhodná tím, že bez jakýchkoli nespojitých přechodů plynule navazuje na regulaci při plném magnetickém toku a udržuje výstupní napětí střídače na zadané, v daném případě nejvhodnější, tedy na mezní hodnotě. Použitá metoda odbuzování pracuje na principu regulace amplitudy poměrného napětí, které je zadáváno v jednotlivých fázích na vstup šířkově pulsního modulátoru, tedy v podstatě na principu regulace modulu prostorového vektoru svorkového napětí statoru. Cílem tedy je udržet při odbuzování stálou normovanou poměrnou hodnotu modulu prostorového vektoru napětí statoru, které je formováno střídačem. V případě konstantního vstupního napětí střídače je konstantní amplituda a efektivní hodnota svorkového napětí statoru, v případě kolísání vstupního napětí střídače odpovídajícím způsobem kolísá amplituda a efektivní hodnota svorkového napětí statoru, avšak požadovaná poměrná - normovaná napětí zadávaná pro jednotlivé fáze na vstupy šířkově pulsního modulátoru mají amplitudy konstantní, rovné žádané hodnotě U_{MAX} (Obr. 3.9) a na principu metody se nic nemění.



Obr. 3.9 Blokové schéma regulátoru odbuzování

Skutečná poměrná hodnota amplitudy prostorového vektoru statorového napětí je vypočtena z hodnot u_d a u_q vstupujících do bloku zpětné transformace. Regulační odchylka amplitudy poměrného napětí je zavedena na vstup I regulátoru. Výstup tohoto regulátoru je žádanou hodnotou složky proudu i_d^* . V režimu s plným magnetickým tokem je výstup tohoto regulátoru omezen na nulu, i_d^* má nulovou hodnotu a efektivní hodnota napětí na výstupu střídače se mění tak, aby byly zachovány poměry znázorněné na fázorovém diagramu na Obr. 3.4.. Po dosažení mezní hodnoty poměrného napětí, tj. výstupního napětí střídače, začne

regulátor poměrného napětí generovat nenulovou zápornou složku i_d^* , která svými magnetickými účinky působí proti magnetickému toku permanentních magnetů. Regulátor nastaví i_d^* takovou, aby byla amplituda poměrného napětí udržována na stálé, tzn. mezní hodnotě. A tedy, že s rostoucími otáčkami roste i hodnota i_d^* . Při odbuzování však nesmí být překročena hodnota celkového proudového omezení I_{MAX} . Proto je při odbuzování nutno počítat z hodnoty i_d^* a z hodnoty I_{MAX} mezní hodnotu i_q^* a na tuto hodnotu omezit žádost vycházející ze zadání požadovaného momentu. Při rostoucí rychlosti v režimu odbuzování tím tedy klesá maximální dosažitelný moment, obdobně jako při odbuzování stejnosměrných či asynchronních motorů.

Blok omezování momentotvorné složky statorového proudu vyhodnocuje kromě maximálního statorového proudu i mezní hodnotu i_q z hlediska omezení zátěžného úhlu. Pro aktuální omezení i_q je vybrána vždy menší z obou hodnot.

Na základě výsledků simulací [44] se jeví, že tato struktura nemá díky zpětnovazebnímu charakteru pro rychlé změny veličin regulačního schématu dostatečnou dynamiku.

Dalšího zlepšení vlastností celého regulátoru odbuzování je možné dosáhnout pomocí přidání bloku predikce, tedy, že i_d^* se vypočte jako součet výstupu regulátoru odbuzování a hodnoty i_d^{**} , která představuje zjednodušené analytické vyjádření potřebné hodnoty proudu i_d^* .

Platí tedy:

$$i_d^* = i_d^{**} + i_{dREG} \quad (3.41)$$

V rámci prací byly testovány dva algoritmy výpočtu predikce, u kterých byl zanedbáván odpor vinutí statoru:

- kompenzace vlivu indukovaného napětí
- plná predikce tokotvorného proudu i_d

V případě prvního algoritmu predikce, tedy kompenzace vlivu indukovaného napětí daného spřaženým magnetickým tokem permanentních magnetů je činnost popisovaného výpočtu založena na následujících vztazích:

- přírůstek indukovaného napětí, který je po přechodu do režimu se zeslabeným magnetickým tokem potřeba eliminovat složkou i_d^{**} je dán vztahem:

$$\Delta U_i = L i_d \omega = k_\Phi \Psi_{PM} (\omega - \omega_{pr}) \quad (3.42)$$

Kde je L indukčnost statoru (u PMSM $L_d = L_q = L$)
 Ω mechanická úhlová rychlost
 Ψ_{PM} magnetický tok permanentních magnetů rotoru
 k_Φ konstanta motoru určující závislost mezi indukovaným napětím, magnetickým tokem rotoru a otáčkami
 ω_{pr} úhlová rychlost, při které nastává přechod do režimu se zeslabeným tokem při daném vstupním napětí střídače ve stavu naprázdno

Předpokládá-li se proměnné vstupní napětí střídače, je hodnota ω_{pr} pro stav naprázdno přímo úměrná vstupnímu stejnosměrnému napětí střídače podle vztahu:

$$\omega_{pr} = k_{pu} U_{DC} \quad (3.43)$$

Kde je k_{pu} konstanta úměrnosti
 U_{DC} vstupní stejnosměrné napětí střídače

Úpravou rovnic 3.46 a 3.47 se získá výsledný vztah pro výpočet složky i_d^{**} , která eliminuje v režimu se zeslabeným magnetickým tokem přírůstek indukovaného napětí:

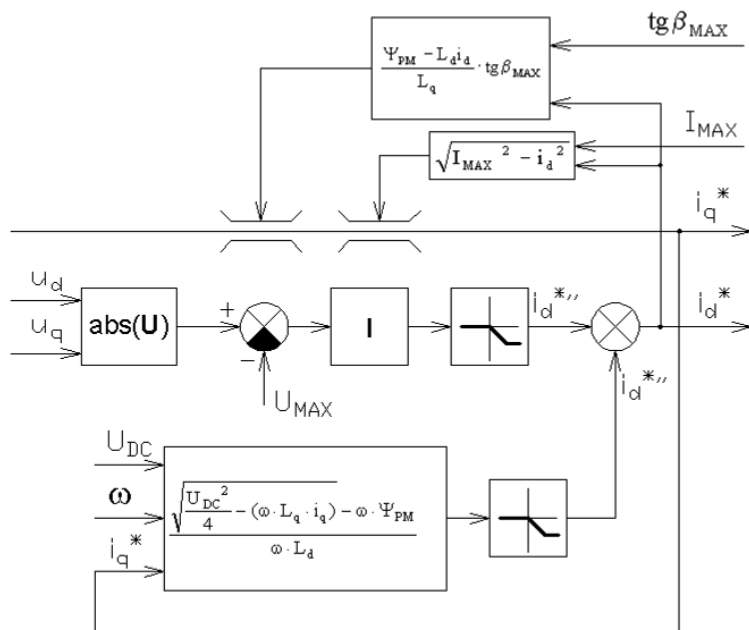
$$i_d^{**} = C_{FM} \left(1 - \frac{k_{pu} U_{DC}}{\omega}\right) \quad (3.44)$$

Pro C_{FM} platí:

$$C_{FM} = \frac{k_\Phi \cdot \Psi_{PM}}{L} \quad (3.45)$$

Regulátor amplitudy vstupních referenčních napětí PWM modulátoru, tj. modulu prostorového vektoru statorového napětí, poskytuje na svém výstupu složku žádané hodnoty i_d , která se uplatňuje především na vytvoření dostatečné napěťové rezervy na výstupu střídače pro pokrytí úbytku napětí na vnitřní impedanci statorových vinutí při proměnném zatěžovacím momentu.

Druhý, tedy plný predikční algoritmus počítá aktuální velikost potřebné tokotvorné složky i_d dle vztahu 3.39. Výsledná žádost na tokotvornou složku je potom dána součtem této vypočtené hodnoty a hodnoty ze zpětnovazební smyčky viz Obr. 3.10.



Obr. 3.10 Blokové schéma regulátoru odbuzování s výpočtem požadované hodnoty i_d

4 Metody zpracování

Využité algoritmy, které byly v rámci výzkumných prací implementovány do DSP regulátoru pohonu, vycházejí ze zmiňované struktury vektorového řízení a aplikace těchto algoritmů pochází i z poznatků získaných pomocí simulací možných typů regulačních struktur. Úkolem této práce a implementací je srovnat vlastnosti a poznatky simulací s reálným trakčním pohonem.

Použitý DSP regulátor je založen na procesoru TI řady 28xx (viz kapitola 4.1) a jako vývojové prostředí bylo použito C2000 Code Composer Studio verze 3.3. Testované algoritmy regulátoru byly psány v assembleru, pomocné algoritmy sloužící například pro komunikaci s nadřazeným PC jsou psány v jazyce C.

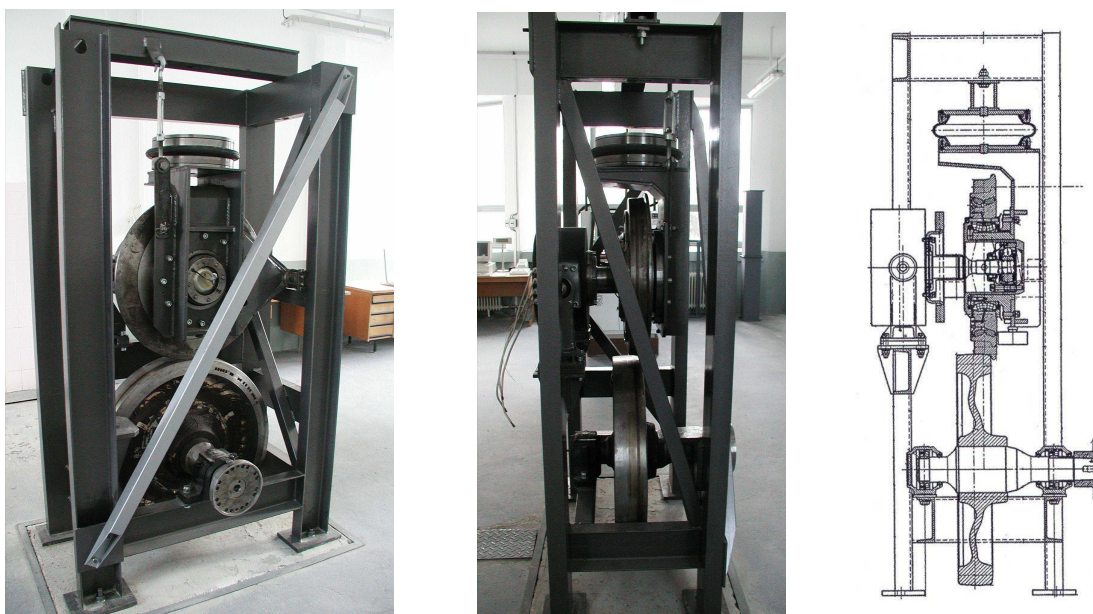
Používaný regulátor firmy Škoda má vytvořenou PC ladící podporu. Na straně PC je reprezentována programem „MONITOR“. Aby tento ladící program mohl pracovat, je nutné mít propojený regulátor pomocí RS232 s PC a v programu regulátoru implementovanou komunikaci s tímto programem.

Celý program regulátoru je sestaven s ohledem na co nejlepší využití výkonu procesoru. Veškeré regulační struktury jsou prováděny v rámci přerušení. Mimo tato přerušení je prováděna komunikace s PC i některé servisní operace regulátoru a programu (např. detekce tlačítek, signalizace stavů pomocí LED atd.).

4.1 Popis zkušebního pracoviště

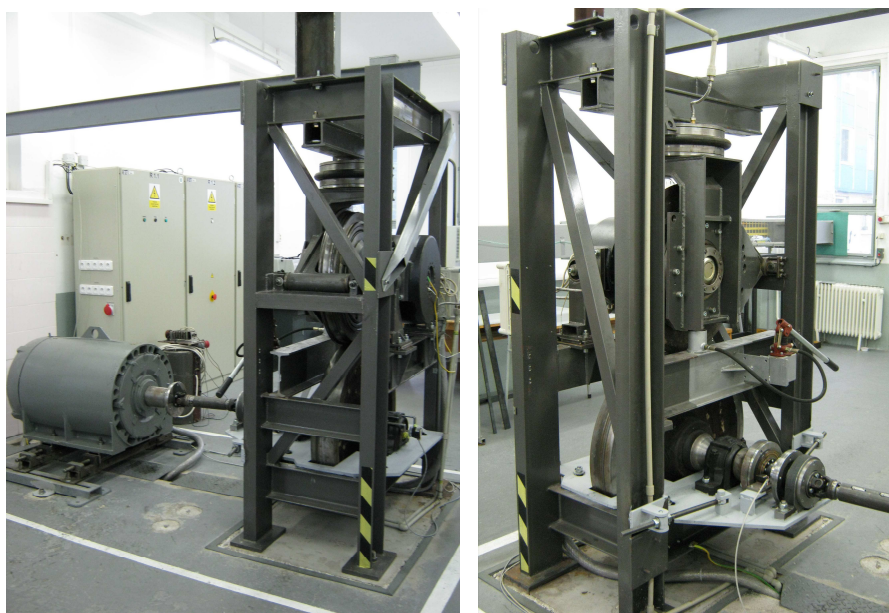
Na dopravní fakultu Jana Pernera Univerzity Pardubice byl dlouhodobě zapůjčen firmou VUKV a.s. zkušební stav s trakčním PMSM za účelem výzkumu kolového pohonu. Na tomto zkušebním stavu je realizována pohonná kolová jednotka, jejíž koncepce by mohla být využitelná zejména pro nízkopodlažní tramvaje. Při návrhu byl kladen požadavek na co nejjednodušší uspořádání celého pohonu, které by rovněž vytvářelo podmínky pro dobré jízdní vlastnosti vozidla [20] až [22].

Stav je konstrukčně tvořen rámem, ve kterém je usazen PMSM spojený pomocí homokinetického kloubu s tramvajovým kolem. Byla tak zvolena konstrukce s částečně odpruženým motorem pohánějícím kolo přes souběžný kuličkový kloub. Motor je uložen v silentblocích umožňující jeho výkyv v horizontálním směru. Kolo je uloženo na kyvném rameni, které je přitlačováno pomocí pneumatického válce. Válcem lze vyvodit tlak na kolo v rozmezí 4 – 50 kN. Ten působí na druhé (spodní) kolo, které reprezentuje kolejnici.



Obr. 4.1 Původní stav zkušebního pracoviště s PMSM

Spodní kolo bylo v průběhu prací na DFJP mechanicky upraveno pro natáčení simulující průjezd obloukem. Spodní kolo je pomocí kardanového hřídele spojeno se zátěžným asynchronním motorem. Mezi zátěžný motor a protiběžné kolo je vložen snímač krouticího momentu.



Obr. 4.2 Současný stav zkušebního pracoviště s PMSM

Vlastní PMSM typu SRT 225 – S 44 je výrobkem firmy VÚES Brno. Tento prototyp synchronního motoru s permanentními magnety byl vyvinut právě pro zmiňovaný zkušební stav. Jedná se o 44 pólový stroj s vnitřním rotorem a kapalinovým chlazením. Chlazení je provedeno pomocí kanálů v plášti statoru.

Parametry motoru SRT 225 – S 44

- Jmenovitý výkon 58 kW
 - Jmenovitý moment 852 Nm
 - Jmenovité otáčky 650 min⁻¹
 - Jmenovité napětí 3 × 368 V / Y
 - Jmenovitý proud 122 A
 - Jmenovitý kmitočet 238 Hz
 - Účinnost 89,9 %
 - Maximální moment 2000 Nm
 - Maximální proud 368 A
 - Maximální otáčky 1000 min⁻¹
 - Počet pólů 44
-
- Odpor vinutí 0,087 Ω
 - Indukčnost v ose d 0,8 mH
 - Indukčnost v ose q 0,8 mH
 - Magnetický tok vytvářený PM 0,2 Wb
 - Moment setrvačnosti rotoru 2 kg.m²

Zátěžný stroj je asynchronní elektromotor MEZ Brno závod Drásov typu MAF315S – 10.

Parametry motoru MAF315S – 10

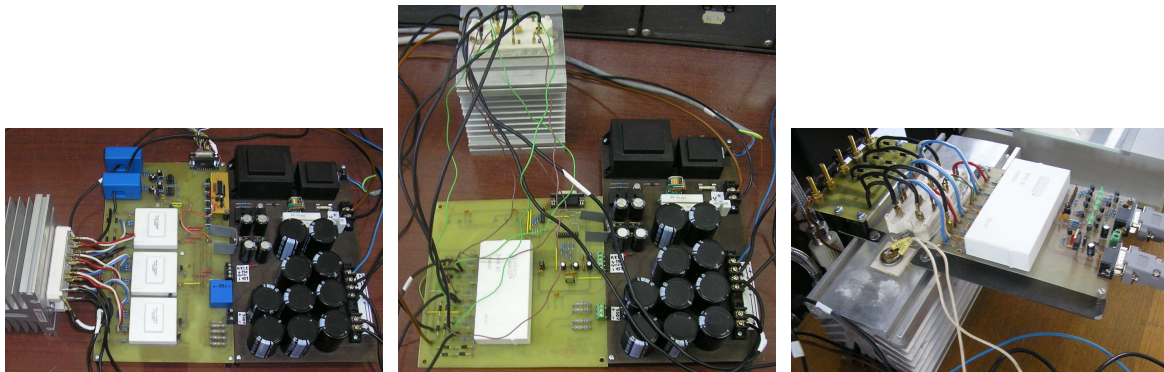
- Jmenovitý výkon 55 kW
- Jmenovité otáčky 589 min⁻¹
- Jmenovité napětí 3 × 380 V / Δ
- Jmenovitý proud 133 A
- Počet pólů 10

K tomuto zkušebnímu stavu byla navržena a zrealizována měničová část. Tato měničová část je sestavena tak, aby bylo možné co nejefektivněji vyměňovat energii mezi oběma nainstalovanými měniči. Tím se zároveň i kompenzuje nedostatečná elektroinstalace v laboratoři.

Pro napájení zátěžného stroje je použit měnič firmy Siemens řady MICROMASTER 440. Jedná se o standardní napěťový měnič umožňující vektorové řízení s otáčkovou zpětnou

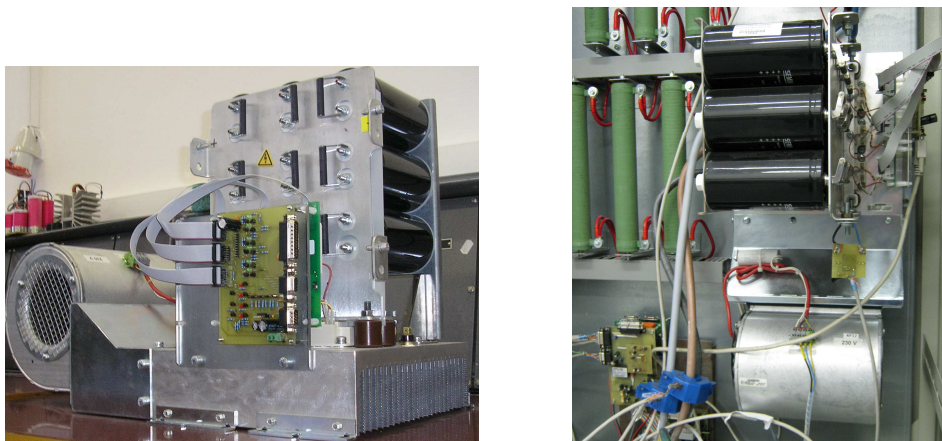
vazbou. Tato otáčková zpětná vazba se v rámci prováděných testů zatím nepoužívá a měnič se řídí pouze metodou $U/f = \text{konst.}$ Tento režim pro doposud prováděné testy vyhovoval. Měnič je doplněn brzdovým měničem umožňujícím brzdění celého soustrojí po libovolnou dobu, a motorovou tlumivkou.

Druhý instalovaný měnič, který napájí zkoumaný synchronní motor s permanentními magnety, byl sestaven na DFJP. V rámci prací bylo vytvořeno více verzí, které byly postupně zdokonalovány. Základem byly vždy tranzistory IGBT s budiči od firmy Semikron. V rámci těchto verzí byly vždy zjišťovány nové požadavky pro další verze.



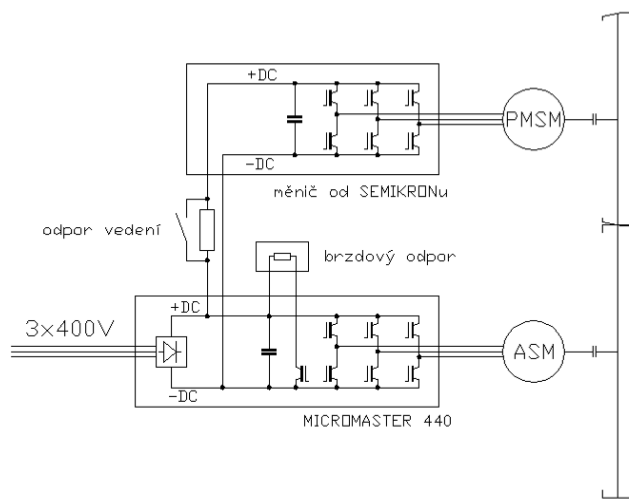
Obr. 4.3 Ukázka vývojových verzí měničů pro PMSM

Výsledná verze je založena na výkonové části od firmy Semikron s označením B6CI 1100_772-175F s IGBT tranzistory série SKM400GB128D, budiči IGBT tranzistorů typu SKHI22A a baterií kapacit, která tvoří stejnosměrný meziobvod o kapacitě $4700\mu\text{F}$ pro maximální napětí 1200V. Aby byla umožněna vzájemná výměna energie mezi oběma měniči, je měnič trakčního PMSM napájen ze stejnosměrného meziobvodu měniče zátěžného stroje. Díky této koncepci není potřeba rekuperačních vstupních jednotek na vstupech obou měničů a brzdový odpor slouží pouze pro nouzový stav, kdy by bylo nutné celé soustrojí rychle zastavit.



Obr. 4.4 Současná zabudovaná verze měniče pro PMSM

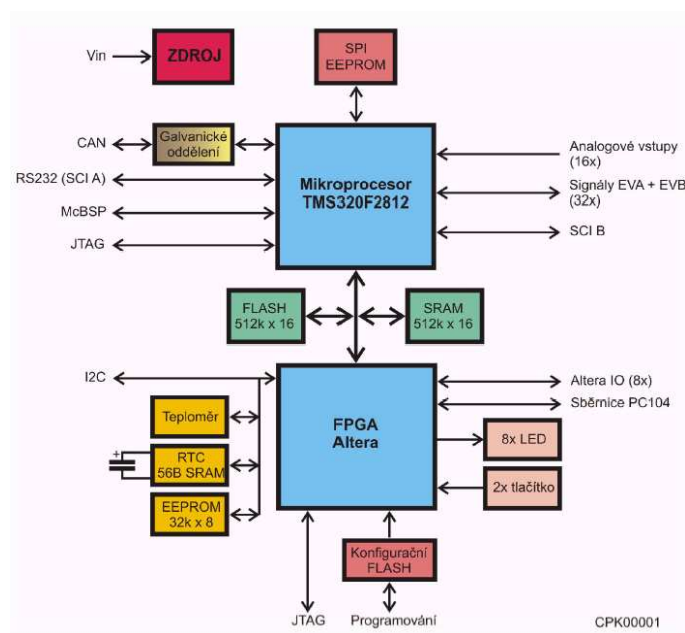
Protože v rámci prováděných testů je nutné simulovat úbytky napětí způsobené odporem trolejového vedení, na kterém by se vyskytovala jednotka s tímto pohonem, je mezi instalované měniče vložen odpojitelný odpor o velikosti 2Ω .



Obr. 4.5 Uspořádání výkonové části měničů na testovacím stavu

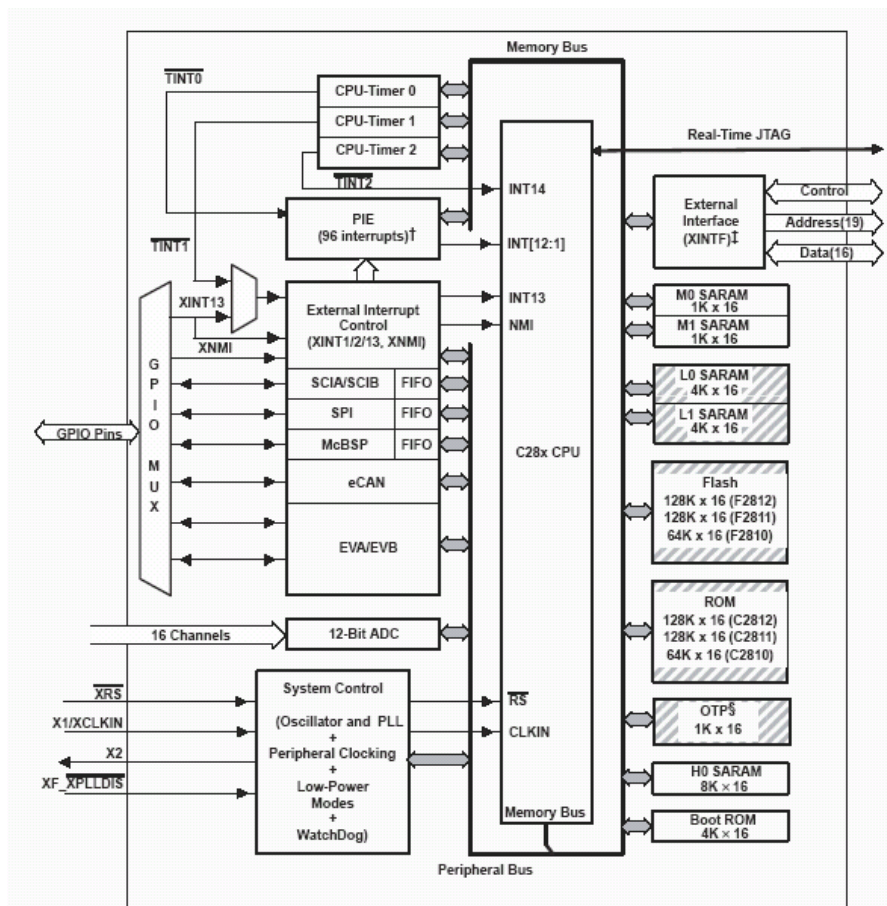
Pro řízení výkonové části trakčního PMSM je používán řídicí systém A5523C1 firmy Škoda Electric a.s., osazený DSP procesorem firmy Texas Instruments řady TMS320C2812.

Jedná se o firemní mikroprocesorový regulátor určený převážně pro pomocné pohony s možností využití pro hlavní pohon. Tento regulátor je osazený 32-bitovým DSP, pamětí SRAM o velikosti 512 KWord pro program a práci s daty, 512 Kword paměti FLASH pro uložení programu, postmort záznamů a parametrů pohonu. Jako pomocný obvod na tomto regulátoru je použito programovatelné pole Cyclone Altera.



Obr. 4.6 Blokové schéma jednotky A5523C1 od Škoda electric a.s

Použitý 32-bitový DSP procesor o výkonu až 150 MIPS (délka instrukčního cyklu 6.67 ns) je svou topologií určen pro řízení pohonů [13] až [18]. Jedná se o DSP procesor akumulátorového typu super harvardské architektury s 8 úroňovým zřetěžením zpracovávaných instrukcí (pipeline). Matematická jednotka (MAC) s pevnou desetinou čárkou umožňuje práci ve dvou módech a to v módu 2krát 16 x 16 b nebo 1krát 32 x 32 b, s podporou operací násobení a dělení v řádu 64 bitů. Mezi nejdůležitější vestavěné periférie procesoru pro měničovou techniku patří dvě nezávislé jednotky umožňující řízení pohonů (EVA, EVB), 2 x 8 multiplexovaných analogových vstupů s 12-bitovým A/D převodníkem a dobou převodu 80 ns/12.5 MSPS umožňující nastavitelný režim převodu, 56 individuálně programovatelných I/O pinů s multiplexací. Pro komunikaci s nadřazeným systémem slouží sériový interface (SPI) a dva sériové interface odpovídající standardu UART (SCI).



Obr. 4.7 Blokové schéma procesoru TMS320F2812

V rámci zkušebního stavu jsou použity tyto snímače: tenzometrický snímač kroutícího momentu ± 1000 Nm, tři snímače proudu LEM (jeden slouží k snímání proudu na přívodu do DC meziobvodu výkonového měniče SEMIKRON, dva snímače slouží ke snímání proudů na

dvou výstupních fázích do motoru), jeden napěťový snímač LEM pro měření napětí v meziobvodu, čtyřpólový resolver pro snímání úhlového natočení rotoru trakčního motoru - od firmy ATAS Náchod a.s.. Signály snímače úhlového natočení jsou vyhodnocovány R/D převodníkem. Byla realizována vyhodnocovací elektronika, která je založena na použití R/D převodníku od firmy ANALOG DEVICES s označením AD2S1200 [58]. R/D převodník je 12-bitový s možností komunikace s řídicím systémem pohonu ve formě IRC signálů a po paralelní nebo sériové sběrnici. R/D převodník generuje i potřebné informace o bezchybném vyhodnocování, případně informace o vzniklé chybě.

Vytvořený systém snímání absolutní polohy vyhodnocuje 4096 poloh na otáčku. Tomu na zkušebním stavu s 44 pólovým PMSM a 4pólovým resolverem odpovídá při řízení 372 poloh udávaných snímačem na elektrickou otáčku trakčního PMSM.

Použité proudové snímače LEM [58] jsou typu LA 255-S, umožňující měřit galvanicky oddělené proudy od nulové frekvence až do maximální hodnoty ± 500 A při jednom použitím průvzlaku. Tento typ snímače má proudový výstup odpovídající převodnímu poměru 2000:1, který je na straně regulátoru převeden na napětí na paralelně připojeném rezistoru. Úbytek napětí na měřicím rezistoru 40Ω je přímo snímán analogovým vstupem regulátoru.

Napěťový snímač je rovněž od firmy LEM [58] typu LV25-P a snímá galvanicky oddělené napětí. Výstup snímače je taktéž proudový a převeden opět na měřicím odporu na napětí, které je zavedeno do analogového vstupu regulátoru. Protože snímač je koncipován jako proudový, je připojen přes předřadný měřicí odpor. Velikost tohoto měřicího předřadného odporu je zvolena dle doporučení výrobce.

Instalovaný snímač kroutícího momentu je na zakázku vyrobený firmou VTS Zlín na měřicí rozsah ± 1000 Nm s povoleným dvojnásobným přetížením. Jedná se o tenzometrický snímač v plném můstkovém zapojení s integrovanou měřicí elektronikou. Analogový výstup z tohoto snímače ve formě proudové smyčky ± 20 mA je přes sběrací kroužky sloužící zároveň pro napájení elektroniky snímače, přiveden na měřicí odpor, ze kterého je úbytek napětí snímán do regulátoru.

4.2 Rozbor výsledků simulací a experimentů s regulací fázových proudů a stanovení nejjednodušší regulační struktury v d-q

První experimenty s regulací trakčního PMSM byly založeny na regulaci dle kapitoly 3.3.1, tedy na implementaci jednoduché regulační struktury zabezpečující regulaci momentu podle fázového diagramu na Obr. 3.4 prostřednictvím regulace okamžitých hodnot proudů v jednotlivých fázích statoru. Tyto proudy jsou nastavovány (regulovány) podle aktuální polohy rotoru tak, aby prostorový vektor proudu statoru byl vždy v kolmém postavení na osu rotoru. Regulace tedy udržuje stálý úhel 90° mezi předbíhajícím prostorovým vektorem proudu ve statoru a polohou rotoru.

V rámci prvních implementací byly naprogramovány pro každou fázi stroje separátní lineární regulátory, jejichž výstupy nastavovaly v dané fázi střídače požadované hodnoty proudů v závislosti na poloze rotoru a žádané hodnotě momentu. Tyto proudy mají vzájemný konstantní fázový posun 120° . Výstup z každého regulátoru udával poměrné napětí u_R do vstupu příslušného PWM modulátoru fáze střídače.

Prvním nedostatkem této implementace byla při zavedení integrační složky regulátorů proudů nenulová střední hodnota žádaných hodnot poměrných fázových napětí u_R , které byly zaváděny na vstup PWM modulátoru. Tyto průběhy byly posunuty na okraj regulačního pásma. Tento problém byl odstraněn tím, že byl vynechán třetí regulátor proudu a jsou regulovány jen dvě fáze. Hodnota poměrného napětí třetí fáze, vstupující do PWM modulátoru, je dopočítána ze vztahu:

$$u_A + u_B + u_C = 0 \quad (4.1)$$

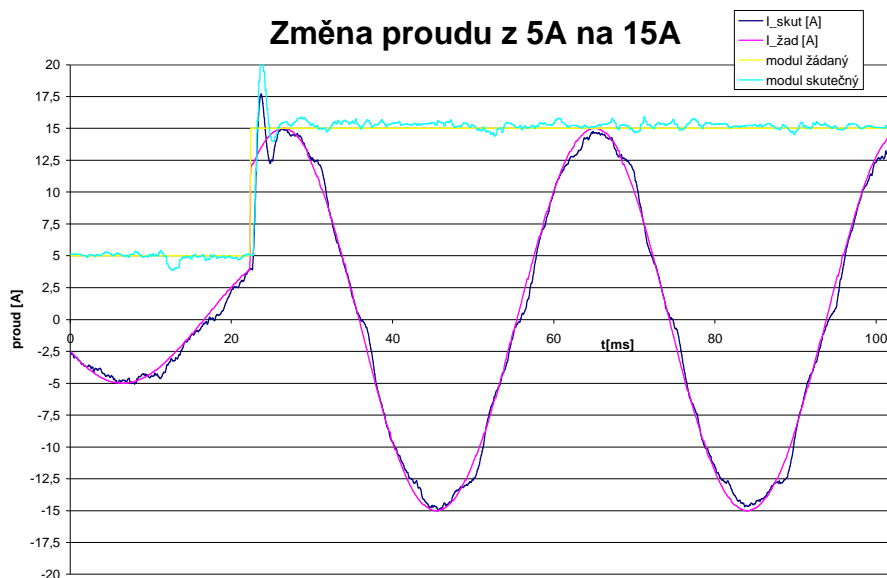
Dalším nedostatkem byl způsob, kterým se vytvářel proud. Proud fází byl totiž vytvářen pomocí napětí na fázi. Ovšem proti tomuto fázovému napětí působí indukované napětí motoru, a tak čím je indukované napětí větší, tím je proud fází menší. Výrazného zlepšení bylo dosaženo modifikací regulační struktury, při které je poměrné napětí zadávané do PWM modulátoru v dané fázi vypočteno jako součet výstupu regulátoru fázového proudu a vypočtené první harmonické indukovaného napětí ve fázi. Velikost indukovaného napětí byla vypočtena z otáček, napěťové konstanty stroje a okamžité polohy rotoru. Výstup regulátoru potom představuje napětí, které je úbytkem na odporu a indukčnosti statorového vinutí podle vztahu:

$$u_R = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + u_i = u_{PI} + u_i \quad (4.2)$$

Kde	R_a	odpor statorového vinutí
	L_a	indukčnost statorového vinutí
	u_R	poměrné napětí v dané fázi
	u_i	vypočtené indukované napětí
	u_{PI}	výstup PI regulátoru fázového proudu.

Z tohoto vztahu představujícího napěťovou rovnici vinutí fáze statoru je zřejmé, že regulátor v principu reguluje pouze proud RL článkem, tj. soustavu prvního řádu. Pro tuto regulaci je vhodný právě PI regulátor. Popsaná kompenzace vlivu indukovaného napětí při regulaci fázových proudů má podobnou funkci jako člen od vazbení při regulaci v transformované souřadnicové soustavě.

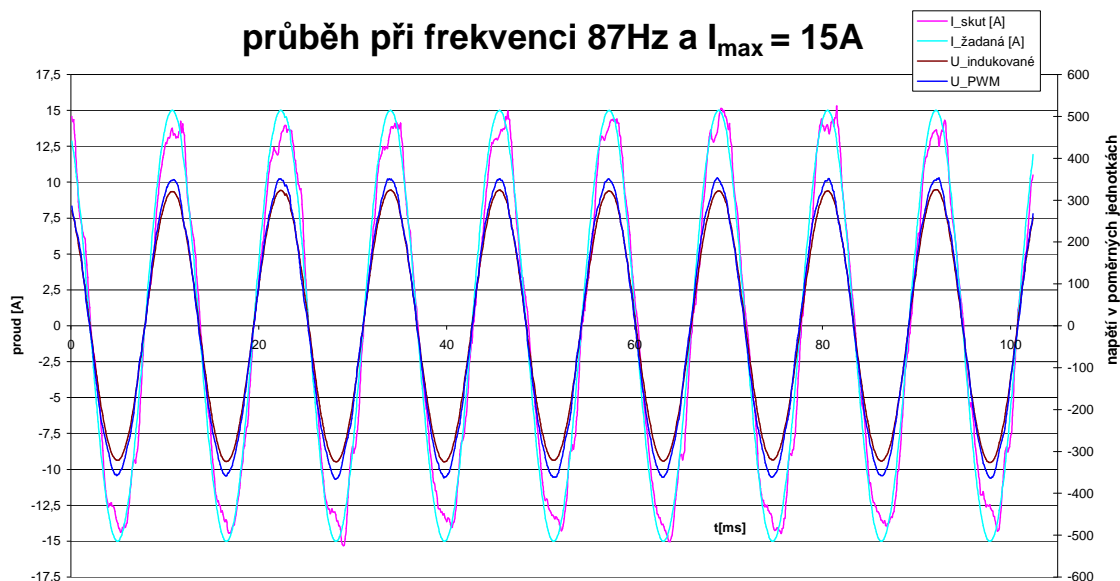
Popsaná struktura byla testována při frekvenci šířkově pulzní modulace 5 kHz do maximální frekvence statorového napětí a proudu 130 Hz, tj. mírně přes polovinu jmenovité frekvence motoru. Do této frekvence měla regulační struktura poměrně dobré vlastnosti, avšak při vyšších rychlostech již nestačily proudové regulátory dostatečně rychle reagovat na rychlé změny žádaných hodnot fázových proudů a docházelo k přílišnému zvýšení regulačních odchylek. Vzhledem k této skutečnosti, omezující otáčkový rozsah použití metody, a vzhledem k obtížnější vazbě této struktury na algoritmus odbuzování, není tato metoda pro sledovaný tramvajový pohon zcela vhodná.



Obr. 4.8 Demonstrace regulační odezvy na změnu proudu

Klíčovým nedostatkem výše popsané metody regulace momentu je skutečnost, že i v ustáleném stavu se mění žádané hodnoty regulovaných veličin. Rychlost této změny roste s rostoucími otáčkami a při vyšších rychlostech, kdy se snižuje poměr frekvence šířkově pulzní

modulace a první harmonické výstupního napětí, již metoda přímé regulace fázových proudů vykazuje stále nezanedbatelné regulační odchylky – fázové i amplitudové.

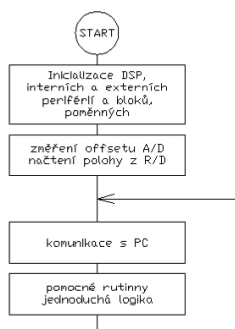


Obr. 4.9 Demonstrace průběhů v ustáleném stavu při vyšších otáčkách

Experimenty s touto strukturou však poskytly důležité výchozí poznatky, které byly využity při návrhu a implementaci struktury definitivní.

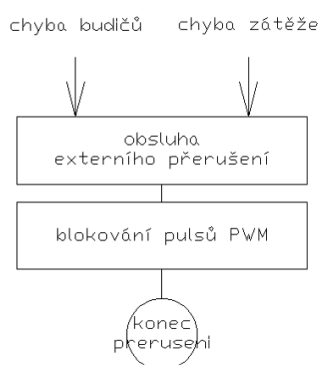
4.3 Implementace algoritmů vektorového řízení synchronních motorů do DSP

Hlavní program, který začíná po resetu procesoru a pracuje na základní úrovni, provádí po startu úvodní inicializaci DSP, nastavení využívaných vestavěných periférií (A/D převodníky, PWM modulátor, časovače, atd.), inicializaci externích bloků procesorové i interfacové karty a inicializaci uživatelských proměnných. V inicializační části programu poté proběhne změření offsetů analogových kanálů pro měření proudů měniče a načtení výchozí absolutní polohy rotoru z R/D převodníku resolveru. Následně tato nejnižší programová úroveň zajišťuje pouze komunikaci s nadřazeným PC a provádění časově nenáročné logiky.



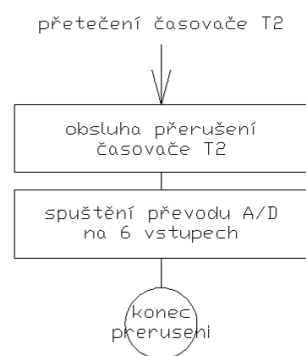
Obr. 4.10 Vývojový diagram hlavního programu

Ostatní činnosti jsou prováděny v rámci jednotlivých přerušení. Jedno z přerušení využité v programu slouží pro ochranu výkonové části měniče. Toto přerušení je od externího přerušení procesoru, které je v pomocném obvodu ALTERA demultiplexováno od signálů z jednotlivých budičů nebo chybové informace od zátěže. V případě příchodu tohoto signálu jsou okamžitě blokovány výstupní řídicí PWM pulsy. Tuto blokaci provádí zároveň i ALTERA.



Obr. 4.11 Vývojový diagram externí přerušení

Další z využívaných přerušení je přerušení od 16-bitového časovače T2, který je v inicializaci nastaven na časovou periodu 100 μ s. Toto přerušení provede pouze opětovné spuštění A/D převodníků. Celkově je A/D převodník nastaven na převod v 6ti vstupních kanálech (2x 3), ovšem používá se v rámci regulátoru pouze 5 těchto analogových hodnot. Jedná se o snímání dvou proudů ve fázích stroje (i_a , i_b), proud a napětí na DC straně měniče (I_{DC} , U_{DC}) a moment ze snímače kroutícího momentu (M).



Obr. 4.12 Vývojový diagram přerušení od T2

Hlavní algoritmus regulace je napsán do obsluhy přerušení od konce A/D převodů, a tedy probíhá každých 100 μ s. V počátku přerušení od A/D převodu jsou vyčteny analogové hodnoty a provedena jejich filtrace váženým filtrem 1.řádu (více kap. 4.3.2). Celý proces A/D převodu je pro co největší věrohodnost naměřených hodnot synchronizován s PWM

modulátorem. Díky této synchronizaci probíhá měření v době, která odpovídá polovině průběhu přechodného děje na zátěži. Následuje kontrola velikosti převedených analogových vstupů za účelem nadproudové ochrany a přepětové ochrany. Také je v rámci ochrany zjišťováno překročení hodnoty maximální rychlosti. V případě zjištění větší hodnoty než jaká je povolena, je provedena ochrana způsobem zablokování dalších PWM pulsů a vyslána informace do PC pro zobrazení chyby uživateli. Stejná blokace je provedena i v případě vypnutí regulace.

Kromě havarijní nadproudové ochrany, která vychází z navzorkované okamžité hodnoty proudu, a jenž v případě aktivace blokuje střídač, pracuje řídicí software s proudovým omezením, které snižuje modul prostorového vektoru statorového proudu aniž dochází k blokování střídače. Kromě těchto softwarových nadproudových ochrany se v budičích IGBT kontroluje úbytek napětí na spínacím prvku. V případě překročení jeho mezní hodnoty (přibližně 5 V) dochází k blokaci střídače na čistě hardwarové úrovni a procesoru je vysláno chybové hlášení od budiče. Tato hardwarová funkce představuje nejvyšší stupeň nadproudové ochrany.

Pokud jsou okamžité hodnoty měřených veličin v pořádku, provede se načtení požadované hodnoty i_q a určí se úhel natočení rotoru. Pro určování polohy slouží 16-bitový časovač T3 v IRC módu. V tomto módu je kromě pulsů od R/D převodníku vyhodnocován i směr otáčení a tím pádem se hodnota v tomto časovači buď zvyšuje nebo snižuje. Celkově je hodnota v T3 z rozmezí 0-4096. Tato relativní hodnota se získává z absolutní hodnoty po odečtení offsetu úhlu a převedením do příslušného elektrického úhlu. Jednou za 80 ms je z informací od R/D převodníku určena rychlost otáčení rotoru.

Kromě získání elektrického úhlu je provedena i transformace odečtených proudů v trojfázových souřadnicích a, b, c do d-q soustavy. Pro tuto transformaci se využívá převodu přes pravouhlou soustavu α - β a užívá se Clarke-Parkovy transformace viz kapitola 3.3.2, vztah 3.26-3.29. Pro výpočet transformací dle vztahů 3.28 – 3.29 je používána tabelovaná hodnota funkce sinus v paměti regulátoru. Jako úhel je využíván transformační úhel dle aktuálního natočení rotoru.

Dále se v tomto přerušení vypočte hodnota modulu prostorového vektoru statorového poměrného napětí, která je potřebná jako skutečná hodnota v regulační smyčce napětí, a jenž při odbuzování generuje žádanou hodnotu proudu i_d . Modul se počítá podle vztahu:

$$|U| = \sqrt{u_q^2 + u_d^2} \quad (4.3)$$

Následuje výpočet nových hodnot i_d^* , i_q^* regulátoru v odbuzování. Velikost odbuzovacího proudu i_d^* je vypočítávána pomocí zpětnovazebního PI regulátoru napětí ze složek u_d a u_q . Dále se vypočítá hodnota prvního omezení momentotvorné složky proudu statoru i_q podle vztahu:

$$i_q = \sqrt{I_{\text{MAX}}^2 - i_d^{*2}} \quad (4.4)$$

Dalším omezujícím blokem, který je používán pro odbuzování, je kromě výpočtu maximální momentotvorné složky, výpočet omezení od zátěžného úhlu. Toto omezení vychází ze vztahu 3.46 a 3.47. Pro výpočet pomocí DSP ovšem není tento vztah výhodný a to z důvodu výpočtu funkce tg pro úhly blížíící se 90° . Daleko lepší výpočet pro aplikaci je, pokud se upraví vztah na omezení z úhlu β na doplňkový úhel α . Z vývojového diagramu na Obr. 3.8 potom vyplývá:

$$\text{tg}\alpha = \frac{U_i - \omega L_d i_d}{\omega L_q i_q} = \frac{\omega \Psi_{\text{PM}} - \omega L_d i_d}{\omega L_q i_q} \quad (4.5)$$

Pro další úpravu vztahu 4.5 se předpokládá magnetická symetrie rotoru ($L_d = L_q = L$). Tento předpoklad je u trakčních PMSM většinou splněn. Na experimentálním pracovišti byla tato symetrie ověřena i měřením [36]. Pro omezování hodnoty složky i_q v závislosti na minimálně povoleném zátěžném úhlu α_{MIN} lze dále odvodit:

$$i_{q\text{MAX}} = \frac{\Psi_{\text{PM}} - L i_d}{L \text{tg}\alpha_{\text{MIN}}} = \frac{\Psi_{\text{PM}} - i_d}{\text{tg}\alpha_{\text{MIN}}} \quad (4.6)$$

Vzhledem k průběhu funkce tg a z důvodu vytvoření určité rezervy pro pokrytí nepřesností výpočtů a nelinearit projevujících se změnou hodnoty L byla volena v implementovaném algoritmu hodnota $\alpha_{\text{MIN}}=8,5^\circ$. To odpovídá hodnotě $\beta=81,5^\circ$ a zmenšení momentu přibližně o 1,1% oproti stavu, kdy $\beta=90^\circ$. Vzhledem ke skutečnosti, že při chodu pohonu v režimu omezení úhlu není zavedena zpětná vazba řízení tohoto úhlu, ale vychází se jen z analytického výpočtu, založeného na matematickém modelu a parametrech stroje, dochází k nepřesnostem v omezování úhlu α v rozsahu přibližně $5,5^\circ$ až $11,5^\circ$ při požadované hodnotě $8,5^\circ$, což představuje kolísání mezního momentu v rozsahu přibližně 2,5%. Tato nepřesnost však není zásadní, uvážíme-li, že se ve velké části režimu odbuzování uplatňuje spíše omezení i_q podle omezení celkového proudu.

Po výpočtu nadřazeného regulátoru odbuzování a díky znalosti nových požadovaných hodnot i_q a i_d je prováděn regulátor vektorového řízení, skládající se z oddělených PI regulací

složek těchto proudů. Výstupem jsou již požadované hodnoty napětí, které jsou pomocí zpětné transformace na základě rovnic 3.32 – 3.36 přetransformovány zpět z d-q systému do soustavy a-b-c. K transformaci je opět využito natabelované funkce sinus a okamžité hodnoty úhlu natočení.

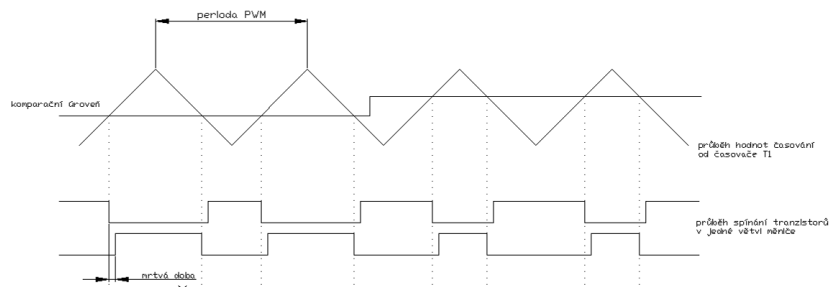
Před tento poslední blok zpětné transformace je vložen blok, který provádí korekční výpočet velikosti napětí vůči aktuálnímu napětí ve vstupním stejnosměrném obvodu střídače. Pomocí tohoto korekčního členu je navržený regulátor nezávislý na aktuální velikosti napětí a na jeho skocích.

$$u_{\text{dact}} = u_{\text{d}} \frac{U_{\text{DCn}}}{U_{\text{DC}}} \quad (4.7)$$

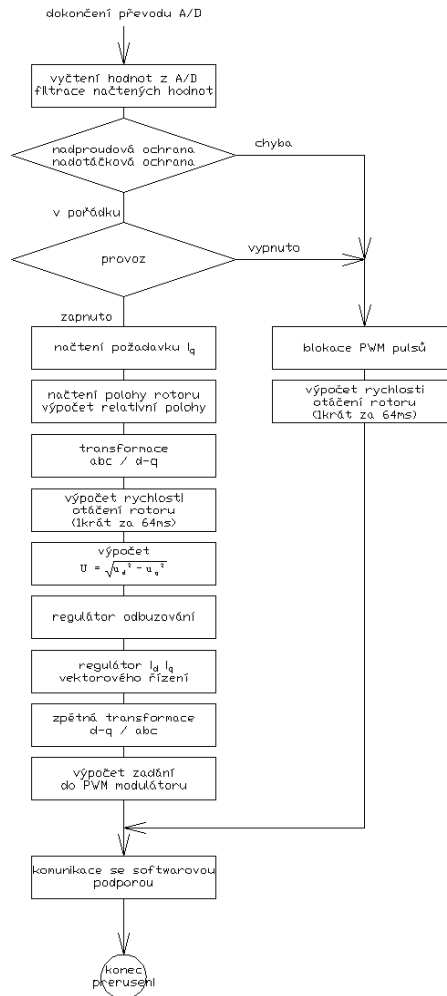
$$u_{\text{qact}} = u_{\text{q}} \frac{U_{\text{DCn}}}{U_{\text{DC}}} \quad (4.8)$$

Kde $u_{\text{qact}}, u_{\text{dact}}$ přepočtené hodnoty složek $u_{\text{d}}, u_{\text{q}}$ připravené k transformaci
 $u_{\text{q}}, u_{\text{d}}$ hodnoty složek d,q vypočtené regulační strukturou
 U_{DC} aktuální hodnota vstupního stejnosměrného napětí střídače
 U_{DCn} jmenovitá hodnota vstupního stejnosměrného napětí střídače

Získané hodnoty jsou zadány jako nové hodnoty do PWM modulátoru. Tento poslední blok regulačního algoritmu provádí zápis vypočtených hodnot poměrných referenčních napětí do vstupních registrů šířkově pulzního modulátoru. PWM modulátor pracuje pro všechny fáze v módu symetrické šířkově pulzní modulace. Časová základna pro modulaci je generována 16-bitovým časovačem T1, který pracuje pro docílení symetrické modulace v módu se střídáním sestupného a vzestupného časování. Doba časování je stejná jako perioda výpočtu regulačního algoritmu, tj. 100 μs . Z této doby vyplývá, že frekvence šířkově pulzní modulace je 5 kHz. Požadovaná hodnota poměrného napětí je nastavitelná v rámci těchto 2500 hodnot, tj. v rozsahu ± 1250 . Kromě podpory procesoru pro generování symetrické PWM se využívá ještě možnosti automatického generování mrtvé doby, která slouží jako ochrana měniče během spínání tranzistorů v jedné výstupní fázi. Tato ochranná doba je programově v procesoru nastavena na hodnotu 3 μs . Ochranná doba IGBT tranzistorů nastavená přímo na budičích výkonového střídače je výrobcem nastavena na 3 μs . Šířkově pulsní modulace probíhá podle Obr. 4.13.



Obr. 4.13 Časový průběh PWM modulae v jednom kanálu



Obr. 4.14 Vývojový diagram přerušeni od A/D

4.3.1. Vnitřní měřítka proměnných programu

Protože výpočet v procesoru probíhá pouze v rámci celých čísel, bylo nutné stanovit normující měřítka. Tedy zvolit takové reprezentace čísel v procesoru, které budou co nejlépe umožňovat kvalitní regulaci. Veškeré hodnoty složek proudů, napětí a magnetických toků jsou uvažovány v měřítku amplitudy. Pro výpočet transformací je nutná i znalost funkce

sinus. Hodnoty funkce sinus jsou v paměti tabelovány pro 1536 hodnot na jednu periodu, přičemž funkční hodnoty této funkce jsou v rozsahu ± 32767 .

Používané proměnné pro regulaci a jejich rozsahy:

- Okamžité hodnoty proudů: $\pm 10\,000$ dílků $\sim \pm 172,5\text{A} = I_n$
- Nastavení proudového omezení: $I_{MAX} = I_n = 172,5\text{A}_{apml} = 122\text{A}_{efektivní}$
- Nastavení SW proudové ochrany: $\pm 180\text{A}$ okamžitá hodnota
- Nastavení omezení i_d : $172,5\text{A} = I_n$.
- Nastavení omezení i_q : $172,5\text{A} = I_n$ (odpovídá 852Nm)
- Mechanická poloha rotoru: $2 \cdot 4096$ pulsů na mechanickou otáčku
(čtyřpólový resolver)
- Elektrická poloha rotoru: 372 pulsů na elektrickou otáčku
(pólovou rozteč)
- Mechanické otáčky: ± 2380 dílků $\sim \pm 650\text{ot/min}$
- Statorová frekvence: ± 2380 dílků $\sim \pm 238\text{Hz}$
- Nastavení SW nadotáčkové ochrany: ± 2400 dílků $\sim \pm 240\text{Hz}$ elektrických
- Poměrné napětí: ± 1250 dílků
- Napětí U_{DC} : ± 1 dílek $\sim 1\text{V}$

4.3.2. Využívané části programu z principiálního hlediska

Filtrace vstupních analogových hodnot

Analogová hodnota, která je snímána pomocí převodníků, je v navzorkovaném stavu zarušena a mnohdy kolísá vlivem svého charakteru (např.: PWM modulované proudy ve fázích). Z tohoto důvodu je nutné, v našem případě zejména pro diagnostické účely, provádět filtraci načtených hodnot. Filtrace nesmí způsobit přílišné zatlumení dynamiky vstupního signálu a také velké časové zpoždění. Na začátku obslužného podprogramu, který je vykonáván při dokončení převodu A/D, je proveden u některých veličin (moduly prostorového vektoru napětí a proudu trakčního PMSM, moment, vstupní stejnosměrné napětí střídače) algoritmus digitální filtrace filtrem 1. řádu. Jako typ filtru byl zvolen váženým průměr podle vztahu:

$$x_{\text{filtrovanán_nová}} = k_1 x_{\text{filtrovaná_stará}} + k_2 x_{\text{namerena}} \quad (4.9)$$

Použité váhy tohoto filtru byly stanoveny na: $k_1 = k_2 = 0,5$.

Algoritmus výpočtu PI regulátoru:

Algoritmus výpočtu nespojitého PI regulátoru vychází ze vztahu:

$$u_n = k_p \cdot e_n + k_i \sum e_i \cdot \Delta t \quad (4.10)$$

kde u_n akční, výstupní veličina regulátoru v n-tém kroku výpočtu
 k_p proporcionální konstanta
 e_n regulační odchylka v n-tém kroku výpočtu
 k_i integrační konstanta
 $\Sigma(e_i \cdot \Delta t)$ suma regulačních odchylek v n-tém intervalu násobená periodou výpočtu regulátoru.

Tento vztah lze upravit:

$$\frac{\Delta u_n}{\Delta t} = k_p \cdot \frac{\Delta e_n}{\Delta t} + k_i \cdot e_n \quad (4.11)$$

$$\Delta u_n = k_p \cdot \Delta e_n + K_i \cdot e_n \quad (4.12)$$

$$K_i = k_i \cdot \Delta t \quad (4.13)$$

kde Δu_n přírůstek akční veličiny v n-tém intervalu a Δe_n je přírůstek regulační odchylky v n-tém intervalu.

Akční veličina v n-tém intervalu se potom vypočte podle vztahu:

$$u_n = u_{n-1} + \Delta u_n \quad (4.14)$$

V implementovaném programu byl použit tento tzv. přírůstkový tvar nespojitého výpočtu PI regulátoru pomocí vztahů 4.12 až 4.14. Výhodou tohoto postupu výpočtu nespojitého PI regulátoru je, že při omezení veličiny na výstupu regulátoru se trvale neintegruje regulační odchylka.

Algoritmus výpočtu druhé odmocniny:

Při numerickém výpočtu druhé odmocniny byl implementován následující postup:

v jednotlivých krocích se provádí násobení čísla 1 dvěma ($1 \times 2 \times 2 \times 2 \dots$) a současně dělení odmocňovaného čísla dvěma ($x/2/2/2 \dots$), kde x je odmocňované číslo. Tento postup se provádí tak dlouho, dokud jsou podíly větší než násobky. Pakliže násobky převýší podíly, vypočte se aritmetický průměr z posledního násobku a podílu, kdy násobek byl menší než podíl. Získaná hodnota je výchozí pro provedení zpřesnění pomocí jednoho kroku Newtonova iteračního algoritmu podle vztahu:

$$y = \frac{\frac{x}{u} + u}{2} \quad (4.15)$$

kde x odmocňované číslo
y výsledek odmocňování
u výchozí hodnota zpřesnění získaná srovnáváním násobků a podílů

Z popsaného algoritmu je zřejmé, že počet kroků výpočtu a tím i doba výpočtu jsou závislé na velikosti odmocňovaného čísla.

Příklad části programu v jazyce assembler procesoru TMS320F2812:

Následující programový blok zachycuje architekturu jazyka assembler použitého DSP. Níže uvedený programový blok provádí transformaci statorových proudů ze souřadnicové soustavy α - β do souřadnicového systému d-q. Tento programový blok je vykonáván při každém výpočtu regulační struktury, tj. s periodou 100 μ s.

```

;..... Transformace alfa, beta->d,q .....
mov    T, @_IAI1
mpy    ACC, T, @_CosTheta
mov    T, @_IBeta
mpy    P, T, @_SinTheta
addl   ACC, P
lsl    ACC, #2
mov    @_Id, AH
mov    T, @_IAI1
mpy    ACC, T, @_SinTheta
neg    ACC
mov    T, @_IBeta
mpy    P, T, @_CosTheta
addl   ACC, P
lsl    ACC, #2
mov    @_Iq, AH

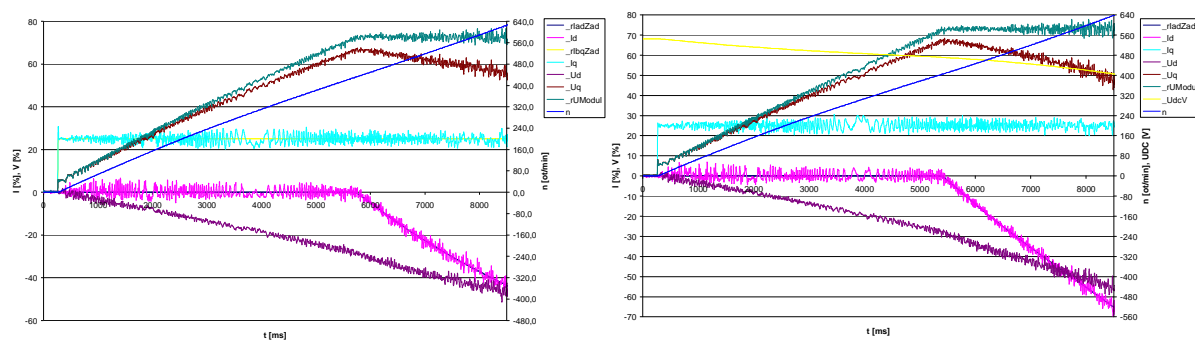
```

5 Dosažené výsledky

5.1 Vlastnosti pohonu s omezením proudu a zátěžného úhlu

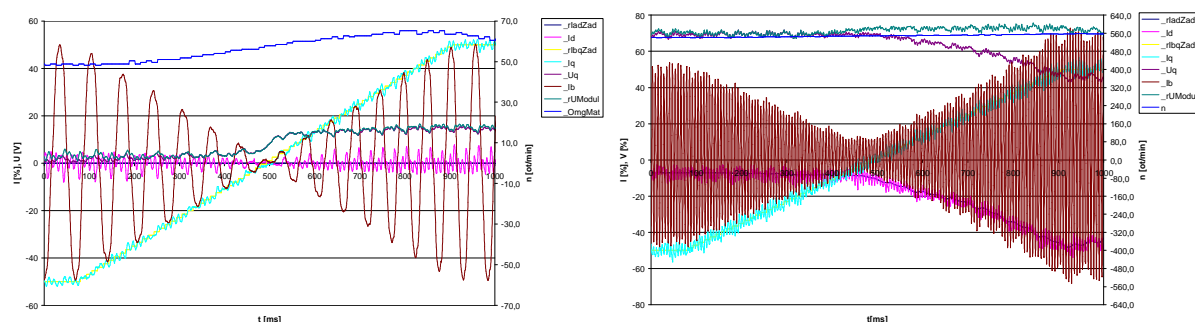
V rámci výzkumných prací byl navržen a implementován algoritmus, který byl podroben mnohým testům jak v rámci simulací, tak na zkušebním stavu. Jednotlivé výsledky tohoto rozsáhlého výzkumu byly publikovány na tuzemských i zahraničních konferencích [20] až [50].

První fáze výzkumu byly zaměřeny na takový regulátor pohonu, který by umožnil odbuzování a zároveň automaticky omezoval moment při přechodu do odbuzování. Výsledky navrženého regulátoru jsou demonstrovány na volném rozběhu (Obr. 5.1) jak při konstantním napájecím napětí tak při napájení ze střídače se zařazeným předřadným odporem.



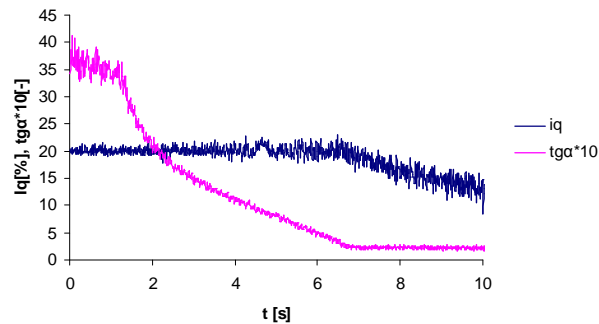
Obr. 5.1 Rozběh naprázdno při a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$

Z těchto průběhů je patrná činnost regulátoru v celém otáčkovém rozsahu a spjitý přechod do odbuzování, kdy se již nezvyšuje hodnota poměrného napětí (U_{dModul}) a narůstá záporná tokotvorná složka proudu statoru i_d . Navržený regulátor pracuje v motorickém i generátorickém režimu a mezi těmito dvěma režimy lze spjitě přecházet a to nezávisle na rychlosti pohonu. Tento přechod je demonstrován na Obr. 5.2., kde je patrná i změna efektivní hodnoty proudu ve fázi.



Obr. 5.2 Přechod mezi režimy generátor-motor, změna žádosti i_q z -50% na 50% při a) 20Hz b) 200Hz

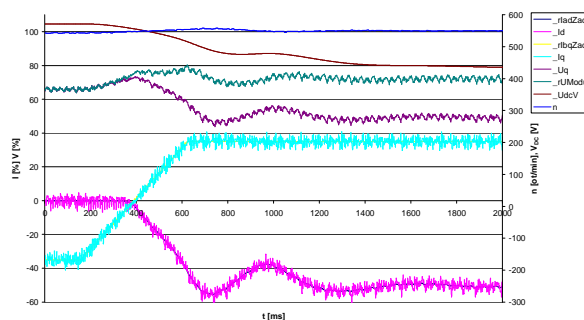
Navržený regulátor, kromě omezení momentotvorné složky od maximálního proudu, omezuje i na základě hodnoty zátěžného úhlu. Protože náš pohon je konstruován pro provoz až do jmenovitých otáček, odpovídajících rychlosti na obvodu kola 85km/h, s plným magnetickým tokem, je ověření regulátoru zátěžného úhlu velice obtížné. Z důvodu důkladného ověření funkce bloku omezení úhlu byla zadaná hodnota omezení $\text{tg}\alpha$ nastavena na 0.2, tj. $\alpha=11,3^\circ$, poměrné napětí přechodu do odbuzování bylo nastaveno na pouhých 25%.



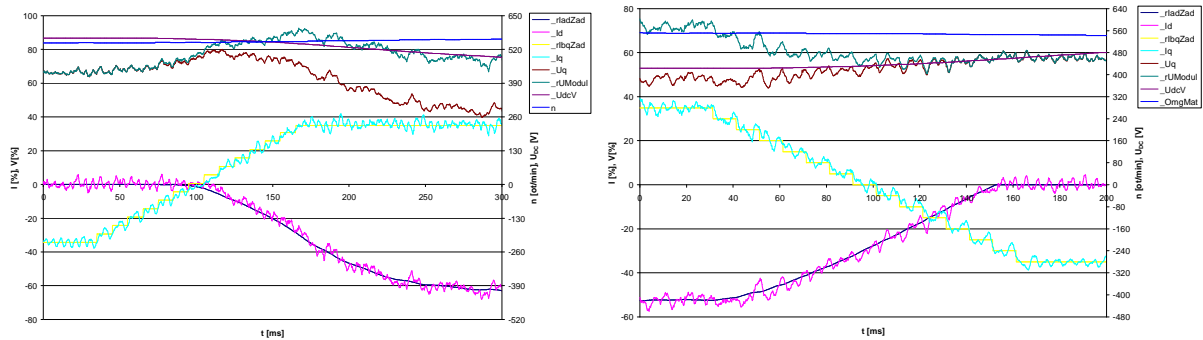
Obr. 5.3 Demontrace činnosti omezovače zátěžného úhlu

Z Obr. 5.3, který demonstruje průběh momentotvorné složky proudu i_q a hodnoty $\text{tg}\alpha$ během urychlování pohonu v režimu odbuzování, je zřejmé, že při dosažení hodnoty $\text{tg}\alpha=0.2$ se začne omezovat momentotvorná složka proudu i_q , tedy že implementovaná metoda omezení zátěžného úhlu je plně funkční. Zlom průběhu $\text{tg}\alpha$ na Obr. 5.3 v čase přibližně 2s představuje přechod pohonu do režimu odbuzování.

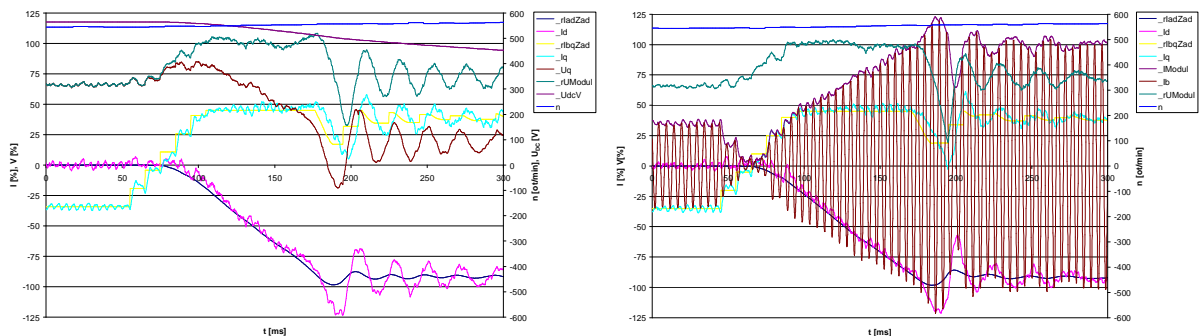
Následující průběhy demonstrují chování struktury se zpětnovazebním regulátorem modulu prostorového vektoru statorového napětí v režimu odbuzování s integrační konstantou nastavenou na hodnotu $KI_{\text{odbuz}} = 4\,000$ při přechodech mezi režimy s plným a zeslabeným magnetickým tokem. Z obrázků Obr. 5.4 až Obr. 5.7 je z průběhů modulu statorového napětí (U_{Modul}) a tokotvorné složky proudu statoru i_d patrná dynamika regulační smyčky při různých podmínkách.



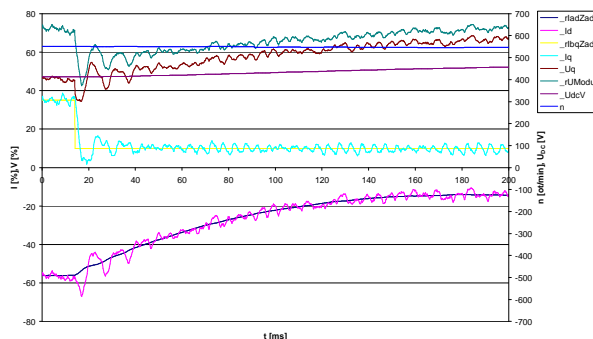
Obr. 5.4 Přechod mezi režimy generátor-motor po pomalé rampě, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{\text{DC}} \neq \text{konst}$



Obr. 5.5 Přechod mezi režimy generátor – motor, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ – časové detaily



Obr. 5.6 Přechod mezi režimy generátor – motor, změna žádosti i_q z -35% na 45% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ – rychlá rampa

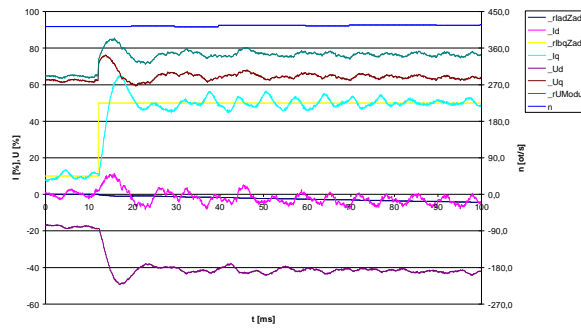


Obr. 5.7 Skok žádosti i_q z 35% na 10% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$

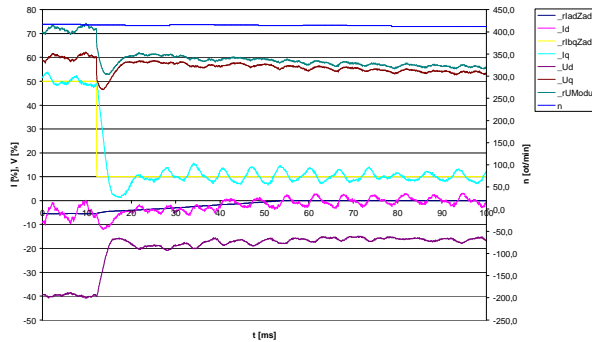
5.2 Analýza vlivu predikce na regulátor odbuzování

V rámci výzkumných prací, jak již bylo zmiňováno v kapitole 3.3.3 byly testovány i vylepšené regulátory odbuzování. Základem je vždy zpětnovazební regulátor modulu napětí a k němu byly testovány dva zmiňované prediktivní regulátory, které mají zlepšit vlastnosti hlavně v dynamických stavech.

Prvním typem testovaného predikčního regulátoru je regulátor kompenzující pouze indukované napětí (kapitola 3.3.3).



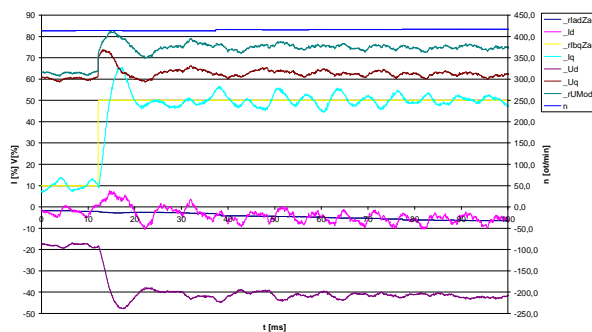
Obr. 5.8 Vzestupný skok žádosti i_q z 10% na 50% při 150Hz s predikcí U_i



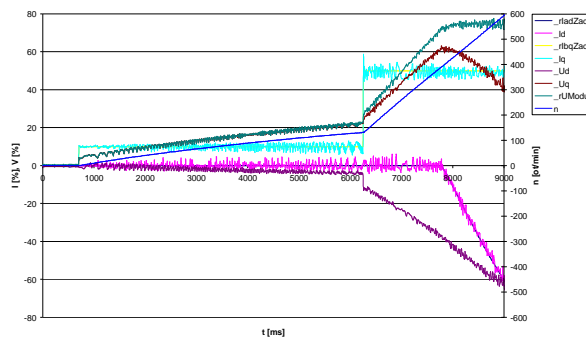
Obr. 5.9 Sestupný skok žádosti i_q z 50% na 10% při 150Hz s predikcí U_i

Na Obr. 5.8 až Obr. 5.9 jsou demonstrovány vlastnosti odladěného predikčního regulátoru regulujícího jak při vzestupném tak při sestupném skoku žádosti i_q . Z grafů vyplývá, že regulátor pracuje korektně a že přechody mezi jednotlivými stavy jsou plynulé. Nedostatek predikce pouze podle hodnoty indukovaného napětí spočívá v tom, že při změně žádosti tokotvorné složky musí zpětnovazební regulátor doregulovat i změnu danou vlivem úbytků napětí na indukčnostech stroje.

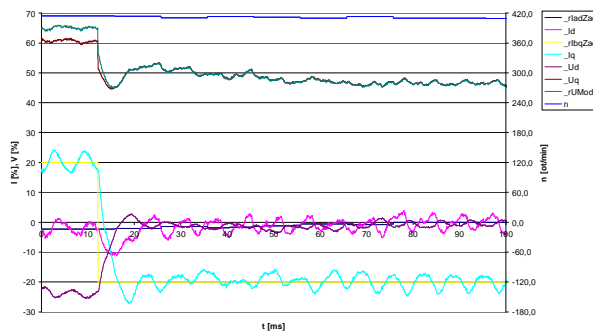
Dalším implementovaným regulátorem odbuzování je predikční algoritmus založený na vztahu 3.39 a sestavený dle vývojového diagramu Obr. 3.10, který predikuje kromě indukovaného napětí i úbytky na příčné L_q a podélné L_d indukčnosti stroje. Funkce této implementované struktury je zřejmá z Obr. 5.10 až Obr. 5.12.



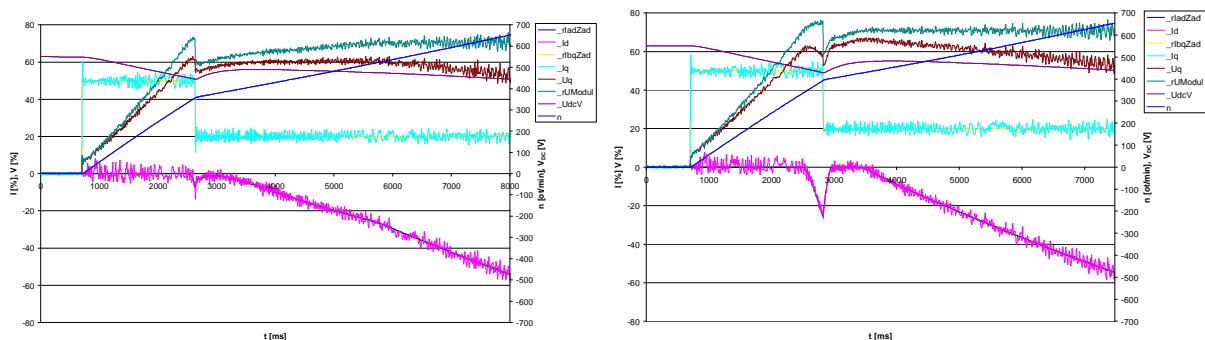
Obr. 5.10 Vzestupný skok žádosti i_q z 10% na 50% při 150Hz s kompletní predikcí



Obr. 5.11 Rozběh naprázdno se skokem i_q z 10% na 50%,
 $U_{DC_konst} = 540V$ s kompletní predikcí



Obr. 5.12 Přechod mezi režimy motor-generátor,
změna žádosti i_q z 20% na -20% při 150Hz s kompletní predikcí



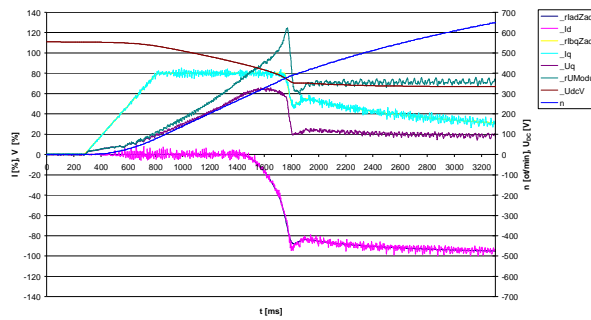
Obr. 5.13 Rozběh naprázdno se skokem žádosti i_q z 50% na 20%,
a) s kompletní predikcí, b) bez predikce $U_{DC} \neq konst.$, $KI_{odbuz} = 1\ 000$

Algoritmus s predikcí podle vztahu 3.39 respektující i úbytky napětí na indukčnostech stroje poskytuje srovnatelné výsledky s algoritmem s predikcí pouze indukovaného napětí (vztah 3.48).

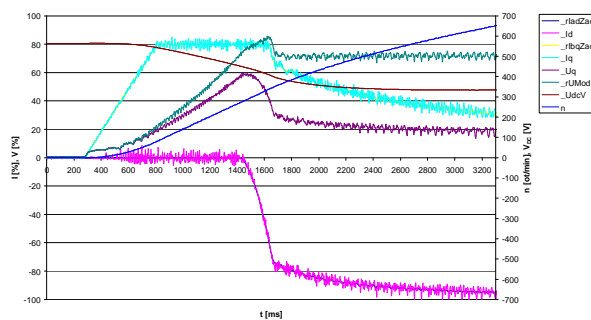
Na Obr. 5.13 je ze srovnání obou grafů patrný pozitivní vliv predikce proudu i_d v případě nastavení nižší hodnoty KI_{odbuz} .

Během nastavování regulátoru modulu prostorového vektoru statorového napětí se ukázalo, že predikční algoritmy nemají tak výrazný pozitivní vliv, jaký byl zřejmý z výsledků simulačních experimentů. Byly tedy provedeny srovnávací zkoušky pro různá nastavení základního, převážně integračního, regulátoru modulu prostorového vektoru statorového

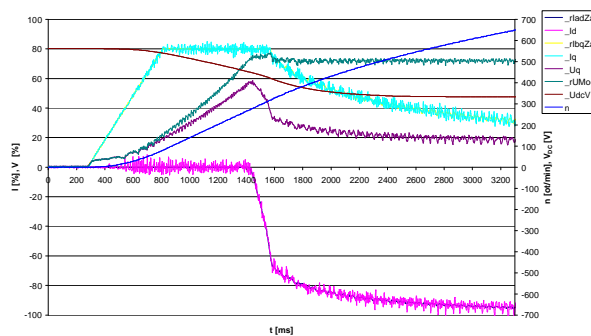
napětí. Tyto zkoušky se opět prováděly při různých režimech napájení střídače (tvrdý / měkký napájecí zdroj).



Obr. 5.14 Rozběh naprázdno po rampě při $U_{DC} \neq \text{konst.}$ bez predikce, $KI_{\text{odbuz}} = 1\ 000$, v druhé části průběhu je zřejmá funkce omezovače hodnoty i_q



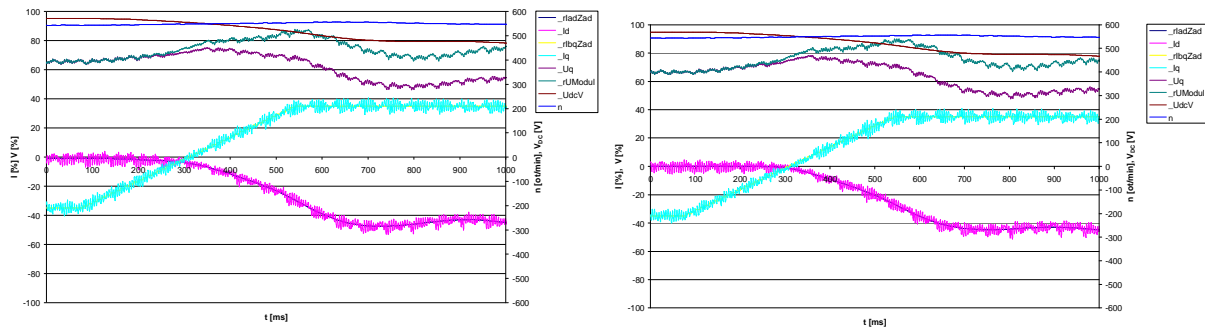
Obr. 5.15 Rozběh naprázdno po rampě při $U_{DC} \neq \text{konst.}$ bez predikce, $KI_{\text{odbuz}} = 4\ 000$, v druhé části průběhu je zřejmá funkce omezovače hodnoty i_q



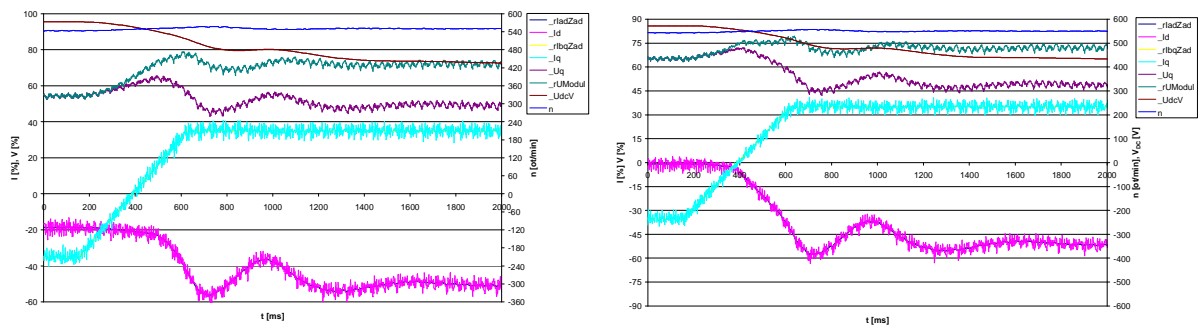
Obr. 5.16 Rozběh naprázdno po rampě při $U_{DC} \neq \text{konst.}$ bez predikce, $KI_{\text{odbuz}} = 15\ 000$

Z grafů na Obr. 5.14 až Obr. 5.16 je zřejmý vliv nastavení konstanty regulátoru KI_{odbuz} . Tento vliv je patrný zejména z průběhu modulu prostorového vektoru satorového napětí $_{rU}\text{modul}$, kdy při nastavení konstanty $KI_{\text{odbuz}} = 15\ 000$ nedochází již v dynamickém režimu při rozběhu pohonu téměř k žádnému překmitu regulované veličiny při přechodu do odbuzování.

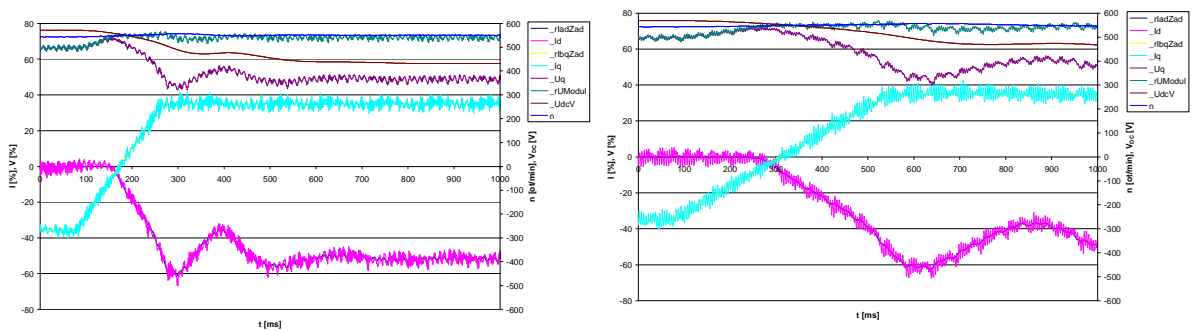
Z grafů na Obr. 5.17 a Obr. 5.18 je zřejmé, že při některých přechodných jevech se predikce téměř neuplatní ani při nastavení malé hodnoty integrační konstanty regulátoru ($KI_{\text{odbuz}} = 1000$).



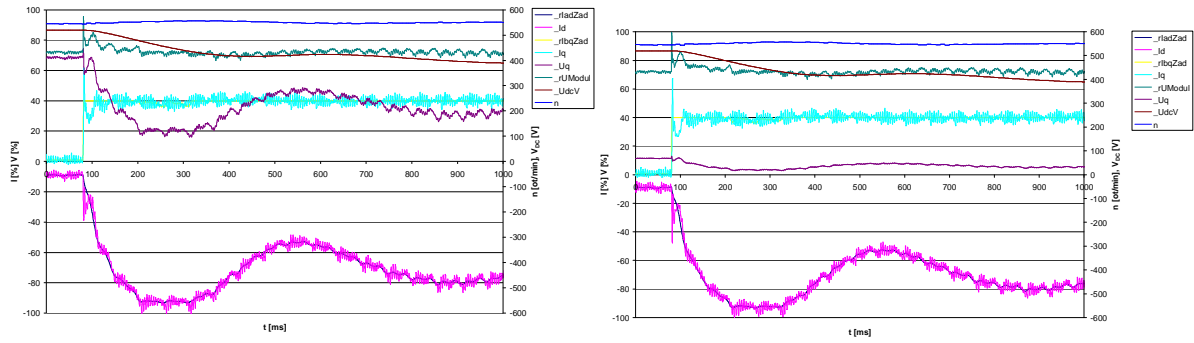
Obr. 5.17 Přechod mezi režimy generátor-motor, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce $KI_{\text{odbuz}} = 1\ 000$



Obr. 5.18 Přechod mezi režimy generátor-motor po pomalé rampě, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí podle velikosti U_i b) s plnou predikcí $KI_{\text{odbuz}} = 4\ 000$

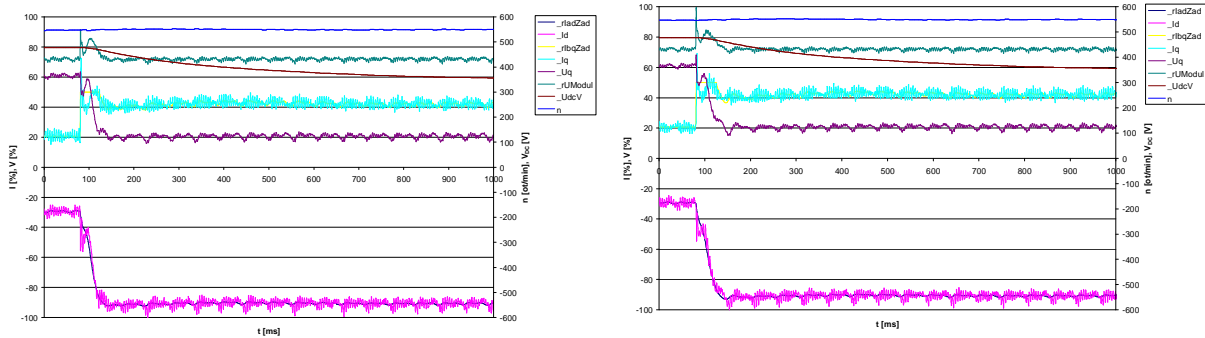


Obr. 5.19 Přechod mezi režimy generátor - motor, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce $KI_{\text{odbuz}} = 15\ 000$



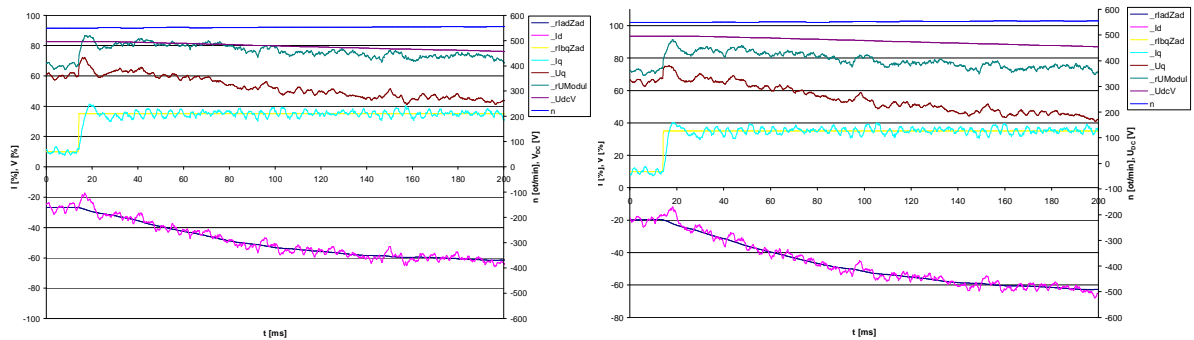
Obr. 5.20 Změna žádosti i_q z 0% na 40% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce

$KI_{\text{odbuz}} = 15\ 000$

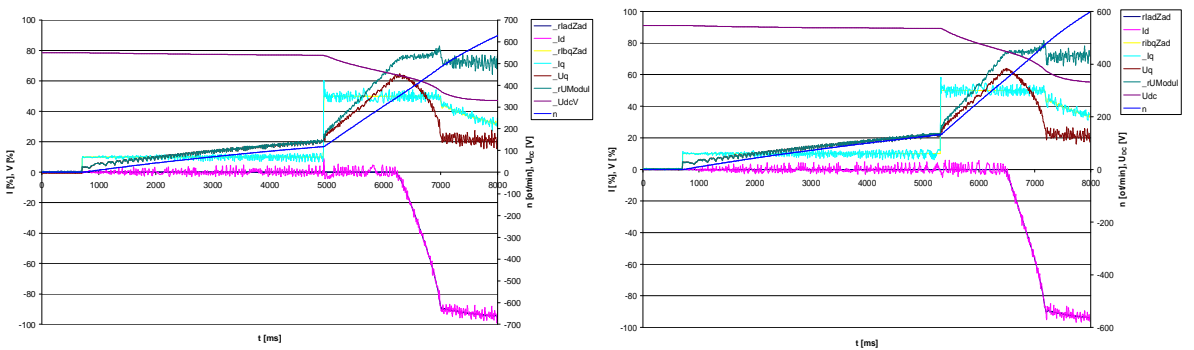


Obr. 5.21 Změna žádosti i_q z 20% na 50% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$

a) s predikcí b) bez predikce $KI_{\text{odbuz}} = 15\ 000$



Obr. 5.22 Skok žádosti i_q z 10% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce



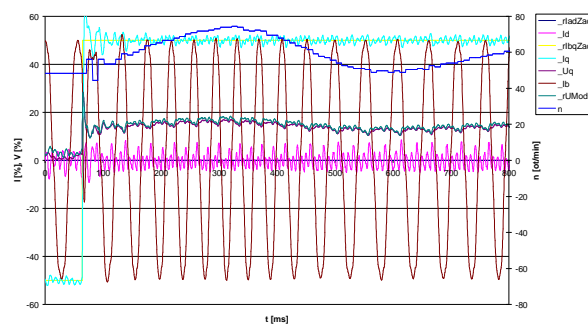
Obr. 5.23 Rozběh naprázdno se skokem žádosti i_q z 10% na 50%

a) s kompletní predikcí b) bez predikce $U_{DC} \neq \text{konst}$

Průběhy na Obr. 5.19 až Obr. 5.23 demonstrují prakticky nulový vliv predikce při nastavení $KI_{\text{odbuz}} = 15\,000$ při regulaci v různých režimech. I bez použití predikce má při tomto nastavení regulační smyčka modulu prostorového vektoru statorového napětí dobré dynamické vlastnosti.

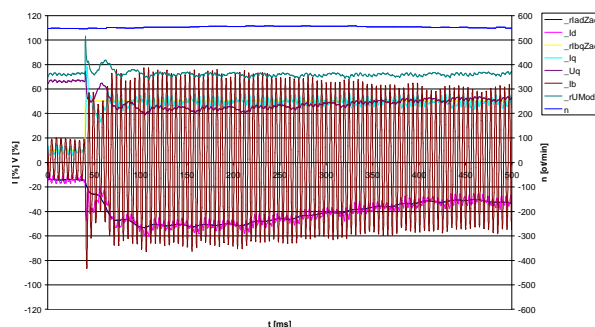
5.3 Měření dynamických vlastností pohonu

Celkové chování výsledného navrženého a odladěného regulátoru je demonstrováno na následujících průbězích z testování provozních stavů. Řada dynamických vlastností je zřejmá z průběhů, které byly uvedeny v předchozích kapitolách. Testované a znázorňované jevy byly vybírány s cílem co nejlepší ukázky nastavení celého systému. Tak jako v předchozích kapitolách, dynamické vlastnosti nejlépe demonstruje odezva na skok žádosti, který se při reálném nasazení regulátoru nevyskytuje, neboť za provozu jsou změny prováděny vždy po rampě.

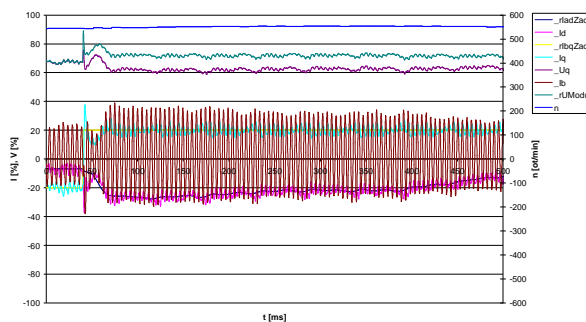


Obr. 5.24 Změna režimu z generátoru do motoru, změna žádosti i_q z -50% na 50% při 20Hz, $U_{\text{DC_konst}} = 540\text{V}$

Kvalitu nastavení regulátoru znázorňují i další průběhy, kdy je demonstrována rychlá změna žádosti a to při vyšších otáčkách. Na těchto průbězích je i vidět, že po změně žádosti dojde jednak k nárůstu momentotvorné složky, ale dojde zároveň i k odbuzování, které částečně omezuje moment.

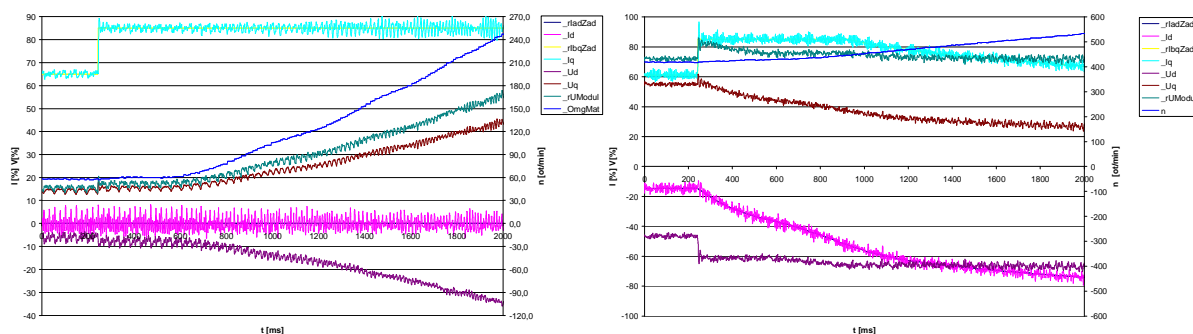


Obr. 5.25 Skok žádosti i_q z 10% na 50% při 200Hz a $U_{\text{DC}} = 540\text{V}$ při 200Hz



Obr. 5.26 Přechod mezi režimy generátor - motor, změna žádosti i_q z -20% na 20% při 200Hz

Velkou vypovídací schopnost o nastavení regulátoru má stav, kdy dojde k prokluzu kola a tedy k rychlému nárůstu otáček z důvodu ztráty zatěžujícího momentu. Na Obr. 5.27 je znázorněn tento prokluz se zařazeným predikčním regulátorem a to při nízkých počátečních otáčkách a při vyšších otáčkách. Oba záznamy probíhají až do doby, kdy zareaguje nadotáčková ochrana. Při prokluzu při 150Hz je vidět změna i_d , kdy z důvodu vyšších otáček začne regulovat regulátor modulu prostorového vektoru statorového napětí.



Obr. 5.27 Prokluz soukolí při a.) 20Hz b) 150Hz s predikcí

5.4 Měření účinnosti a trakční charakteristiky v závislosti na provozním režimu a stupni odbuzování

Hlavním cílem prováděných experimentů bylo ověření vlivu míry odbuzování na dosažitelný moment, výkon a účinnost motoru při různých otáčkách. Pro získání výchozích poznatků byly využity počítačové simulace pohonu [43],[45],[48].

Nejen podle pramenů, ale i podle výsledků simulací např.: rozběhu při maximálním proudu bylo zřejmé, že při přechodu do odbuzování přestává výkon a příkon vzrůstat a s dalším růstem otáček se prakticky nemění. Rovněž účinnost zůstává stálá. V provedených simulacích se předpokládalo konstantní stejnosměrné napětí na vstupu střídače, byly zanedbány nelinearity magnetického obvodu, ztráty v železe a mechanické ztráty. Z toho důvodu vychází v simulacích vysoká účinnost.

Pro experimentální měření bylo zvoleno několik hodnot poměrného napětí pro přechod do odbuzování: 32%, 48%, 64%, 80% a 94%. Hodnota 100% nebyla nastavována z důvodu nutnosti zachování určité regulační rezervy pro funkci celé regulační struktury. Měření byla prováděna při dvou režimech napájení střídače trakčního pohonu. V prvním případě se jednalo o napájení přímo ze stejnosměrného meziobvodu frekvenčního měniče pro napájení zatěžovacího asynchronního stroje (tvrdý stejnosměrný zdroj). V druhém případě se jednalo o napájení s odporem 2Ω zapojeným mezi napájecí stejnosměrný meziobvod měniče zatěžovacího stroje a vstup trakčního střídače (měkký stejnosměrný zdroj). Zapojení tohoto předřadného odporu ve stejnosměrném meziobvodu modelovalo vlastnosti měkké trakční sítě. Stejnosměrný meziobvod byl napájen přes diodový usměrňovač měniče zatěžovacího stroje ze sítě 3x400V (viz kapitola 4.1, Obr. 4.5).

Při měření byly hodnoty vstupního stejnosměrného napětí trakčního střídače U_{DC} , vstupního proudu trakčního střídače i_{DC} a proudy motoru i_a a i_B snímány galvanicky oddělenými čidly s Hallovou sondou a vyhodnocovány pomocí řídicího DSP regulátoru pohonu. Hodnota točivého momentu byla snímána tenzometrickým snímačem krouťícího momentu na hřídeli zatěžovacího asynchronního stroje. Hodnota změřeného momentu byla na základě poloměrů hnacího a protiběžného kola na zkušebním stavu přepočtena na moment trakčního PMSM. Otáčky byly určovány ze signálů snímače úhlového natočení trakčního PMSM prostřednictvím řídicího regulátoru. Při vyhodnocování výkonů a účinností byly použity standardní vztahy:

$$P = \omega_m \cdot M \quad (5.1)$$

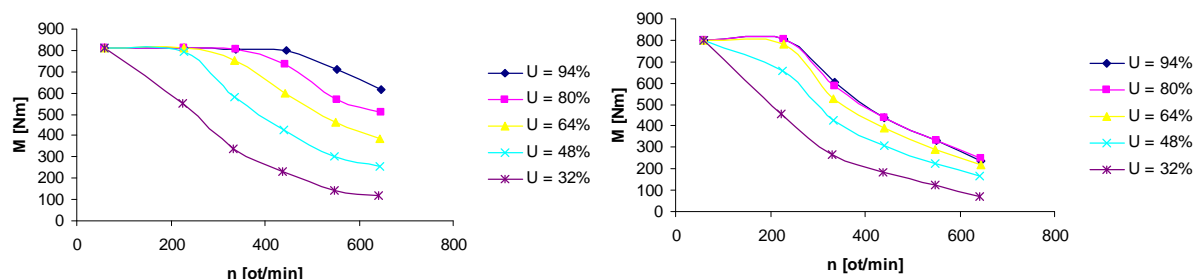
$$\eta = \frac{P}{U_{DC} \cdot I_{DC}} \quad (5.2)$$

Kde	P [W]	mechanický výkon na hřídeli
	M [Nm]	přepočtený moment na PMSM
	ω_m [rad.s ⁻¹]	mechanická úhlová rychlost
	η [-]	výsledná účinnost.

Z rovnice 5.2 vyplývá, že byla určována celková účinnost pohonu zahrnující účinnost motoru i trakčního střídače. Hodnoty účinností určené při napájení pohonu z měkkého stejnosměrného zdroje nezahrnují vliv ztrát na předřadném odporu ve stejnosměrném meziobvodu. Při všech měřeních bylo nastaveno proudové omezení na jmenovitou hodnotu, tj. 122A.

V následujících obrázcích jsou prezentovány nejvýznamnější naměřené závislosti.

V rámci experimentů byly provedeny měření s cílem ověřit vliv míry odbuzování na dosažitelný moment. Na Obr. 5.28. jsou znázorněny zjištěné průběhy trakčních charakteristik (pracovních oblastí pohonu), pro různé hodnoty zvoleného poměrného napětí pro přechod do odbuzování a pro oba režimy napájení pohonu.

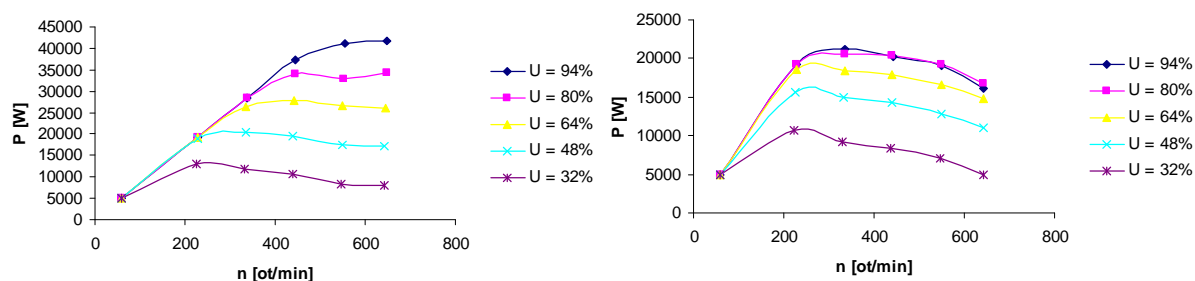


Obr. 5.28 Pracovní oblast pohonu při napájení a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$

V režimu odbuzování jsou patrné průběhy trakčních hyperbol. Při měřeních s měkkým napájecím zdrojem je patrný pokles momentu oproti situaci s tvrdým zdrojem.

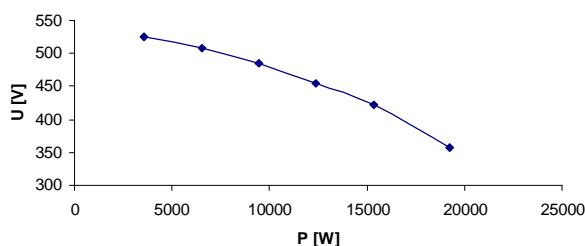
Navíc je v určité oblasti vlivem předřadného odporu, kdy klesá napětí ve stejnosměrném meziobvodu, omezen mezní moment nezávisle na nastaveném poměrném napětí při přechodu do odbuzování. To dokumentuje splynutí charakteristik při po-měrném napětí 80% a 94%.

Ze znalosti průběhu momentu na otáčkách lze vypočítat i výkon, který koná pohon. Z průběhů Obr. 5.29 je zřejmá principiální shoda nejen s výsledky simulací, tj. v režimu odbuzování zůstává výkon s rostoucími otáčkami přibližně stálý. Jeho hodnota závisí na poměrném napětí při přechodu do odbuzování. Při napájení z měkkého zdroje vlivem poklesu vstupního napětí na střídači klesá výkon v režimu odbuzování s rostoucími otáčkami. Na Obr. 5.30 je pro ilustraci demonstrován pokles vstupního napětí trakčního střídače na odebíraném výkonu. Na tomto průběhu je vidět, že pohon pracoval ve velkém rozsahu vstupních napětí (přibližně na 60% až 90% jmenovité hodnoty 600V).



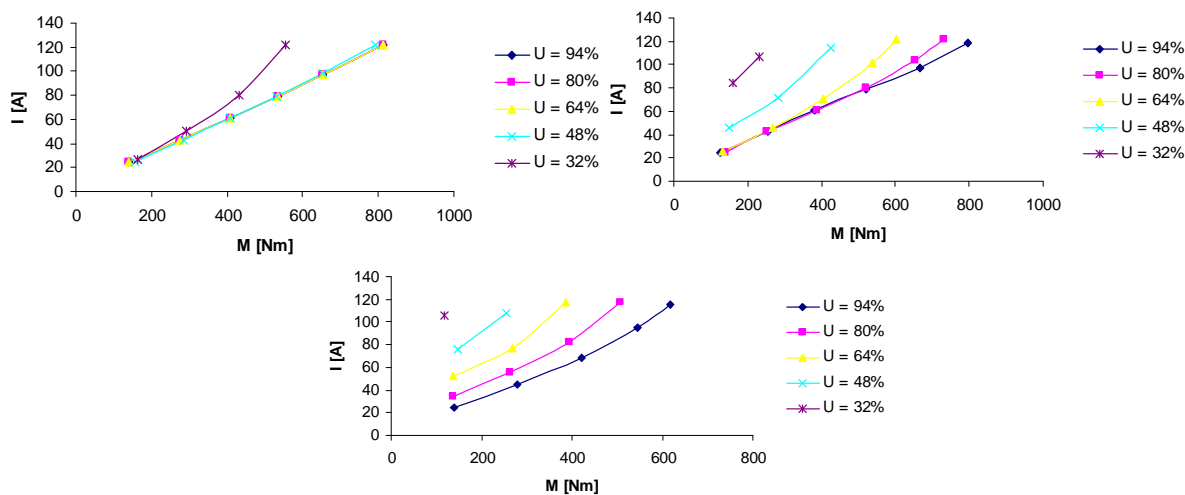
Obr. 5.29 Závislost výkonu pohonu na otáčkách při napájení a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$

Pokles napětí ss zdroje v závislosti na výkonu motoru - $n = 227 \text{ ot/min}$, $U = 94\%$



Obr. 5.30 Závislost vstupního napětí střídače U_{DC} na výkonu pohonu při $U_{DC} \neq \text{konst}$, 227 ot/min a 94% hodnotě napětí pro přechod do odbuzování

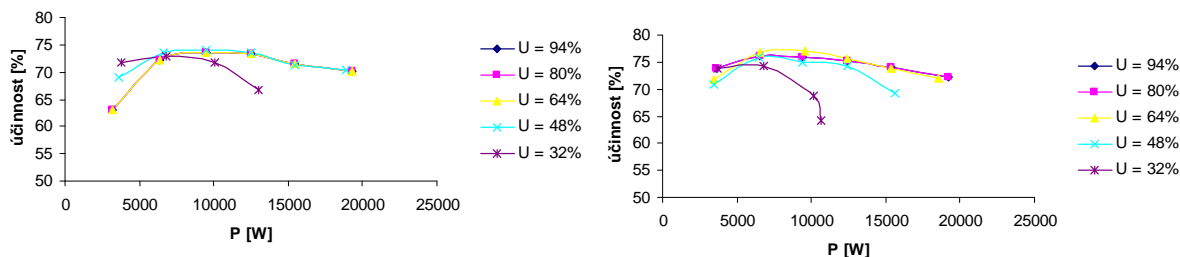
Na Obr. 5.31 jsou demonstrovány závislosti proudu motoru na momentu při různých otáčkách při napájení z tvrdého stejnosměrného zdroje.



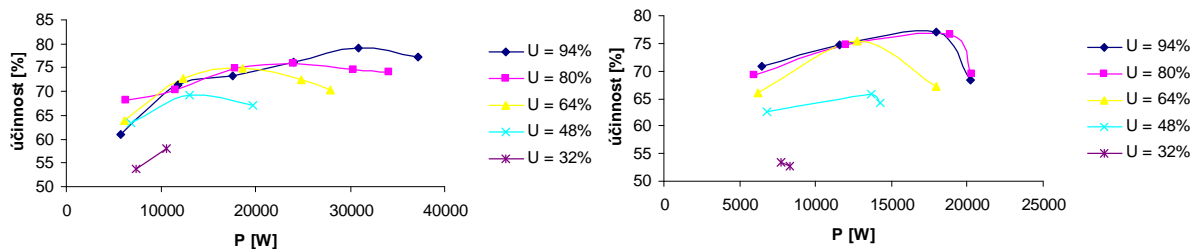
Obr. 5.31 Závislost odebíraného proudu motoru na momentu při a) 227 ot/min b) 445 ot/min c) 645 ot/min

Z těchto průběhů je zřejmé, že v režimech odbuzování s různými poměrnými napětími přechodu do odbuzování průběhy nesplývají, naopak se v těchto režimech odbuzování výrazně zvyšuje strmost nárůstu proudu s rostoucím momentem.

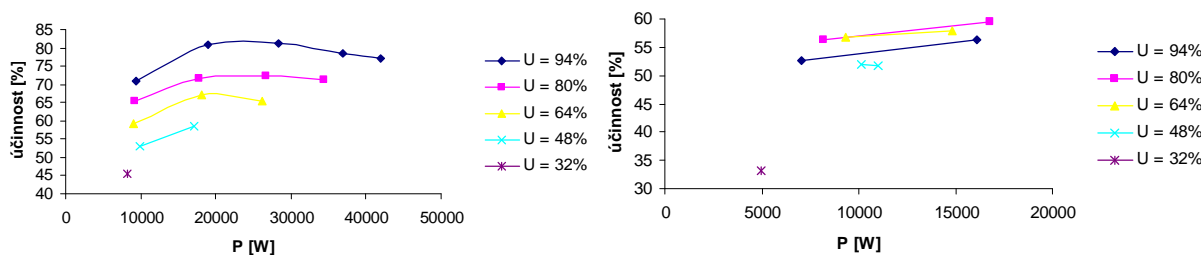
V rámci vyšetřování energetických vlastností celého pohonu, byl zjišťován i vliv odbuzování na celkovou účinnost.



Obr. 5.32 Závislost účinnosti na výkonu při a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq \text{konst}$ a 227 ot/min



Obr. 5.33 Závislost účinnosti na výkonu při a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$ a 445 ot/min



Obr. 5.34 Závislost účinnosti na výkonu při a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$ a 645 ot/min

Na Obr. 5.32 až Obr. 5.34 jsou vyneseny průběhy účinností v závislosti na výkonu při různých otáčkách, a při různých hodnotách poměrného napětí pro přechod do odbuzování. Při měřeních s napájením z měkkého zdroje při vyšších otáčkách a nízké hodnotě napětí pro přechod do odbuzování nebylo možno naměřit dostatečný počet bodů z důvodu celkově nízkého výkonu motoru v těchto režimech.

Z průběhů je zřejmé, že s rostoucím odbuzením klesá, zejména ve vyšších otáčkách, účinnost i o výrazně více než 10%. Této tendenci odporují pouze hodnoty účinnosti změřené při menších otáčkách při nejnižších hodnotách zatěžovacích momentů a výkonů. V těchto oblastech, kdy motor pracuje s malým proudem, zřejmě dominuje snížení ztrát v železe vlivem odbuzování nad zvýšením ztrát v odporech vinutí způsobené zvýšením záporné tokotvorné složky i_d proudu statoru. Toto zvýšení účinnosti při odbuzování a malých zatíženích je však v podstatě bezvýznamné oproti snížení účinnosti vlivem odbuzování při vyšších zatíženích.

V případě měření s různými stupni odbuzení pouze na našem motoru se ukazuje, že je vliv odbuzování na účinnost pohonu. Značný vliv je zejména při vyšších rychlostech. Například při 645 ot/min a provozu na tvrdé stejnosměrné síti se sníží vlivem odbuzování účinnost o více než 20%. Při provozu na měkké síti není tendence průběhů účinností tak výrazná vlivem omezení odebraného výkonu, ale při vyšších stupních odbuzení je jeho negativní vliv na účinnost opět výrazně patrný.

Výsledky provedených měření jsou ve shodě s výchozími teoretickými předpoklady i s výsledky počítačových simulací. Hlavním cílem těchto experimentů bylo kvantitativně zmapovat vliv odbuzování na účinnost trakčního PMSM. Toto zmapování lze použít pro metodiku volby optimální trakční charakteristiky vozidla. Ovšem pro plnohodnotné srovnání by bylo nutné proměřením více trakčních motorů s různými konstrukcemi. Toto srovnání by mělo být i s ohledem na rozdílné konstrukční umístění trakční charakteristiky, a to pro provoz s hlubokým odbuzením a pro provoz s malým stupněm odbuzení. Na základě výsledků měření lze konstatovat, že z hlediska kompromisu mezi trakčními charakteristikami pohonu s PMSM pro provoz s minimálním rozsahem odbuzování a provoz s odbuzováním v širokém otáčkovém rozsahu, s ohledem na průběhy účinnosti a s ohledem na nutné napěťové předdimenzování trakčního střídače, se jeví vhodné situovat přechod do odbuzování přibližně ve dvou třetinách otáčkového rozsahu, v mezním případě do jedné poloviny otáčkového rozsahu pohonu. Lze předpokládat, že u řady vozidel by byl takovýto průběh trakční charakteristiky, umožňující jízdu s plným momentem do vyšších rychlostí, plně vyhovující.

6 Závěr

V rámci této disertační práce bylo navrženo a sestaveno unikátní pracoviště, na kterém lze kvalitně zkoumat jak elektrické a energetické vlastnosti trakčního pohonu, tak i vlastnosti mechanické, zejména vlastnosti styku kolo-kolejnice. Celá koncepce mechanické části vychází z experimentálního stavu, který je Univerzitě Pardubice, DFJP, dlouhodobě zapůjčen. Tento samotný zkušební stav byl v rámci práce dovybaven zatěžovacím asynchronním motorem. K mechanické části byla podle navržené koncepce realizována elektronická výkonová část, umožňující provádět potřebné zkoušky. Zatěžovací asynchronní stroj je řízený frekvenčním měničem firmy Siemens. Výkonová část pro trakční PMSM je tvořena IGBT tranzistory a modulovým stupněm od firmy Semikron řízeným regulátorem na bázi 32bitového DSP TMS320F2812. Algoritmy regulační struktury byly do tohoto procesoru programovány v assembleru.

Na základě rozboru vlastností regulačních struktur, které vyšly jednak z analýzy poznatků získaných ze simulací v programu matlab-simulink a také z dostupných pramenů, byl proveden návrh a realizace vhodné regulační struktury, která byla implementovaná do regulátoru. Tato momentová regulační struktura byla volena a odlaďována s cílem vhodnosti její aplikace na lehkém kolejovém dopravním prostředku s individuálním pohonem kol, kde se počítá s provozem jak v motorickém tak i generátorickém režimu a to i při kolísání napájecího napětí, které je způsobováno impedancemi trolejového vedení.

Navržená struktura se vyznačuje schopností hladkého přechodu mezi regulací s plným a zeslabeným magnetickým tokem. Celý regulátor odbuzování a vektorového řízení byl odladěn a nastaven na využívaný trakční PMSM.

Na základě testování jednotlivých struktur vyšly také některé odlišné skutečnosti oproti výsledkům simulací. Takovým to příkladem je aplikace predikčního algoritmu, který počítá velikost složky i_d v závislosti na okamžitých podmínkách. Tento algoritmus nepřinesl u našeho reálného pohonu očekávaný efekt v porovnání se samostatně použitým zpětnovazebním regulátorem odbuzování.

S navrženým regulátorem byl na realizovaném zkušebním pracovišti následně proveden výzkum elektrických a mechanických vlastností elektrického pohonu s PMSM v různých provozních režimech a také proveden výzkum energetických a trakčních vlastností a účinností s ohledem na odbuzování.

Z tohoto výzkumu byly utvořeny závěry, mezi které patří nevhodnost uplatňování režimu odbuzování pro PMSM v příliš široké oblasti trakční charakteristiky. V rámci elektrické

trakce je obecně odbuzování hojně používáno a to hlavně z důvodu přizpůsobení se průběhu optimální trakční charakteristiky. U PMSM dochází při hlubokém odbuzování ke snížení účinnosti a v případě pohonů, kde se počítá s tímto režimem, je nutno napěťově předimenzovat střídač.

Hlavními výstupy této disertační práce jsou:

- dobudování zkušebního pracoviště s kolovým pohonem s PMSM na DFJP
- návrh struktury regulace momentu pohonu s PMSM v režimu s plným i zeslabeným magnetickým tokem pro individuální pohon kola lehkého kolejového vozidla
- implementace a optimalizace navržené struktury momentového řízení v DSP regulátoru
- výstupy experimentálního výzkumu na realizovaném trakčním pohonu, zejména vyšetření dynamických, trakčních a energetických vlastností v různých režimech (plný a zeslabený magnetický tok, motorický a generátorický režim, kolísání napájecího napětí střídače, různé podmínky adheze).

Navržený a realizovaný algoritmus splňuje požadavky na moderní regulátor elektrického trakčního pohonu v širokém otáčkovém rozsahu včetně řešení okrajových stavů (ochrana pohonu před překročením mezních hodnot napětí a proudů, omezení vyplývající z kontroly zátěžného úhlu β , který nesmí překročit 90°).

7 Záměry a cíle pokračování práce

Tato disertační práce je souhrnem výsledků, kterých jsem v rámci výzkumu na DFJP Univerzity Pardubice dosáhl. Problematika aplikace trakčních PMSM jako hlavních pohonných jednotek je nová a proto není jejich vývoj ukončen a bude v něm možné dále pokračovat s cílem vylepšování, zdokonalování a rozšiřování algoritmů řízení a jejich implementací do řídicího regulátoru. V rámci těchto prací bude brán více zřetel na problematiku EMC pohonu, impedanční vlastnosti napájecího trolejového vedení a možné provozní stavy, které se na reálném trolejovém napájecím vedení vyskytují. V rámci rozšiřování se bude výzkum zabývat implementacemi adhezních regulačních struktur a protiskluzové ochrany. Protože tento pohon umožňuje efektivní řešení v bezpřevodovkovém individuálním provedení, bude v rámci rozšiřování struktur řešen i elektronický diferenciál s cílem optimalizovat způsob vedení kolejového vozidla v jízdní dráze.

Lze shrnout, že v rámci dalších prací bude pracoviště rozšířeno o nutné filtry pro eliminaci rušení, které generuje navržená koncepce výkonového měniče a regulátoru. Dalším rozšířením pracoviště bude série přídavných impedancí, pomocí kterých bude možné lépe simulovat stavy na trolejovém napájecím vedením.

Určitým nedostatkem dosavadního výzkumu je, že je k dispozici pouze jeden typ trakčního synchronního motoru. V rámci dalších prací proto bude zájem pořídit na DFJP další trakční pohon, aby bylo možné testovat vhodnost jednotlivých regulačních struktur i na motorech s odlišnými parametry.

Vzhledem k tomu, že v současnosti stále nejsou dostatečně zmapovány vlastnosti a možnosti řízení vozidel s volnými, nezávislými koly, bude v optimálním případě záměr vytvořit experimentální kolejové vozidlo, na kterém by bylo možné provádět experimentální výzkum v této oblasti.

8 Použité zkratky

A/D	převodník analogových signálů na digitální signál
AC	(A lternating C urrent) střídavý proud
AGV	(A utomotrice à G rande V itesse) vysokorychlostní vlak s poháněnými vozy
Al	(A luminium) hliník
B	(B orum) bór
Ba	(B aryum) baryum
BaO x 6Fe ₂ O ₃	oxid baria a železa
Bo'	podvozek se dvěma samostatně hnanými nápravami
Co	(C obaltum) kobalt
DC	(D irect C urrent) stejnosměrný proud
DFJP	D opravní F akulta J ana P ernera
DSP	(D igital S ignal P rocessor) digitální signálový procesor
Fe	(F errum) železo
HW	(H ardware) technické vybavení (mechanická část)
IGBT	(I nsulated G ate B ipolar T ransistor) bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
IRC	inkrementální rotační snímač
LED	(L ight- E mitting D iode) elektroluminiscenční dioda, svítivá dioda
MIPS	(million instructions per second) jednotka udávající výkon procesoru v miliónech operací za sekundu
Nd	(N eodymium) neodým
NdFeB	slitina neodymu, železa a bóru
Ni	(N iccolum) nikl
O	(O xygenium) kyslík, oxid
PC	(P ersonal C omputer) osobní počítač
PM	(P ermanent M agnets) permanentní magnety
PMSM	(P ermanent M agnet S ynchronous M otors) synchronní motor s permanentními magnety
PWM	(P ulse W idth M odulation) pulsně šířková modulace
R/D	převodník signálů z resolversu na digitální signál
SmCo ₅	samarium kobalt

Sr	(Stroncium) stroncium
$\text{SrO} \times 6\text{Fe}_2\text{O}_3$	oxid stroncia a železa
SW	(Software) programové vybavení
TGV	(Train à Grande Vitesse) vysokorychlostní vlak ve Francii
TI	Texas Instruments

9 Veličiny a výrazy používané ve vztazích

B [T]	magnetická indukce
B_i [T]	vlastní magnetizace
B_r [T]	remanentní magnetický tok
$B_{r_{20}}$ [T]	remanentní magnetický tok při 20°C
d	statorové vinutí transformované do dvoufázové soustavy d-q
D	tlumicí (rozběhové) vinutí v rotoru transformované do dvoufázové soustavy d-q
f [Hz]	frekvence
f	budící vinutí v rotoru vytvářející magnetický tok
H [$A \cdot m^{-1}$]	intenzita magnetického pole
H_K [$A \cdot m^{-1}$]	koercitivní síla
$H_{K_{20}}$ [$A \cdot m^{-1}$]	koercitivní síla při 20°C
I_a [A]	proud rotoru ve fázi „a“
I_b [A]	proud rotoru ve fázi „b“
I_c [A]	proud rotoru ve fázi „c“
i_D [A]	rotorový proud v ose d v transformované dvoufázové soustavě d-q
i_d [A]	statorový proud v ose d v transformované dvoufázové soustavě d-q
I_{DC} [A]	proud na stejnosměrné straně střídače
i_f [A]	proud budícím rotorovým vinutím
i_Q [A]	rotorový proud v ose q v transformované dvoufázové soustavě d-q
i_q [A]	statorový proud v ose q v transformované dvoufázové soustavě d-q
J [$kg \cdot m^2$]	moment setrvačnosti stroje (soustrojí)
L_a [H]	indukčnost jednoho statorového vinutí
L_D [H]	indukčnost rotoru v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose d
L_d [H]	indukčnost statoru v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose d
L_{Dd} [H]	vzájemná indukčnost rotor-stator v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose d
L_{dD} [H]	vzájemná indukčnost stator-rotor v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose d
L_{Df} [H]	vzájemná indukčnost budící vinutí rotoru- rotor v ose d v transformované dvoufázové soustavě d-q

L_{df} [H]	vzájemná indukčnost stator-budící vinutí rotoru v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose d
L_f [H]	indukčnost budícího vinutí rotoru
L_{fd} [H]	vzájemná indukčnost budící vinutí-stator v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose d
L_{fD} [H]	vzájemná indukčnost rotoru v ose d-budící vinutí rotoru v transformované dvoufázové soustavě d-q
L_{fq} [H]	vzájemná indukčnost budící vinutí-stator v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose q
L_q [H]	indukčnost rotoru v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose q
L_Q [H]	indukčnost statoru v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose q
L_{qf} [H]	vzájemná indukčnost stator-budící vinutí rotoru v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose q
L_{Qq} [H]	vzájemná indukčnost rotor-stator v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose q
L_{qQ} [H]	vzájemná indukčnost stator-rotor v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose q
M [$A \cdot m^{-1}$]	magnetický vektor
m [Nm]	elektrický moment stroje
M [Nm]	mechanický moment
M_{rel} [Nm]	reluktanční moment stroje
M_S [Nm]	synchronní moment stroje
p_p [-]	počet pól párů stroje
q	statorové vinutí transformované do dvoufázové soustavy d-q
Q	tlumicí (rozběhové) vinutí v rotoru transformované do dvoufázové soustavy d-q
R_a [Ω]	odpor jednoho statorového vinutí
R_D [Ω]	odpor rotoru v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose d
R_f [Ω]	odpor budícího vinutí rotoru
R_Q [Ω]	odpor rotoru v transformované dvoufázové soustavě d-q v ose q
t [s]	čas
U [V]	svorkové napětí stroje
u_d [V]	napětí v transformované dvoufázové soustavě d-q na ose d

U_{DC} [V]	napětí na stejnosměrném meziobvodu střídače
U_i [V]	indukované napětí ve stroji
u_q [V]	napětí v transformované dvoufázové soustavě d-q na ose q
X_d [Ω]	impedance vinutí v ose d
X_q [Ω]	impedance vinutí v ose q
α [$^\circ$]	doplňující úhel k zátěžnému úhlu synchronního stroje
α_B [% $\cdot^\circ\text{C}^{-1}$]	teplotní koeficient pro B_r
α_H [% $\cdot^\circ\text{C}^{-1}$]	teplotní koeficient pro H_K
β [$^\circ$]	zátěžný úhle synchronního stroje
μ_0 [$\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$]	magnetická permeabilita ve vakuu $\mu_0 = 0,4\cdot\pi\cdot 10^{-6}$ [$\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$]
μ_r [-]	relativní magnetická permeabilita
ν_{PM} [$^\circ\text{C}$]	teplota permanentních magnetů
χ [-]	magnetická susceptibilita
Ψ_D [Wb]	rotorový indukční tok v ose d v transformované dvoufázové soustavě d-q
Ψ_d [Wb]	statorový indukční tok v ose d v transformované dvoufázové soustavě d-q
Ψ_f [Wb]	indukční tok v rotoru vytvářený budícím vinutím f
Ψ_{PM} [Wb]	indukční tok v rotoru vytvářený permanentními magnety
Ψ_Q [Wb]	rotorový indukční tok v ose q v transformované dvoufázové soustavě d-q
Ψ_q [Wb]	statorový indukční tok v ose q v transformované dvoufázové soustavě d-q
ω [$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$]	úhlová rychlost (elektrická)
ω_m [$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$]	mechanická úhlová rychlost (rotorová)

10 Seznam obrázků

Obr. 2.1 PMSM s vnějším rotorem	13
Obr. 2.2 PMSM s vnitřním rotorem	14
Obr. 2.3 Rotor klasické konstrukce	14
Obr. 2.4 Rotor s vnitřními magnety s uspořádáním v jedné vrstvě.....	15
Obr. 2.5 Rotor s vnitřními magnety s uspořádáním ve dvou vrstvách.....	15
Obr. 2.6 Rotor s povrchovými magnety	15
Obr. 2.7 Rotor s rovnoměrnou vrstvou magnetů.....	16
Obr. 2.8 Rotor s vystouplými magnety	16
Obr. 2.9 Rotor s vloženými magnety	16
Obr. 2.10 Rotor se symetrickým magnetickým tokem.....	16
Obr. 2.11 Rotor se asymetrickým magnetickým tokem.....	17
Obr. 2.12 Jednostranné uspořádání s axiálním magnetickým polem.....	17
Obr. 2.13 Dvoustranné uspořádání s jedním rotorem	17
Obr. 2.14 Dvoustranné uspořádání s dvěma rotory.....	18
Obr. 2.15 Magnetický obvod dvofázového krokového motoru s radiálně polarizovaným magnetem	18
Obr. 2.16 Konstrukční uspořádání krokového motoru s axiálně polarizovaným magnetem...	19
Obr. 2.17 Jednofázový synchronní motor s hladkou vzduchovou mezerou	19
Obr. 2.18 Konstrukční uspořádání lineárního synchronního motoru.....	20
Obr. 2.19 Autobus Cristalis s ukázkou řešení nápravy	22
Obr. 2.20 Toyota Prius	23
Obr. 2.21 Tramvaj 15T (ForCity).....	24
Obr. 3.1 Náhradní schéma synchronního stroje v osách d-q.....	25
Obr. 3.2 Fázorový diagram synchronního motoru v osách d, q	28
Obr. 3.3 Blokové schéma regulátoru fázových proudů.....	29
Obr. 3.4 Fázorový diagram regulace PMSM	29
Obr. 3.5 Blokové schéma regulátoru s korekcí indukovaného napětí.....	30
Obr. 3.6 Princip transformace souřadného systému.....	31
Obr. 3.7 Princip vektorového řízení synchronního motoru.....	33
Obr. 3.8 Fázorový diagram PMSM v režimu zeslabování magnetického toku.	35
Obr. 3.9 Blokové schéma regulátoru odbuzování	37
Obr. 3.10 Blokové schéma regulátoru odbuzování s výpočtem požadované hodnoty i_d	40
Obr. 4.1 Původní stav zkušebního pracoviště s PMSM	42
Obr. 4.2 Současný stav zkušebního pracoviště s PMSM	42
Obr. 4.3 Ukázka vývojových verzí měničů pro PMSM.....	44
Obr. 4.4 Současná zabudovaná verze měniče pro PMSM	44
Obr. 4.5 Uspořádání výkonové části měničů na testovacím stavu.....	45
Obr. 4.6 Blokové schéma jednotky A5523C1 od Škoda electric a.s	45
Obr. 4.7 Blokové schéma procesoru TMS320F2812	46
Obr. 4.8 Demonstrace regulační odezvy na změnu proudu	49
Obr. 4.9 Demonstrace průběhů v ustáleném stavu při vyšších otáčkách	50
Obr. 4.10 Vývojový diagram hlavního programu	50
Obr. 4.11 Vývojový diagram externí přerušení.....	51
Obr. 4.12 Vývojový diagram přerušení od T2	51
Obr. 4.13 Časový průběh PWM modulace v jednom kanálu.....	55
Obr. 4.14 Vývojový diagram přerušení od A/D.....	55
Obr. 5.1 Rozběh naprázdno při a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$	59

Obr. 5.2 Přechod mezi režimy generátor-motor, změna žádosti i_q z -50% na 50% při a) 20Hz b) 200Hz	59
Obr. 5.3 Demonstrace činnosti omezovače zátěžného úhlu	60
Obr. 5.4 Přechod mezi režimy generátor-motor po pomalé rampě, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$	60
Obr. 5.5 Přechod mezi režimy generátor – motor, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ – časové detaily	61
Obr. 5.6 Přechod mezi režimy generátor – motor, změna žádosti i_q z -35% na 45% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ – rychlá rampa	61
Obr. 5.7 Skok žádosti i_q z 35% na 10% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$	61
Obr. 5.8 Vzestupný skok žádosti i_q z 10% na 50% při 150Hz s predikcí U_i	62
Obr. 5.9 Sestupný skok žádosti i_q z 50% na 10% při 150Hz s predikcí U_i	62
Obr. 5.10 Vzestupný skok žádosti i_q z 10% na 50% při 150Hz s kompletní predikcí	62
Obr. 5.11 Rozběh naprázdno se skokem i_q z 10% na 50%, $U_{DC_konst} = 540V$ s kompletní predikcí	63
Obr. 5.12 Přechod mezi režimy motor-generátor, změna žádosti i_q z 20% na -20% při 150Hz s kompletní predikcí	63
Obr. 5.13 Rozběh naprázdno se skokem žádosti i_q z 50% na 20%, a) s kompletní predikcí, b) bez predikce $U_{DC} \neq \text{konst}$., $KI_{odbuz} = 1\ 000$	63
Obr. 5.14 Rozběh naprázdno po rampě při $U_{DC} \neq \text{konst}$. bez predikce, $KI_{odbuz} = 1\ 000$, v druhé části průběhu je zřejmá funkce omezovače hodnoty i_q	64
Obr. 5.15 Rozběh naprázdno po rampě při $U_{DC} \neq \text{konst}$ bez predikce, $KI_{odbuz} = 4\ 000$, v druhé části průběhu je zřejmá funkce omezovače hodnoty i_q	64
Obr. 5.16 Rozběh naprázdno po rampě při $U_{DC} \neq \text{konst}$ bez predikce, $KI_{odbuz} = 15\ 000$	64
Obr. 5.17 Přechod mezi režimy generátor-motor, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce $KI_{odbuz} = 1\ 000$	65
Obr. 5.18 Přechod mezi režimy generátor-motor po pomalé rampě, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí podle velikosti U_i b) s plnou predikcí $KI_{odbuz} = 4\ 000$	65
Obr. 5.19 Přechod mezi režimy generátor - motor, změna žádosti i_q z -35% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce $KI_{odbuz} = 15\ 000$	65
Obr. 5.20 Změna žádosti i_q z 0% na 40% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce $KI_{odbuz} = 15\ 000$	66
Obr. 5.21 Změna žádosti i_q z 20% na 50% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce $KI_{odbuz} = 15\ 000$	66
Obr. 5.22 Skok žádosti i_q z 10% na 35% při 200Hz, $U_{DC} \neq \text{konst}$ a) s predikcí b) bez predikce	66
Obr. 5.23 Rozběh naprázdno se skokem žádosti i_q z 10% na 50% a) s kompletní predikcí b) bez predikce $U_{DC} \neq \text{konst}$	66
Obr. 5.24 Změna režimu z generátoru do motoru, změna žádosti i_q z -50% na 50% při 20Hz, $U_{DC_konst} = 540V$	67
Obr. 5.25 Skok žádosti i_q z 10% na 50% při 200Hz a $U_{DC} = 540V$ při 200Hz	67
Obr. 5.26 Přechod mezi režimy generátor - motor, změna žádosti i_q z -20% na 20% při 200Hz	68
Obr. 5.27 Prokluz soukolí při a.) 20Hz b) 150Hz s predikcí	68
Obr. 5.28 Pracovní oblast pohonu při napájení a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq \text{konst}$	70
Obr. 5.29 Závislost výkonu pohonu na otáčkách při napájení a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq$ konst	70
Obr. 5.30 Závislost vstupního napětí střídače U_{DC} na výkonu pohonu při $U_{DC} \neq \text{konst}$, 227 ot/min a 94% hodnotě napětí pro přechod do odbuzování	71

Obr. 5.31 Závislost odebíraného proudu motoru na momentu při a) 227 ot/min b) 445 ot/min c) 645 ot/min	71
Obr. 5.32 Závislost účinnosti na výkonu při a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$ a 227ot/min	71
Obr. 5.33 Závislost účinnosti na výkonu při a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$ a 445 ot/min	72
Obr. 5.34 Závislost účinnosti na výkonu při a) $U_{DC_konst} = 540V$ b) $U_{DC} \neq konst$ a 645 ot/min	72

11 Použitá literatura:

- [1] Gieras, Jacek F., Wing, Mitchell., *Permanent magnet motor technology : Design and applications*. 270 madison Avenue, New York, NY 10016 : Marcel Dekker, c2002. 590 s. sekond edition. ISBN 0-8247-0739-7.
- [2] Pavelka, J., Čeřovský, Z., Javůrek, J., *Elektrické pohony*, Praha, Vydavatelství ČVUT, 1996, 221 s, ISBN 80-01-01411-8
- [3] Měřička, J., Hamata, V., Voženílek, P., *Elektrické stroje*, Praha, Vydavatelství ČVUT, 1994, 311 s., ISBN 80-01-01020-1
- [4] Javůrek, J.: *Regulace moderních elektrických pohonů*, Grada Publishing, a.s., Praha 2003, 264 strán ISBN 80-247-0507-9
- [5] Pavelka J., ČeřovskýZ.: *Výkonová elektronika*, ČVUT Praha 2002,
- [6] *Oficiální stránky výrobce hybridních dopravních prostředků* [online] [cit. 2007-06-20]. Dostupný z WWW <www.azureodynamics.com>
- [7] *active wheel michelin* [online] [cit. 2007-06-20]. Dostupný z WWW <www.michelin.com>
- [8] *eCorner* [online] [cit. 2009-12-20]. Dostupný z WWW <www.siemens.com>
- [9] *MiEV elektromobil s motorem v kole* [online] [cit. 2009-12-20]. Dostupný z WWW <<http://www.mitsubishi-motors.com/>>
- [10] *Tramvaj ForCity Praha* [online] [cit. 2009-12-20]. Dostupný z WWW: <<http://www.skoda.cz/holding/produkty/dopravni-strojirenstvi/tramvaje/tramvaj-forcity-praha-aid2421.html>>
- [11] Rydlo, P.: *Krokové motory a jejich řízení*, Studijní texty, Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií, Katedra elektrotechniky a elektromechanických systémů, Liberec 2000
- [12] Roubíček, O.: *Tendence vývoje v oblasti průmyslových elektrických lineárních pohonů*, časopis ELEKTRO, 3/2004 a 4/2004, ISSN 1210-0889
- [13] www.ti.com
- [14] *DSP Data Manual* [online]. April 2001 -- Revised December 2009 [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tms320f2812.html>>.
- [15] *TMS320F2812* [online]. April 2001 -- Revised December 2009 [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2812.pdf>>.

- [16] *Programming TMS320x28xx and 28xxx Peripherals in C/C++ (Rev. B)* [online]. 22 september 2009 [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://focus.ti.com/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?literatureNumber=spraa85b>>.
- [17] *Optimizing Digital Motor Control Libraries* [online]. 15 Mar 2007 [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://focus.ti.com/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?literatureNumber=spraak2>>.
- [18] *TMS320x28xx, 28xxx DSP Peripherals Reference Guide (Rev. I)* [online]. 03 May 2009 [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://focus.ti.com/general/docs/litabsmultiplefilelist.tsp?literatureNumber=spru566i>>.
- [19] ČERNÝ, O.: Regulace synchronních strojů. Pardubice, 2007. 37 s. Univerzita Pardubice, Dopravní fakulta Jana Pernera. Vedoucí rigorózní práce Doc.Ing. Jaroslav Novák, CSc.
- [20] Černý, O., Mašek, Z., Novák, J., Šimánek, J.: Napěťový střídač se součástkami IGBT pro ověřování vlastností synchronního motoru s permanentními magnety. In *4th International Scientific Conference Challenges in Transport and Communication*, Pardubice, 2006, s. 1307-1312, ISBN 80-7194-880-2
- [21] Šimánek, J., Černý, O., Novák J.: Budování experimentálního pracoviště s přímým pohonem kola synchronním motorem s permanentními magnety, In *4th International Scientific Conference Challenges in Transport and Communication*, Pardubice, 2006, s. 1363-1368, ISBN 80-7194-880-2
- [22] Šimánek, J., Černý, O., Novák, J.: Zkušební pracoviště se synchronním trakčním motorem a jeho využití pro výzkumné účely, In *XXI. Sympozium učitelů Elektrických pohonů*, Nečtiny, 2006, s. 1-7, ISBN 80-7043-455-4
- [23] Novák, J., Šimánek, J., Černý, O.: Výzkum trakčního pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety, In *From Horse-drawn Railway to High-speed Transportation Systems*, Praha, 2007, s. 293-296, ISBN 978-80-01-03699-0
- [24] Černý, O., Doleček, R., Šimánek, J.: Robust control development for permanent magnet synchronous motor drive, In *Transcom 2007*, Sborník sekce 5, Žilina, Slovenská Republika, 2007, s. 191-194, ISBN 978-80-8070-694-4
- [25] Černý, O., Doleček, R., Němec, Z.: Testing workplace with PMSM, In *Transcom 2007*, Sborník sekce 5, Žilina, Slovenská Republika, 2007, s. 191-194, ISBN 978-80-8070-694-4
- [26] Černý, O., Šimánek, J., Doleček, R., Novák, J.: Testing of Robust Control Characteristics for Traction PMSM, In *PIERS2007*, Praha, 2007, s. 107 – 111, 2007, ISSN 1559-9450

- [27] Šimánek, J., Novák, J., Černý, O.: Výzkum regulačních struktur pro trakční synchronní motor s permanentními magnety, In *XXX. konference Elektrické pohony*, Plzeň, 2007, ISBN 978-80-02-01921-3
- [28] Doleček R., Černý O., Šimánek J.: Control development for traction drive, In *TRANSPORT of 21st CENTURY*, Staré Jablonki, Poland, 2007, s. 191-196, ISBN 978-83-7204-619-2
- [29] Doleček, R., Černý, O., Šimánek, J.: Research on traction drive with permanent magnet synchronous motor, In *Scientific paper of the University of Pardubice 2007, Series B, The Jan Perner Transport Faculty*, Pardubice, 2007, s. 37–49, ISBN 978-80-7395-027-9
- [30] Šimánek, J., Novák, J., Doleček, R., Černý, O.: Control algorithms for permanent magnet synchronous traction motor, In *Eurocon 2007 IEEE - The International Conference on Computer as a Tool*, Varšava, Polsko, 2007. s. 1839-1844, ISBN 1-4244-0813-9
- [31] Černý, O., Šimánek, J., Doleček, R.: Synchronní motor s permanentními magnety pro trakci a jeho řízení, In *LiPo 2007*, Liberec, 2007, s. 13-18, ISBN 978-80-7372-272-2
- [32] Černý, O., Doleček, R.: Research on Testing Stand with PMSM, In *Scientific Papers 13 (2007), Series B, University of Pardubice, Jan Perner Transport Faculty*, Pardubice, 2008, s. 5-11, ISSN 1211-6610
- [33] Novák, J., Černý, O., Šimánek, J.: Uplatnění synchronních motorů s permanentními magnety v kolejových vozidlech – část 1, *Nová železniční technika*, číslo 1 únor 2008, ročník 16, vydavatel KPM Consult, a.s., 2008, s. 26-31, ISSN 1210-3942
- [34] Novák, J., Černý, O., Šimánek, J.: Uplatnění synchronních motorů s permanentními magnety v kolejových vozidlech – část 2, *Nová železniční technika*, číslo 3 červen 2008, ročník 16, vydavatel KPM Consult, a.s., 2008, s. 26-30, ISSN 1210-3942
- [35] Novák, J., Černý, O., Šimánek, J.: Regulace synchronního motoru pro lehkou kolejovou trakci, *ELEKTRO 6/2008*, Vydavatel FCC Public s.r.o., Praha, 2008, s. 4-10, ISSN 1210-0889
- [36] Šimánek, J., Novák, J., Černý, O., Doleček, R.: FOC and Flux Weakening for Traction Drive with Permanent Magnet Synchronous Motor, In *Proceedings IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2008*, Cambridge, United Kingdom, CD-010294, s. 753 – 758, ISBN 978-1-4244-1666-0
- [37] Šimánek, J., Doleček, R., Černý, O.: PMSM Drive Control Based on Sinusoidal Commutation Control of Brushless DC, In *Proceedings ICCO 2008, International Carpathian Control Conference*, Sinaia, Romania, s. 615-618, ISBN 978-973-746-897-0

- [38] Černý, O., Doleček, R., Šimánek, J., Schejbal, V.: Utilization of PMSM at Passenger Transport, In *Proceedings EURNEX-Žel2008, 16th International Symposium, Žilina*, ISBN 978-80-8070-861
- [39] Černý, O., Doleček, R., Šimánek, J.: Simulation of Individual Drive Typical, In *Proceedings Mechatronika 2008, 11th International Conference on Mechatronics, Trenčianské Teplice*, s. 29-32, ISBN 978-80-8075-305-4
- [40] Novák, J., Šimánek, J., Černý, O., Doleček, R.: EMC of Frequency Controlled Electric Drives, In *Radioengineering*, No.4/Vol.17/December 2008, ISSN 1210-2512
- [41] Šimánek, J., Doleček, R., Černý, O., SCHEJBAL, V. Processor TI 2812 as Control Base of Permanent Magnet Synchronous Motor, In *19th International Conference Radioelektronika 2009*, Bratislava, Slovak Republic, 2009, s. 69 – 72, ISBN 978-1-4244-3536-4
- [42] Šimánek, J., Novák, J., Černý, O., Doleček, R: Regulační struktury pro zeslabování magnetického toku trakčního synchronního motoru s permanentními magnety, In *XXXI. Celostátní konference o elektrických pohonech, Plzeň*, s. 115 – 120, ISBN 978-80-02-02151-3
- [43] Černý, O., Doleček, R., Novák, J., Šimánek, J.: Energetické a výkonové vlastnosti trakčního pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety, In *XXXI. Celostátní konference o elektrických pohonech, Plzeň*, 2009, s. 121 – 126, ISBN 978-80-02-02151-3
- [44] Doleček, R., Šimánek, J., Černý, O., Novák, J.: Dynamics of a Feedback Optimal Current Vector Flux Weakening Strategy for Traction PMSM, In *Proceedings of The 8th Electromotion Conference, EPE Chapter Electric Drives*, Lille: HEI Graduate School, 2009, ISBN 978-2-915913-25-5
- [45] Černý, O., Novák, J., Doleček, R.: Simulace a měření výkonů a účinností v režimu odbuzování u PMSM, In *Sborník příspěvků konference KRÁLÍKY 2009*, Brno: VUT v Brně, FEKT, 2009, ISBN 978-80-214-3938-2
- [46] Doleček, R., Černý, O., Němec, Z.: EMC of Traction Drive with Permanent Magnet Synchronous Motor, In *Proceeding, 2009 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 09)*, Torino, Itálie, na CD sborníku (4), ISBN: 978-1-4244-3386-5
- [47] Novák, J., Černý, O., Doleček, R., Šimánek, J.: Trakční a energetické vlastnosti synchronního motoru s permanentními magnety, In *Elektrotechnika a elektronika v dopravě*, Pardubice, na CD sborníku (15), ISBN 978-80-7395-194-8

- [48] Černý, O., Novák, J., Doleček, R.: Trakční a energetické vlastnosti synchronního motoru s permanentními magnety, In *Elektrotechnika a elektronika v dopravě*, Pardubice, na CD sborníku (6), ISBN 978-80-7395-194-8
- [49] Doleček, R., Novák, J., Černý, O.: Traction Permanent Magnet Synchronous Motor Torque Control with Flux Weakening, In *Radioengineering, Special Issue on Electronics and Software for Security and Defense*, No.4/Vol.18/December 2009, Part 3, s. 601-605, ISSN 1210-2512
- [50] Doleček, R., Novák, J., Černý, O.: EMC specific Problems of Frequency Converters Used at Interlockig Device, In *Radioengineering, Special Issue on Electronics and Software for Security and Defense*, No.4/Vol.18/December 2009, Part 3, s. 606-610, ISSN 1210-2512
- [51] NOVÁK, J: Uplatnění synchronních strojů v dopravní technice – 1. část , *Časopis ELEKTRO*, roč.2006, č. 6, s. 4-7, Praha 2006. ISSN 1210-0889.
- [52] NOVÁK, J: Uplatnění synchronních strojů v dopravní technice – 2. část , *Časopis ELEKTRO*, roč.2006, č. 7, s. 8-11, Praha 2006. ISSN 1210-0889.
- [53] NOVÁK, J: Uplatnění synchronních strojů v dopravní technice – 3. část , *Časopis ELEKTRO*, roč.2006, č. 8, s. 76-78, Praha 2006. ISSN 1210-0889.
- [54] *Bayern BusII*, [online]. [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://www.neoplan.de/en/en.jsp>>
- [55] *CRISTALIS*, [online]. [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://www.irisbus.com/en-us/Pages/Home.aspx>>
- [56] *Toyotě Prius*, [online]. [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://www.toyota.cz>>
- [57] *12-bitový R/D převodník*, [online]. [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD2S1200.pdf>
- [58] *Snímače LEM*, [online]. [cit. 2009-12-31]. Dostupný z WWW: <<http://www.lem.com/>>

12 Vlastní publikované práce

- [1] Černý, O., Šimánek, J., Gregora, S.: Modernizace zátěžových dynamometrů pro zatěžování elektrických a spalovacích motorů, In *XX mezinárodní sympóziium učitelů elektrických pohonů SYMEP2004*, Plzeň, 2004, s. 86-92, ISBN: 80-01-03018-0
- [2] Černý, O., Čermák, D., Šimánek, J., Doleček, R.: Využití programu při výuce elektrostatických polí, In *Radioelektronika 2005*, Brno, 2005, ISBN 80-214-2904-6
- [3] Černý, O., Doleček, R., Mašek, Z., Šimánek, J.: Zatěžovací dynamometr pro spalovací motory, In *EPVE 2005*, 2005, ISBN 80-214-3052-4
- [4] Černý, O., Doleček, R.: Přejchodové Jevy v napájecích stanicích ČD 25 kV, 50Hz s FKZ, In *EPVE 2005*, 2005, ISBN 80-214-3052-4
- [5] Černý, O., Doleček, R., Gregora, S., Mašek, Z., Šimánek, J.: Vřířivá brzda se zvýšenou dynamikou, In *XXIX. konference Elektrické pohony*, Plzeň, 2005, ISBN 80-02-0133-1
- [6] Černý, O., Doleček, R.: Contact Line Short-Circuit at 25kV 50Hz Czech Railways supply system, In *7. International Scientific Conference Electric Power Engineering 2006*, Brno, 2006, ISBN 80-216-3180-6
- [7] Doleček, R., Hlava, K., Černý O.: Přejchodné jevy v FKZ trakční napájecí stanice, In *Nová elektrická zařízení železniční infrastruktury 2005-2006*, VTK Elektro Olomouc, Olomouc, 2006
- [8] Hlava, K., Doleček, R., Černý O.: Důsledky zkratu na trakčním vedení pro trakční napájecí stanici, In *Nová elektrická zařízení železniční infrastruktury 2005-2006*, VTK Elektro Olomouc, Olomouc, 2006
- [9] Doleček, R., Černý, O.: Zkratý na TV napájecího systému 25 kV, 50 Hz ČD, In *EPE 2006*, Brno, 2006, s. 177-185, ISBN 80-214-3180-6
- [10] Doleček, R., Hlava, K., Černý, O.: Přejchodné jevy při provozování filtračně kompenzačních zařízení na ČD, In *Vědeckotechnický sborník ČD, č.21/2006*, 2006, ISBN 1211-2321
- [11] Doleček, R., Hlava, K., Černý, O.: Poměry při zkratu na trakčním vedení jednofázové soustavy 25 kV, 50 Hz, In *Vědeckotechnický sborník ČD, č.21/2006*, 2006, ISBN 1211-2321
- [12] Doleček, R., Černý, O.: Short-circuits at 25 kV, 50 Hz contact line system of Czech Railways, In *6th WSEAS International Conference on Power Systems (PE '06)*, Lisabon Portugal, 2006, s. 362-368, ISBN 960-8457-53-X

- [13] Doleček R., Černý O.: Analysis of 25 kV, 50 Hz traction supply system at Czech Railways, *WSEAS Traction on Power System*, Issue 7, Vol. 1, July 2006, Lisbon Portugal, 2006, s. 1259-1266, ISSN 1790-5060
- [14] Černý, O., Mašek, Z., Novák, J., Šimánek, J.: Napěťový střídač se součástkami IGBT pro ověřování vlastností synchronního motoru s permanentními magnety. In *4th International Scientific Conference Challenges in Transport and Communication*, Pardubice, 2006, s. 1307-1312, ISBN 80-7194-880-2
- [15] Šimánek, J., Černý, O., Novák J.: Budování experimentálního pracoviště s přímým pohonem kola synchronním motorem s permanentními magnety, In *4th International Scientific Conference Challenges in Transport and Communication*, Pardubice, 2006, s. 1363-1368, ISBN 80-7194-880-2
- [16] Šimánek, J., Černý, O., Novák, J.: Zkušební pracoviště se synchronním trakčním motorem a jeho využití pro výzkumné účely, In *XXI. Sympozium učitelů Elektrických pohonů*, Nečtiny, 2006, s. 1-7, ISBN 80-7043-455-4
- [17] Černý, O., Doleček, R.: Zkratky u napájecího systému ČD 25 kV, 50Hz, In *XXI. Sympozium učitelů Elektrických pohonů*, Nečtiny: [s.n.], 2006. s. 1-6, ISBN 80-7043-455-4
- [18] Doleček, R., Černý, O.: Short-circuits at 25 kV, 50 Hz contact line systém, In *ICREPQ 07*, Sevilla Spain, 2007, s. CD-322 (5), 2007, ISBN 978-84-611-4707-9
- [19] Novák, J., Šimánek, J., Černý, O.: Výzkum trakčního pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety, In *From Horse-drawn Railway to High-speed Transportation Systems*, Praha, 2007, s. 293-296, ISBN 978-80-01-03699-0
- [20] Doleček, R., Černý, O.: Voltage analysis of contact line, In *24th International Colloquium Advanced manufacturing and repair technologies in vehicle industry*, Svitavy – Hotel Šindlerův háj, 2007, s. 141-146, ISBN 978-80-7194-962-6
- [21] Černý, O., Doleček, R., Šimánek, J.: Robust control development for permanent magnet synchronous motor drive, In *Transcom 2007*, Sborník sekce 5, Žilina, Slovenská Republika, 2007, s. 191-194, ISBN 978-80-8070-694-4
- [22] Černý, O., Doleček, R., Němec, Z.: Testing workplace with PMSM, In *Transcom 2007*, Sborník sekce 5, Žilina, Slovenská Republika, 2007, s. 191-194, ISBN 978-80-8070-694-4
- [23] Černý, O., Šimánek, J., Doleček, R., Novák, J.: Testing of Robust Control Characteristics for Traction PMSM, In *PIERS2007*, Praha, 2007, s. 107 – 111, 2007, ISSN 1559-9450

- [24] Šimánek, J., Novák, J., Černý, O.: Výzkum regulačních struktur pro trakční synchronní motor s permanentními magnety, In *XXX. konference Elektrické pohony*, Plzeň, 2007, ISBN 978-80-02-01921-3
- [25] Doleček R., Černý O.: Problems of power-supply system of 25 kV, 50 Hz at presents, *PRACE NAUKOWE Transport z. 63*, Warszawa, 2007, Publishing house of the Warsaw university of Technology, 330/2007, s. 43-49
- [26] Doleček R., Černý O., Šimánek J.: Control development for traction drive, In *TRANSPORT of 21st CENTURY*, Staré Jablonki, Poland, 2007, s. 191-196, ISBN 978-83-7204-619-2
- [27] Doleček, R., Černý, O., Šimánek, J.: Research on traction drive with permanent magnet synchronous motor, In *Scientific paper of the University of Pardubice 2007, Series B, The Jan Perner Transport Fakulty*, Pardubice, 2007, s. 37–49, ISBN 978-80-7395-027-9
- [28] Šimánek, J., Novák, J., Doleček, R., Černý, O.: Control algorithms for permanent magnet synchronous traction motor, In *Eurocon 2007 IEEE - The International Conference on Computer as a Tool*, Varšava, Polsko, 2007. s. 1839-1844, ISBN 1-4244-0813-9
- [29] Černý, O., Šimánek, J., Doleček, R.: Synchronní motor s permanentními magnety pro trakci a jeho řízení, In *LiPo 2007*, Liberec, 2007, s. 13-18, ISBN 978-80-7372-272-2
- [30] Černý, O., Doleček, R.: Research on Testing Stand with PMSM, In *Scientific Papers 13 (2007), Series B, University of Pardubice, Jan Perner Transport Faculty*, Pardubice, 2008, s. 5-11, ISSN 1211-6610
- [31] Novák, J., Černý, O., Šimánek, J.: Uplatnění synchronních motorů s permanentními magnety v kolejových vozidlech – část 1, *Nová železniční technika*, číslo 1 únor 2008, ročník 16, vydavatel KPM Consult, a.s., 2008, s. 26-31, ISSN 1210-3942
- [32] Novák, J., Černý, O., Šimánek, J.: Uplatnění synchronních motorů s permanentními magnety v kolejových vozidlech – část 2, *Nová železniční technika*, číslo 3 červen 2008, ročník 16, vydavatel KPM Consult, a.s., 2008, s. 26-30, ISSN 1210-3942
- [33] Novák, J., Černý, O., Šimánek, J.: Regulace synchronního motoru pro lehkou kolejovou trakci, *ELEKTRO 6/2008*, Vydavatel FCC Public s.r.o., Praha, 2008, s. 4-10, ISSN 1210-0889
- [34] Šimánek, J., Novák, J., Černý, O., Doleček, R.: FOC and Flux Weakening for Traction Drive with Permanent Magnet Synchronous Motor, In *Proceedings IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2008*, Cambridge, United Kingdom, CD-010294, s. 753 – 758, ISBN 978-1-4244-1666-0

- [35] Šimánek, J., Doleček, R., Černý, O.: PMSM Drive Control Based on Sinusoidal Commutation Control of Brushless DC, In *Proceedings ICC 2008, International Carpathian Control Conference*, Sinaia, Romania, s. 615-618, ISBN 978-973-746-897-0
- [36] Černý, O., Doleček, R., Šimánek, J., Schejbal, V.: Utilization of PMSM at Passenger Transport, In *Proceedings EURNEX-Žel2008, 16th International Symposium*, Žilina, ISBN 978-80-8070-861
- [37] Doleček, R., Černý, O., Schejbal, V.: Railway Experts Training by Simulation Method, In *Proceedings EURNEX-Žel2008, 16th International Symposium*, Žilina, ISBN 978-80-8070-861
- [38] Černý, O., Doleček, R., Šimánek, J.: Simulation of Individual Drive Typical, In *Proceedings Mechatronika 2008, 11th International Conference on Mechatronics*, Trenčianské Teplice, s. 29-32, ISBN 978-80-8075-305-4
- [39] Doleček, R., Černý, O.: Education by Simulation Methods, in *Proceedings Mechatronika 2008, 11th International Conference on Mechatronics*, Trenčianské Teplice, s. 95-98, ISBN 978-80-8075-305-4
- [40] Doleček, R., Černý, O.: Diagnostics of Interference in Traction Circuit, In *Proceedings Reliability, safety and diagnostics of transport structures and means 2008, 3rd International Conference*, University of Pardubice, Czech Republic, Lázně Bohdaneč, s. 66-71, ISBN 978-80-7395-096-5
- [41] Novák, J., Šimánek, J., Černý, O., Doleček, R.: EMC of Frequency Controlled Electric Drives, In *Radioengineering*, No.4/Vol.17/December 2008, ISSN 1210-2512
- [42] Černý, O., Doleček R.: Úvod do programu PSPICE, skriptum, Univerzita Pardubice, DFJP 2008, ISBN 978-80-7395-115-3
- [43] Šimánek, J., Doleček, R., Černý, O., SCHEJBAL, V. Processor TI 2812 as Control Base of Permanent Magnet Synchronous Motor, In *19th International Conference Radioelektronika 2009*, Bratislava, Slovak Republic, 2009, s. 69 – 72, ISBN 978-1-4244-3536-4
- [44] Černý, O., Doleček, R.: EMC trakčního napájecího systému 25kV 50Hz a jeho vliv na komunikační systémy, In *17.mezinárodní sympóziium Zvyšování konkurenceschopnosti evropských železničních systémů EURO-Žel 2009*, sborník přednášek 2.díl, Žilinská univerzita v Žilině, Slovensko, 2009, s. 117 – 122, ISBN 978-80-554-0024-2
- [45] Doleček, R., Černý, O.: Analýza napěťových poměrů při výluce, In *17.mezinárodní sympóziium Zvyšování konkurenceschopnosti evropských železničních systémů EURO-*

- Žel 2009, sborník přednášek 2.díl, Žilinská univerzita v Žilině, Slovensko, 2009, s.123–128, ISBN 978-80-554-0024-2
- [46] Šimánek, J., Novák, J., Černý, O., Doleček, R.: Regulační struktury pro zeslabování magnetického toku trakčního synchronního motoru s permanentními magnety, In *XXXI. Celostátní konference o elektrických pohonech, Plzeň*, s. 115 – 120, ISBN 978-80-02-02151-3
- [47] Černý, O., Doleček, R., Novák, J., Šimánek, J.: Energetické a výkonové vlastnosti trakčního pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety, In *XXXI. Celostátní konference o elektrických pohonech, Plzeň*, 2009, s. 121 – 126, ISBN 978-80-02-02151-3
- [48] Doleček, R., Černý, O., Šimánek, J.: EMC trakční napájecí soustavy AC 25 kV, In *XXXI. Celostátní konference o elektrických pohonech, Plzeň*, 2009, na CD sborníku (6), ISBN 978-80-02-02151-3
- [49] Doleček, R., Šimánek, J., Černý, O., Novák, J.: Dynamics of a Feedback Optimal Current Vector Flux Weakening Strategy for Traction PMSM, In *Proceedings of The 8th Electromotion Conference, EPE Chapter Electric Drives*, Lille: HEI Graduate School, 2009, ISBN 978-2-915913-25-5
- [50] Černý, O., Novák, J., Doleček, R.: Simulace a měření výkonů a účinností v režimu odbuzování u PMSM, In *Sborník příspěvků konference KRÁLÍKY 2009*, Brno: VUT v Brně, FEKT, 2009, ISBN 978-80-214-3938-2
- [51] Doleček, R., Černý, O., Němec, Z.: EMC of Traction Drive with Permanent Magnet Synchronous Motor, In *Proceeding, 2009 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 09)*, Torino, Itálie, na CD sborníku (4), ISBN: 978-1-4244-3386-5
- [52] Doleček, R., Černý, O.: EMC napájecí soustavy AC 25 kV, In *Elektrotechnika a elektronika v dopravě*, Pardubice, na CD sborníku (5), ISBN 978-80-7395-194-8
- [53] Černý, O., Doleček, R., Dvořák, K.: EMI trakčního systému 25 kV, 50 Hz, In *Elektrotechnika a elektronika v dopravě*, Pardubice, na CD sborníku (4), ISBN 978-80-7395-194-8
- [54] Novák, J., Černý, O., Doleček, R., Šimánek, J.: Trakční a energetické vlastnosti synchronního motoru s permanentními magnety, In *Elektrotechnika a elektronika v dopravě*, Pardubice, na CD sborníku (15), ISBN 978-80-7395-194-8
- [55] Černý, O., Novák, J., Doleček, R.: Trakční a energetické vlastnosti synchronního motoru s permanentními magnety, In *Elektrotechnika a elektronika v dopravě*, Pardubice, na CD sborníku (6), ISBN 978-80-7395-194-8

- [56] Doleček, R., Novák, J., Černý, O.: Traction Permanent Magnet Synchronous Motor Torque Control with Flux Weakening, In *Radioengineering, Special Issue on Electronics and Software for Security and Defense*, No.4/Vol.18/December 2009, Part 3, s. 601-605, ISSN 1210-2512
- [57] Doleček, R., Novák, J., Černý, O.: EMC specific Problems of Frequency Converters Used at Interlockig Device, In *Radioengineering, Special Issue on Electronics and Software for Security and Defense*, No.4/Vol.18/December 2009, Part 3, s. 606-610, ISSN 1210-2512