

**UNIVERZITA PARDUBICE
DOPRAVNÍ FAKULTA JANA PERNERA**

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

**ŘEŠENÍ NAPÁJEČE A REGULAČNÍ STRUKTURY
PRO SYNCHRONNÍ TRAKČNÍ MOTOR S
PERMANENTNÍMI MAGNETY**

DIZERTAČNÍ PRÁCE

AUTOR: Ing. Jiří Šimánek

ŠKOLITEL: Doc. Stanislav Gregora, Ph.D.

2009

**UNIVERSITY OF PARDUBICE
JAN PERNER TRANSPORT FACULTY**

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

**INVERTER AND CONTROL ALGORITHMS FOR
TRACTION DRIVE WITH PERMANENT MAGNET
SYNCHRONOUS MOTOR**

DISSERTATION

AUTHOR: Ing. Jiří Šimánek

SUPEVISOR: Doc. Ing. Stanislav Gregora, Ph.D.

2009

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	3
---	------------------	---

Prohlášení

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 Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 30. prosince 2009

Ing. Jiří Šimánek

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	4
---	------------------	---

Poděkování

Na tomto místě bych chtěl poděkovat svému školiteli, panu doc. Ing. Stanislavovi Gregorovi, PhD., za jeho vedení během mého postgraduálního studia a za rady, cenné podněty a připomínky, které mi pomohly při zpracování této práce. Dále bych zde chtěl poděkovat panu doc. Ing. Jaroslavu Novákovi, CSc. za podnětné rady pro řešení této práce.

V Pardubicích dne 30. prosince 2009

Ing. Jiří Šimánek

ANOTACE

Tato dizertační práce je zaměřena na koncepční návrh regulační struktury pro pohon zkušebního stavu se synchronním motorem s permanentními magnety. V rámci práce je provedena rozsáhlá analýza navrhovaných regulačních struktur pro regulaci momentu včetně regulace odbuzování. Analýza je zaměřena zejména na problematiku dynamiky regulace. Tato analýza je založena převážně na simulacích, které jsou ve vybraných případech podpořeny experimentálními testy. Práce ve svém závěru stanovuje vhodnou koncepci regulační struktury pro pohon zkušebního stavu.

ABSTRACT

The dissertation named “Inverter and Control Algorithms for Traction Drive With Permanent Magnet Synchronous Motor” deals with control structure design for testing stand drive using permanent magnet synchronous motor. Main part of the dissertation is detailed analysis of proposed torque and flux weakening control structures from dynamic behavior point of view. The analysis is mostly based on simulations with experimental verification of selected cases. The final conception of torque and flux weakening control structure is described in conclusion of the dissertation.

1 CÍL PRÁCE

Synchronní motor s permanentními magnety, v cizí literatuře často označovaný jako PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), nalézá v současnosti široké uplatnění zejména v průmyslu v oblasti výkonových servopohonů. Jeho uplatnění není však omezeno pouze na tuto oblast. Tento typ motoru se pozvolna začíná prosazovat i v elektrické trakci díky jeho výhodným parametrům. Z těchto parametrů je vhodné vyzdvihnout vysoký poměr krouticího momentu k objemu nebo hmotnosti motoru. To umožňuje prakticky řešitelnou realizaci přímého pohonu nápravy nebo častěji samotného kola vozidla bez použití jakékoliv převodovky. Dobře známé jsou aplikace PMSM v trakčních pohonech hybridních silničních vozidel (např. Toyota Prius). V oblasti trakčních pohonů kolejových vozidel je jeho nasazení sporé, realizováno bylo převážně na prototypch. Přesto lze říci, že se jedná o progresivní trakční pohon, u kterého lze do budoucna předpokládat nasazení zejména u lehkých kolejových vozidel. Na rozdíl od průmyslových pohonů musí trakční pohony splnit řadu dalších specifických požadavků. Mezi tyto požadavky patří mimo samotných parametrů motoru taktéž požadavky na robustnost konstrukce napáječe a zejména pak robustnost vlastního regulátoru pohonu s PMSM.

Cílem této práce je koncepční řešení střidače, regulátoru a regulační struktury pro zkušební stav s trakčním PMSM. Řešení regulační struktury je v této práci pojato jako stěžejní cíl. Základem struktury je regulace momentu PMSM s nadřazenou regulací nepřímého odbuzování. Pro základní regulaci momentu byly analyzovány dva základní principy včetně jejich modifikací:

- Regulace okamžitých hodnot fázových proudů
- Regulace v transformovaných souřadnicích dq (rozklad fázových proudů na tokotvornou a momentotvornou složku)

Cílem této analýzy je určení vhodné regulační struktury z pohledu hospodárnosti a dynamiky regulace. Následná analýza se poté týká nadřazené regulační struktury nepřímého odbuzování PMSM.

Vedle samotných simulací je provedeno taktéž ověření výsledků na reálném pohonu s PMSM.

Práce je koncipována do 5 kapitol:

- Cíl práce.
- Současný stav problematiky, která obsahuje:
 - aplikace PMSM jako trakčního motoru na vozidlech,
 - teorie synchronního motoru,

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	7
---	------------------	---

- základní principy regulací synchronních motorů.
- Zvolené metody zpracování, která obsahuje:
 - popis zkušebního stavu s PMSM,
 - popis střídače a regulátoru pro PMSM,
 - popis matematického modelu pro simulace pohonu.
- Dosažené výsledky, která obsahuje:
 - výsledky simulací jednotlivých analyzovaných struktur,
 - výsledky experimentálního ověření vybraných regulačních struktur.
- Závěr.

2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

2.1 Aplikace PMSM v trakci

V této kapitole bych chtěl shrnout doposud realizované vozidla se synchronními trakčními motory s permanentními magnety. Zaměřil jsem se na vozidla kolejová, případně trolejbusy. U kolejových vozidel klasické koncepce se zatím realizace omezila na prototypy. Vývoj vozidel s PMSM probíhá zejména v Japonsku a je zaměřen zejména na příměstské jednotky viz např. následující kapitola. Ze sériových aplikací lze například zmínit metro systému VAL 208 (metro na pneumatikách vyvinuté ve Francii), které se vyrábí v podniku Siemens – Kolejová vozidla v Praze Zličíně. Aktuální sériovou aplikací je tramvaj Škoda 15T ForCity, která je vybavena trakčními PMSM.

2.1.1 Japonský příměstský vlak e@train

JR EAST (East Japan Railway Company) vyvinuly příměstskou jednotku nové generace označovanou jako e@train. Vývoji této jednotky předcházelo testování různých uspořádání přímého pohonu s PMSM již od roku 1996. Prototyp této jednotky byl vyroben v roce 2002. Trakční pohon této jednotky je založen na trakčních PMSM s přímým pohonem náprav. Trakční motory jsou zkonstruovány jako zcela uzavřené s chlazením vzduchem po povrchu stroje. Motory mají vnitřní rotor, který pohání nápravu přes spojku s pružnými gumokovovými elementy. Byla testována i různá uspořádání s vnějším rotorem připevněným přímo k nápravě, což se však dle [1] neosvědčilo z důvodu zvýšení neodpružené hmoty nápravy. Celkový pohled na jednotku viz obr. 1. Provedení vlastního přímého pohonu lze vidět na následujícím obr. 2. Zdroj [2] a [3].

Parametry jednotky

Počet vozů jednotky:	5
Délka:	74 m
Hmotnost (plně obsazeno):	85 t (165 t)
Počet hnacích náprav:	4
Max. rychlost:	120 km/h
Napájecí soustava:	1 500 V
Max. akcelerace:	0,694 m/s ² (2,5 km/h/s)
Max. zpomalení prov. brzdy:	1,17 m/s ² (4,2 km/h/s)

Parametry motoru

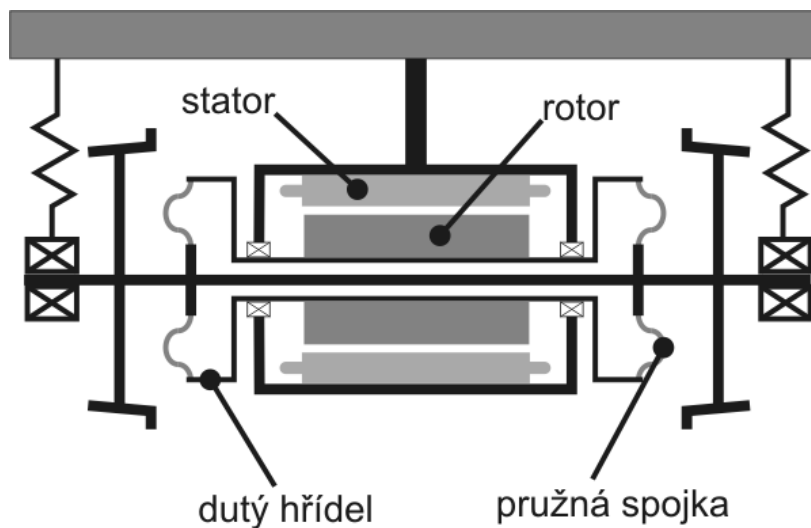
Výkon trvalý/hodinový:	160 kW / 200 kW
------------------------	-----------------

Napětí:	730 V ac
Proud:	140 A
Účinník:	0,95
Jmenovité otáčky:	360 ot/min
Moment 360 ot/min (0 ot/min):	4 244 Nm (11 800 Nm)
Účinnost:	95 %
Chlazení:	vlastní, uzavřené

Každý motor je napájen ze svého měniče, ve kterém jsou použity IGBT moduly 3 300 V / 1 200 A. Měniče jsou dvou hladinové napěťové.



Obr. 1 Pohled na příměstskou jednotku



Obr. 2 Schéma uspořádání přímého pohonu dvojkolí s PMSM

2.1.2 VAL 208

Mezi sériově vyráběná vozidla s trakčními PMSM lze zařadit vozy metra nekonvenčního systému VAL 208 (systém metra pohybujícího se na pneumatikách po zvláštní dráze vyvinutý ve Francii). Tyto vozy byly vyráběny v podniku Siemens – Kolejová vozidla v Praze Zličíně. Vozy mají čtyři rejdovná kola, která jsou poháněná přímo samostatným PMSM. Maximální rychlost vozu je 80 km/h a napájecí napětí 750 V. Výkon každého motoru je 65 kW.



Obr. 3 Metro systému VAL208 se synchronními motory s permanentními magnety vyráběné v podniku Siemens - Kolejová vozidla [4]

2.1.3 Neoplan Electroliner

Velké uplatnění nalézají PMSM v uspořádání přímého kolového pohonu u silničních vozidel. V oblasti hybridních autobusů a trolejbusů je tradičním výrobcem firma Neoplan, která některé sériově vyráběné vozy vybavila PMSM. Příkladem mohou být trolejbusy Neoplan Electroliner určené pro švýcarská města Basilej a Lausanne vybavené PMSM od výrobce Magnet Motor GmbH. Bližší parametry nebylo možné k těmto vozidlům zjistit.



Obr. 4 Trolejbus Neoplan Electroliner se synchronními motory s permanentními magnety

2.1.4 Tramvaj Škoda 15T ForCity

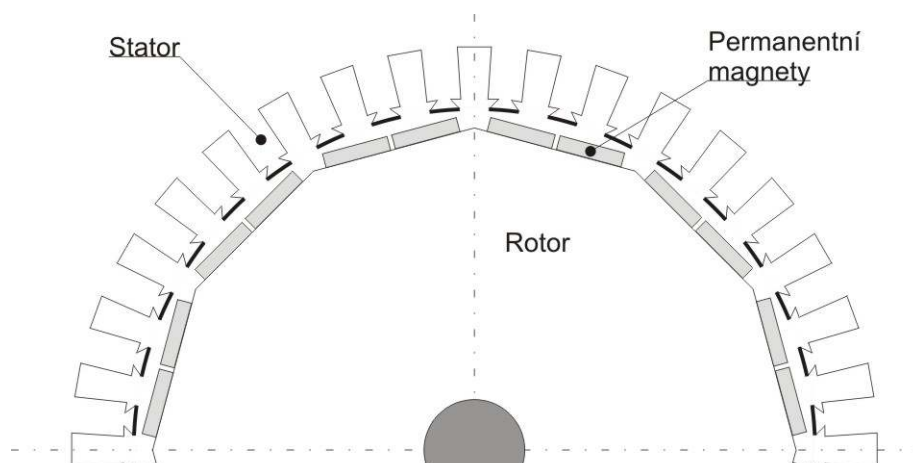
Koncem roku 2008 by měl být hotov prototyp tramvaje Škoda 15T ForCity, který má předcházet více jak stokusové sérii určené pro dopravní podniky Praha. Tato tříčlánková tramvaj má být vybavena taktéž přímým kolovým pohonem s PMSM. Bližší parametry motoru však nejsou zatím známy. Dá se říci, že toto bude asi v celosvětovém měřítku nejpočetnější série vozidla jednoho typu s PMSM.



Obr. 5 Tramvaj Škoda 15T ForCity s přímým pohonem kol pomocí plně odpružených PMSM

2.2 Popis PMSM

V principu se jedná o synchronní stroj, který je buzen permanentními magnety. Možné uspořádání takového motoru lze vidět na obr. 6. Stator stroje je složen z plechů, do kterých je zasazeno trojfázové vinutí podobně jako např. u trojfázového asynchronního motoru. Naproti tomu rotor může být z plného materiálu, protože magnetický tok je uvnitř rotoru prakticky konstantní, takže v něm vznikají minimální hysterezní ztráty i ztráty vířivými proudy (drobné změny magnetického toku a s tím spojené ztráty mohou být způsobeny jednak zvlněným proudem střídače a taktéž vlivem drážek statoru). Navíc rotor může být odlehčený, protože se magnetický tok uzavírá při povrchu rotoru. Z toho plyne i jedna z výhod PMSM – nízký moment setrvačnosti rotoru. Tato výhoda je využitelná zejména pro servomotory.



Obr. 6 Uspořádání synchronního motoru s permanentními magnety

Další výhodou jsou v porovnání s jinými typy elektromotorů stejných parametrů (výkon, otáčky, moment) významně menší rozměry stroje. Velmi vysokých momentů lze dosáhnout se zvláštními konstrukcemi motorů, jako jsou motory s transverzálním tokem (diskové motory). Pro srovnání vlastností asynchronního a synchronního motoru s permanentními magnety viz tab. 1. Pro trakci může být výhodné i to, že motor je stále nabuzený, což je výhodné z hlediska nezávislého bezpečného elektrodynamického brzdění, kdy pro jiné typy motorů je potřeba zajistit zdroj budícího proudu.

Tab. 1 Srovnání asynchronního trakčního motoru ICE3 se synchronními motory s permanentními magnety stejných výkonu různých konstrukcí určených pro přímý pohon [5] a [6].

	ASM	PMSM	PMSM s transverzálním tokem
Jmenovitý výkon [kW]	500	500	500
Převodový poměr motor/náprava	1:2,79	-	-
Moment [kNm]	3,2	9	9

Maximální otáčky [ot/min]	5 880	2 300	2 300
Hmotnost motoru [kg]	750	800	400
Hmotnost převodovky [kg]	300	-	-
Maximální účinnost motoru [%]	94,5	94,5	96,5
Účinnost převodovky [%]	97	-	-
Celková účinnost [%]	91,5	94,5	96,5
Vnější průměr motoru [mm]	560	610	700
Délka motoru [mm]	600	650	380
Délka převodovky [mm]	100	-	-

Vedle toho má PMSM samozřejmě i jisté nevýhody. První z nevýhod je poměrně vysoká cena, která je způsobena vysokou cenou materiálů používaných pro výrobu permanentních magnetů. Jedná se o materiály obsahující prvky vzácných zemin (jsou to v podstatě dvě skupiny materiálu – materiály založené na prvcích Neodym – Železo – Bór např. $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ a materiály založené na prvcích Samárium – Kobalt např. Sm_1Co_5 nebo $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$). Těmito materiály je možno dosáhnout magnetické indukce více jak 1 T [7] a [8]. Pro porovnání obyčejné feromagnetické materiály dosahují indukce 0,3 – 0,4 T. Vedle této vlastnosti, mají tyto materiály velkou koercitivní sílu, která brání jejich snadnému odmagnetování. Přesto je však nutné brát toto nebezpečí v potaz při provozu PMSM (nebezpečí odmagnetování hrozí např. při špatném nafázování stroje). Odmagnetování však hrozí i zvýšenou teplotou motoru, a to v případě, kdy by teplota magnetů dosáhla tzv. Currieho teploty, při které feromagnetické materiály ztrácejí své magnetické vlastnosti.

Další z nevýhod je ta, že z jednoho střídače může být napájen pouze jeden motor, pokud by nebyla jiným způsobem zajištěna přesná shoda natočení rotorů více motorů. Avšak v případě kolejových vozidel, kdy chceme zejména při rozjezdu maximálně využít adhezi a kdy každá náprava vozidla má vlivem klopného momentu různé adhezní podmínky, to nemusí být závažná nevýhoda.

Zvláštní požadavky jsou kladeny na stejnosměrný meziobvod střídače v případě, že se předpokládá provoz v režimu odbuzování, kdy výpadek řízení měniče má za následek nadpětí v meziobvodu vlivem indukovaného napětí motoru. Zde záleží na návrhu samotného pohonu a do jaké míry se pracuje v oblasti odbuzení.

Další drobné nevýhody plynou opět z trvalého buzení motoru permanentními magnety, což např. při jízdě výběhem způsobuje trvalé ztráty v magnetickém obvodu statoru. Další problémy pak mohou vznikat při vlečení porouchaného vozidla, kde došlo ke zkratu na motoru či měniči.

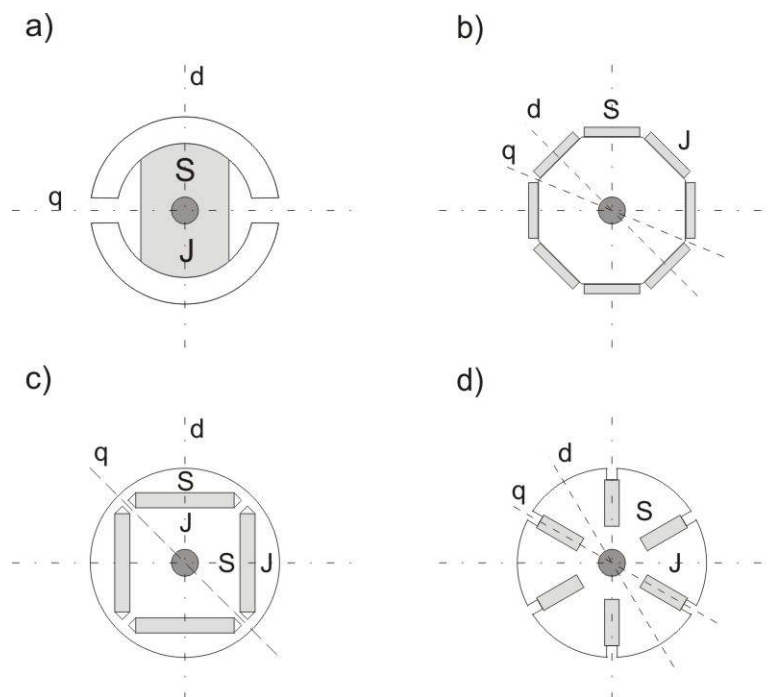
Díky tomu, že PMSM má ze všech možných typů elektromotorů nejvyšší poměr moment na jednotku hmotnosti případně objemu, lze jej využít pro tzv. přímý pohon náprav popřípadě kol. Přímý pohon náprav není zcela nová záležitost. Výrobci kolejových vozidel již v historii

několikrát zkoušeli elektrický pohon náprav bez použití převodovek. Motor zpravidla obepínal nápravu s jistou vůlí tak, aby umožňoval pro pružení nápravy a moment byl na nápravu přenášen pomocí pružné spojky. Tyto systémy však od počátku narážely na velký problém a tím byly nevýhodné pracovní podmínky trakčního motoru, tzn. vysoký moment a nízké otáčky, což vedlo na poměrně rozměrný a těžký stroj. Toto často znehodnotilo prvotní výhodu v odstranění převodovky, protože to celkově vedlo k nárůstu hmotnosti podvozku.

Pro kolejová vozidla lehčí stavby (tramvaje, příměstské jednotky), popř. silniční vozidla, kdy není vyžadován vysoký výkon, je však tento problém řešitelný a přináší vedle odstranění převodovek i další výhody. Zejména u vozidel pro městskou dopravu umožňuje přímý pohon jednotlivých kol snadnou realizaci plně nízkopodlažního vozidla. Pro přímý pohon se proto nejvíce hodí mnohapólové PMSM (desítky pólů).

2.3 Konstrukce PMSM

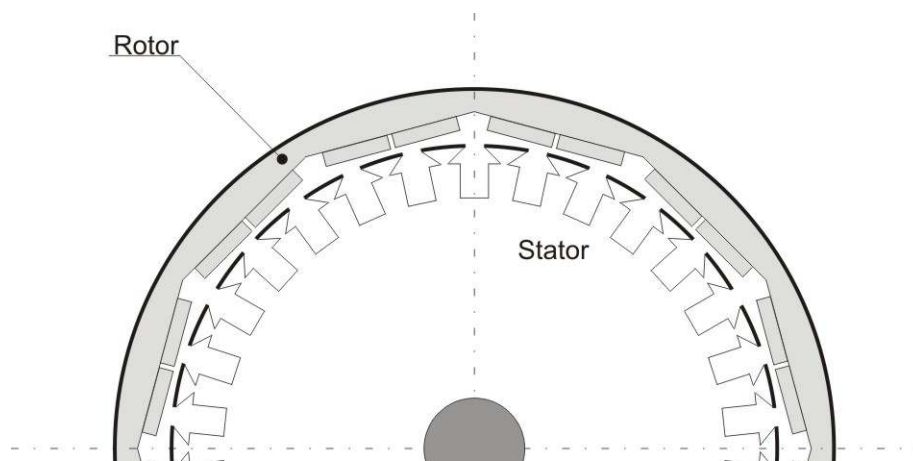
Jak již bylo řečeno dříve, stator synchronního motoru s permanentními magnety se v principu neliší od synchronních strojů klasické koncepce. Jinak je tomu však v případě rotoru. Na rozdíl od klasických strojů, které jsou buzeny budícím vinutím napájeným stejnosměrným proudem, PMSM jsou buzeny permanentními magnety. Bylo navrženo a zkonstruováno několik uspořádání rotoru s permanentními magnety. Tato uspořádání lze v zásadě rozdělit na dva typy – na uspořádání s vyniklými póly a na uspořádání s hladkým rotorem, podobně jako u klasických strojů. Rozdíl mezi jednotlivými uspořádáními je z elektrického hlediska v průběhu reluktance magnetického obvodu a tím pádem i indukčnosti vinutí v závislosti na poloze rotoru. Tento fakt významně ovlivňuje i vnější mechanické charakteristiky stroje. Pro stroje s vyniklými póly platí $L_d > L_q$, pro stroje s hladkým rotorem pak $L_d = L_q$, kde L_d je indukčnost ve směru osy pólu a L_q indukčnost kolmá na tuto osu. Rozdíl mezi těmito indukčnostmi ovšem taktéž vyvolává přesycování zubů statoru v ose d vlivem magnetického toku permanentních magnetů. Na obrázku 7 lze vidět možná provedení rotorů s permanentními magnety.



Obr. 7 Různá uspořádání rotorů PMSM: a) klasické uspořádání, b) uspořádání s povrchově lepenými magnety („surface mounted magnets“), c) s vnitřními magnety („interior magnets“) a d) uspořádání se zapuštěnými magnety („buried magnets“)

U PMSM, které jsou určeny pro napájení ze sítě s konstantní frekvencí, se často doplňují permanentní magnety stíněním z neferomagnetického vodivého materiálu (např. Cu). Toto stínění pak má funkci tlumícího vinutí, popř. tvoří klec pro autoasynchronní rozběh. Mimo to, toto stínění chrání permanentní magnety před odmagnetováním. Pro PMSM určené pro napájení z měničů a zejména pak vysokomomentové motory (motory s velkým počtem pólů – typické taktéž pro trakční PMSM) se používá uspořádání s lepenými permanentními magnety na povrch rotoru. Toto uspořádání lze považovat za uspořádání s hladkým rotorem [9] a [10]. Dle [11] je uspořádání s povrchově lepenými magnety nejvýhodnější z hlediska dosažitelného momentu, schopnosti nepřímého odbuzování a konečně i jednoduchosti vlastní konstrukce.

Doposud jsme předpokládali rotor vnitřní, umístěný v dutině statoru. V případě PMSM je možné snadno realizovat uspořádání s vnějším rotorem, tj. stator je umístěn do dutiny rotoru. Toto uspořádání umožňuje snadnou konstrukci tzv. nábojového motoru, tj. motoru umístěného v náboji kola. Typické použití nábojových motorů je u silničních vozidel, kde vnější rotor je pevně spojen s kolem, popř. je součástí disku kola. Toto uspořádání není ovšem příliš vhodné pro kolejová vozidla z důvodu zvýšení neodpružené hmotnosti na kole. Toto uspořádání umožňuje dosažení vysokých momentů díky tomu, že je možné maximalizovat při daných zástavbových rozměrech průměr rotoru.



Obr. 8 Uspořádání motoru s vnějším rotorem

2.4 Teorie PMSM

2.4.1 Lineární transformace souřadnic $dq0$

Při sestavování vlastních rovnic platných pro matematický model synchronního motoru je vhodné sestavovat je pro veličiny transformované do os spřažených s rotorem motoru. Tyto veličiny pak vystupují jako „stejnoseměrné“ hodnoty. Tato transformace se často využívá také v regulačních strukturách PMSM. V cizí literatuře se často tato transformace nazývá Parkova. Obecně lze tuto transformaci popsat následujícími rovnicemi [12]:

$$x_d = k_d \left[x_a \cos \theta + x_b \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + x_c \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \quad (2.1)$$

$$x_q = -k_q \left[x_a \sin \theta + x_b \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + x_c \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \quad (2.2)$$

$$x_0 = k_0 [x_a + x_b + x_c] \quad (2.3)$$

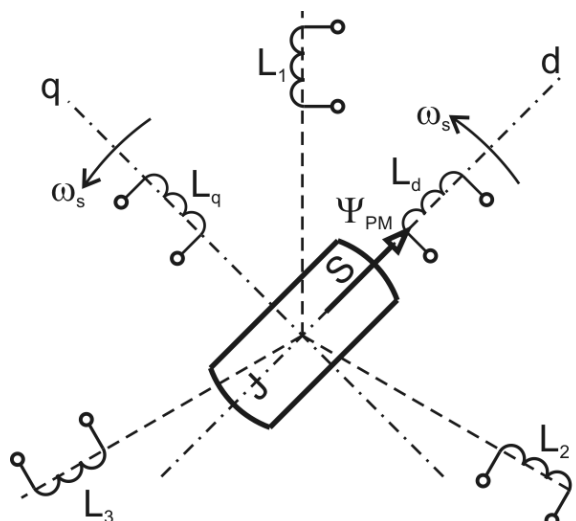
kde x_a , x_b , x_c jsou původní veličiny ve fázích a, b, c; x_d , x_q , x_0 jsou transformované veličiny, k_d , k_q , k_0 jsou transformační koeficienty a θ úhel natočení osy d vůči fázi a. Obecně

lze volit transformační koeficienty libovolně, avšak nejčastěji se volí $k_d = k_q = \sqrt{\frac{2}{3}}$,

$k_0 = \sqrt{\frac{1}{3}}$. V třífázové soustavě s nevyvedeným středem je člen x_0 roven nule, což je typický případ motoru napájeného ze střídače.

2.4.2 Matematický model PMSM

Pro stanovení matematického modelu PMSM lze vyjít z obvodových a tokových rovnic platných pro synchronní motor. Na následujícím obrázku lze vidět obecné schématické uspořádání vinutí synchronního stroje v osové soustavě $dq0$.

Obr. 9 Schéma synchronního stroje v osách dq

Soustava os dq , tak jak je naznačena na obr. 9 se otáčí synchronními otáčkami rotoru. Osa d je položena do osy magnetického toku permanentních magnetů. Vinutí L_1 , L_2 a L_3 představují jednotlivá vinutí fází satoru. Vinutí L_d a L_q představují fiktivní vinutí satoru.

Pro klasický synchronní stroj platí v soustavě os dq následující obvodové a tokové rovnice [13]:

$$u_d = R_a i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q \quad (2.4)$$

$$u_q = R_a i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d \quad (2.5)$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \quad (2.6)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \quad (2.7)$$

$$u_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \quad (2.8)$$

$$\Psi_d = L_d i_d + L_{dD} i_D + L_{df} i_f \quad (2.9)$$

$$\Psi_q = L_q i_q + L_{qQ} i_Q \quad (2.10)$$

$$\Psi_D = L_{dD} i_d + L_D i_D + L_{Df} i_f \quad (2.11)$$

$$\Psi_Q = L_{qQ} i_q + L_Q i_Q \quad (2.12)$$

$$\Psi_f = L_{fd}i_d + L_{fD}i_D + L_f i_f \quad (2.13)$$

Pro jednoznačné řešení těchto rovnic je nutné je doplnit ještě momentovými rovnicemi:

$$m = \frac{3}{2} p_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (2.14)$$

$$m = m_z + \frac{J}{p_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.15)$$

$$\omega_m = \frac{\omega}{p_p} \quad (2.16)$$

Pokud budeme předpokládat ustálený stav motoru, tzn., že nedochází k žádnému elektrodynamickému přechodovému ději, lze pro moment motoru odvodit následující vztah. Pro jednoduchost jsou zde zanedbány ohmické odpory vinutí.

$$M = \frac{3p_p}{\omega} \left(\frac{U \cdot U_i}{X_d} \sin \beta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\beta \right) = M_s + M_{rel} \quad (2.17)$$

Použité symboly:

i_d – d složka statorového proudu	R_Q – odpor tlumiče v ose q
i_q – q složka statorového proudu	R_f – odpor budícího vinutí
i_D – d složka proudu v tlumiči	t – čas
i_Q – q složka proudu v tlumiči	u_d – d složka svorkového napětí
i_f – proud budícím vinutím	u_q – q složka svorkového napětí
J – moment setrvačnosti rotoru	u_f – budící napětí
L_d – indukčnost statoru v d ose	U – efektivní hodnota svorkového napětí
L_q – indukčnost statoru v q ose	U_i – efektivní hodnota indukovaného napětí
L_D – indukčnost tlumiče v d ose	X_d – reaktance statoru v ose d (podélná)
L_Q – indukčnost tlumiče v q ose	X_q – reaktance statoru v ose q (příčná)
L_{dD} – vzájemná indukčnost statoru a tlumiče v d ose	β – zátěžný úhel
L_{qQ} – vzájemná indukčnost statoru a tlumiče v q ose	φ – fázový posuv proudu statoru vůči svorkovému fázovému napětí
L_f – indukčnost budícího vinutí	Ψ_d – spřažený magnetický tok statoru v ose d
L_{fd} – vzájemná indukčnost budícího vinutí a statoru	Ψ_q – spřažený magnetický tok statoru v ose q
L_{fD} – vzájemná indukčnost budícího vinutí a tlumiče	Ψ_D – spřažený magnetický tok tlumiče v ose d
m – moment stroje (okamžitá hodnota)	Ψ_Q – spřažený magnetický tok tlumiče v ose q
M – moment stroje (střední hodnota)	Ψ_f – spřažený magnetický tok budícího vinutí
M_{rel} – reluktanční moment	Ψ_f – spřažený magnetický tok permanentních magnetů
M_s – synchronní moment	
m_z – zátěžný moment	
p_p – počet pólpárů	
R_a – odpor statorového vinutí	

R_D – odpor tlumiče v ose d

ω – elektrická úhlová rychlost

ω_m – mechanická úhlová rychlost rotoru

Vztah (2.17) popisuje statickou momentovou charakteristiku synchronního motoru, tj. závislost momentu na zátěžném úhlu β . Moment se skládá ze dvou složek a to z momentu synchronního a momentu reluktančního. Synchronní moment má své extrémy při úhlech $\pm 90^\circ$, kdežto reluktanční moment, který je způsoben proměnlivým magnetickým odporem rotoru po jeho obvodu, má své extrémy už při úhlech $\pm 45^\circ$.

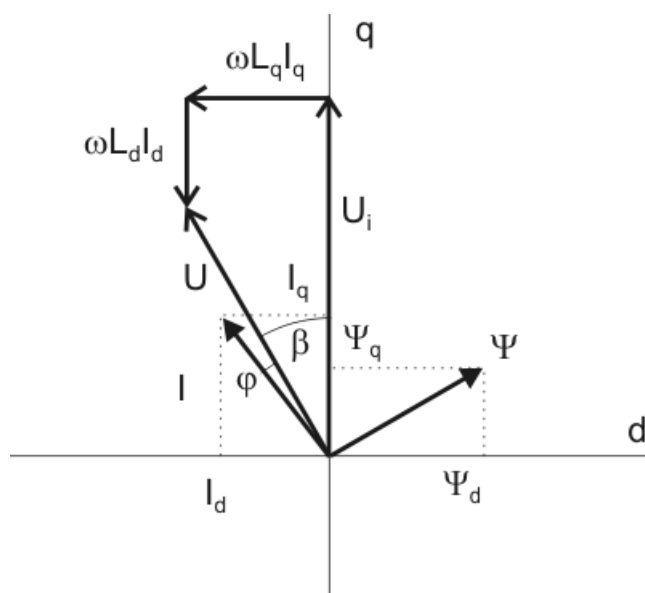
Jelikož PMSM obvykle nemá budící ani tlumící vinutí nemají pro tento motor rovnice 2.6 – 2.8 a rovnice 2.11 – 2.13 smysl. Obvodové rovnice 2.4 a 2.5 platí beze změny. Rovnice spřažených toků se pak dále zjednoduší na tvar:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (2.18)$$

kde Ψ_{PM} je spřažený magnetický tok permanentních magnetů

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2.19)$$

Tato skutečnost má významný vliv na charakter dynamických přechodových dějů PMSM. Vzhledem k tomu, že je tento motor napájen z měniče se zpětnovazební regulací momentu, neprojevují se navenek jeho přirozené dynamické vlastnosti v plné míře, neboť výsledné chování pohonu je definováno regulací. Dynamické vlastnosti motoru se mohou v plné míře projevit jen v případě poruch (např. zkrat ve střídači). V tomto případě nejsou negativní jevy PMSM tak výrazné jakou u motorů s budícím a tlumícím vinutím. Nevýhodou PMSM je však při těchto případech nebezpečí narušení magnetických vlastností permanentních magnetu (může dojít k jejich odbuzení).



Obr. 10 Fázorový diagram synchronního motoru v osách d, q

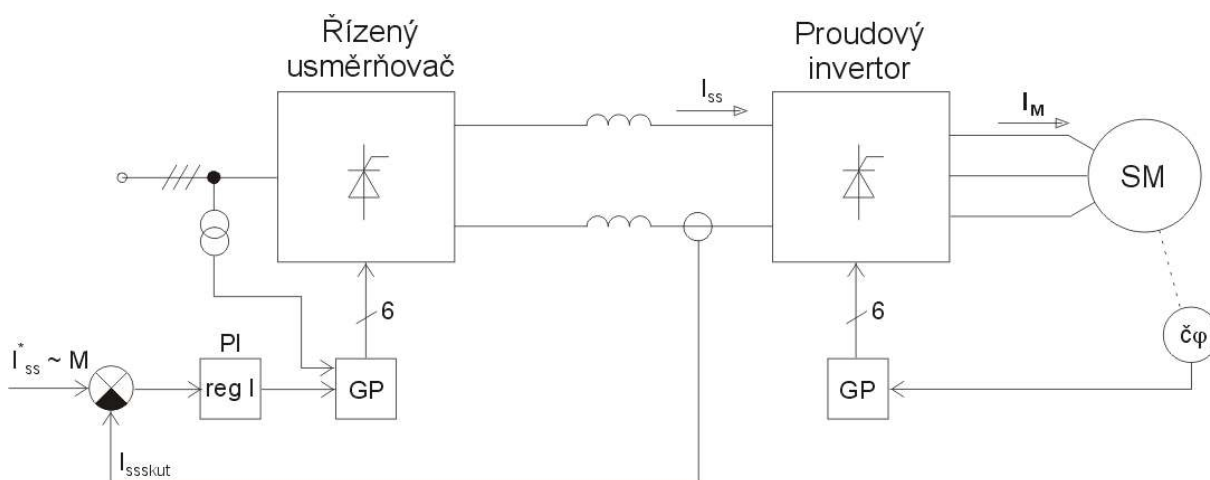
2.5 Základní principy regulace PMSM

Při volbě regulační struktury momentu PMSM lze vycházet z jedné ze dvou skupin řešení. První skupina řešení vychází z přímé analogie se stejnosměrnými motory s cizím buzením a mechanickou komutací nahrazuje komutací elektronickou. Takto byly řešeny i první pohony se synchronními motory, kde byl využíván nepřímý frekvenční měnič s proudovým meziobvodem na bázi klasických tyristorů. Tyto pohony byly označovány jako ventilové. Druhá skupina metod regulace momentu vychází z lineárních a nelineárních struktur, které se používají u asynchronních motorů.

Pro jednoduchost budou regulační struktury popisovány pro motor s hladkým rotorem, tzn. že L_d je přibližně rovno L_q .

2.5.1 Ventilový pohon

Jde v podstatě o nejstarší princip pohonu využívající jako střídač řízený usměrňovač v inverterovém chodu, přičemž jeho komutace je zajišťována indukovaným napětím synchronního motoru. Princip ventilového pohonu je zřejmý z obrázku 11.



Obr. 11 Blokové schéma ventilového pohonu

Řízený usměrňovač napájí stejnosměrný proudový meziobvod, ze kterého je napájen tzv. proudový inverter. Proudový inverter je v podstatě řízený usměrňovač pracující v inverterovém režimu, jehož komutace je zajištěna indukovaným napětím synchronního motoru. Inverter je napájen ze ss meziobvodu konstantním proudem I_{ss} , který podle natočení rotoru přepíná do jednotlivých statorových vinutí, tak aby vektor magnetomotorického napětí statoru byl kolmý na vektor magnetického toku rotoru, čímž se zajistí maximální moment motoru i účinník blízko 1. Pro řízení má inverter k dispozici šest spínacích kombinací, tzn., že vektor magnetomotorického napětí může zaujmout pouze šest poloh. Statorové vinutí je tedy napájeno proudem obdélníkového tvaru, což ovšem vede ke vzniku pulzačních momentů a ke vzniku ztrát vyššími harmonickými.

Problémem ventilového pohonu je však jeho rozběh a provoz při nízkých otáčkách, kdy je indukované napětí motoru nízké a je nedostatečné pro komutaci proudu v invertoru. Rozběh je pak nutné řešit buď rozběhem z jiného zdroje, nebo přechodem napájecího řízeného usměrňovače do invertorového režimu, čímž dojde k odčerpání energie z tlumivky v ss meziobvodu a tudíž k zániku proudu v meziobvodu, a inverter se pak může přepnout do následující spínací kombinace.

Ať už při rozběhu, tak i při normálním provozu je nutné znát přesnou polohu natočení rotoru. To lze provést buď čidlem natočení (absolutní pulsní čidlo, resolver) nebo využít nějakou z metod bezsensorového snímání, které často vycházejí z měření indukovaného napětí.

Tento pohon je většinou používán u synchronních strojů velkých výkonů (např. přečerpávací elektrárny), kde se nepředpokládá regulace otáček v plném rozsahu. Přesto je však tento pohon použit pro trakční účely například ve vysokorychlostních jednotkách TGV série Atlantique.

2.5.2 Elektronická komutace

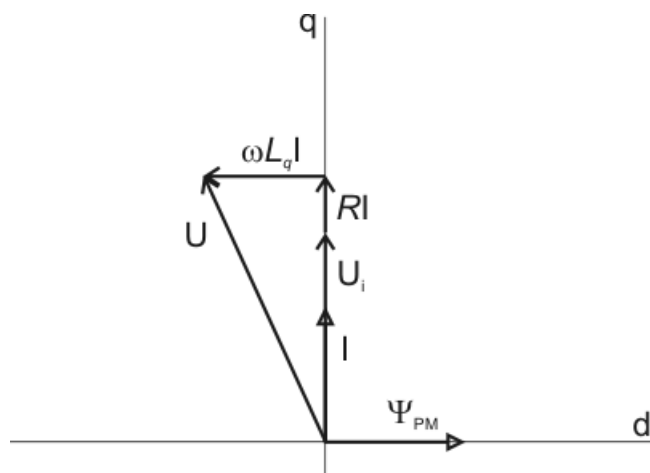
V současnosti se používá v těchto případech koncepce s napěťovým meziobvodem se šířkově pulzní modulací výstupního napětí střídače. Proud ve výstupních fázích střídače je přibližně obdélníkový a jeho velikost, které je úměrný moment stroje, je dána střídou PWM. Přepínání jednotlivých aktivních stavů střídače po šestinách periody výstupního napětí je dáno okamžitou polohou rotoru. Z hlediska motoru má řízení charakter obdobný jako u starších měničů s proudovým meziobvodem, proudový charakter střídače je zde však dán proudovými regulačními smyčkami. Určitou modifikací tohoto řešení je formování lichoběžníkového průběhu výstupního proudu střídače. U těchto pohonů, označovaných někdy pojmem pohony se stejnosměrnými elektronicky komutovanými motory, se často používá bezsensorové vyhodnocování polohy rotoru pro provedení elektronické komutace pomocí indukovaného napětí. Toto napětí se měří v bezproudových pauzách. Výhodou popsaných principů je jednoduchost regulační struktury. Nevýhodou je menší přesnost regulace a větší pulzace momentu. Proto se tyto metody používají zejména v menších a jednodušších pohonech jako přímá náhrada stejnosměrných strojů.

2.5.3 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů

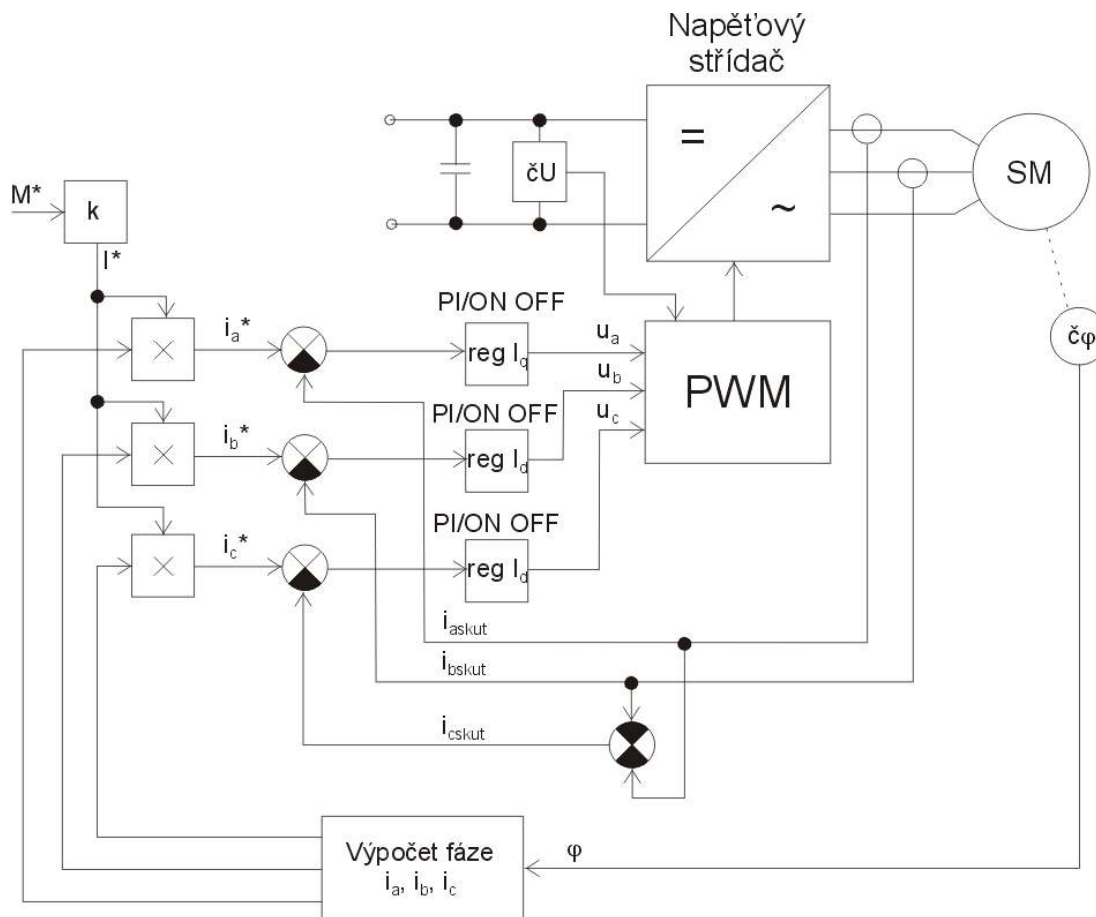
Tato metoda je známá též pod názvem sinusová komutace. Princip regulace vychází z generování sinusové žádané hodnoty všech tří fázových proudů. Fáze těchto žádaných hodnot je odvozena od úhlového natočení rotoru. Tento přístup eliminuje nevýhody elektronické komutace.

Princip regulace fázových proudů je zřejmý z obr. 13. Žádaná hodnota fázového proudu je sinusová. 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. Potom situace odpovídá fázorovému diagramu na obr. 12. Problém lze chápat i tak, že amplituda proudu v dané fázi nastává v okamžiku, kdy je poloha rotoru kolmá na osu daného statorového vinutí. Za těchto předpokladů potom amplituda žádaného proudu udává velikost vnitřního momentu PMSM. Ve zbývajících fázích je proud řízen obdobně, ovšem s fázovým posunem 120° . Jsou zde naznačeny dvě možnosti regulátorů proudu – dvouhodnotový regulátor nebo PI regulátor.

V případě dvouhodnotové regulace je prováděno přepínání horního a dolního tranzistoru ve větvi střídače na základě polarity regulační odchylky. Hystereze dvouhodnotového regulátoru je dána frekvencí výpočtu dvouhodnotového regulátoru. Tento regulátor zároveň funguje jako modulátor, který přímo ovlivňuje spínání tranzistorů v jednotlivých větvích střídače. Výhodou je jeho výpočetní nenáročnost. Nevýhoda však tkví v generování širšího spektra harmonických napětí měniče, což v případě trakčního pohonu, u kterého jsou mimo jiné kladeny nároky na neovlivňování jiných zařízení (typicky zabezpečovacích zařízení), může být velkou nevýhodou.



Obr. 12 Fázorový diagram PMSM při provozu s plným polem



Obr. 13 Blokové schéma regulace fázových proudů

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 tohoto schématu však je to, že při generování vyšších frekvencí proudu dochází vlivem PI regulátorů, které v tomto případě regulují na harmonicky se měnící žádanou hodnotu, k významnému zpoždění skutečné hodnoty za žádanou hodnotou. Část této práce se věnuje analýze tohoto regulačního schématu a jeho porovnání s vektorovou regulací. Opatření vedoucí k vylepšení vlastností tohoto regulačního jsou v této práci popsána.

2.5.4 Vektorová regulace

Druhá skupina metod regulace momentu vychází z lineárních a nelineárních struktur, které se používají u asynchronních motorů. Při lineární regulaci momentu PMSM lze vyjít z klasického schématu vektorového řízení asynchronního motoru v pravoúhlých souřadnicích d, q . Jedná se o velice častý princip regulace momentu PMSM např. [14] – [19]. Princip regulace je zřejmý z obr. 14. Skutečné hodnoty proudů statoru jsou transformovány na tzv. tokotvornou (i_d) a momentotvornou (i_q) složku. K transformaci se používá tzv. Parkova

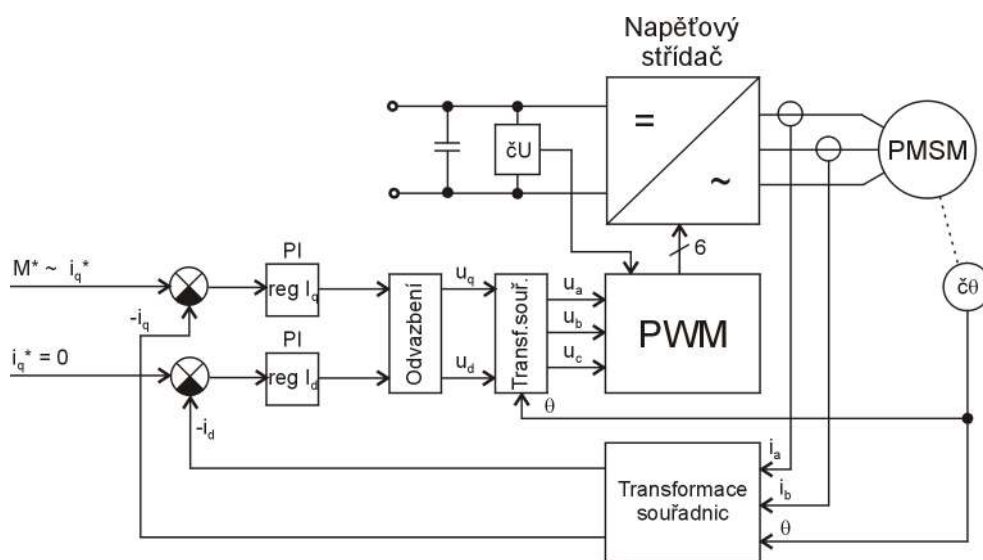
transformace, která vychází ze vztahů (2.1) - (2.3). Často se však tyto vztahy upravují tak, aby nebyla nutná znalost všech tří proudů [19]:

$$i_d = i_a \cdot \cos(\theta) + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \right) \sin(\theta) \quad (2.20)$$

$$i_q = -i_a \sin(\theta) + \left(\frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \right) \cos(\theta) \quad (2.21)$$

kde: i_a, i_b jsou aktuální hodnoty fázových proudů a θ elektrický úhel.

Skutečné hodnoty tokotvorné a momentotvorné složky jsou odečteny v rozdílových členech od žádaných hodnot, čímž je vypočtena regulační odchylka. Regulační odchylky jsou poté vloženy do PI regulátorů, jejichž výstupem jsou žádané hodnoty patřičných složek napětí. Za regulátory může být zařazen blok odvazbení složek napětí, avšak tento blok není pro funkci regulace nezbytný. Tento blok zvyšuje dynamiku regulace. Složky žádaných napětí jsou zpětně transformovány na žádané hodnoty fázových napětí, které jsou přivedeny na vstup modulatoru.



Obr. 14 Blokové schéma vektorové regulace PMSM

Podíváme-li se na momentovou rovnici synchronního motoru (2.14) s dosazením za spřažené toky pro PMSM (2.18) a (2.19):

$$m = \frac{3}{2} p_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_p [\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (2.22)$$

V případě že uvažujeme PMSM s hladkým rotorem, tzn., že L_d je přibližně rovno L_q , můžeme (2.22) zjednodušit:

$$m = \frac{3}{2} p_p \Psi_{PM} i_q \quad (2.23)$$

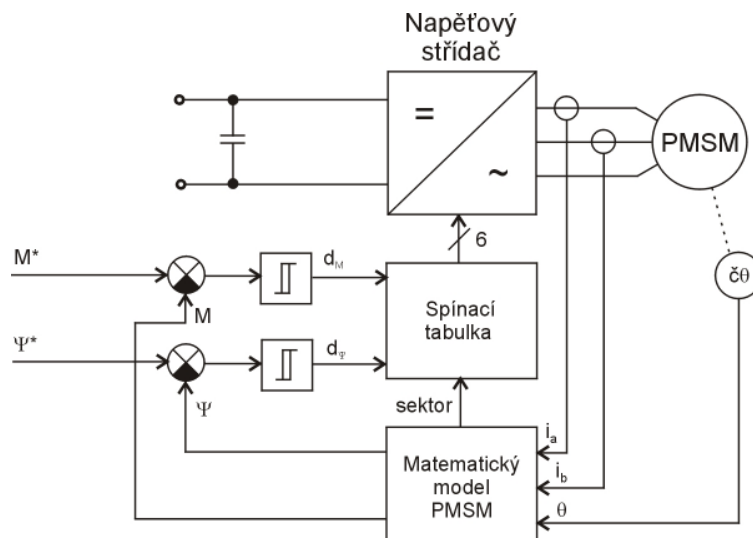
Z (2.23) je zřejmé, že na tvorbě momentu se podílí pouze momentotvorná složka proudu, tudíž lze pro regulaci momentu uvažovat tuto složku a tokotvornou složku položit rovnou nule. V důsledku to opět znamená, že je prostorový vektor proudu regulován souose s indukovaným napětím. Opět platí fázorový diagram z obr. 12.

V případě motoru s vyniklými póly bychom tuto metodu mohli použít taktéž, ale ochudili bychom se o reluktanční moment. V případě PMSM s vyniklými póly je vhodné vlastní vektorové regulaci předřadit výpočtový blok, který ze žádaného momentu vypočte optimální momentotvornou a tokotvornou složku proudu. Tato regulace je nejrozšířenější pro pohony s PMSM. V této práci se věnuji hlubší analýze této regulační struktury v kapitole 4.

Zajímavou alternativou je vektorová regulace v polárních souřadnicích [20]. Polární souřadnice umožňují zvlášť regulovat amplitudu a fázový posuv fázoru proudu (zde se rozumí fázový posuv vůči indukovanému napětí motoru). Tato regulace nemá sice dobré dynamické vlastnosti zejména při nízkých otáčkách, ale zamezuje překročení zátěžného úhlu 90° . Tento problém se může vyskytnout při hlubokých odbuzeních PMSM. Tato problematika je blíže popsána v kapitole 4.1.9.

2.5.5 Přímá regulace momentu

Mezi nelineární vektorové regulace lze zařadit tzv. přímou regulaci momentu např. [21] – [27]. Jedná se opět o analogii s přímou regulací momentu asynchronního momentu. Základní princip regulace je patrný z obr. 15. Základem regulace je matematický model PMSM, do nějž vstupují informace o aktuálních hodnotách proudů ve fázích a aktuálním úhlu natočení rotoru. Výstupem z modelu, podobně jako u asynchronního motoru, je aktuální hodnota momentu a magnetického toku motoru. Tyto hodnoty jsou poté odečteny od žádaných hodnot, čímž jsou vypočteny regulační odchylky. Tyto odchylky jsou zavedeny do dvoustavových regulátorů, jejichž výstupem je polarita těchto odchylek (d_M , d_Ψ). Ve spínací tabulce se vybere vhodná spínací kombinace střídače dle hodnot d_M , d_Ψ a sektoru, ve kterém se pohybuje fázor magnetického toku.



Obr. 15 Principiální blokové schéma přímé regulace momentu PMSM

V tomto případě se jedná o nelineární regulaci. Regulační smyčka zde zároveň funguje jako modulátor. Frekvence výstupní PWM modulace zde není přesně definována a může zasahovat do pásem, ve kterých by mohlo v trakční aplikaci docházet rušení případných zabezpečovacích zařízení. Přestože matematický model PMSM je výrazně jednodušší nežli u asynchronního motoru, je opět tato regulace výpočetně náročná, protože k výpočtu matematického modelu musí samozřejmě docházet v každé periodě regulační smyčky. Jelikož ale regulační smyčka tvoří zároveň modulátor, musí její perioda být významně kratší nežli u dříve popsané regulace v dq osách. Z těchto důvodů jsem se v práci již touto regulační metodou hlouběji nezabýval.

2.5.6 Odbuzování

Tradičně jsou trakční pohony navrhovány tak, aby byl výkon trakčních motorů využit v co nejširší oblasti rychlostí vozidla. Z důvodu minimalizace hmotnosti vozidla se při návrhu počítá s častým krátkodobým přetížením motorů. Tyto požadavky většinou vedou k tomu, že u závislých vozidel (tj. vozidel napájených z troleje) trakční motory cca do 1/3 maximální rychlostí pracují s plným polem a dále pak pracují v režimu odbuzení. V případě nezávislých vozidel s elektrickým přenosem výkonu nastává režim odbuzení již při nízkých rychlostech z důvodu využití výkonu primárního spalovacího motoru v co nejširší míře. U závislých vozidel je provoz v režimu odbuzení nutný při rychlostech blízké maximální rychlosti i z důvodu nestabilního napětí v troleji, kdy náhlý pokles napětí by mohl vést k úplné ztrátě tahu vozidla.

V případě trakčního pohonu s PMSM máme k dispozici na rozdíl od klasického synchronního stroje s budícím vinutím pouze možnost nepřímého odbuzování stroje vlivem reakce kotvy. Tento stav lze přirovnat k případu přebuzeného synchronního stroje pracujícího na síti s pevným napětím a pevnou frekvencí. V tomto stavu může PMSM odebírat proud

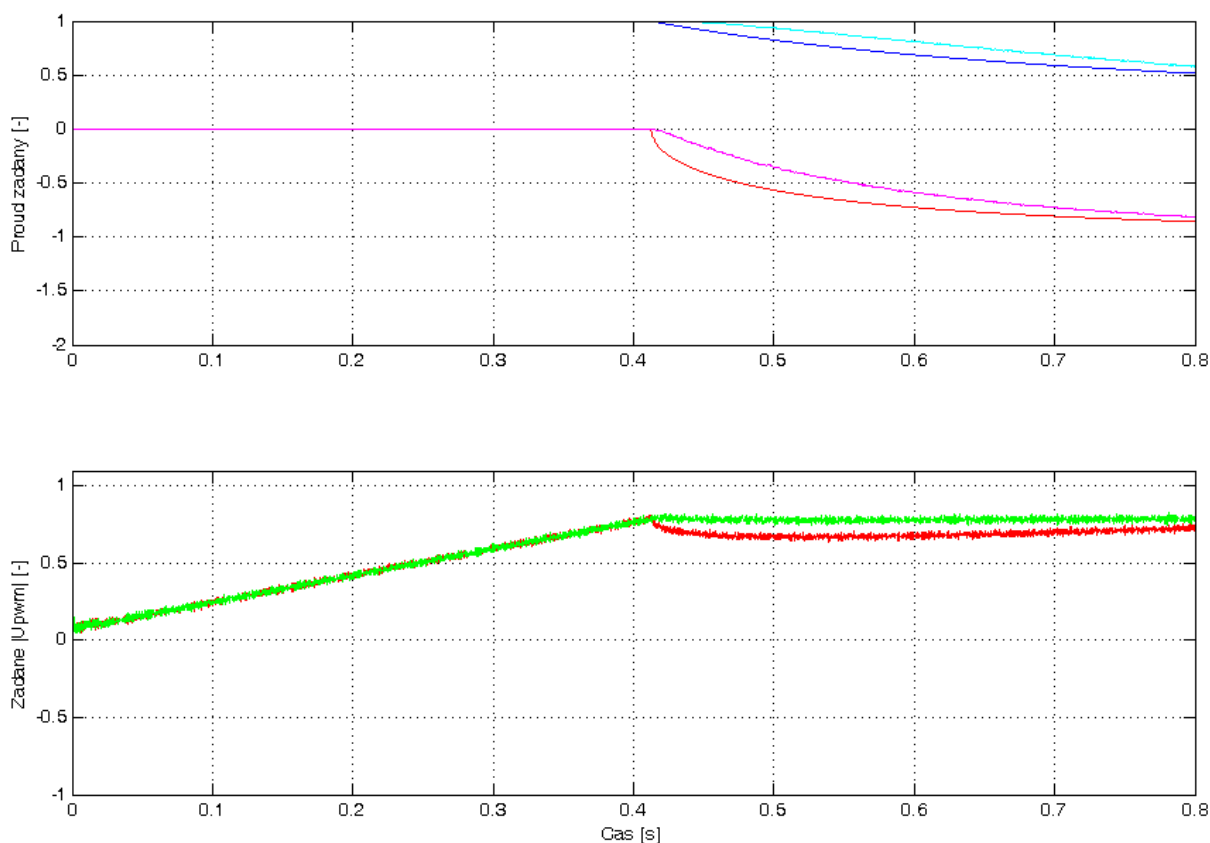
s kapacitním účínkem. Dle [28] byly laboratorně zkonstruovány stroje s permanentními magnety a pomocným budícím vinutím, které umožňuje řídit celkovou velikost spřaženého magnetického toku rotoru. Dle mého názoru ale vzhledem ke složitosti stroje by nebyl takovýto stroj prakticky uplatnitelný v trakci.

Princip nepřímého odbuzování lze nejlépe vysvětlit na fázorovém diagramu z obr. 10. Z diagramu je patrné, že úbytek na reaktanci X_d vyvolaný tokotvornou složkou I_d působí proti indukovanému napětí. Z toho vyplývá, že jsme schopni indukované napětí stroje potlačovat nastavením záporné tokotvorné složky statorového proudu a tím pádem odbuzovat stroj. Nevýhoda tohoto způsobu je však zřejmá. Při odbuzování musíme do stroje přivádět navíc tuto tokotvornou složku, která ve stroji nekoná užitečný výkon, pouze zvyšuje ztráty na ohmických odporech. Vedle této nevýhody je nutné brát v potaz vlastní konstrukci stroje a magnetické vlastnosti permanentních magnetů, protože magnetickým tokem od tokotvorné složky působíme proti toku těchto magnetů. Zde záleží na konstrukci rotoru, do jaké míry je bezpečné odbuzovat, aniž by došlo k ovlivnění magnetických vlastností permanentních magnetů.

Z pohledu regulace existuje opět několik algoritmů nepřímého odbuzování PMSM [29] – [43]. Účelem těchto algoritmů je nastavení dostatečně velké záporné tokotvorné složky a případná úprava velikosti momentotvorné složky tak, aby nedocházelo k přetěžování motoru. Tyto algoritmy lze z pohledu strategie regulace odbuzování rozdělit do tří skupin [43]:

- CCCP (Constant Current Constant Power) Odbuzování při konstantním výkonu motoru s konstantním statorovým proudem,
- CVCP (Constant Voltage Constant Power) Odbuzování při konstantním výkonu a konstantním svorkovém napětí,
- OCV (Optimum Current Vector) Odbuzování s optimálním využitím fázoru proudu.

První dvě strategie (CCCP, CVCP) vycházejí ze základního požadavku konstantního výkonu vozidla během provozu v režimu odbuzení. Splnění tohoto požadavku často bývá u jiných typů motorů komplikované (zejména u asynchronních motorů) a často je nutné jej řešit předimenzováním trakčního motoru nebo střídače. U PMSM lze tento požadavek splnit v širokém rozsahu rychlostí. Ve skutečnosti však moment PMSM klesá s frekvencí proudu (a zároveň s otáčkami) ještě pomaleji nežli k/f (matematické vyjádření této závislosti je velmi komplikované). Díky tomu, můžeme při použití strategie OCV dosáhnout v určitém rozsahu otáček vyššího výkonu než s prvními dvěma strategiemi. Při OCV je snahou nastavit co nejmenší možnou velikost záporné tokotvorné složky, při maximálním využití napětí střídače. Pro ilustraci je na obr. 16 provedeno porovnání strategie CCCP a OCV.



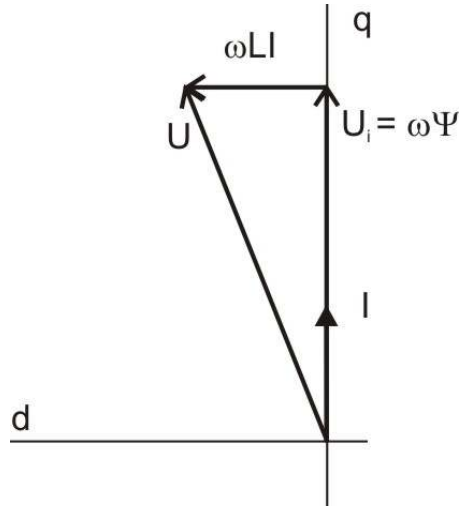
Obr. 16 Porovnání strategie CCCP a OCV. Horní graf (žádané momentotvorné a tokotvorné složky proudu): modrá a červená – CCCP, světle modrá a fialová – OCV. Spodní graf (žádané poměrné otevření střídače): červená – CCCP, zelená – OCV.

Z jiného pohledu lze regulaci odbuzování rozdělit na prediktivní a zpětnovazební. Při prediktivní regulaci odbuzování se ze vstupních veličin, kterými jsou zejména otáčky a někdy i napětí v meziobvodu, vypočte potřebná tokotvorná složka proudu. U zpětnovazební regulace se využívá nastavení tokotvorné složky regulační smyčkou s I nebo PI regulátorem, přičemž vstupem této regulace je velikost žádaného poměrného otevření střídače. Tímto způsobem lze snadno dosáhnout OCV strategie.

Rychlostní rozsah odbuzování je určen tzv. jmenovitou rychlostí Ω_{jm} (zde uvažujeme elektrickou úhlovou rychlost). Jmenovitá rychlost je taková rychlost, během které vozidlo zpravidla dosahuje maximálního výkonu a od této rychlosti pracují trakční motory v odbuzení. Podmínka dosažení maximálního výkonu ovšem nemusí být v případě trakčního pohonu s PMSM splněna, záleží na použité strategii odbuzování a taktéž na parametrech použitého motoru.

Pro určení úhlové rychlosti, od které je nutné odbuzovat, jsou rozhodující dvě veličiny – napětí v meziobvodu a velikost proudu ve fázi statoru. Tyto otáčky lze odvodit z fázorového diagramu na obr. 17. Při jmenovitých otáčkách dosáhne fázové napětí svého maxima, což

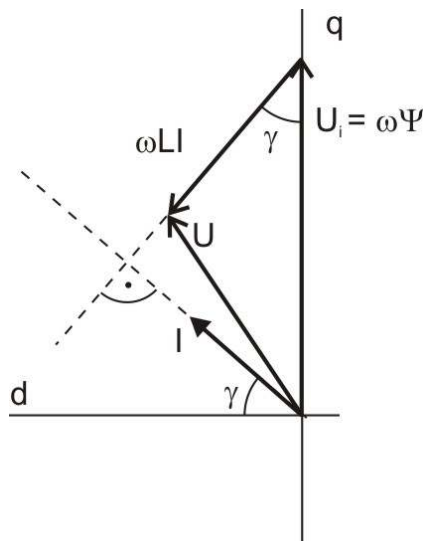
odpovídá polovině napětí v meziobvodu (v případě že není využito přemodulování). Pro určení těchto otáček předpokládáme, že fázi protéká jmenovitý proud. Pro zjednodušení zanedbáme ohmický odpor vinutí a předpokládáme: $L = L_d = L_q$. Vztah (2.24) získáme z Pythagorovy věty aplikované na fázorový diagram.



Obr. 17 Fázorový diagram pro odvození jmenovité úhlové rychlosti

$$\Omega_{jm} = \frac{U}{\sqrt{\Psi_{PM}^2 + L_q^2 i_q^2}} \quad (2.24)$$

Pro naše další úvahy budeme předpokládat OCV strategii odbuzování, tzn., že velikost fázoru proudu je stále stejná. Pro určení potřebné velikosti tokotvorné složky proudu můžeme vyjít z fázorového diagramu na obr. 18. Opět zanedbáváme ohmický odpor vinutí statoru a předpokládáme: $L = L_d = L_q$. Aplikací kosinové věty na fázorový diagram pro napětí získáme vztah (2.25), ze kterého je možné vyjádřit $\cos\gamma$ a dosazením do (2.26) získáme vztah pro i_d (2.27).



Obr. 18 Zjednodušený fázorový diagram při odbuzování

$$U^2 = (\omega LI)^2 + (\omega \Psi_{PM})^2 - 2\omega^2 LI \Psi_{PM} \cos \gamma \quad (2.25)$$

$$i_d = -I \cos \gamma \quad (2.26)$$

$$i_d = \frac{U^2}{2\omega^2 L \Psi_{PM}} - \frac{L^2 I^2 + \Psi_{PM}^2}{2L \Psi_{PM}} \quad (2.27)$$

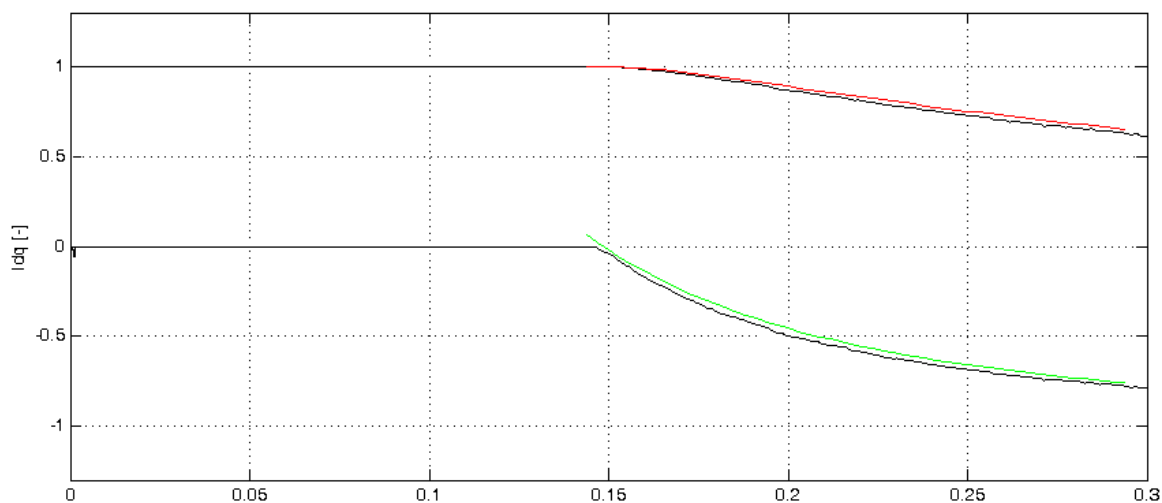
Odpovídající momentotvornou složku dostaneme dosazením (2.27) do (2.28).

$$i_q = \sqrt{I^2 - i_d^2} \quad (2.28)$$

Tento vztah je možné použít v regulačním schématu pro určení omezení momentotvorné složky během odbuzování, tak aby nedošlo k překročení jmenovitého proudu (popř. jinak definované maximální hodnoty proudu) motoru. Během odbuzování ale může být proud motorem menší. Potom při použití vztahu (2.27) by tokotvorná složka byla zbytečně veliká, což by vedlo ke snížení účinnosti motoru. Při znalosti velikosti momentotvorné složky lze však použít vztah (2.29), který lze odvodit analyticky z matematického modelu PMSM.

$$i_d = \frac{\sqrt{U^2 - (\omega L_q i_q)^2} - \omega \Psi_{PM}}{\omega L_d} \quad (2.29)$$

Uvedené vztahy nejsou samozřejmě zcela přesné díky zanedbání ohmických odporů. Tyto vztahy platí taktéž pouze pro ustálený stav vzhledem k tomu, že pro jejich odvození bylo vycházeno z fázorových diagramů. Jejich upotřebitelnost je nutné zvážit pro každý typ motoru zvlášť. Dá se ovšem očekávat, že pro motory vyšších výkonů, které obvykle mívají ohmický odpor vinutí významně nižší nežli jeho reaktanci při otáčkách v oblasti odbuzení, bude přesnost těchto vztahů dostatečná. Pro ilustraci je na obr. 19 ukázáno porovnání žádaných hodnot tokotvorné a momentotvorné složky nastavované zpětnovazebním regulátorem odbuzování (OCV) s hodnotami počítanými dle vztahů: (2.25) - (2.29).



Obr. 19 Porovnání tokotvorné a momentotvorné složky nastavované zpětnovazebním regulátorem odbuzování (strategie OCV - černé křivky) s vypočtenými hodnotami (červená křivka - momentotvorná složka, zelená křivka - tokotvorná složka). Hodnoty byly získány simulací motoru SRT 225 – S 44, parametry viz 3. a 4. kapitola.

V kapitole 4 je provedena hlubší analýza navrhovaných schémat regulace odbuzování.

2.5.7 Bezsenzorové snímání polohy rotoru

Přestože bezsenzorové snímání polohy rotoru není tématem této práce, chtěl bych tuto kapitulu uzavřít stručným popisem metod bezsenzorového snímání [44] – [50]. Obecně se dá říci, že je to poměrně složitá problematika, která je v současnosti stále zkoumána a zdokonalována a jistě by si zasloužila zpracování v rámci nejjednodušší dizertační práce. Metody bezsenzorového snímání lze rozdělit do dvou základních skupin, a to na metody založené na snímání indukovaného napětí a na metody založené na měření podélné a příčné indukčnosti motoru.

Metody založené na snímání indukovaného napětí patří mezi jednoduché metody. Jejich velkou nevýhodou je však nemožnost určení polohy při stojícím rotoru. Tato nevýhoda vyplývá již z vlastního principu metody – při nulových otáčkách je taktéž i indukované napětí nulové. Existuje samozřejmě velké množství modifikací této metody od nejjednodušších založených na snímání indukovaného napětí v bezproudých pauzách střídače až po složité metody vyžadující pomocné měřicí odbočky na statorovém vinutí. Tyto metody jsou často používány u elektronicky komutovaných DC motorů, které jsou napájeny z proudových střídačů. Vzhledem k zmíněné nevýhodě, není tento způsob bezsenzorového snímání perspektivní pro trakční PMSM.

Druhou skupinou jsou metody založené na okamžitém měření podélné a příčné indukčnosti motoru. Tyto metody jsou vhodné zejména pro PMSM s vyniklými póly, kde je

výrazný rozdíl mezi podélnou a příčnou indukčností. V případě, že se nám podaří měřit okamžitou indukčnost v jednotlivých fázích motoru, je možné poté určit polohu rotoru dle toho, jak se tato indukčnost postupně mění s otáčením rotoru. V praxi se toto měření provádí injektováním vyšších frekvencí napětí k základní harmonické napětí generované střídačem. Z fázového proudu se poté zjistí velikost odpovídající frekvenční složky a na základě znalosti parametrů daného motoru se určí indukčnost v každé fázi. Už z tohoto popisu je patrné, že vlastní zpracování měřených veličin bude velmi náročné na výpočetní výkon řídicího mikrokontroléru. Oproti předchozí metodě, je však možné určit polohu i při stojícím rotoru. Pro stroje s hladkým rotorem je tato metoda taktéž použitelná, avšak její aplikace je komplikována tím, že rozdíl mezi podélnou a příčnou indukčností je u těchto motorů malý a je způsoben z větší části saturací, což do matematického modelu vnáší nelinearitu a závislost na velikosti proudu statoru.

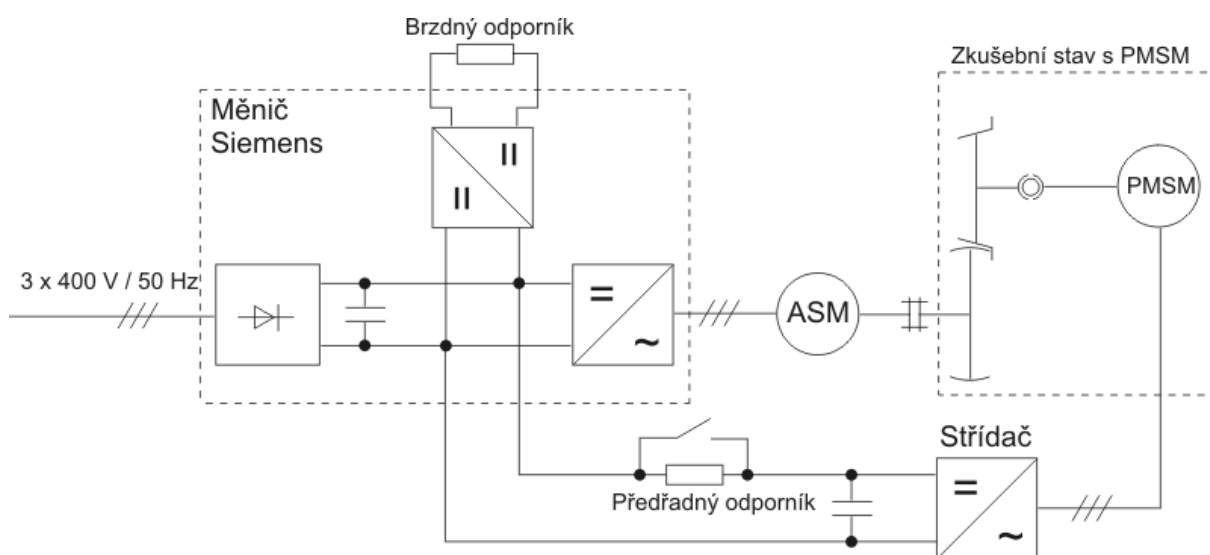
3 ZVOLENÉ METODY ZPRACOVÁNÍ

Stěžejní část práce je založena na simulaci vybraných regulačních struktur trakčního PMSM a jejich modifikací. Celkové porovnání vlastností jednotlivých struktur je založeno převážně na výsledcích simulací, některé struktury byly ověřeny experimentálně na reálném pohonu. V této kapitole je uveden jednak popis experimentálního pracoviště a jeho součástí. V druhé řadě je zde uveden popis matematického modelu použitého pro simulaci pohonu.

3.1 Experimentální pracoviště

3.1.1 Uspořádání pracoviště

Základní částí experimentálního pracoviště je zkušební stav s pomaluběžným synchronním motorem s permanentními magnety. Tento stav je blíže popsán v kapitole 3.1.2. Blokované uspořádání pracoviště je patrné ze schématu na obr. 20.



Obr. 20 Schéma uspořádání experimentálního pracoviště

PMSM v e zkušebním stavu je napájen z dvouhladinového střídače s IGBT. Tento střídač je připojen přes předřadný odporník ke stejnosměrnému meziobvodu měniče napájejícího zatěžovací asynchronní stroj. Tento předřadný odporník slouží k simulaci měkké napájecí sítě a je jej možné překlenout ručním nožovým odpojovačem. Toto uspořádání umožňuje efektivní provoz celého zařízení, kdy jsou ze sítě hrazeny pouze ztráty v obou strojích a měničích.

Zatěžný stroj je napájen z měniče MICROMASTER 440 145A, 75kW firmy Siemens. Jedná se o standardní napěťový měnič umožňující vektorové řízení s otáčkovou zpětnou vazbou. Tento měnič je doplněn brzdovým měničem umožňujícím brzdění celého soustrojí po

libovolnou dobu. V této koncepci se tato brzdící jednotka využívá jen pro případ brzdění v přechodných jevech nebo pro případ nouzového zastavení celého systému.

Parametry zátěžného asynchronního motoru

Jmenovitý výkon	55 kW
Jmenovité otáčky	589 min ⁻¹
Jmenovité napětí	3 × 380 V (Δ), 50 Hz
Jmenovitý proud	133 A
Počet pólů	10

Veškeré přístrojové vybavení experimentálního pracoviště včetně měničů je umístěno ve třech kovových rozváděčových skříních. Toto uspořádání bylo zvoleno z důvodu bezpečnosti provozu experimentálního pracoviště i za přítomnosti osob s nižší elektrotechnickou kvalifikací. Výrobou a zástavbou rozváděčových skříní a kompletací pracoviště byla pověřena externí firma, která zároveň zajistila potřebnou revizní zkoušku celého zařízení.

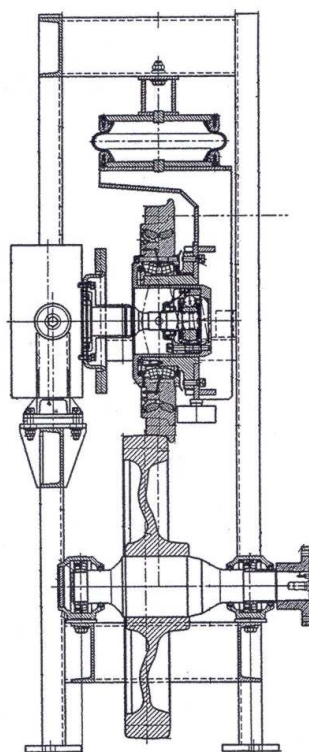
3.1.2 Zkušební stav s PMSM

V roce 2005 byl na Dopravní fakultu Jana Pernera dlouhodobě zapůjčen z Výzkumného ústavu kolejových vozidel (VÚKV) unikátní zkušební stav s PMSM. Stav je tvořen rámem, ve kterém je kyvně usazen PMSM pohánějící bez použití jakékoliv převodovky tramvajové kolo. Toto kolo je pneumaticky přitlačováno na kladku představující rotující „kolejnici“. Celkový pohled na zkušební stav viz obr. 21.

Na tomto zkušebním stavu je realizována pohonná kolová jednotka, jejíž koncepce by mohla být využitelná zejména pro nízkopodlažní tramvaje. Při realizaci tohoto stavu na VÚKV byly zvažovány různé koncepce přímého pohonu (pohonu bez jakékoliv převodovky). Cílem bylo dosáhnout co nejjednodušší uspořádání pohonu, avšak který bude vytvářet podmínky pro dobré jízdní vlastnosti vozidla. Bylo zvoleno uspořádání s částečně odpruženým motorem pohánějícím kolo přes homokinetický kuličkový kloub. Motor je uložen v silentblocích, které umožňují jeho výkyv v horizontálním směru. Kolo je pak uloženo na kyvném rameni, které je přitlačováno pneumatickou vlnovcovou pružinou. Tímto lze vyvodit tlak na kolo v rozmezí 4 – 50 kN. Příčný řez zkušebním stavem lze vidět na následujícím obrázku.



Obr. 21 Pohled na zkušební stav s PMSM



Obr. 22 Příčný řez zkušebním stavem. Zdroj [52]

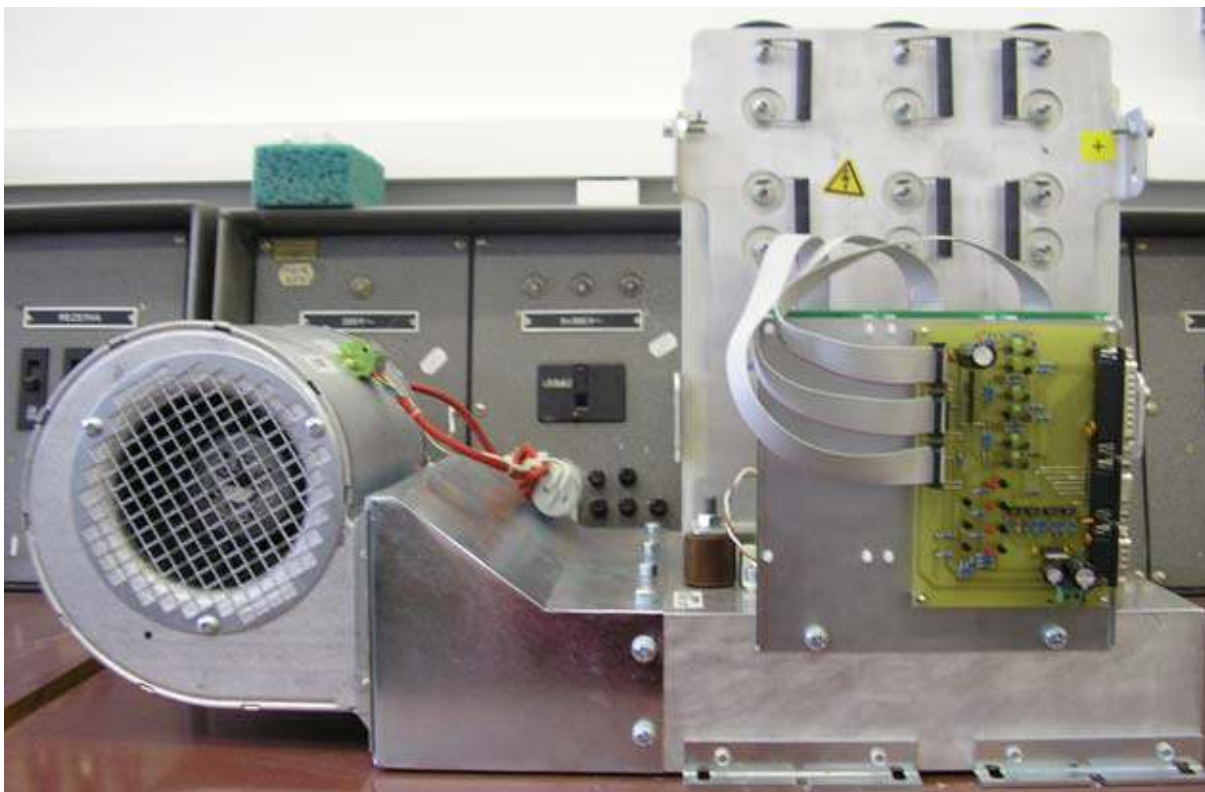
Vlastní PMSM typu SRT 225 – S 44 je výrobkem firmy VÚES Brno (Výzkumný ústav elektrických strojů). Tento prototyp synchronního motoru s permanentními magnety byl vyvinut právě pro tento zkušební stav. Jedná se o 44 pólový stroj s vnitřním rotorem a kapalinovým chlazením. Chlazení je provedeno pomocí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

Parametry motoru SRT 225 – S 44 [52]

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

3.1.3 Střídač pro PMSM

Pro napájení PMSM byla pořízena kompletní výkonová část střídače včetně chlazení od firmy Semikron typ B6CI 1100_772-175F 175A, 850V. Jedná se o napěťový dvouhlinový střídač osazený prvky IGBT typu SKM400GB124D (dva tranzistory v jednu pouzdrě, 400 A, 1200 V). Součástí střídače jsou rovněž budiče typu SKHI22A, které zajišťují galvanické oddělení spínacích pulsů a taktéž zajišťují generování mrtvých dob střídače. Střídač je nuceně chlazen pomocí ventilátoru. Pro úpravu úrovní spínacích pulsů a zpětných chybových signálů byl tento střídač doplněn rozhranním. Součástí střídače je taktéž sada vyhlazovacích kondenzátorů a celkové kapacity 4700 μF / 1200 V. Celkový pohled na střídač viz obr 23.



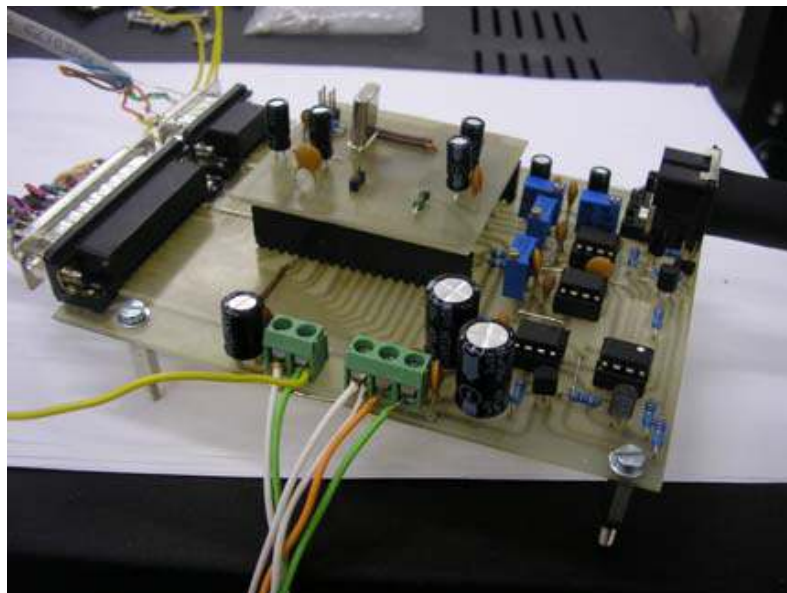
Obr. 23 Pohled na střídač firmy Semikron s doplněným rozhraním pro DSP

3.1.4 Snímání úhlu natočení rotoru PMSM

Jako snímač absolutního úhlu natočení rotoru trakčního motoru byl použit čtyřpólový resolver z produkce firmy Atas Náchod. Pro generování budicího signálu 10kHz / 7V pro resolver a pro vyhodnocení jeho výstupních signálů byl použit integrovaný R/D převodník AD2S1200 (výrobce Analog Devices). Byla navržena a realizována karta s tímto převodníkem a jeho dalšími podpůrnými obvody. Jedná se zejména o obvody napájení a obvody pro zesílení budicího signálu 10 kHz. Použitý R/D převodník poskytuje informaci o poloze a rychlosti rotoru ve formě dvanáctibitového čísla (tj. s přesností 4096 poloh na otáčku), které lze do řídicího procesoru aplikace zavést ve formě sériové, paralelní nebo ve formě signálu relativního IRC čidla, tj. pomocí dvojice vzájemně posunutých pulsů. Na experimentálním pracovišti byla zvolena filozofie, kdy je po resetu a v klidovém stavu přenášena z karty s R/D převodníkem informace o absolutní poloze rotoru po paralelní sběrnici a při chodu motoru se informace o poloze přenáší v relativní formě prostřednictvím dvojice IRC pulsních signálů. IRC signály se v DSP zpracovávají pomocí časovače T3 v čítačovém módu, který podporuje vyhodnocení takovýchto signálů. Rychlost se z tohoto signálu rovněž vyhodnocuje v DSP.



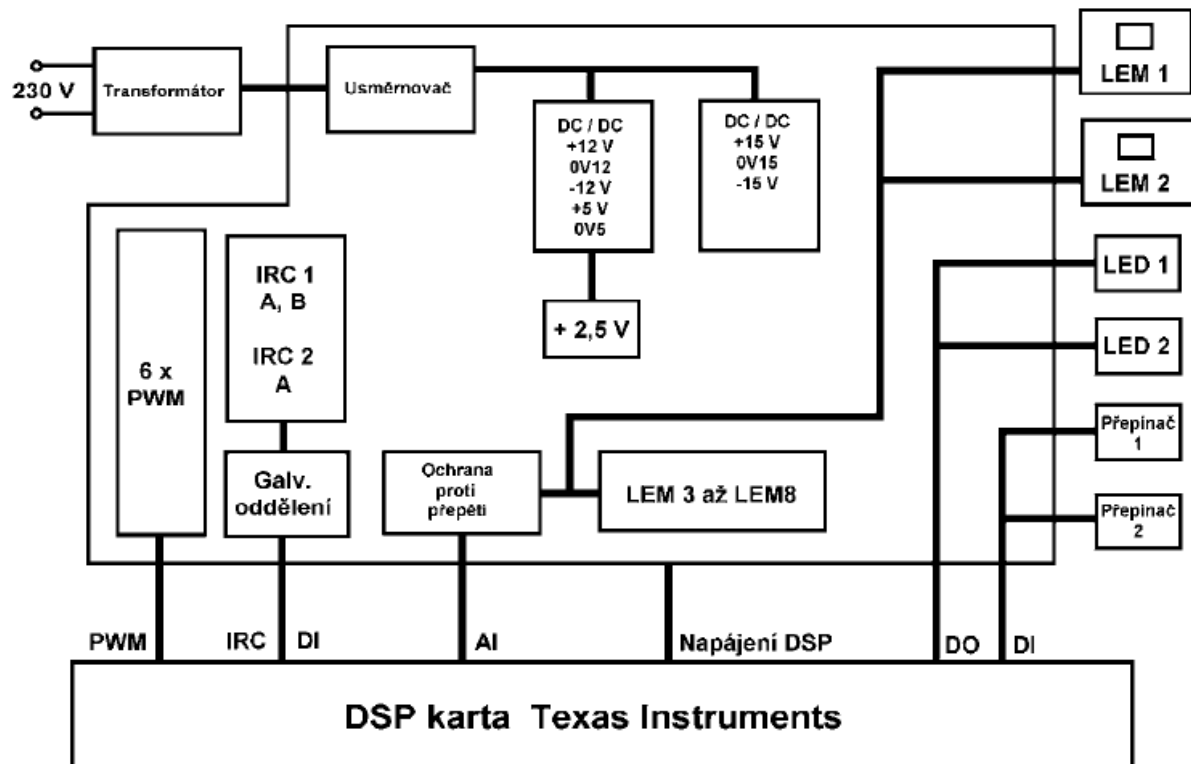
Obr. 24 Detail uchycení resolveru v PMSM



Obr. 25 Vytvořený obvod s R/D převodníkem AD2S1200

3.1.5 Regulátor PMSM

Pro řízení střídače trakčního motoru byl při experimentech využit regulátor s DSP TMS320F240 firmy Texas Instruments osazený na kartě TPP1 firmy Uniconrols. Blokové schéma regulátoru je na obr. 26. Regulátor je ovládán z PC softwarem Monitor přes sériovou linku RS232. Program pro DSP je vytvářen v assembleru a překládán utilitami, které volně distribuuje výrobce daného procesoru.



Obr. 26 Blokové schéma regulátoru PMSM



Obr. 27 Pohled na karty mikroprocesorového regulátoru

3.2 Simulační software

Pro simulaci daného pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety je využívána aplikace MATLAB Simulink. Vlastní simulace je tvořena funkčním schématem

skládajících se z bloků (popř. modelů), které jsou mezi sebou propojeny signály. K simulaci je využíváno jednak základních funkčních bloků ze standardní knihovny Simulinku, ale jsou použity i bloky z knihovny SimPowerSystems, která je určena právě pro simulaci elektrických strojů a výkonové elektroniky.

Simulace pohonu v sobě zahrnuje model synchronního motoru, střídače a diskretního regulátoru. V simulaci je taktéž zahrnut vliv mrtvých dob střídače a rozlišení snímače polohy hřídele. Jako model motoru je využit již hotový model z knihovny SimPowerSystems. Model střídače je sestaven z ideálních spínačů doplněných o nulové diody z důvodu reálnějšího chování při mrtvých dobách střídače. Model regulátoru je sestaven z bloků pracujících v diskretním režimu (tzn. s pevnou periodou vzorkování), čímž je zajištěno chování modelu velice blízké skutečnosti, kde je regulátor proveden v podobě programu v DSP.

3.2.1 Model PMSM

Jako model synchronního motoru s permanentními magnety byl vybrán již hotový model z výše uvedené knihovny. Matematický model motoru je tvořen následujícími rovnicemi.

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}u_d - \frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q \quad (3.1)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{\Psi_{PM}p\omega_r}{L_q} \quad (3.2)$$

$$M_i = 1,5p \left[\Psi_{PM}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q \right] \quad (3.3)$$

kde u_d, u_q je svorkové napětí transformované do dq os, i_d, i_q tokotvorná a momentotvorná složka proudu statoru, R odpor vinutí, L_d, L_q podélná a příčná indukčnost, Ψ_{PM} magnetický tok permanentních magnetů, p počet pólpárů, ω_r úhlová rychlost rotoru a M_i elektrický moment motoru.

Parametry modelu motoru SRT 225 – S 44, který je instalován ve zkušebním stavu (použity hodnoty z [53]):

$$R = 0,08723 \Omega$$

$$L_d = 0,8 \text{ mH}$$

$$L_q = 0,8 \text{ mH}$$

$$\Psi_{PM} = 0,167 \text{ Wb}$$

$$p = 22$$

$$J = 2 \text{ kg.m}^2$$

$$I_{jm} = 172 \text{ A (amplituda)}$$

Taktéž bylo provedeno měření parametrů modelu daného typu motoru za účelem stanovení poměru mezi indukčnostmi L_d a L_q a jejich změnu se statorovým proudem. Měření bylo prováděno odečtem akčních hodnot regulátorů proudů, které nesou informaci o velikosti generovaných složek napětí střídače (tzn. u_d a u_q). Naměřené hodnoty viz tab. 2.

Tab. 2 Složky indukčností v závislosti na složkách statorového proudu

I_d [A]	I_q [A]	L_d [mH]	L_q [mH]
-29	-	1,37	-
-49	-	1,36	-
-71	-	1,35	-
-	31	-	1,34
-	61	-	1,33
-	92	-	1,31
-	122	-	1,29

Vzhledem k použité metodě jsou absolutní hodnoty indukčností zatíženy značnou systematickou chybou (mrtvé časy, nepřesně cejkovaná čidla, nepřesně nastavený offset čidla úhlu natočení rotoru apod.), proto nebyly do simulačního modelu implementovány. V každém případě nám ovšem tyto hodnoty dávají představu o vzájemných poměrech těchto indukčností. Z hodnot je patrné, že podélná a příčná indukčnost je pouze velmi málo rozdílná (do 3 %), což potvrzuje správný předpoklad hladkého rotoru. Taktéž změny indukčnosti s danou složkou proudu se mění nepatrně (do 5 %), což zase potvrzuje oprávněnost použití lineárního modelu PMSM.

3.2.2 Modely ostatních funkčních bloků

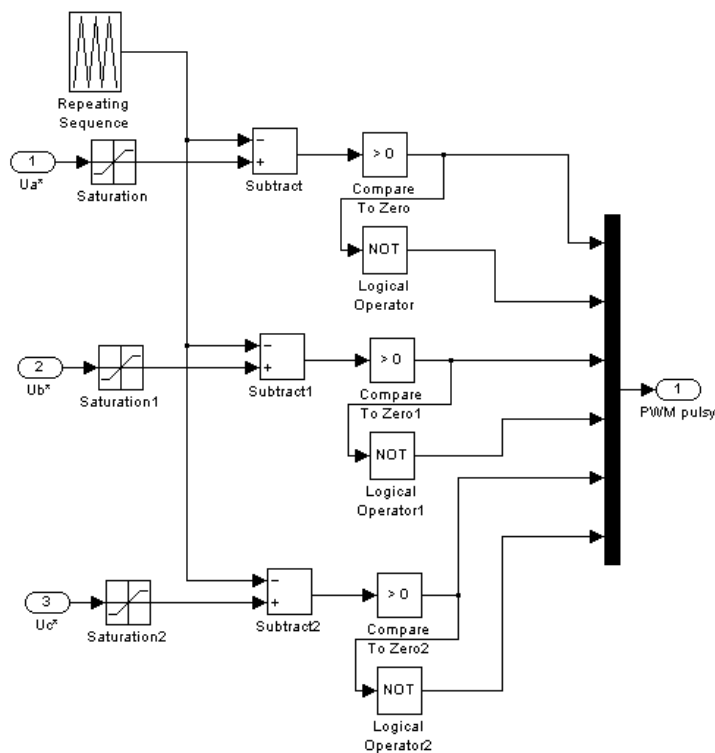
Následující obrázky ukazují realizaci významných funkčních bloků v Simulinku, které byly využity ve všech simulovaných regulačních strukturách.

Zdrojem PWM pulsů pro střídač je model PWM modulátoru. Je použita klasická suboscilační metoda, tj. komparace modulačního signálu s trojúhelníkovým průběhem o nosné frekvenci. Tato metoda slouží k jednoduchému generování asynchronní PWM s pevnou spínací frekvencí. Byla zkoušena i metoda modulace prostorového vektoru, ale v případě modelu tato metoda nepřináší žádné zlepšení. Její účinek je zcela stejný jako v případě suboscilační metody. Jiná situace však může být při reálné implementaci modulátoru do DSP [54]. Na obr. 28 je možné vidět konkrétní realizaci PWM modulátoru v Simulinku. Na výstupu bloku PWM modulátoru je nutné pro každou větev střídače vřadit blok generování ochranných dob, viz obr. 29.

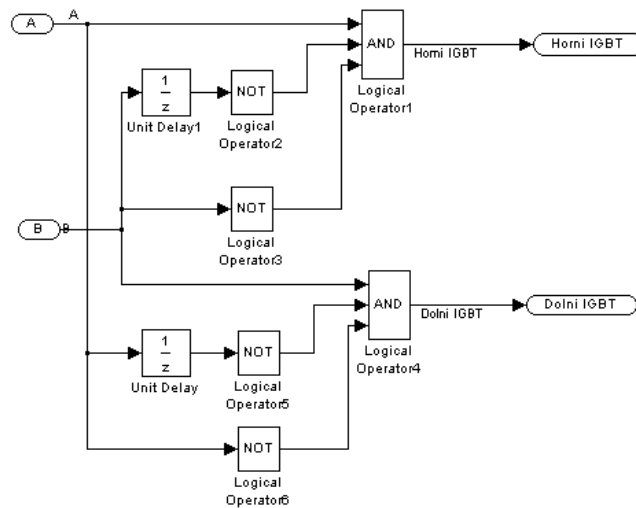
Vlastní model střídače je možné vidět na obr. 30. Model je složen z ideálních spínačů, které jsou ovšem doplněny o nulové diody z důvodu reálného chování střídače během mrtvých časů střídače.

Nezanedbatelný vliv na kvalitu regulace má taktéž zpracování signálu čidla polohy. Na pohonu v laboratoři DFJP je použit čtyřpólový resolver a následné zpracování signálu resolveru umožňuje rozlišení 4096 pulsů na elektrickou otáčku resolveru. To při použití čtyřpólového resolveru znamená 8192 pulsů na mechanickou otáčku (jak motoru tak i resolveru). V případě motoru s 22 póly potom na jednu jeho elektrickou otáčku (neboli jednu periodu proudu) vychází 372,2 pulsů.

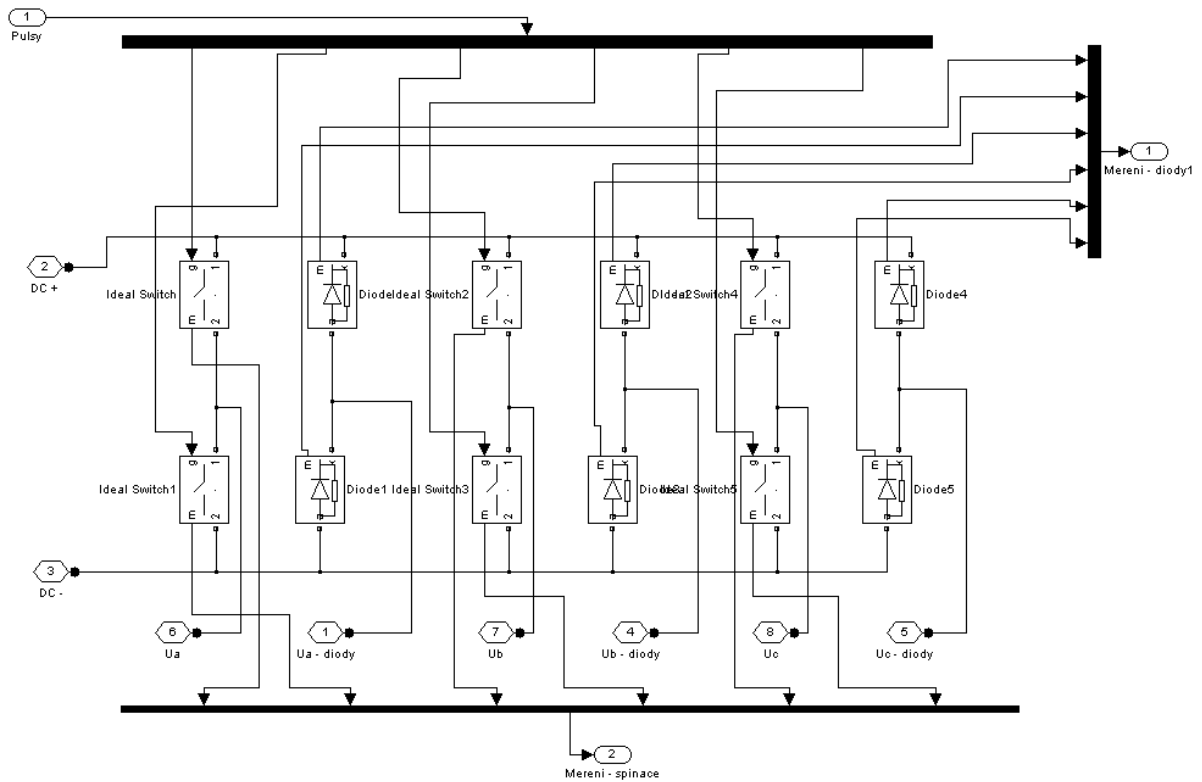
Model zpracování signálu z čidla polohy je uveden na obr. 31. Skládá se ze tří bloků: bloku kvantizace, bloku násobení a bloku diskretizace. Základní úlohu zde hraje blok kvantizace, který převede vstupní spojitý signál na signál s přesně definovanou velikostí, která je odstupňována kvantizačním krokem (zde je použita hodnota $2\pi/8192$). Dále následuje blok násobení, který násobí signál počtem pólů a tudíž převádí hodnotu polohy v mechanickém úhlu na úhel elektrický. Blok diskretizace pouze převede spojitý signál na signál diskretní v čase (přestože je signál kvantizován v amplitudě, v Simulinku je ale stále považován za spojitý v čase). Tento signál je nutný pro model regulátoru, který pracuje s diskretními signály.



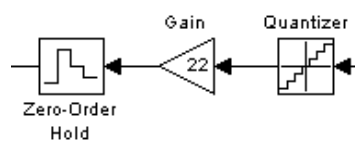
Obr. 28 Realizace modelu PWM modulátoru



Obr. 29 Realizace bloku generování mrtvých dob střídače (blok „Unit Delay“ slouží ke zpoždění vstupního signálu, zpoždění odpovídá ochranné době)



Obr. 30 Model střídače



Obr. 31 Model snímání polohy rotoru

4 DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

4.1 Simulace regulačních struktur

V této kapitole jsou uvedeny výsledky simulací jednotlivých regulačních struktur s případnými modifikacemi. Každé struktuře je věnována jedna podkapitola, ve které jsou uvedeny: blokové schéma simulované regulace s popisem, základní výsledky simulací v podobě grafů časových průběhů a zhodnocení výsledků.

Grafy simulovaných časových průběhů jsou jednotně formátovány. Každý graf obsahuje pět základních průběhů (shora): otáčky [ot/min] – modrý průběh, moment [Nm] – modrý průběh, průběhy fázových proudů (I_{abc}) [-] – červený (fáze a), zelený (fáze b) a modrý (fáze c) průběh, průběhy tokotvorné a momentotvorné složky proudu (I_{dq}) [-] – červený průběh (momentotvorná složka), zelený průběh (tokotvorná složka) a průběhy žádaných hodnot poměrného otevření střídače v dq osách (U_{pwm}) [-] – červený průběh (složka q), zelený průběh (složka d), modrý průběh (absolutní hodnota). V závislosti na simulované struktuře jsou v grafech ještě uvedeny žádané hodnoty proudů. V případě struktury regulace fázových proudů, jsou žádané hodnoty vykresleny do průběhů fázových proudů (I_{abc}) – černé průběhy. V případě vektorové regulace v dq osách jsou žádané hodnoty vykresleny do průběhů tokotvorné a momentotvorné složky – černé průběhy. V případě, že jsou uvedeny jinak formátované grafy, je patřičná legenda uvedena u grafu.

Výsledné průběhy jsou uvedeny v následujících podkapitolách rozdělených dle simulované struktury a typu motoru.

Veškeré simulace, pokud není uvedeno jinak, jsou prováděny pro motor typu SRT 225 – S 44, výrobce VÚES Brno.

Parametry modelu motoru SRT 225 – S 44 (použity hodnoty z [52])

$$R = 0,08723 \Omega$$

$$L_d = 0,8 \text{ mH}$$

$$L_q = 0,8 \text{ mH}$$

$$\Psi_{PM} = 0,167 \text{ Wb}$$

$$p = 22$$

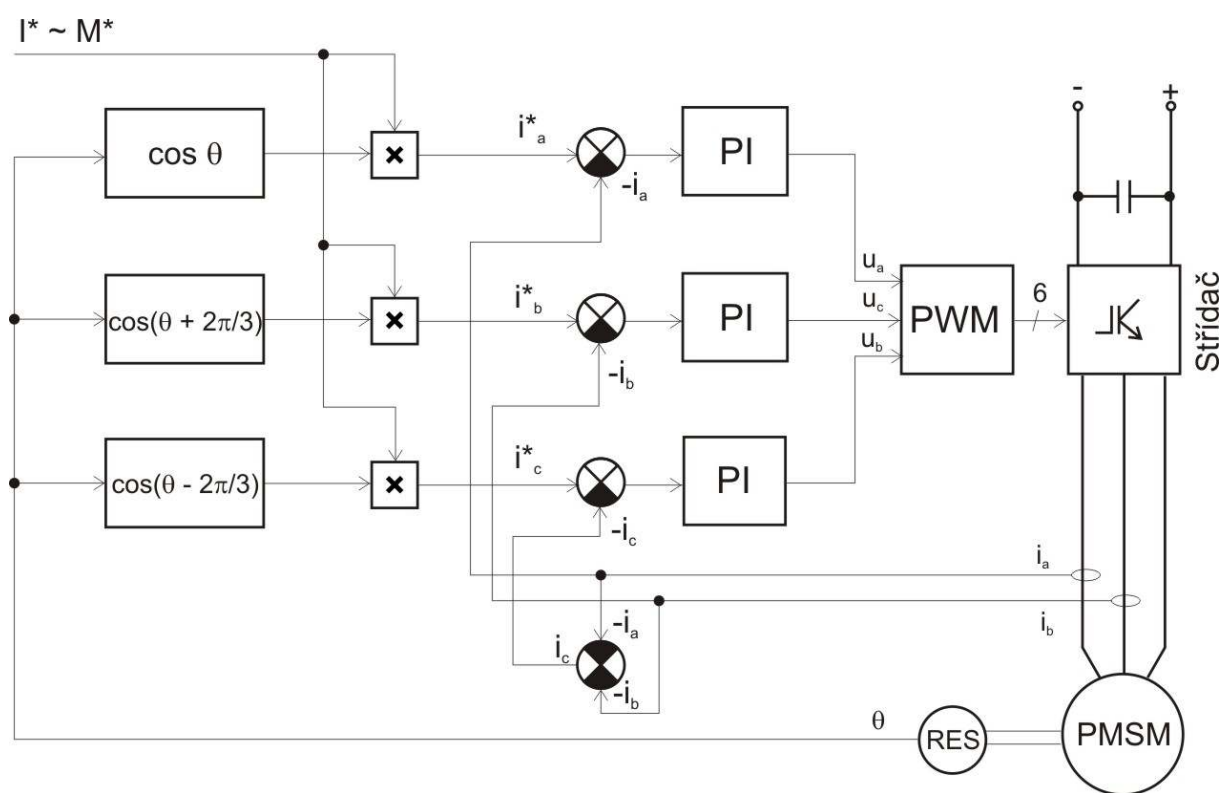
$$J = 2 \text{ kg.m}^2$$

$$I_{jm} = 172 \text{ A (amplituda)}$$

Další parametry simulovaného pohonu: frekvence PWM 5 kHz, napětí v meziobvodu 560 V, mrtvé doby střídače 2 μ s.

4.1.1 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se třemi regulátory

Pro porovnání uvádím simulační výsledky základní struktury regulace fázových proudů se třemi PI regulátory, tak jak je uvedena v kapitole 2.5.3. Blokové schéma regulace je uvedeno na obr. 32. Regulace proudu probíhá ve všech třech fázích motoru. V této struktuře jsou tedy použity tři regulační smyčky pro každý fázový proud. Výstupem regulátorů jsou pak žádané hodnoty fázových napětí, kterými je řízen PWM modulátor. Ve skutečnosti jsou to hodnoty poměrného otevření modulátoru, skutečné fázové napětí je dáno násobkem této hodnoty a velikostí napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Výstupy regulátorů jsou omezeny na maximální možné poměrné otevření modulátoru. Žádné další korekce popř. predikce nejsou v této struktuře přítomny.



Obr. 32 Blokové schéma regulace fázových proudů se třemi regulátory

Na následujících grafech jsou uvedeny průběhy ze simulace této regulační struktury. Na obr. 33 až obr. 38 lze vidět nasimulované různé situace pohonu, především přechodné děje. Další průběhy k této regulační struktuře lze nalézt v příloze 1.

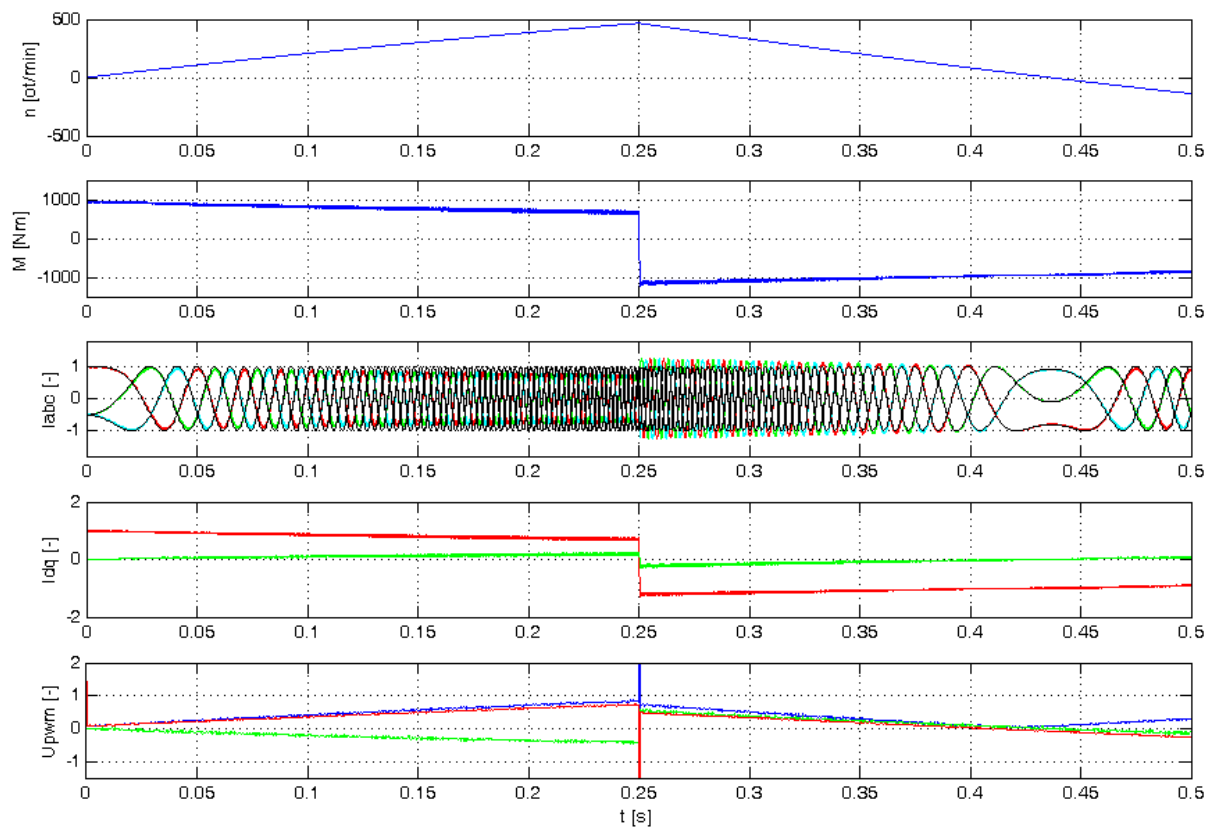
Z průběhů je patrné, že tato regulace je velmi nekvalitní a to zejména v ustálených stavech. Při vyšších otáčkách je patrný pokles momentotvorné složky a tím pádem i momentu. Naopak tokotvorná složka se zvyšuje do kladných hodnot, což je též nežádoucí. To vše je způsobeno tím, že zde dochází k regulaci na harmonicky se měnící žádanou hodnotu. Toto v součinnosti se zpožděním PI regulátorů způsobí fázový posuv skutečné hodnoty vůči žádané. Výhodou struktury je ovšem to, že regulační smyčky všech fázových proudů jsou

navzájem na sobě nezávislé, na rozdíl od struktur v transformovaných souřadnicích. To vysvětluje jinak dobré chování struktury při přechodných dějích, tzn. rychlé ustalování skutečných hodnot. Ve strukturách regulujících odděleně tokotvornou a momentotvornou složku proudu se v přechodných dějích negativně projevuje vzájemné zavazbení těchto složek. Toto zavazbení je způsobeno tím, že hodnota jedné složky zavádí do regulační smyčky druhé složky poruchu způsobenou úbytkem napětí na reaktanci statoru vyvolaným právě první složkou.

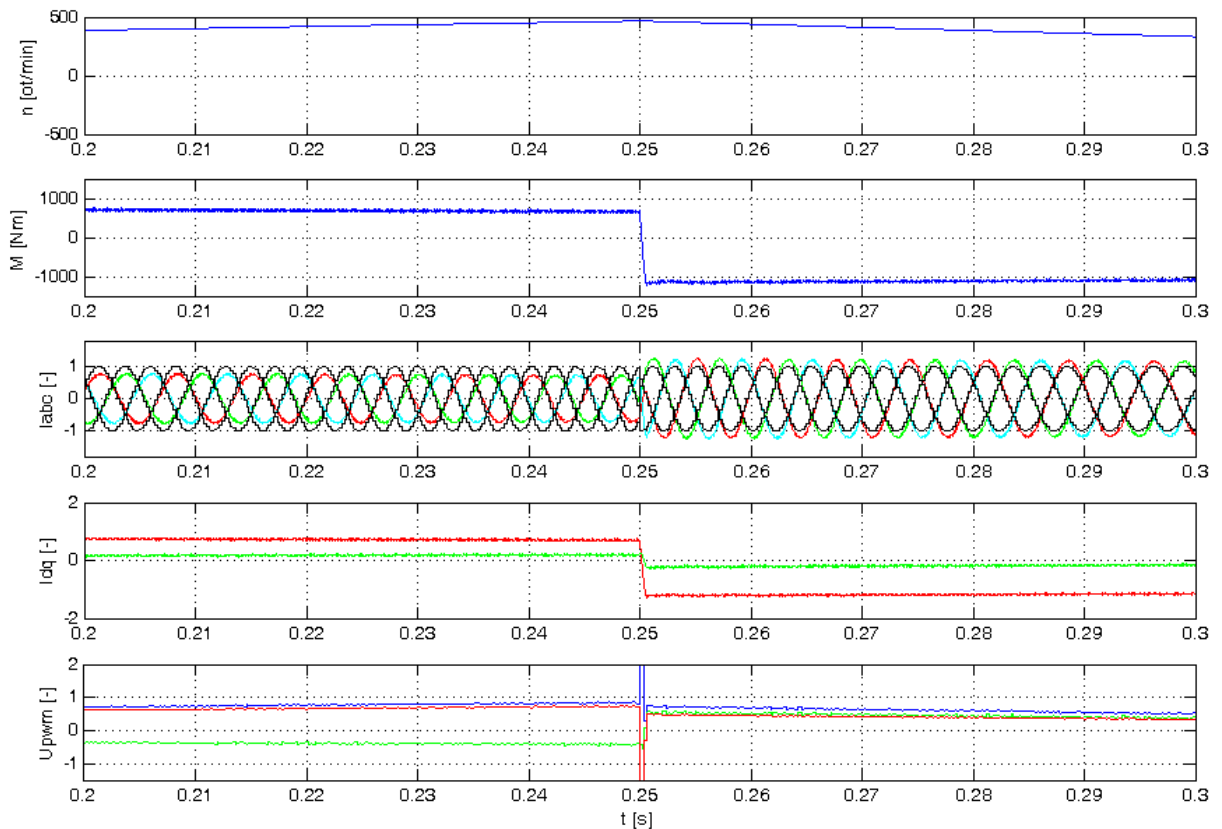
Na kvalitu regulace má taktéž velký vliv napětí ve stejnosměrném meziobvodu a zejména pak jeho rychlé změny. Na obr. 37 je vidět chování regulace při skoku napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V. Je patrné, že při sníženém napětí v meziobvodu dojde k celkovému poklesu momentotvorné složky proudu a tudíž i k poklesu momentu. Toto chování je také nežádoucí.

Zajímavý je taktéž stav dosažení napěťového limitu střídače s následnou ztrátou regulace viz obr. 38. Při dosažení napěťového limitu střídače již není možné generovat vyšší fázové napětí. Aby nedošlo k nestabilnímu chování pohonu v tomto stavu, je nezbytně nutné zajistit, aby byly výstupy PI regulátorů zalimitovány (při praktické realizaci v DSP opatřeny tzv. anti-wind-up limitací). I přesto je patrné, že absolutní velikost žádané hodnoty přesahuje nominální hodnotu, což je způsobeno tím, že se limitace provádí odděleně na všech výstupech PI regulátorů (pro okamžité hodnoty fázových napětí) a není limitována přímo hodnota absolutní. V tomto stavu dochází v podstatě nechtěnému přemodulování. S tím souvisí i rozkmitání absolutní hodnoty žádaného napětí, případně jeho složek v osách d a q .

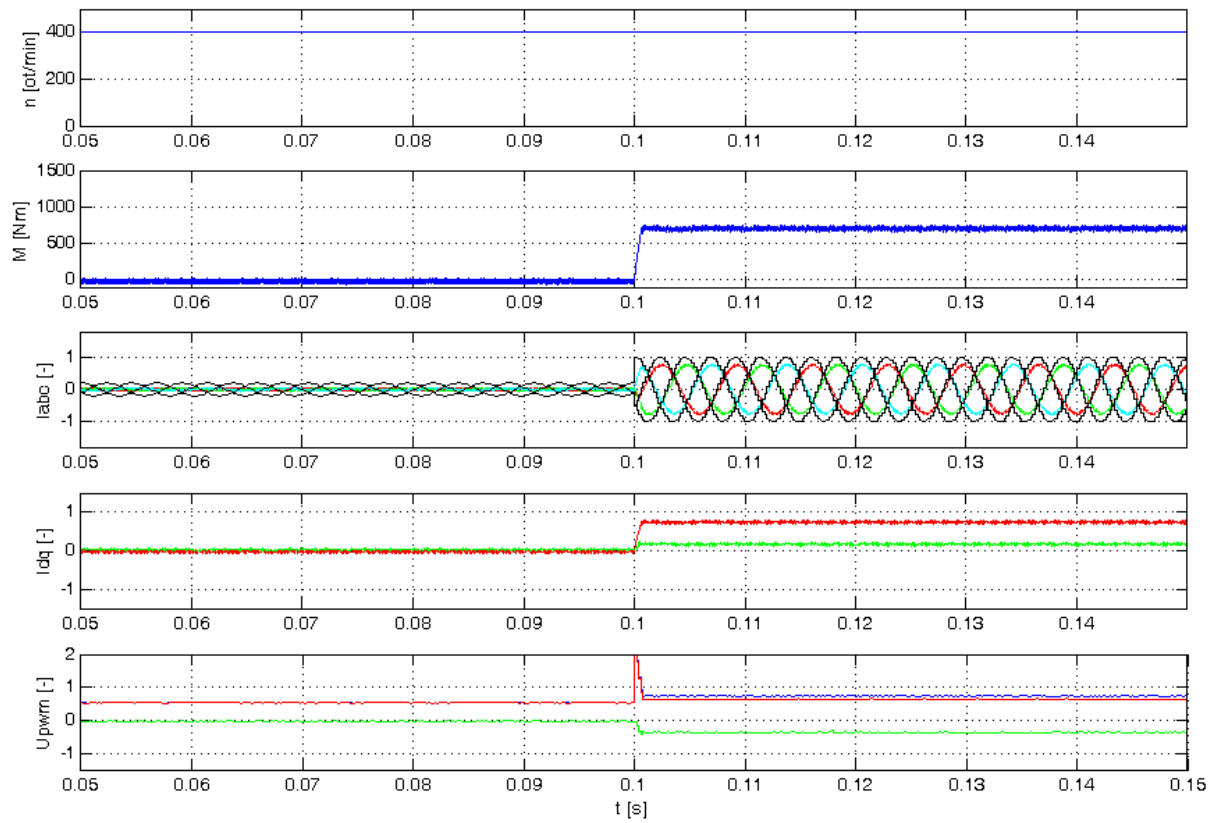
Simulovaná struktura je zcela nevhodná pro trakční pohon. Je zde uvedena hlavně pro porovnání s ostatními modifikacemi tohoto principu regulace.



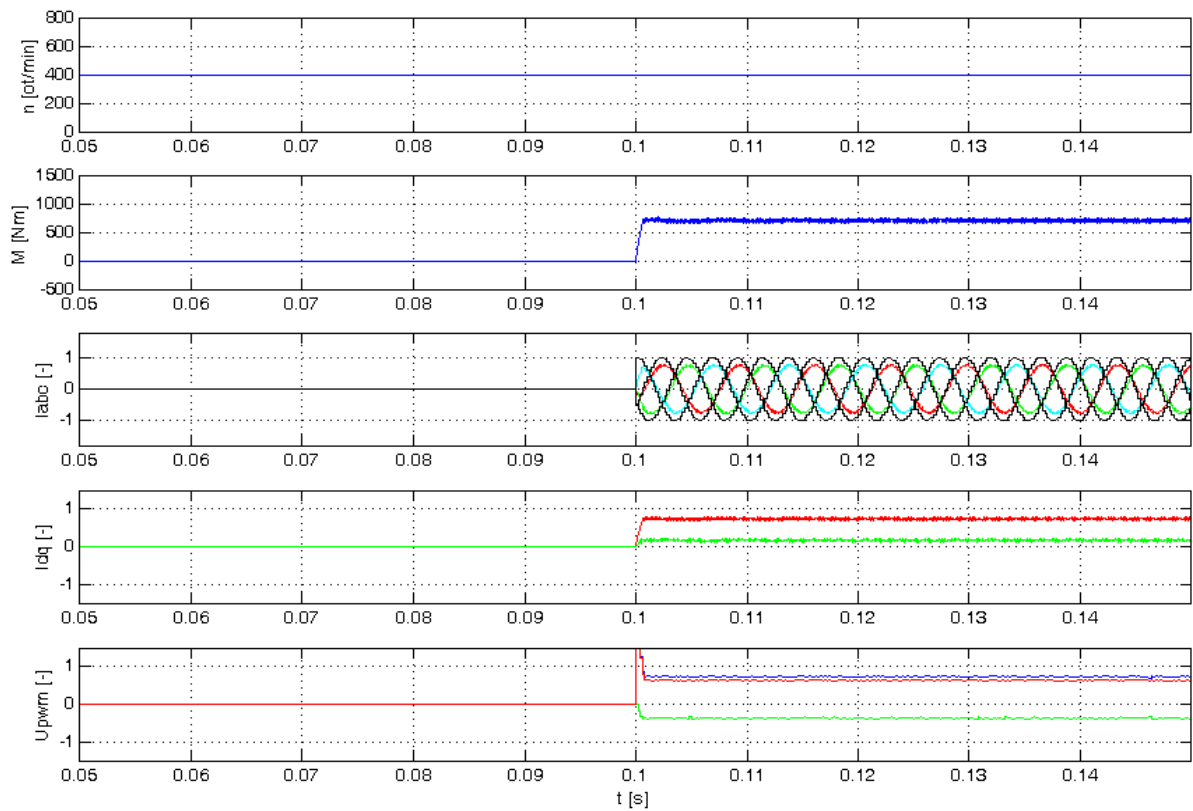
Obr. 33 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu



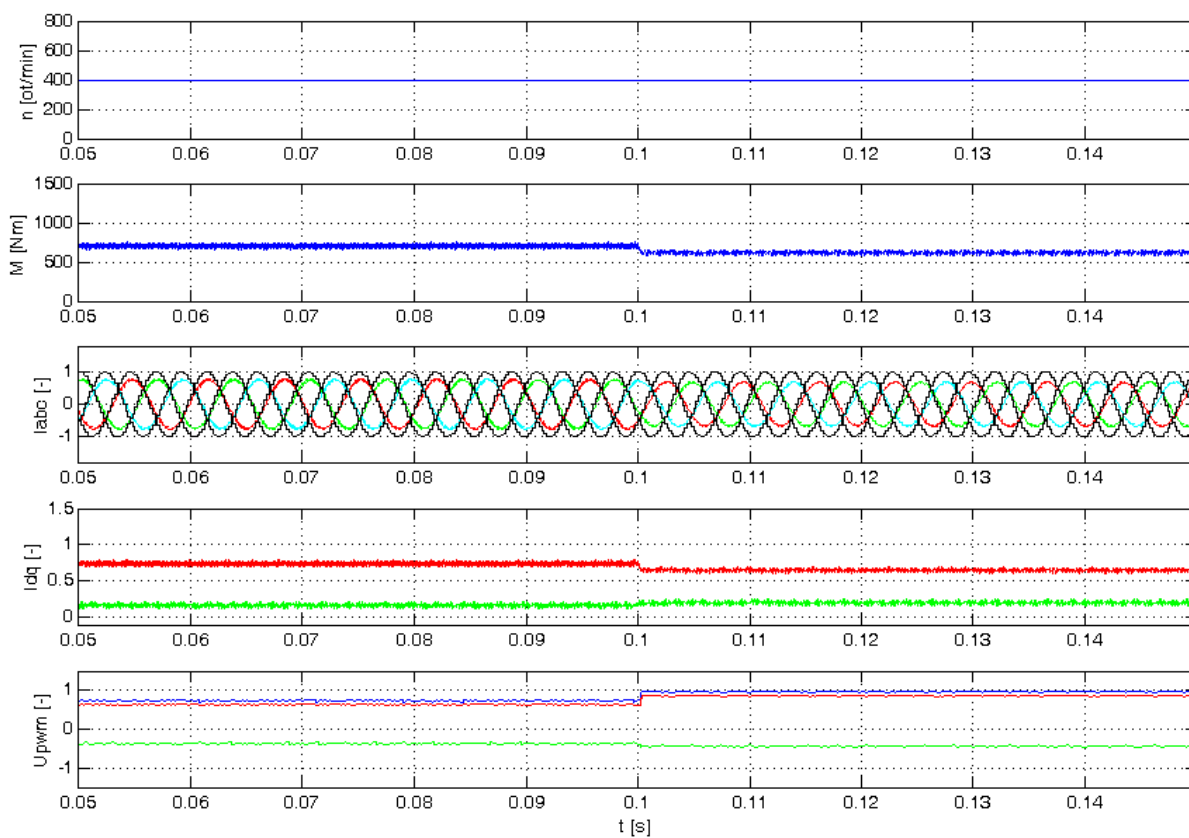
Obr. 34 Detail přechodu jízda - brzda



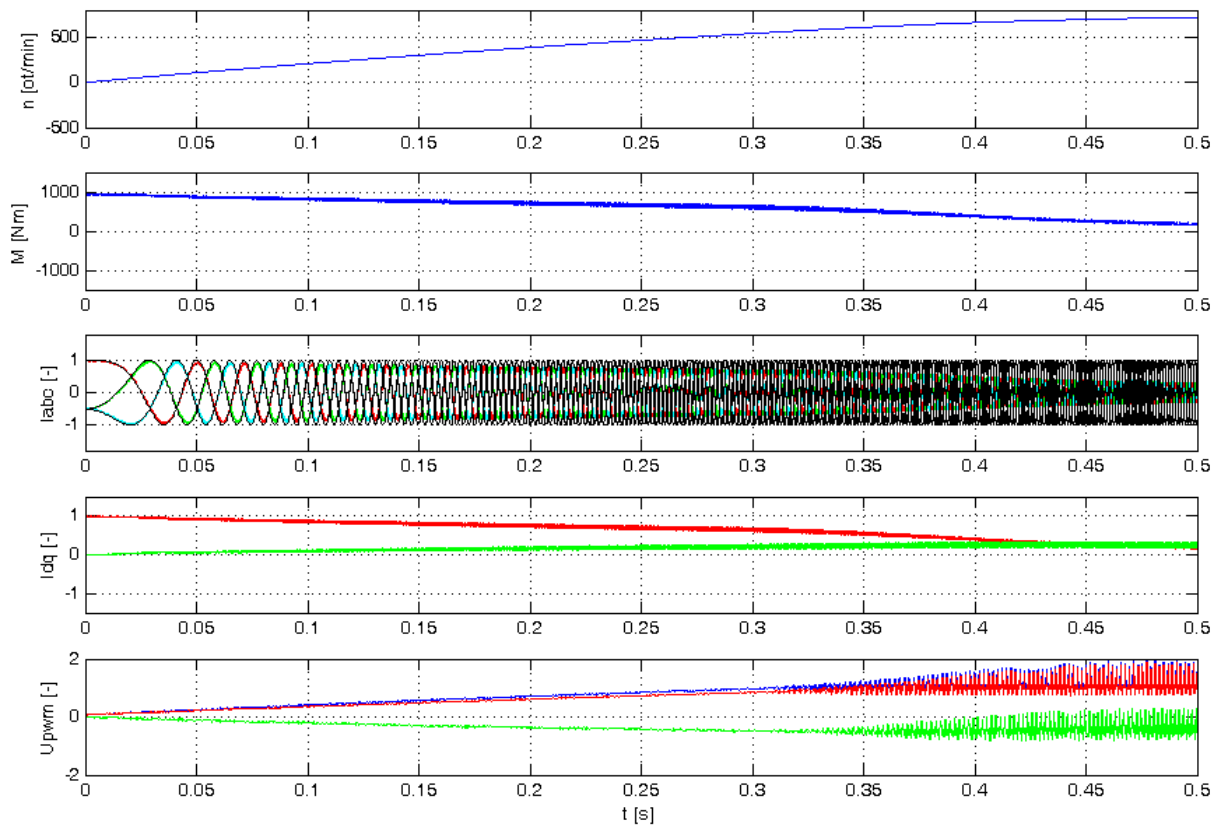
Obr. 35 Skok žádosti momentu z 20% na 100%



Obr. 36 Letný start pohonu s žádostí na 100% moment



Obr. 37 Skok napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V

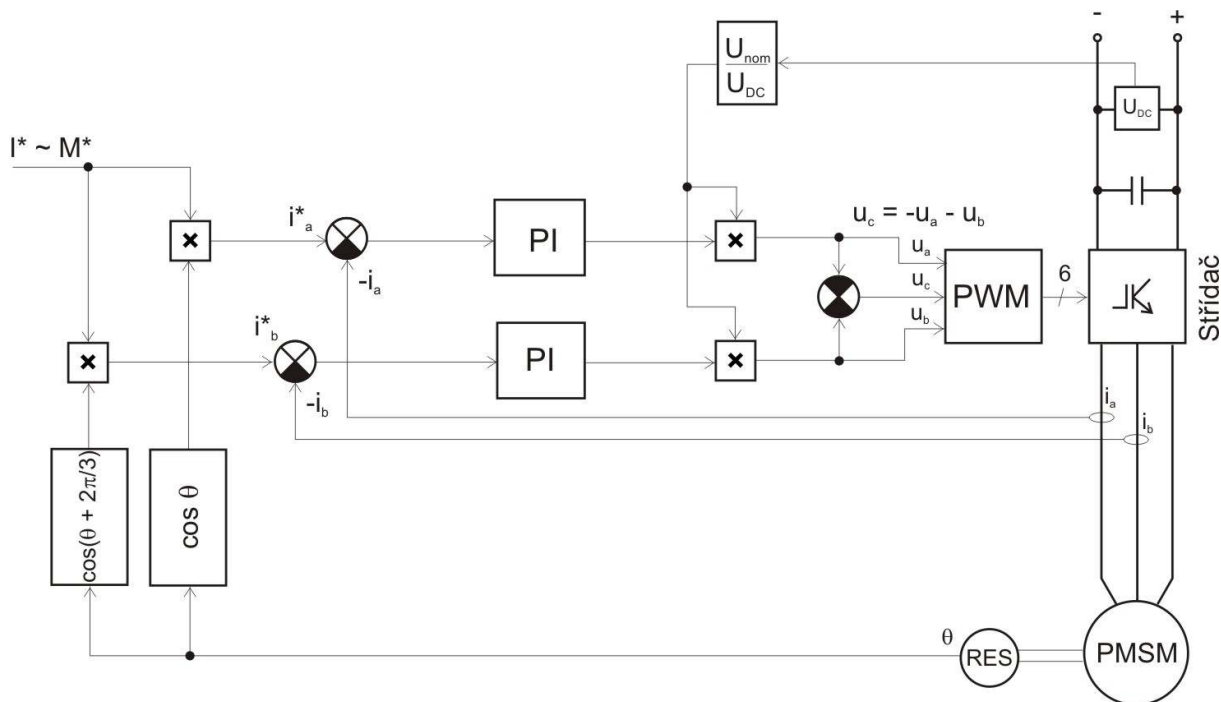


Obr. 38 Ztráta řízení střídače

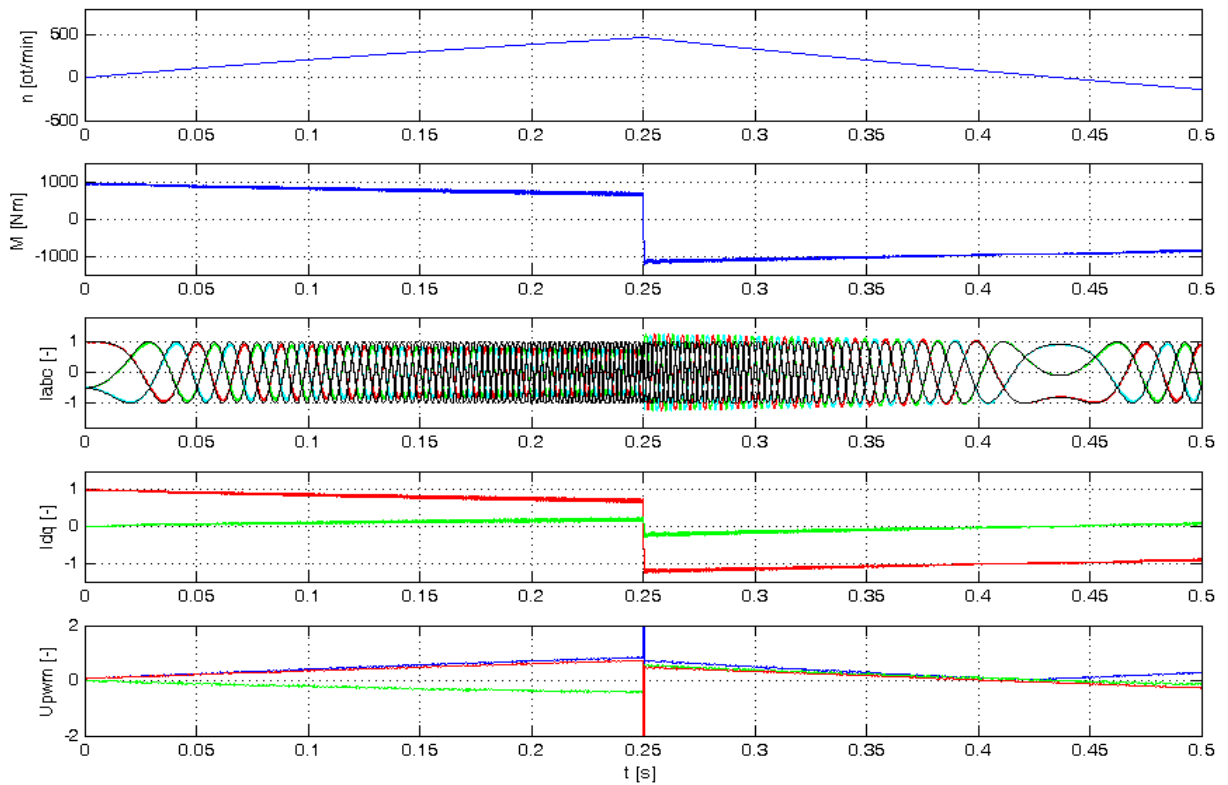
4.1.2 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory

Obrázek 39 zobrazuje blokové schéma s modifikací předchozí struktury regulace okamžitých hodnot fázových proudů. Modifikace spočívá v odstranění jedné regulační smyčky pro proud ve fázi c . Potřebná hodnota fázového napětí u_c se vypočte jako rozdíl napětí u_a a u_b . Touto modifikací se dosáhlo zjednodušení regulační struktury, přičemž její správná funkce zůstává zachována. Navíc tato modifikace přináší další výhodu – dle [55] předchozí struktura způsobovala v reálném provozu stejnosměrnou složku ve skutečných hodnotách proudu. V simulacích se ovšem tato vlastnost neprojevila. Toto nebylo ale na našem pracovišti experimentálně ověřováno.

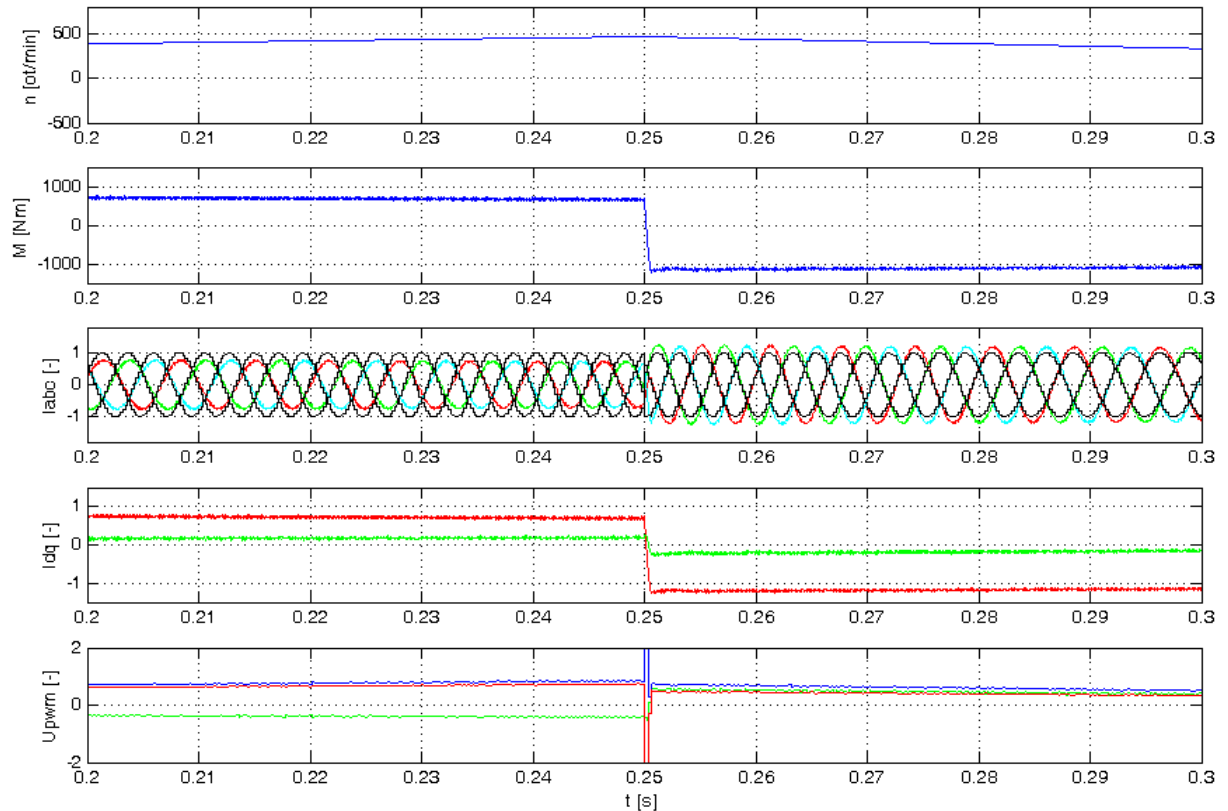
V blokovém schématu je dále znázorněna korekce výstupů regulátorů na napětí v meziobvodu. Tato korekce je provedena násobením výstupů regulátorů hodnotou poměru U_{nom}/U_{DC} . Tím je korigována změna zesílení (přenosu) střídače se změnou napětí v meziobvodu. Tato korekce by měla zajišťovat stále stejné chování regulace při různém napětí v meziobvodu.



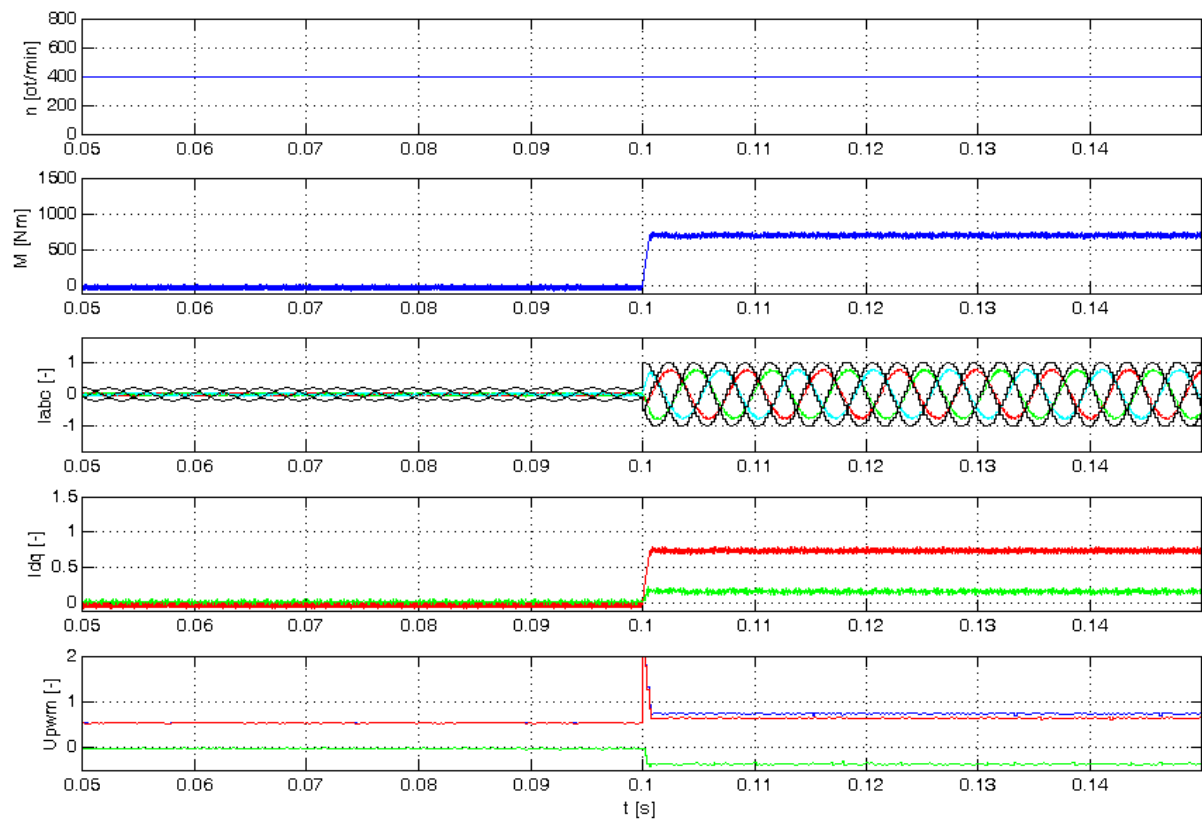
Obr. 39 Blokové schéma regulace fázových proudů se dvěma regulátory



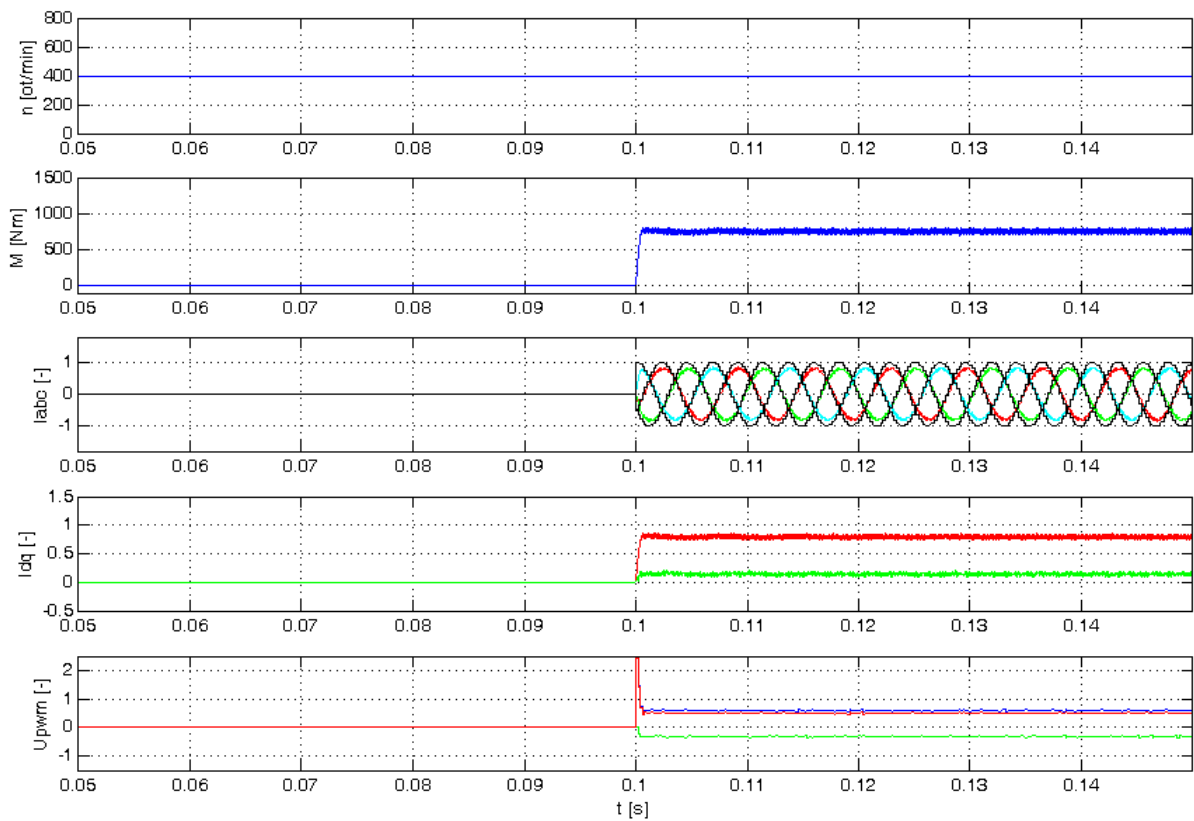
Obr. 40 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu



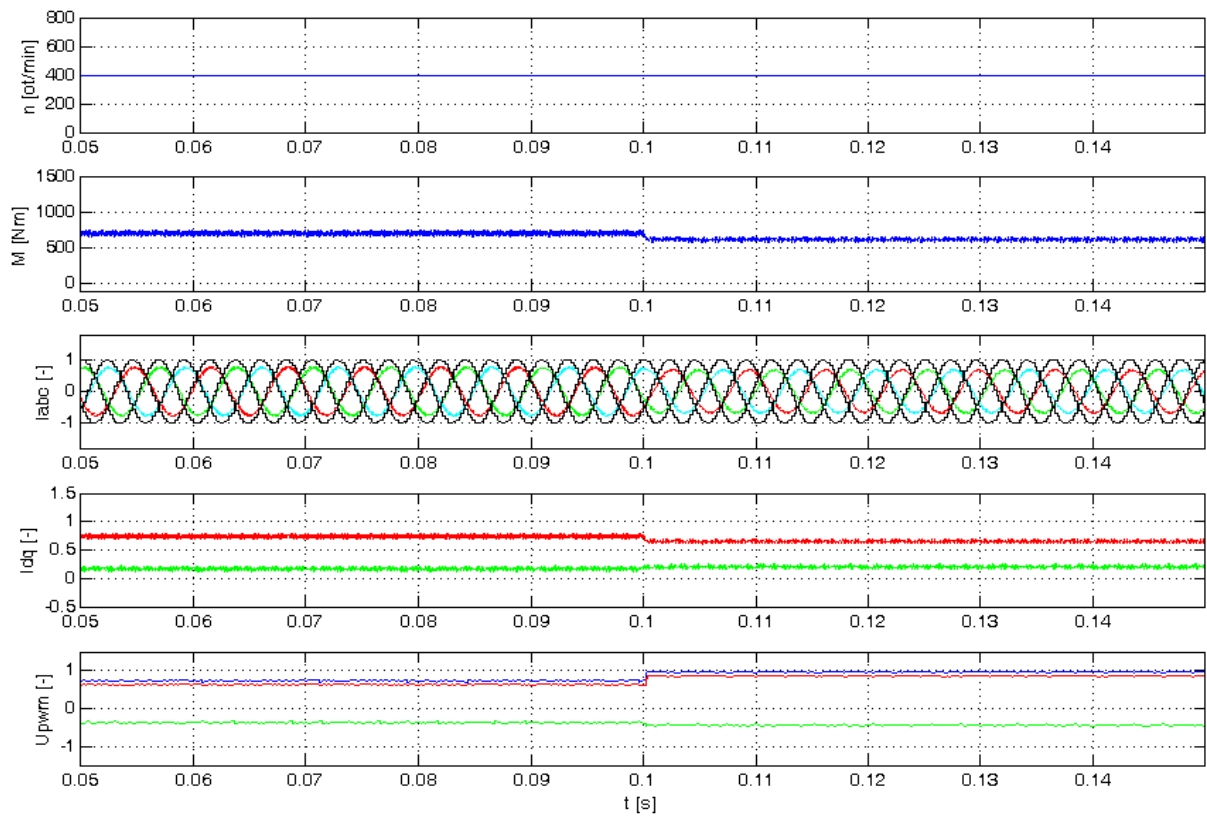
Obr. 41 Detail přechodu jízda - brzda



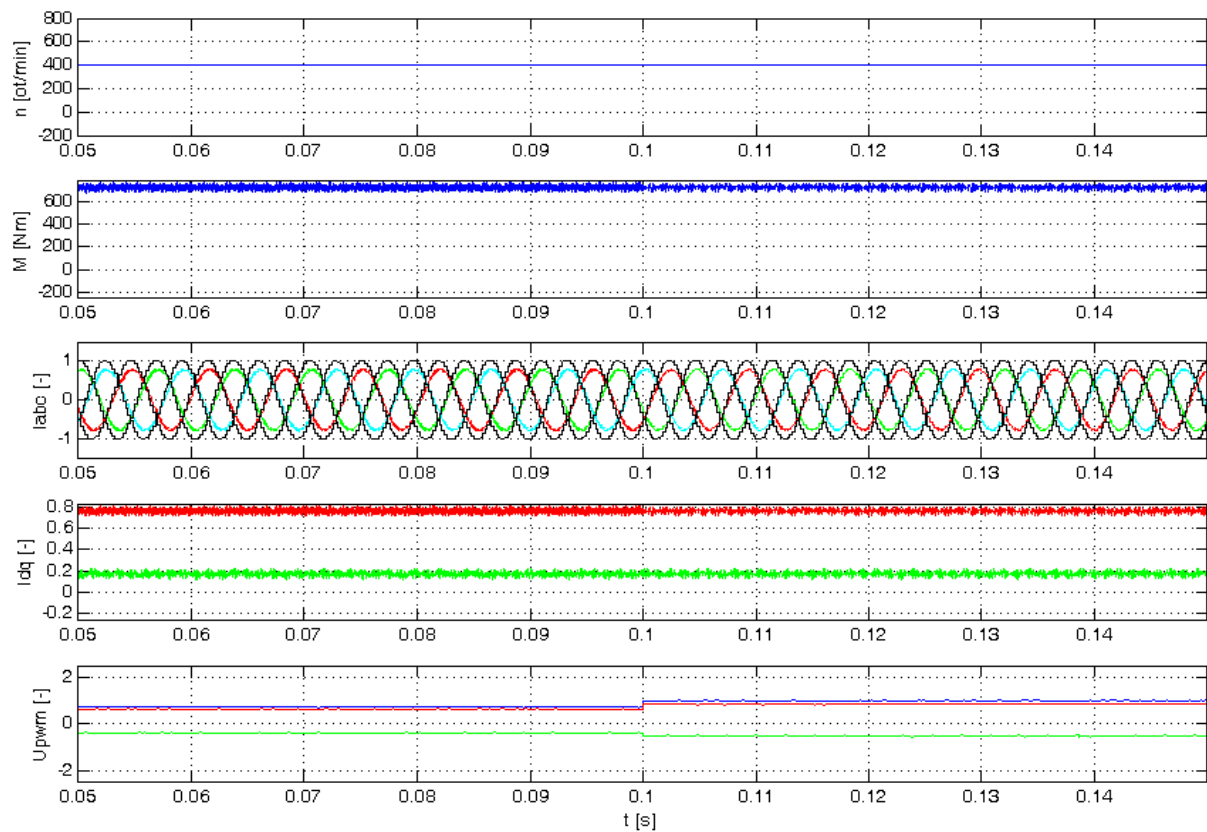
Obr. 42 Skok žádosti momentu z 20% na 100%



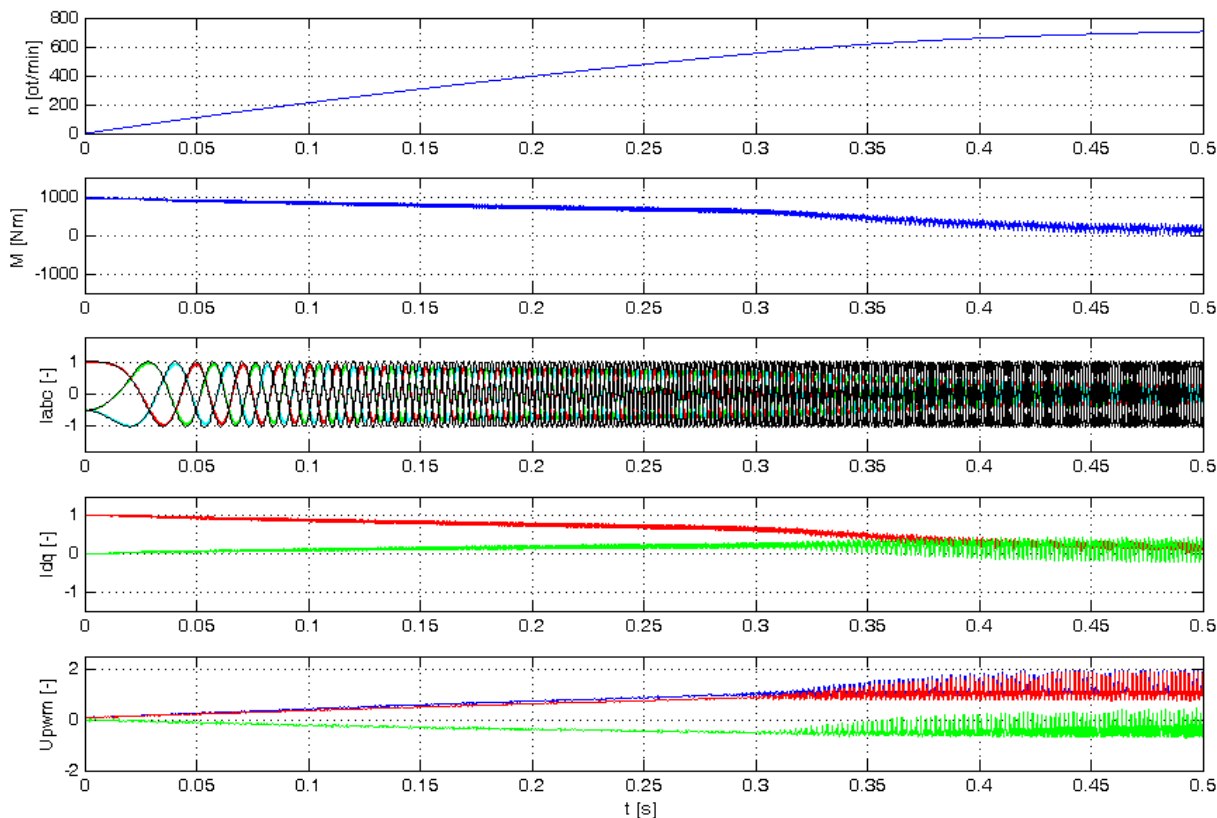
Obr. 43 Letný start pohonu s žádostí na 100% moment



Obr. 44 Skok napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V bez korekce na napětí v meziobvodu



Obr. 45 Skok napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V s korekci na napětí meziobvodu



Obr. 46 Ztráta řízení střídače

Z předložených výsledků simulace je patrné, že regulační struktura se dvěma regulátory se chová stejně jako struktura se třemi regulátory. Popsaná úprava nepřináší zkvalitnění regulace, ale znamená významné zjednodušení struktury. Významným přínosem pro zkvalitnění regulace bylo ale použití korekce výstupů regulátorů na napětí v meziobvodu. Pro srovnání jsou uvedeny simulace skoku napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V při použití korekce a bez ní, viz obr. 45 a 44. Korekce úplně odstraňuje vliv napětí meziobvodu na kvalitu regulace (pokud ovšem není dosaženo limitu napětí střídače). Při nižším napětí v meziobvodu je patrné snížení zvlnění fázových proudů. Toto snížení není způsobeno regulací, ale snížením amplitudy napěťových pulsů na výstupu střídače, čímž při jinak stejných parametrech napájeného obvodu (zejména indukčnosti) dojde taktéž ke snížení zvlnění proudu ve fázích.

Tato regulační struktura taktéž není perspektivní pro trakční pohon. Přesto byla tato struktura ověřována experimentálně z důvodů verifikace simulací a porovnání s ostatními regulačními strukturami. Experimentální výsledky jsou uvedeny v kapitole 5.

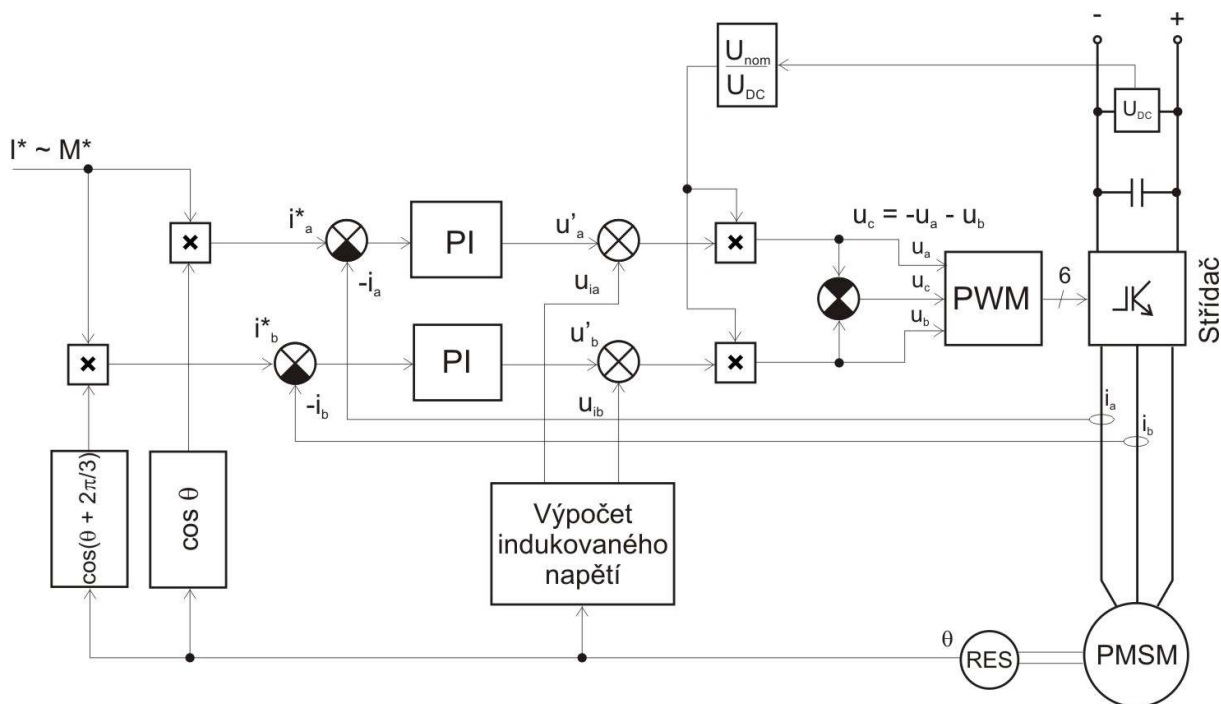
4.1.3 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory a kompenzací indukovaného napětí

Další modifikací struktury regulace okamžitých hodnot fázových proudů je struktura doplněná kompenzací (předvýpočtem) indukovaného napětí. Blokové schéma viz obr. 47.

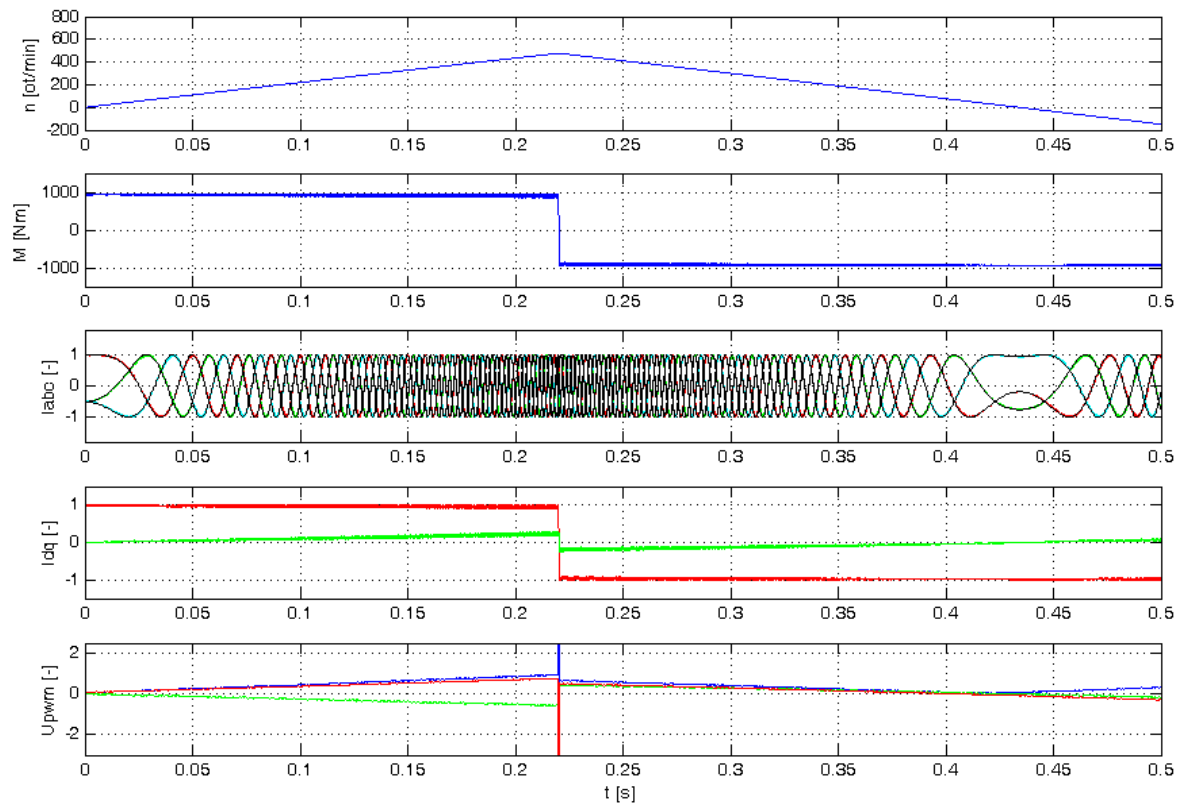
Filozofie kompenzace indukovaného napětí vychází z jednoduchého matematického modelu jedné fáze satoru synchronního motoru. Tento jednoduchý model vypočítává na základě úhlu natočení rotoru a úhlové rychlosti aktuální hodnotu indukovaného napětí. Tato hodnota je poté přičtena k výstupům regulátorů. V tomto případě pak regulátory kompenzují úbytek napětí na indukčnosti a odporu satoru.

Z nasimulovaných průběhů je patrné, že došlo k výraznému zlepšení v ose q , ve které právě působí indukované napětí (z pohledu regulátorů představuje indukované napětí poruchovou veličinu). Regulátory jsou nyní bez problémů schopné udržet skutečnou hodnotu momentotvorné složky na hodnotě žádosti. Tokotvorná složka ovšem stále stoupá do kladných hodnot s rostoucími otáčkami.

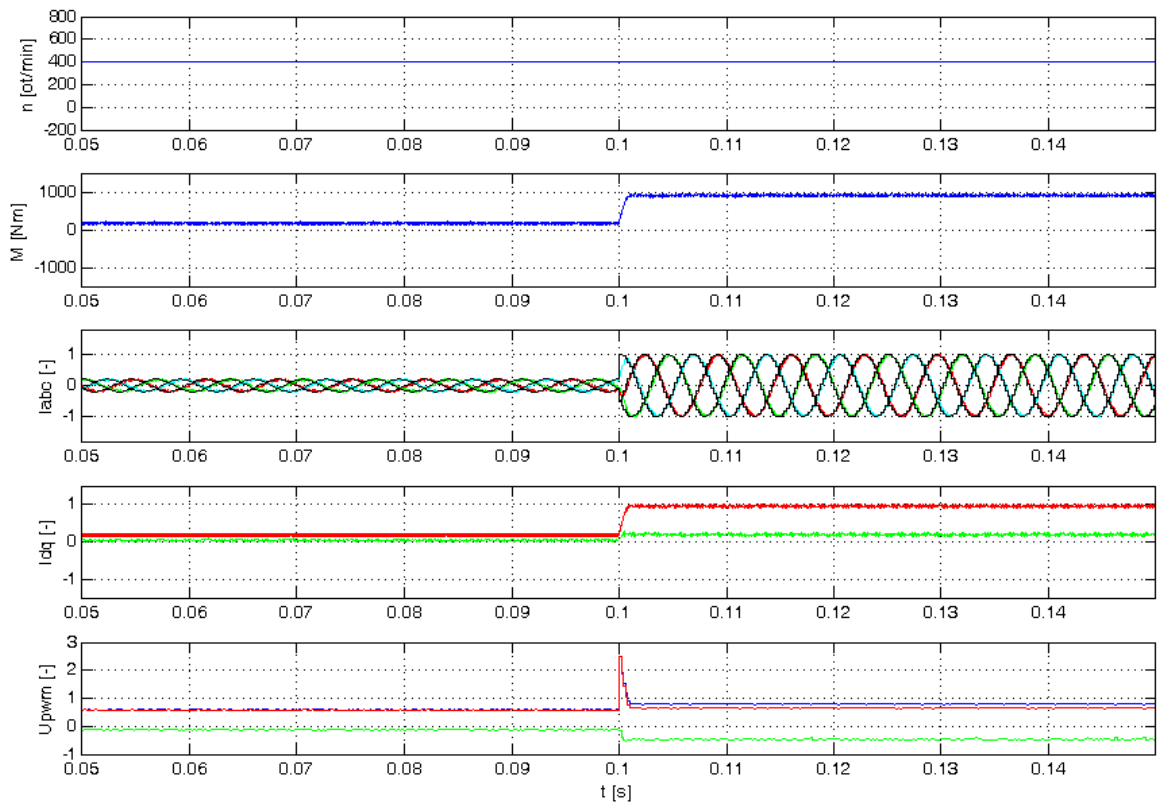
Tato struktura ještě nevykazuje dostatečně kvalitní vlastnosti pro použití na trakčním pohonu. Nicméně znamenala významné zlepšení předchozích dvou struktur. Stejně jako předchozí struktura byla i tato struktura ověřována experimentálně viz kapitola 5.



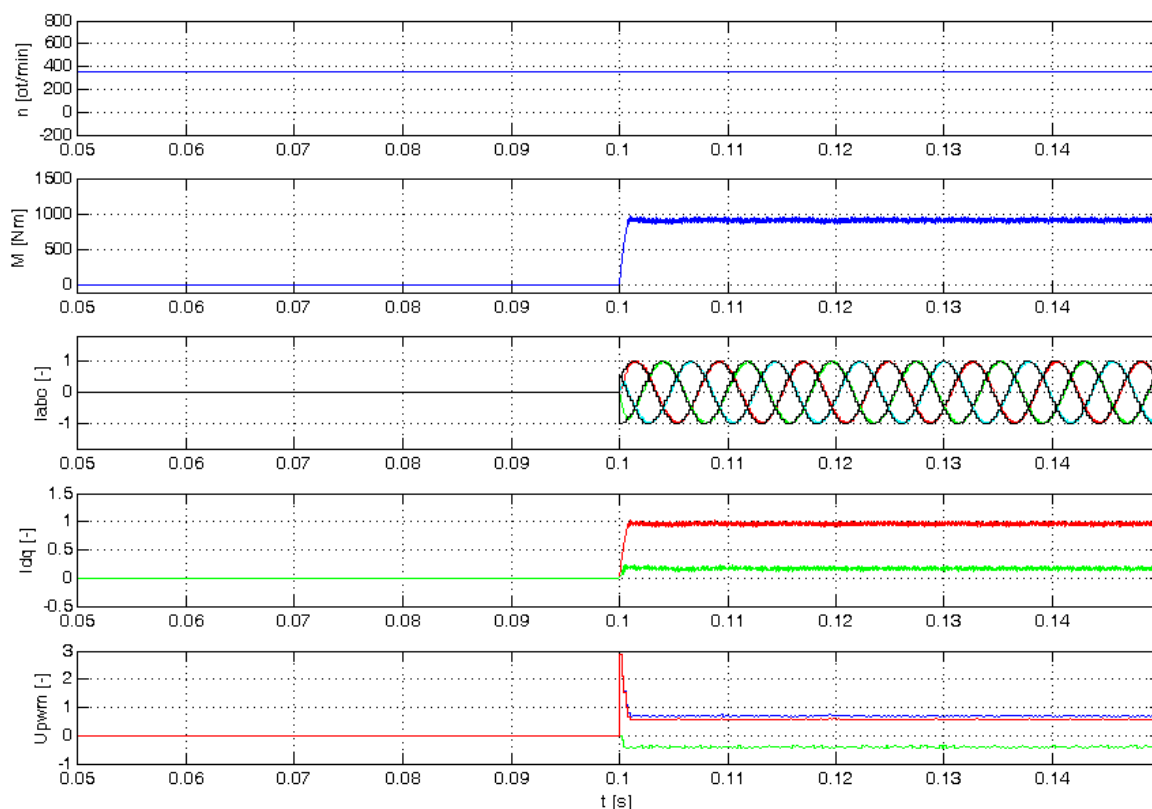
Obr. 47 Blokové schéma regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory a kompenzací indukovaného napětí



Obr. 48 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu



Obr. 49 Skok žádosti momentu z 20% na 100%

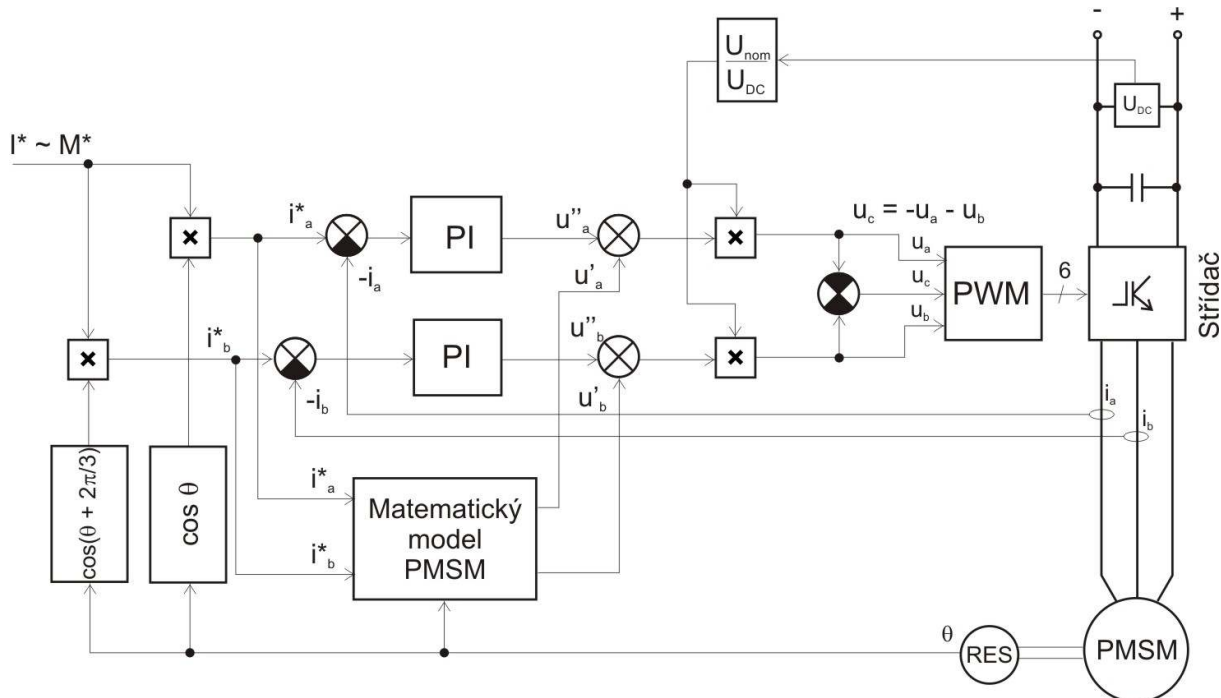


Obr. 50 Letný start pohonu s žádostí na 100% moment

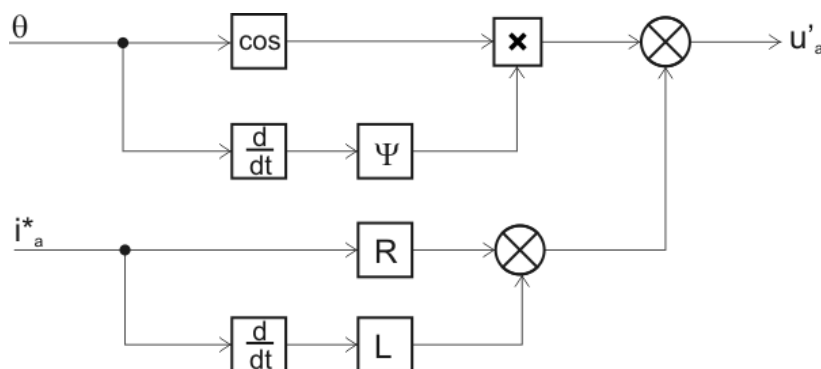
4.1.4 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory a predikcí fázoru napětí

Dalšího vylepšení struktury bylo dosaženo kompletní predikcí fázoru napětí. Princip je patrný z obr. 51. Výpočtový člen, který predikuje velikost a polohu fázoru napětí jedné fáze, pracuje paralelně k PI regulátoru. Tento člen vypočítává okamžité potřebné napětí na fázi motoru, tj. indukované napětí a úbytek napětí na indukčnosti a odporu, viz obr. 52. V ideálním případě by regulace měla bez problémů fungovat i bez PI regulátoru, čehož lze v podmínkách simulací dosáhnout. V reálu ovšem výpočet není zcela přesný (parametry reálného motoru se taktéž mění), tudíž je vhodná spolupráce výpočtového členu se zpětnovazební regulací. V tomto případě regulátory kompenzují chybu výpočtového členu.

Ze simulovaných průběhů (obr. 53 – obr. 55) je patrné významné zlepšení chování regulační struktury. Žádané hodnoty fázových proudů jsou již přesně následovány skutečnými hodnotami. Oproti předchozí struktuře došlo k odstranění vzrůstu tokotvorné složky se vzrůstajícími otáčkami motoru. To je způsobeno zavedením predikce úbytku napětí na indukčnosti statoru. Tento úbytek předbíhá fázor proudu o 90° , tudíž jej samotné PI regulátory nejsou schopné kompenzovat i při vysokém zesílení.



Obr. 51 Blokové schéma regulace okamžitých hodnot fázových proudů s predikcí fázoru napětí



Obr. 52 Výpočtový blok pro jedno fázové napětí

Funkce výpočtového bloku je jednoznačně patrná z obr. 52. Výstupem z bloku je přímo žádaná hodnota fázového napětí pro modulátor. Ze simulací bylo však zjištěno, že i v případě parametrů výpočtového bloku shodných s parametry motoru (v simulacích je využit čistě lineární model PMSM) výstupní napětí je generováno s určitou chybou. Tato chyba ovšem není způsobena vlastním výpočtovým blokem, ale vlastnostmi střídače potažmo celou regulační smyčkou. Tato chyba má dvě příčiny. Prvním zdrojem chyby jsou mrtvé doby střídače. Tyto doby jsou vkládány mezi doby vedení horního a spodního spínacího prvku v jedné větvi střídače z důvodu zamezení zkratu způsobeného současným otevřením obou prvků v dané větvi. Těmito dobami je zkrácena doba vedení obou prvků v rámci jedné periody spínací frekvence střídače a tím pádem je střední hodnota generovaného napětí v rámci dané periody nižší nežli žádaná hodnota na vstupu modulátoru. Tato chyba se projevuje v amplitudě generovaného napětí. Tuto chybu lze kompenzovat přímo v modulátoru, kde se kompenzuje přičtením popř. odečtením konstanty od žádaných hodnot

napětí dle polaritý patřičného fázového proudu. V tomto konkrétním případě nebyl vliv této chyby patrný.

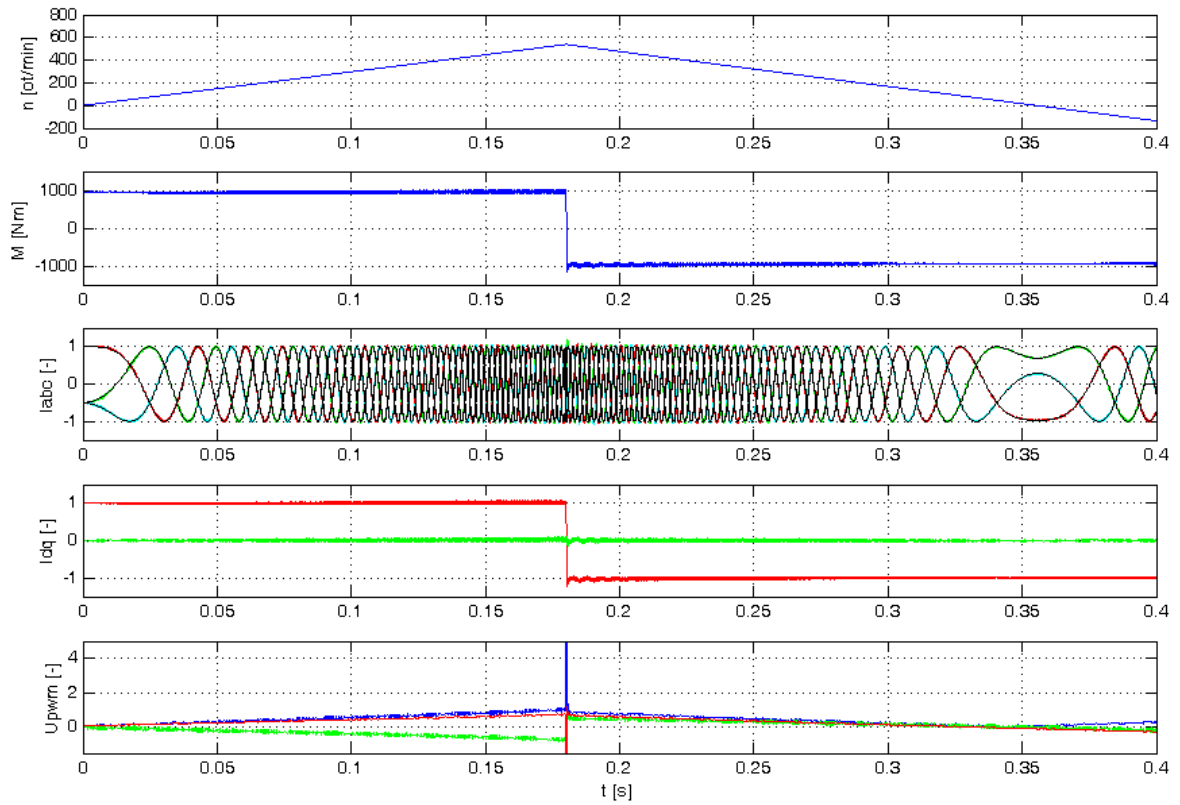
Druhou z chyb je chyba způsobená dopravním zpožděním střídače potažmo celé regulační smyčky (v simulacích i při experimentech byla perioda regulační smyčky shodná s periodou spínání střídače). Toto zpoždění způsobuje chybu ve fázi počítaného fázového napětí. Velikost dopravního zpoždění odpovídá jedné polovině periody spínání střídače. Tato hodnota byla zjištěna jak v simulacích, tak i během experimentů.

Obě tyto chyby ale nemají na vlastnosti regulační smyčky významný vliv. Výrazněji se chyba fáze projevuje při nulové žádosti na moment motoru. V tomto případě regulace pouze kompenzuje indukované napětí motoru. V případě, že by zpoždění bylo nulové, d -složka žádané hodnoty napětí pro modulátor by byla nulová. V reálném případě je ovšem mírně záporná, což prakticky znamená, že toto zpoždění kompenzuje zpětnovazební regulační smyčka. Jinými slovy to znamená, že jsou do modulátoru zadávány fázory jednotlivých fázových napětí, které jsou posunuty před vlastní indukované napětí motoru o fázový úhel odpovídající danému zpoždění.

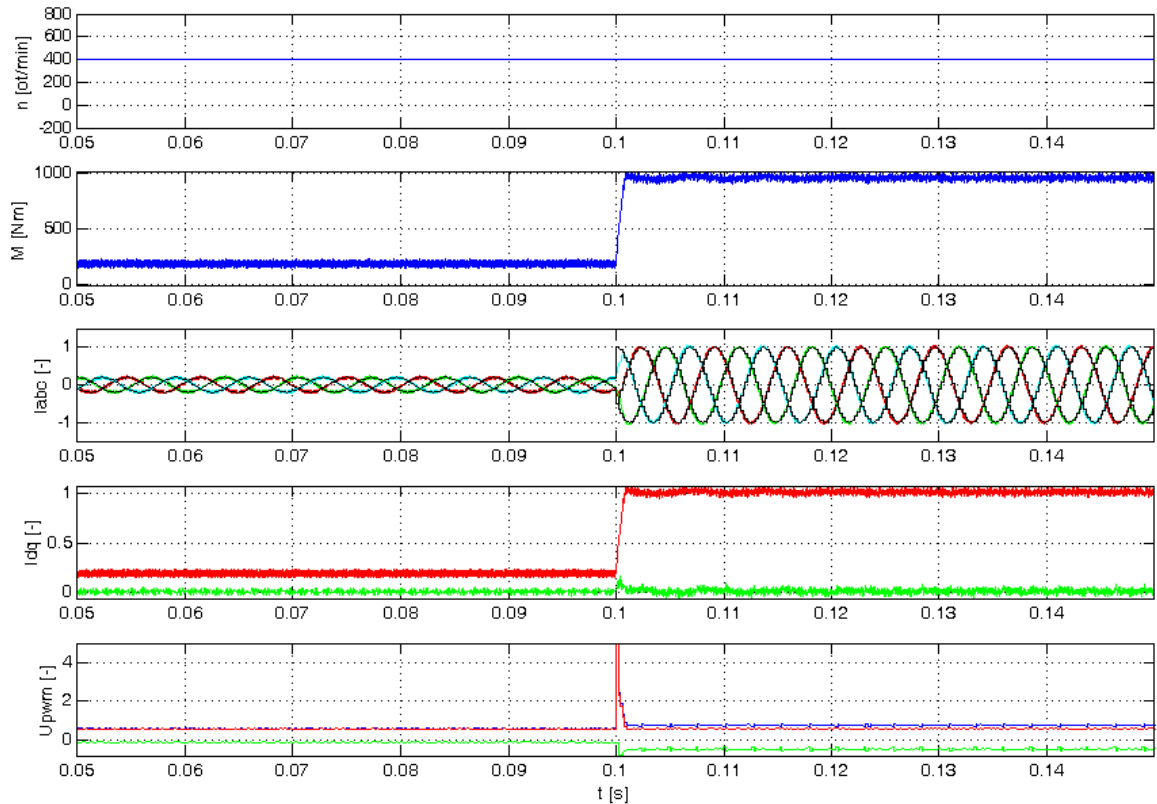
V rámci simulací byla provedena úprava výpočtového bloku, která spočívala v kompenzaci dopravního zpoždění střídače. Toto zpoždění bylo ovšem kompenzováno pouze u výpočtu indukovaného napětí, kde je to snadno proveditelné přičtením patřičného fázového posuvu ke vstupní hodnotě úhlu natočení rotoru θ . Kompenzace fázového posuvu úbytků na odporu a indukčnosti statoru by byla komplikovaná, proto nebyla realizována. Vliv této kompenzace na chybu výpočtového členu je patrný z obr. 56 a obr. 57. Důsledkem této kompenzace je snížení odchylek vypočtených hodnot napětí od celkových hodnot.

Kromě těchto systémových chyb je výpočet zatížen i chybami náhodnými způsobenými např. kvantizačním šumem při snímání proudu, úhlu natočení apod.

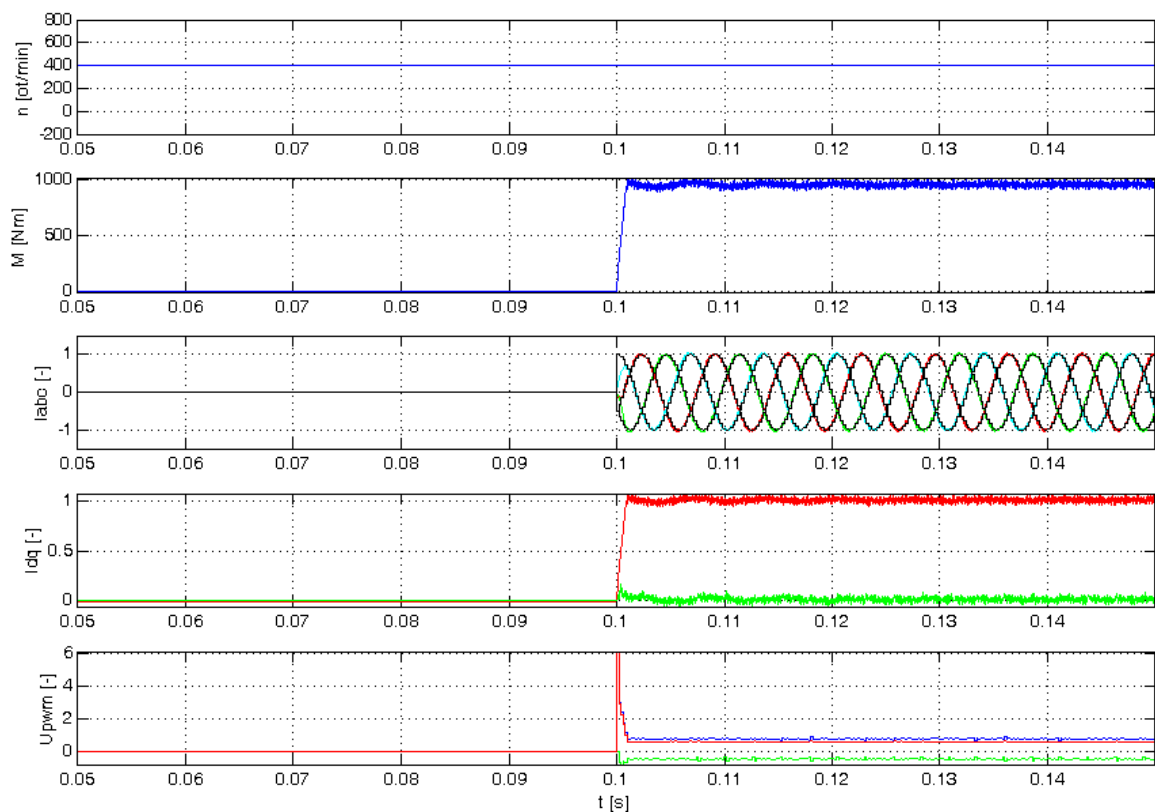
Vzhledem ke komplikovanosti a neperspektivnosti této struktury nebyla tato struktura ověřována experimentálně. Přestože tato struktura dosahuje již velice dobrých dynamických vlastností, nebyla považována jako perspektivní pro trakční pohon a to z důvodu komplikovanější realizace regulace v režimu zeslabení magnetického toku PMSM nežli u struktur využívajících transformaci do souřadnic dq . Přesto simulace této struktury přinášejí cenné informace důležité pro detailní pochopení chování zpětnovazební regulace PMSM.



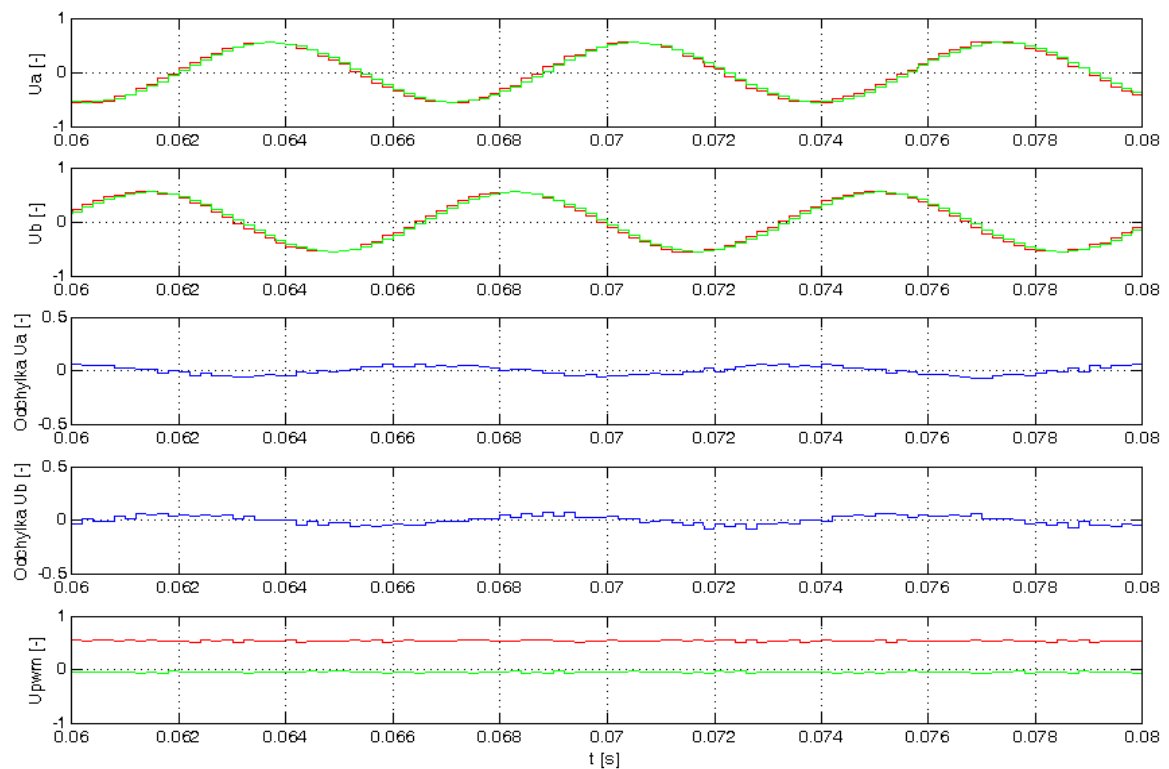
Obr. 53 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu



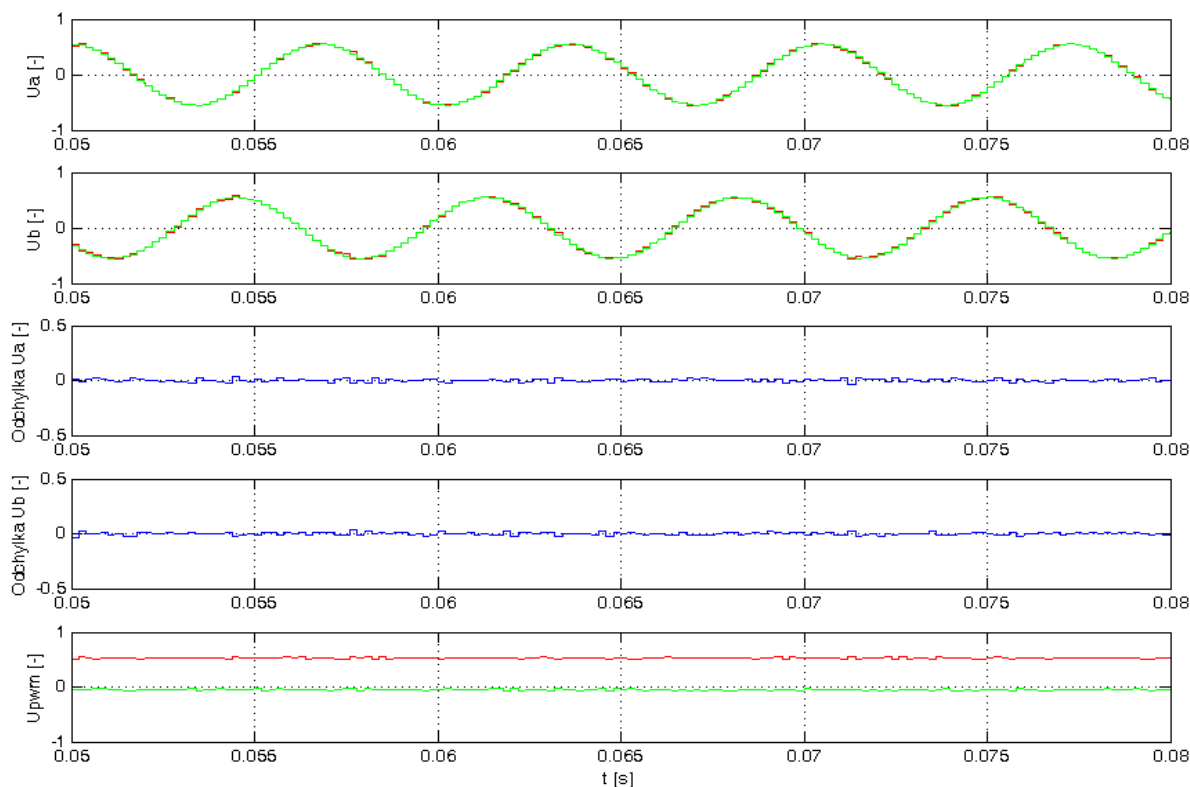
Obr. 54 Skok žádosti momentu z 20% na 100%



Obr. 55 Letný start pohonu s žádostí na 100% moment



Obr. 56 Fázová napětí (zelená – vypočtené, červená – na vstupu do modulátoru), odchylky vypočtených hodnot od celkových hodnot (odpovídají výstupům PI regulátorů) a složky žádaných napětí na vstupu modulátoru (červená – q-složka, zelená – d-složka) bez kompenzace zpoždění střídače



Obr. 57 Fázová napětí, odchylky a složky napětí pro kompenzovaný výpočtový blok

4.1.5 Regulace v dq osách

Druhou skupinou regulací, které byly simulovány v rámci této práce, jsou regulace pracující s transformovanými souřadnicemi dq . Princip těchto regulací byl vysvětlen již v kapitole 2.5.4 Vektorová regulace, proto již zde nebude opět vysvětlována. V této kapitole jsou prezentovány výsledky simulací holé regulační struktury bez odstavění napěťových složek. Konkrétní schéma regulace viz obr. 58. Z obr. 59 je vidět, že tato regulace má sama o sobě velice dobré vlastnosti. Skutečné hodnoty velice dobře kopírují žádané hodnoty a dynamické chování struktury je taktéž vyhovující. Když se ovšem podíváme na různé přechodné děje v detailu (obr. 60 až obr. 62), můžeme si povšimnout vlivu změny žádosti momentu na tokotvornou složku. Toto je způsobeno již zmíněným vzájemným zavazbením momentotvorné a tokotvorné složky proudu. Jak již bylo řečeno, toto zavazbení je způsobeno napěťovým úbytkem na indukčnosti, který je o 90° posunut vůči proudovým složkám, který jej způsobují. Tyto úbytky potom působí jako poruchová veličina v sousední regulační smyčce. Toto se projevuje změnou hodnoty tokotvorné složky při rychlých změnách momentotvorné složky.

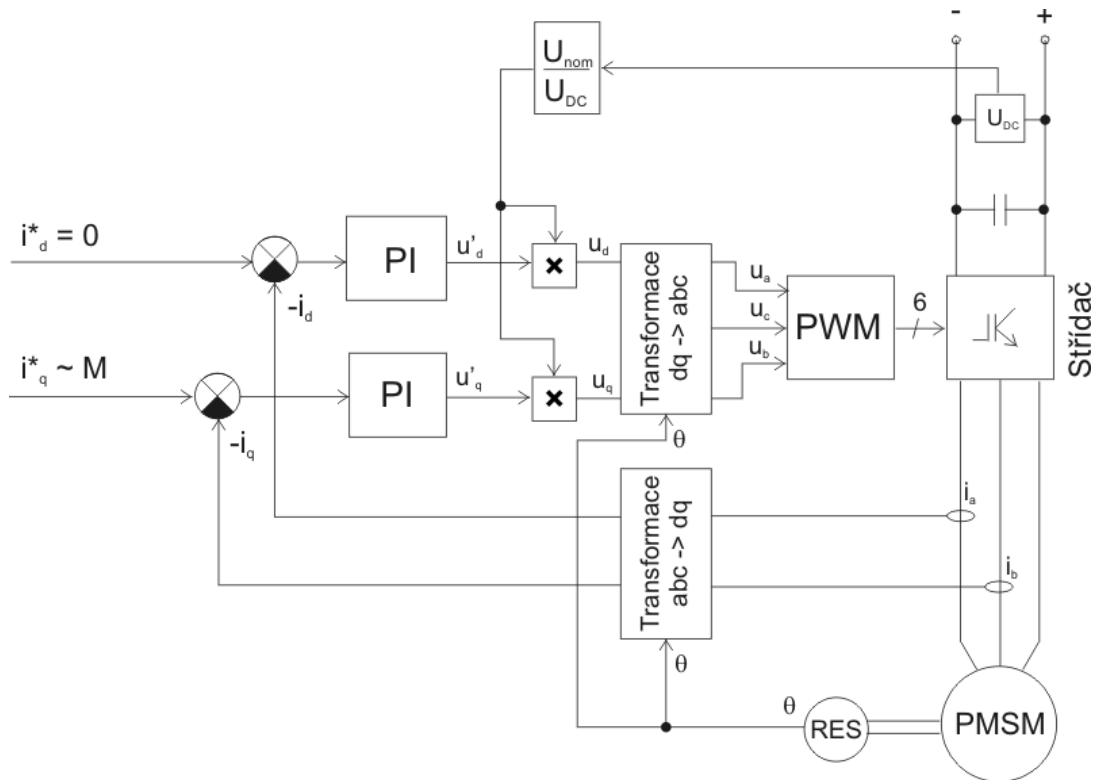
Jiné problémy nastávají při letném startu pohonu. V případě, že se regulace aktivuje v době při nenulových otáčkách pohonu, je velikost indukovaného napětí v motoru nenulová a působí jako poruchová veličina v regulační smyčce momentotvorné složky. To se projeví v případě žádosti na nenulovou hodnotu momentotvorné složky výrazně pomalejším nárůstem

skutečné hodnoty této složky. I v tomto případě se dost markantně projeví vliv zavazbení složek. Ještě výraznější je vliv indukovaného napětí při letném startu při nulové žádosti na moment. V okamžiku aktivace regulace dojde na přechodnou dobu ke vzniku záporné momentotvorné složky, která postupně zaniká. To je způsobeno tím, že PI regulátor postupně naintegroává hodnotu odpovídající velikosti indukovaného napětí.

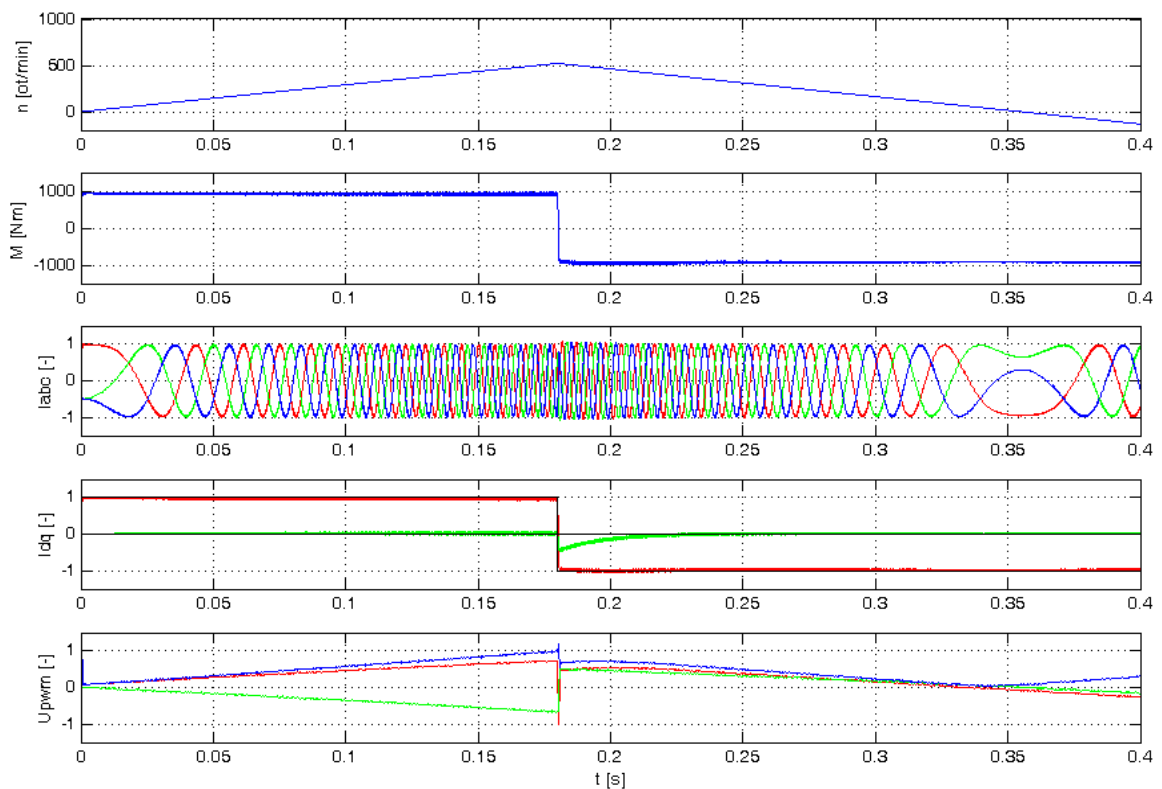
Rychlé změny napětí nečiní této regulaci, pokud je doplněna o kompenzaci napětí v meziobvodu, žádné problémy (pokud ovšem nedojde k dosažení napět'ového limitu střídače), viz obr. 63. Stav dosažení napět'ového limitu střídače je zobrazen na obr. 64. V tomto stavu se regulace chová taktéž stabilně.

Souhrnně lze říci, že se jedná o jednoduchou a kvalitní regulační strukturu, která nevyžaduje žádný matematický model motoru. Výhodou je navíc to, že regulace probíhá ve dvou oddělených smyčkách, které umožňují nezávislé řízení momentu a magnetického toku motoru. Toto dává předpoklad pro snazší realizaci nadřazeného regulátoru zeslabování magnetického toku motoru, nežli u předchozích struktur. Dvě oddělené smyčky mají dále výhodu v případě motorů s vyniklými póly, kdy v každé ose působí jiná hodnota indukčnosti a tudíž i jiná časová konstanta. Potom je možné jiné nastavení PI regulátorů v obou smyčkách. V případě motorů s hladkým rotorem jiné nastavení PI regulátorů není opodstatněné.

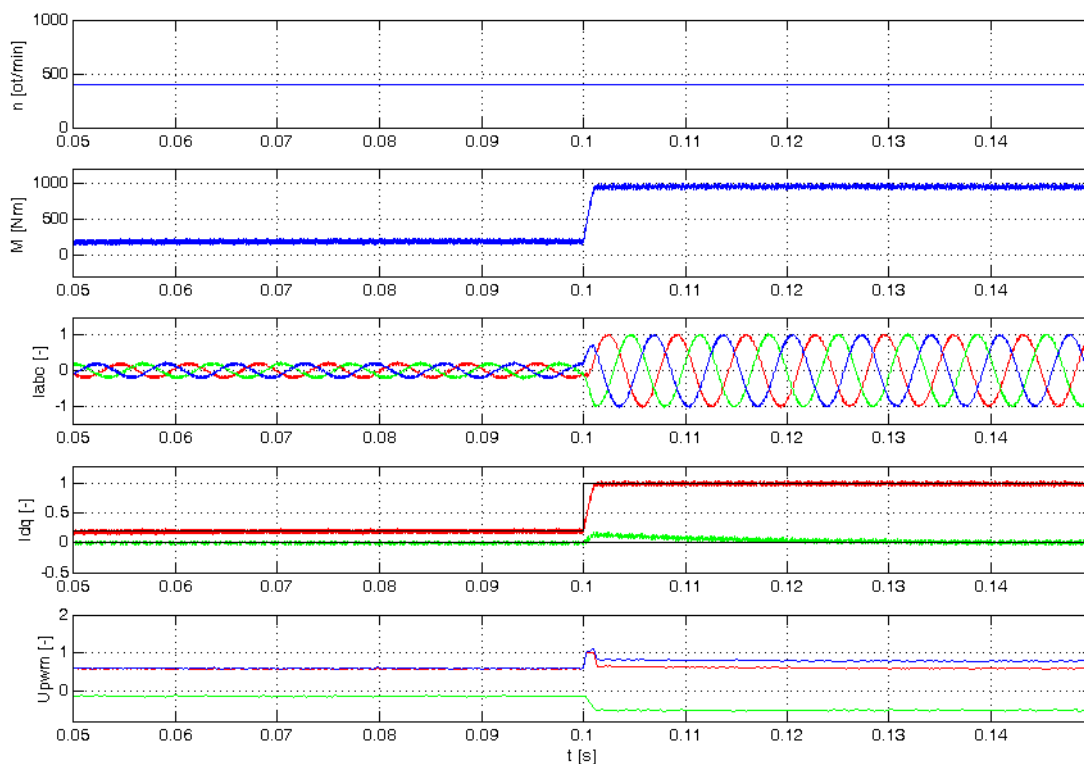
Tuto regulační strukturu lze jednoznačně prohlásit za perspektivní pro trakční pohon s respektováním drobných úprav regulační struktury za účelem odstranění negativních vlivů zavazbení proudových složek a problémů souvisejících s letným startem pohonu.



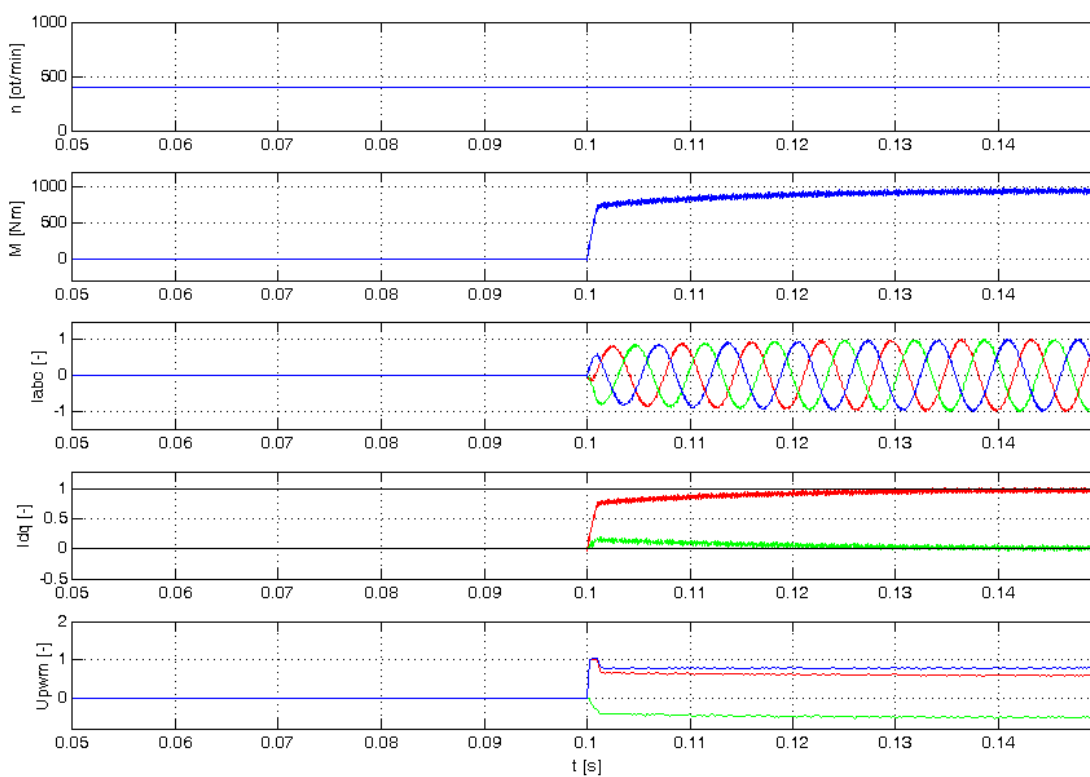
Obr. 58 Blokové schéma základní regulace v transformovaných souřadnicích



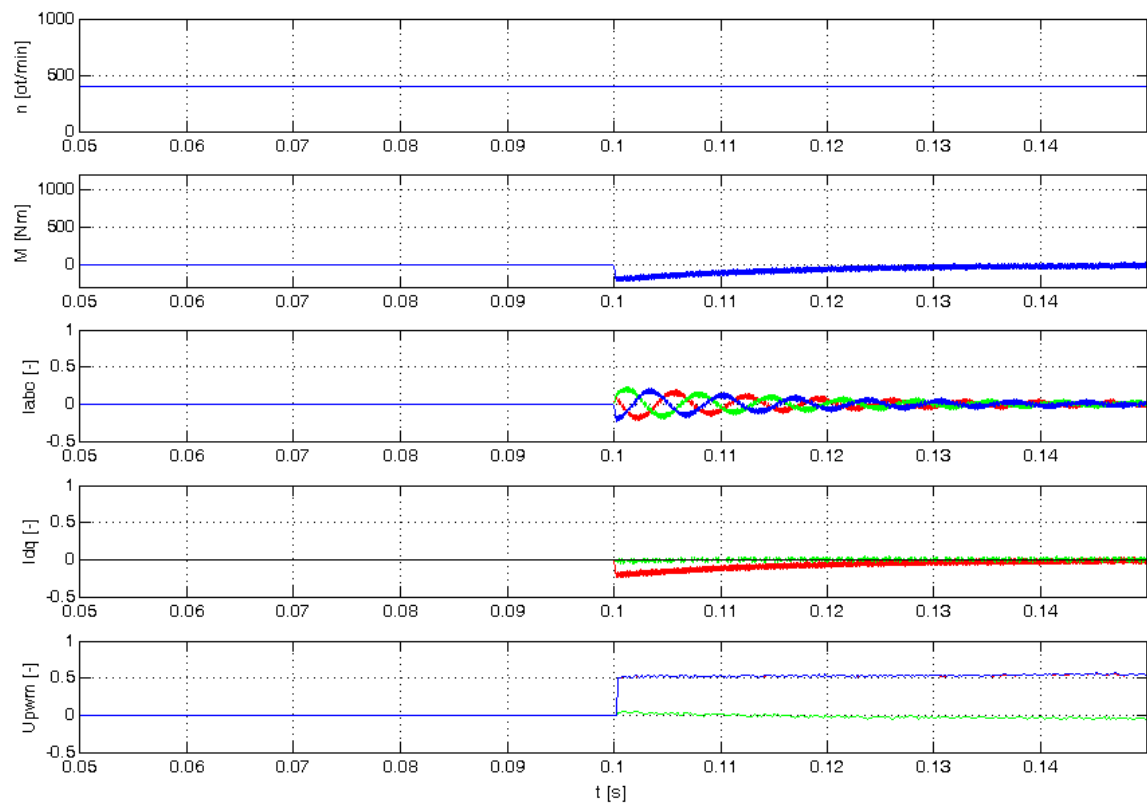
Obr. 59 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu



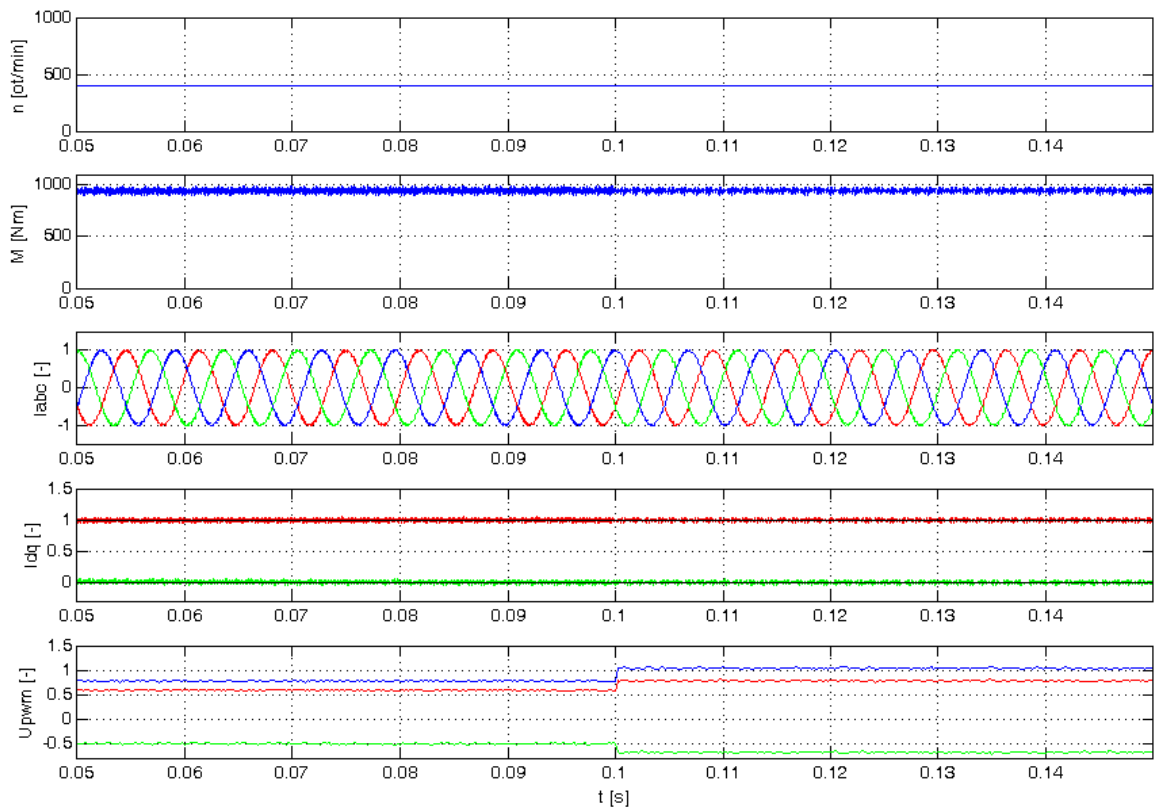
Obr. 60 Skok žádosti momentu z 20% na 100%



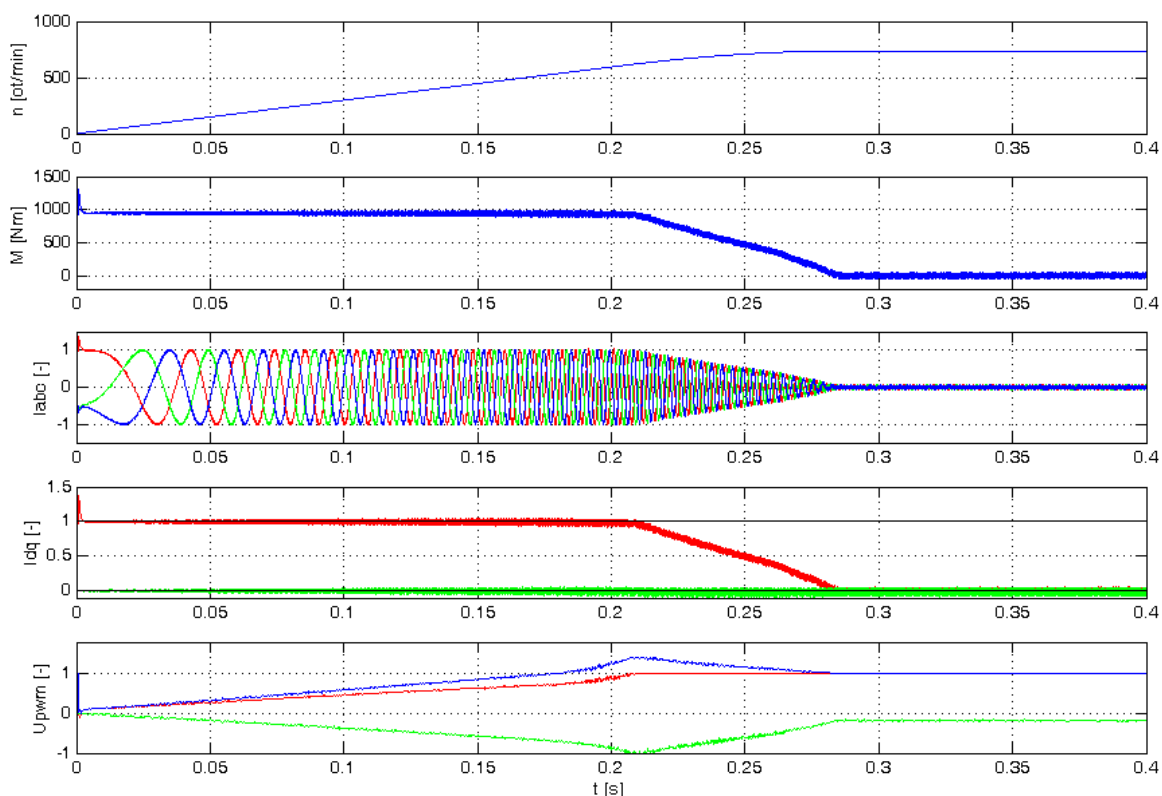
Obr. 61 Letný start pohonu s žádostí na 100% moment



Obr. 62 Letný start pohonu s žádostí na 0% momentu



Obr. 63 Skok napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V s korekcí na napětí meziobvodu



Obr. 64 Ztráta řízení střídače

4.1.6 Regulace v dq osách s odvazbením proudových složek

V této kapitole je popsána konečná navržená struktura pro trakční pohon s PMSM. Jedná se o předchozí strukturu doplněnou o blok odvazbení. Celkové blokové schéma regulační struktury viz obr. 65. Princip bloku odvazbení je patrný z obr. 66. Blok odvazbení funguje analogicky jako blok predikce ve struktuře popsané v kapitole 4.1.4 *Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory a predikcí fázoru napětí*. Tento blok počítá napěťové úbytky na indukčnostech statoru, které jsou způsobeny sousední proudovou složkou. Výsledky výpočtu jsou poté přičteny k výstupům regulátoru. Tímto se snažíme početně eliminovat vzájemné zavazbení obou složek napětí. Z jiného pohledu lze říci, že tento blok predikuje úbytky z neúplného matematického modelu PMSM. Neúplného proto, že nejsou počítány úbytky na odporu vinutí statoru. Principiálně by bylo možné tyto úbytky taktéž do výpočtu zahrnout, ale jejich vliv na zlepšení dynamiky je zanedbatelný a na zavazbení složek proudů nemají vliv vůbec. Regulátory poté kompenzují zbylé úbytky (úbytek na odporu statoru) a opět nepřesnosti výpočtu. O chybách výpočtu platí totéž co pro blok predikce ve zmíněné kapitole 4.1.4.

Vliv bloku odvazbení je zjevný při přechodných dějích v pohonu. V případě ustálených stavů je chování regulační struktury stejné jako v předchozím případě. Výpočet napěťových

úbytků je možno provádět jak z žádaných hodnot, tak z hodnot skutečných. Byly vyzkoušeny celkem tři způsoby výpočtu:

- výpočet z žádaných hodnot (obr. 68),
- výpočet ze skutečných hodnot (obr. 69),
- výpočet z žádaných hodnot s následnou kompenzací zpoždění střídače (odstranění fázové chyby bloku odvazbení, obr. 70).

První způsob je nejméně přesný. Zbylé dva způsoby jsou již velmi přesné. Jako velice příhodný pro praktickou realizaci se jeví druhý způsob využívající výpočtu ze skutečných hodnot. Tento způsob má ovšem ale nevýhodu v případě, že jsou snímané skutečné hodnoty více zarušené, což může naopak vést k celkovému snížení kvality regulace.

Zajímavé výsledky dává výpočet z žádaných hodnot s následnou kompenzací zpoždění střídače. Kompenzace je provedena dle následujících vztahů:

$$u_{dkomp} = u_d \cos(\Delta\theta) - u_q \sin(\Delta\theta) \quad (4.1)$$

$$u_{qkomp} = u_q \cos(\Delta\theta) + u_d \sin(\Delta\theta) \quad (4.2)$$

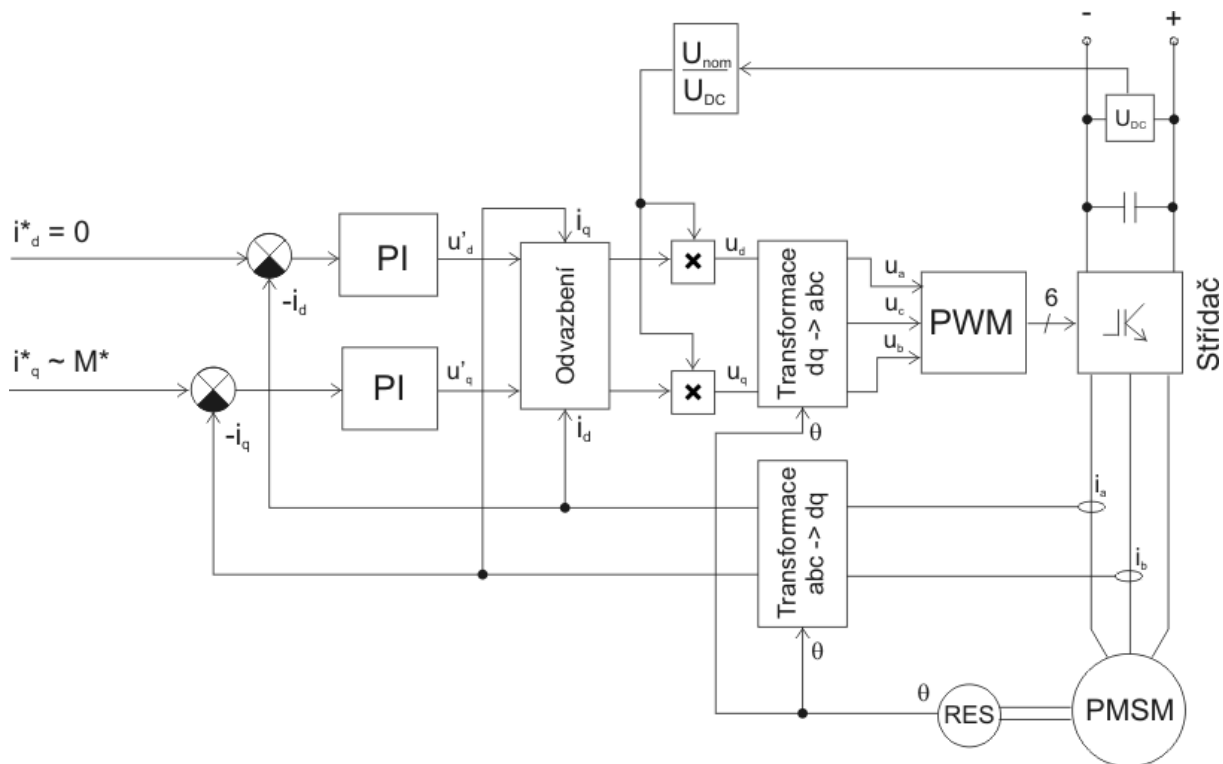
kde $\Delta\theta$ představuje fázový úhel odpovídající zpoždění střídače.

Tato kompenzace přepočte napěťové složky tak, aby výsledný prostorový vektor napětí byl posunut o úhel $\Delta\theta$ ve směru jeho otáčení.

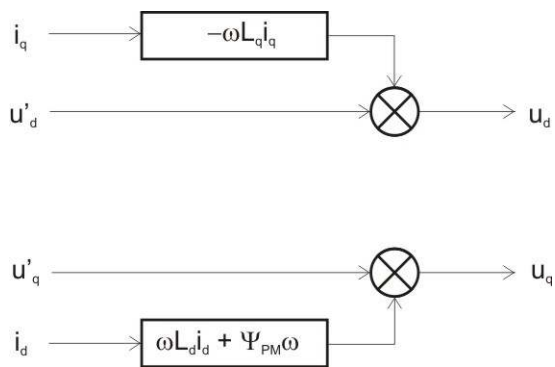
Při reálné aplikaci regulačního schématu bude vhodné experimentálně vyzkoušet vyhovující způsob výpočtu bloku odvazbení. Pro běžné aplikace se ovšem dá očekávat, že první způsob bude dostatečně vyhovovat.

Blok odvazbení je možné využít i pro stav letmého startu. Z tohoto důvodu je v ose q bloku odvazbení ještě navíc počítána okamžitá hodnota indukovaného napětí. Toto urychluje reakci PI regulátor v ose q , kdy regulátor nemusí naintegrovat potřebnou hodnotu pro kompenzaci indukovaného napětí. V tomto případě tato kompenzace plně vyhovuje, viz obr. 71.

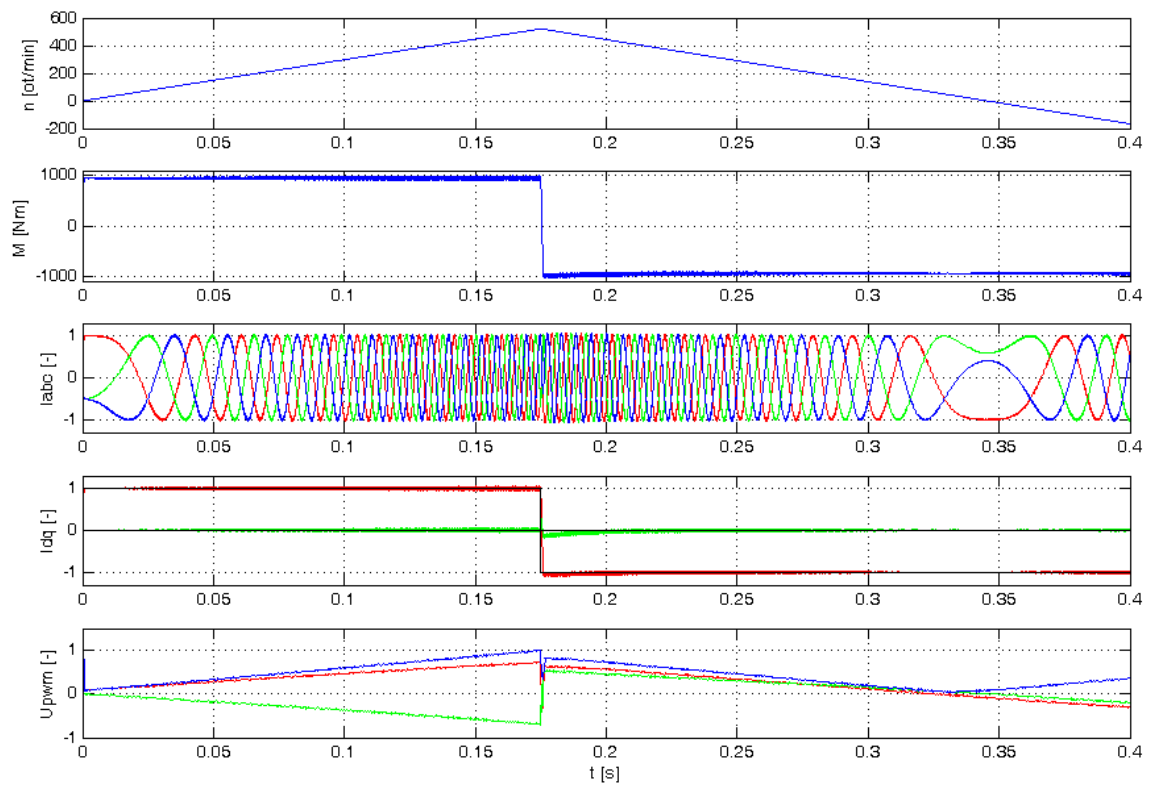
Tato struktura je již považována jako definitivní základní struktura pro trakční pohon, nad kterou bude zařazen regulátor zeslabování magnetického toku PMSM.



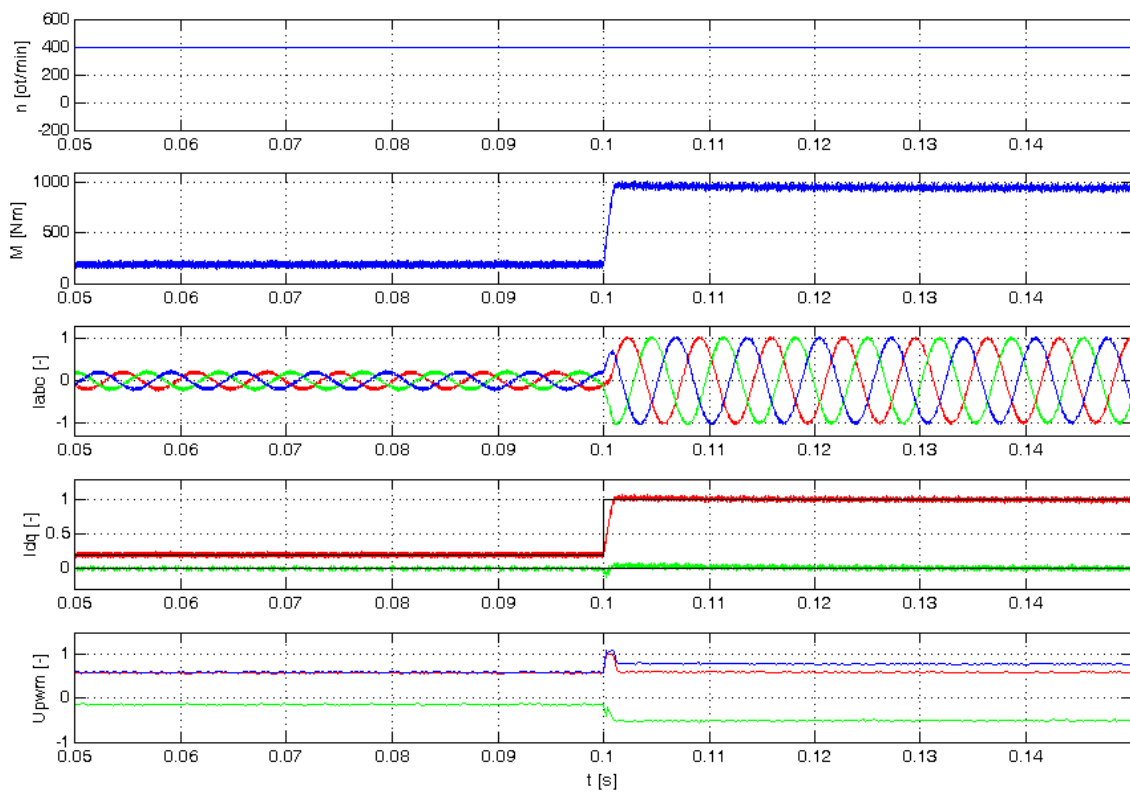
Obr. 65 Blokové schéma regulace v dq osách s od vazbením proudových složek



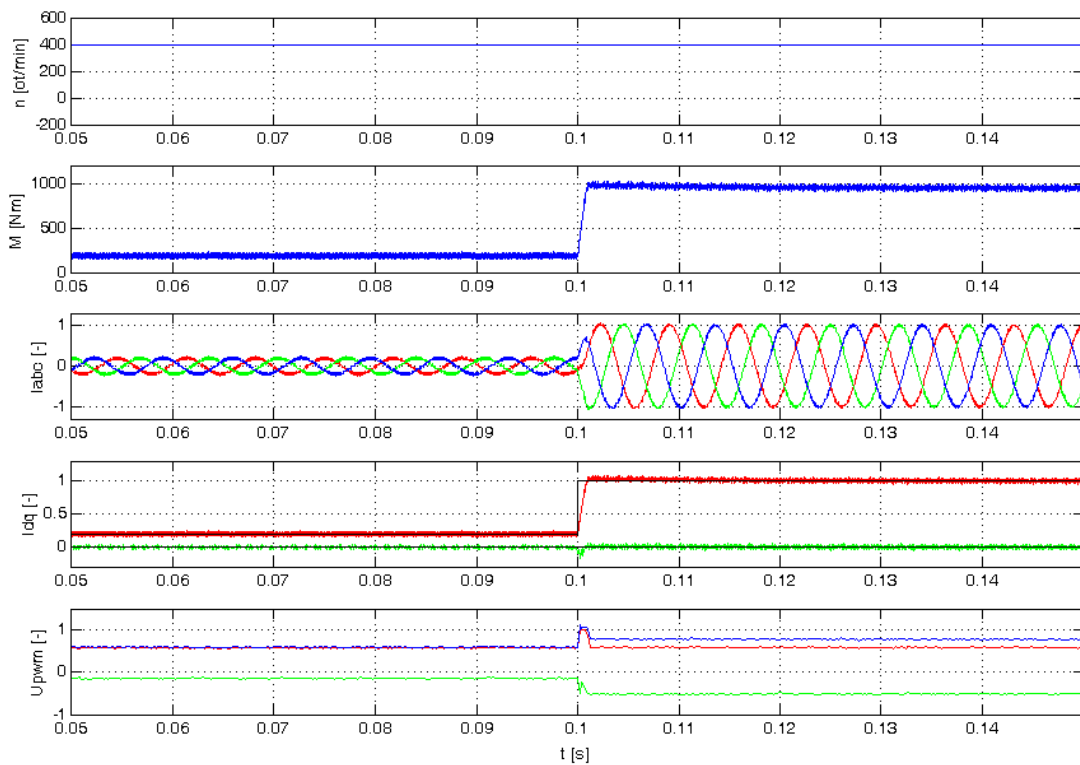
Obr. 66 Blok od vazbení



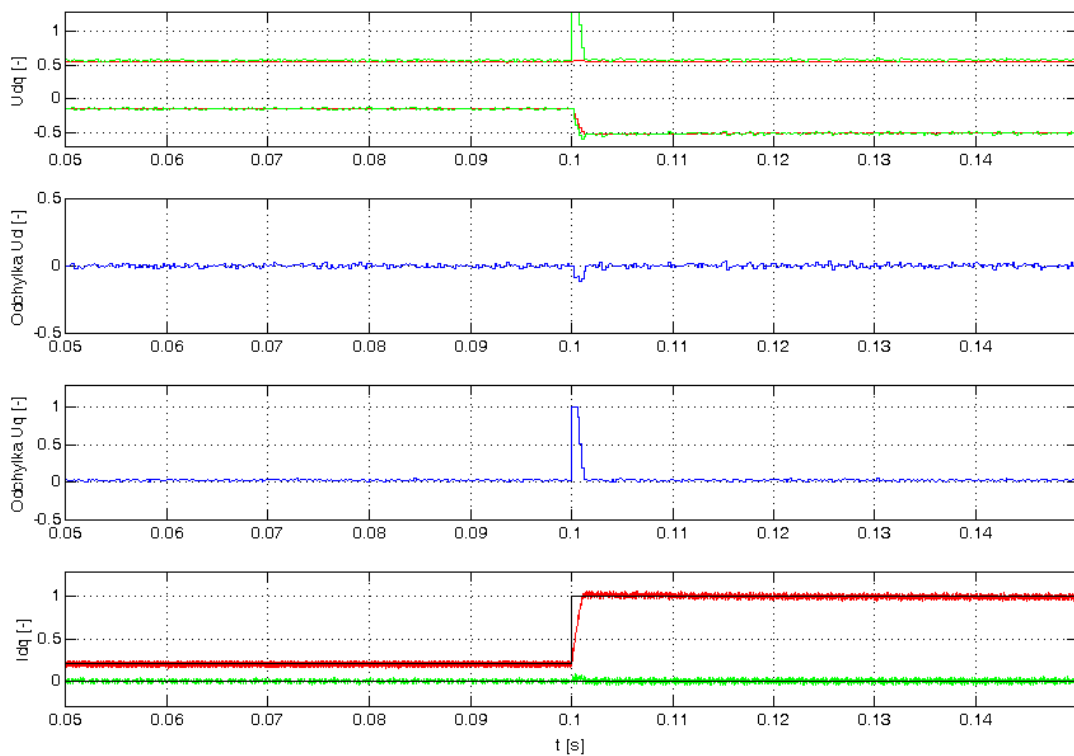
Obr. 67 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu



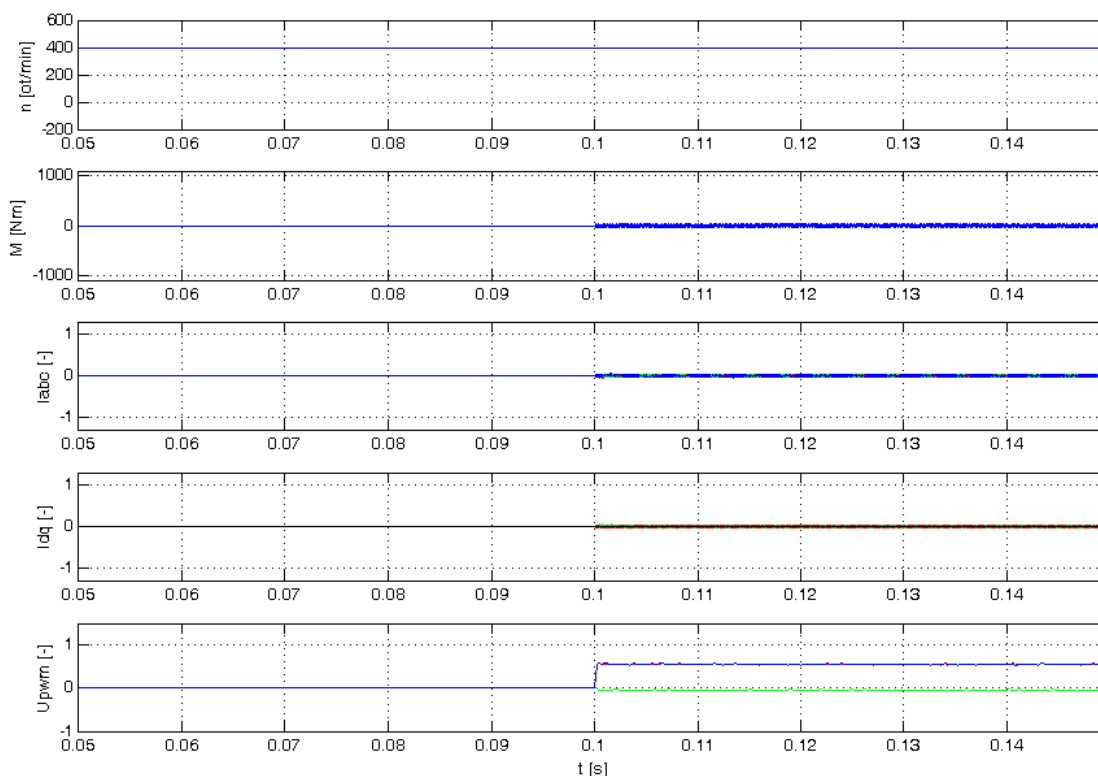
Obr. 68 Skok žádosti momentu z 20% na 100%, odvazbení počítáno z žádaných hodnot



Obr. 69 Skok žádosti momentu z 20% na 100%, odvazbení počítáno ze skutečných hodnot



Obr. 70 Skok žádosti momentu z 20% na 100%, odvazbení počítáno ze žádaných hodnot, výpočet je kompenzován na zpoždění střídače



Obr. 71 Letný start pohonu při žádosti na 0 % momentu

4.1.7 Odbuzování s konstantním výkonem motoru

Z předchozích kapitol je zřejmé, že samostatná regulační struktura bez odbuzování není pro trakční pohon příliš vhodná. To je dáno požadavkem trakčního pohonu na spolehlivý provoz i za sníženého napětí, k čemuž v reálném provozu běžně dochází např. na okrajových úsecích, které jsou ve větší vzdálenosti od napájecí stanice. Toto je asi nejvýznamnější rozdíl trakčního pohonu od jiného průmyslového pohonu. Při sníženém napětí není střídač schopen generovat dostatečné napětí na udržení požadovaného proudu a regulace tím pádem selhává. Jsou ale i další důvody proč používat odbuzování. Dalším hlavním důvodem je rozšíření otáčkového rozsahu motoru nad jmenovité otáčky při udržení jmenovitého výkonu motoru.

V rámci této práce byly navrženy a simulačně ověřeny dvě struktury regulátoru odbuzování. První z nich je založená na strategii CVCP (konstantní napětí – konstantní výkon), která je popsána v této kapitole. Druhou pak byla strategie OCV (optimální fázor proudu). Strategie CCCP (konstantní proud – konstantní výkon) nebyla uvažována pro svoje nevýhodné vlastnosti, viz kapitola 2.5.6.

Princip odbuzování je patrný z obr. 73 a obr. 72. Regulátor odbuzování funguje jako nadřazený regulátor k momentové regulační struktuře. Byla použita momentová regulační struktura popsána v kapitole 4.1.6. Účelem regulátoru odbuzování je nastavování žádaných hodnot momentotvorné a tokotvorné složky proudu.

Žádost na moment nyní vstupuje do regulátoru odbuzování, který na základě otáček tuto žádost omezí. Omezení se děje skrz funkční blok hyperbolické funkce, tzn., že do jmenovitých otáček je tato žádost omezena na jmenovitou velikost proudu, nad jmenovité otáčky je tato žádost omezována hyperbolickou závislostí momentu na otáčkách, čímž se dosáhne konstantního výkonu (teoreticky jmenovitého výkonu). Pro výpočet hyperbolické závislosti je použit vztah:

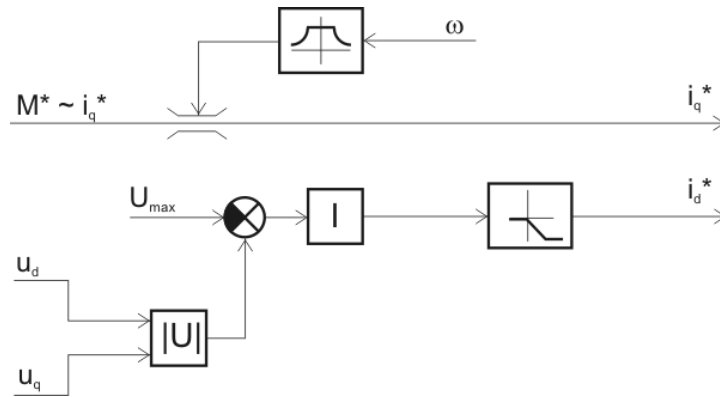
$$i_q^* = I_{jm} \frac{\Omega_{jm}}{\omega}; \omega \geq \Omega_{jm} \quad (4.3)$$

kde Ω_{jm} je jmenovitá úhlová rychlost vypočtená dle vztahu 2.24, I_{jm} jmenovitý proud motoru, ω okamžitá úhlová rychlost motoru.

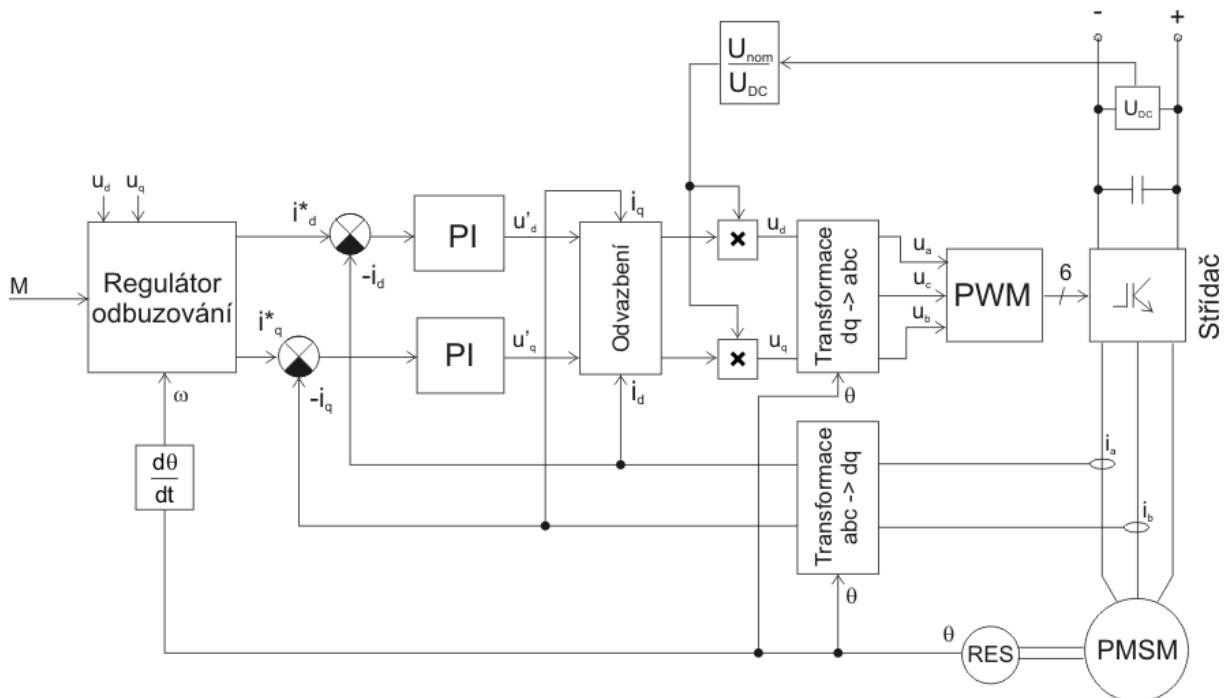
Velikost tokotvorné složky proudu je nastavována I regulátorem (integrátorem). Princip této regulace spočívá v udržování konstantního výstupního napětí střídače. Za tímto účelem vstupují do regulátoru odbuzování složky generovaných napětí u_d a u_q . Z těchto složek je vypočtena absolutní hodnota (velikost fázoru napětí) a tato hodnota je v rozdílovém členu porovnána s žádostí na velikost tohoto fázoru (v simulacích byla požadována hodnota 90 % možného výstupního napětí střídače). Takto vzniknuvší regulační odchylka je zavedena do integrátoru s omezeným výstupem na 0 % až -100 % tokotvorné složky.

Simulované průběhy veličin při odbuzování je možné vidět v obr. 74 až obr. 77. Z rozběhu pohonu je patrné, že po nástupu odbuzování se velikost výstupního napětí střídače udržuje na konstantní hodnotě. Vedle toho momentotvorná složka proudu a stejně tak i moment klesají se stoupajícími otáčkami podle hyperboly. Tomu pak odpovídá konstantní výkon (viz obr. 77). Zajímavé je, že během odbuzování celkový proud statoru klesá. To značí, že motor není proudově a tím pádem i výkonově zcela využit, což je největší nevýhoda této struktury.

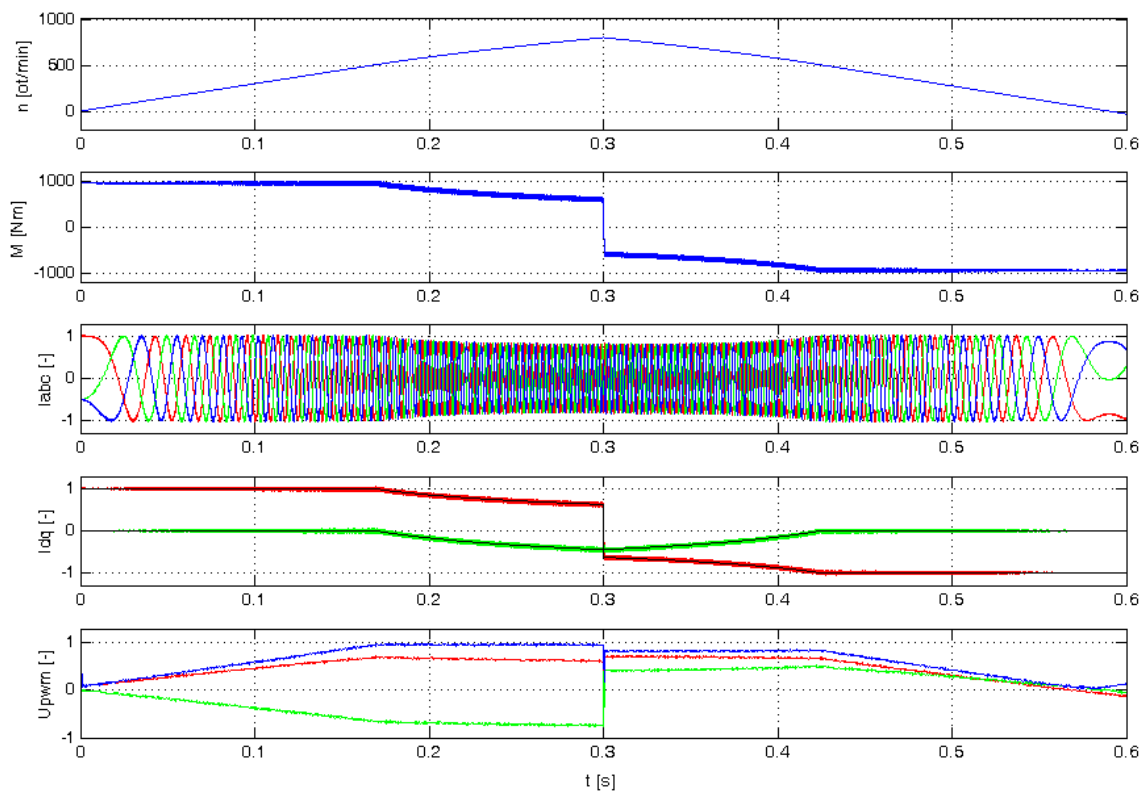
Z pohledu dynamických vlastností má struktura velmi dobré vlastnosti, přestože se jedná o zpětnovazební regulaci. Zde se dají předpokládat problémy s rychlými změnami napětí v meziobvodu a velkými zrychleními pohonu. Simulace ovšem naznačují, že tyto problémy jsou u daného typu motoru zanedbatelné. Odezvy regulace na skokovou změnu žádosti momentu jsou poměrně rychlé a bez patrných zákmitů. Odezvy regulace na skok napětí v meziobvodu se taktéž jeví bez větších problémů.



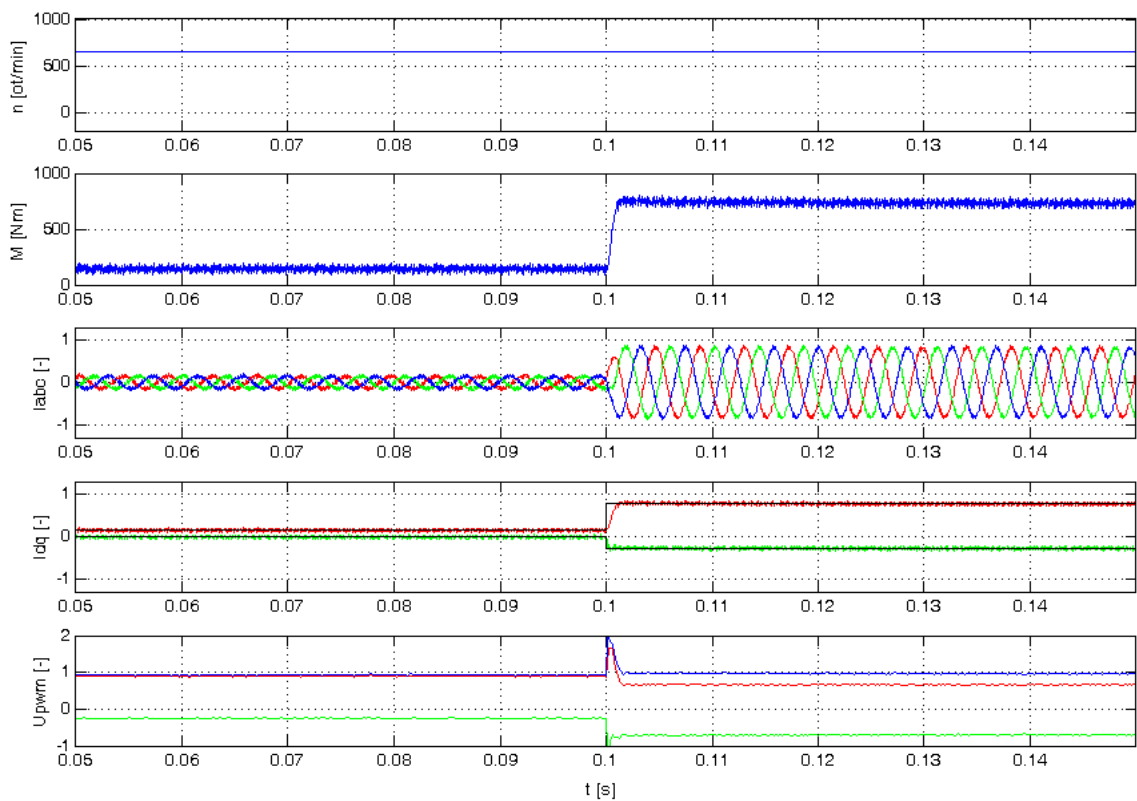
Obr. 72 Blokové schéma regulátoru odbuzování s konstantním výkonem



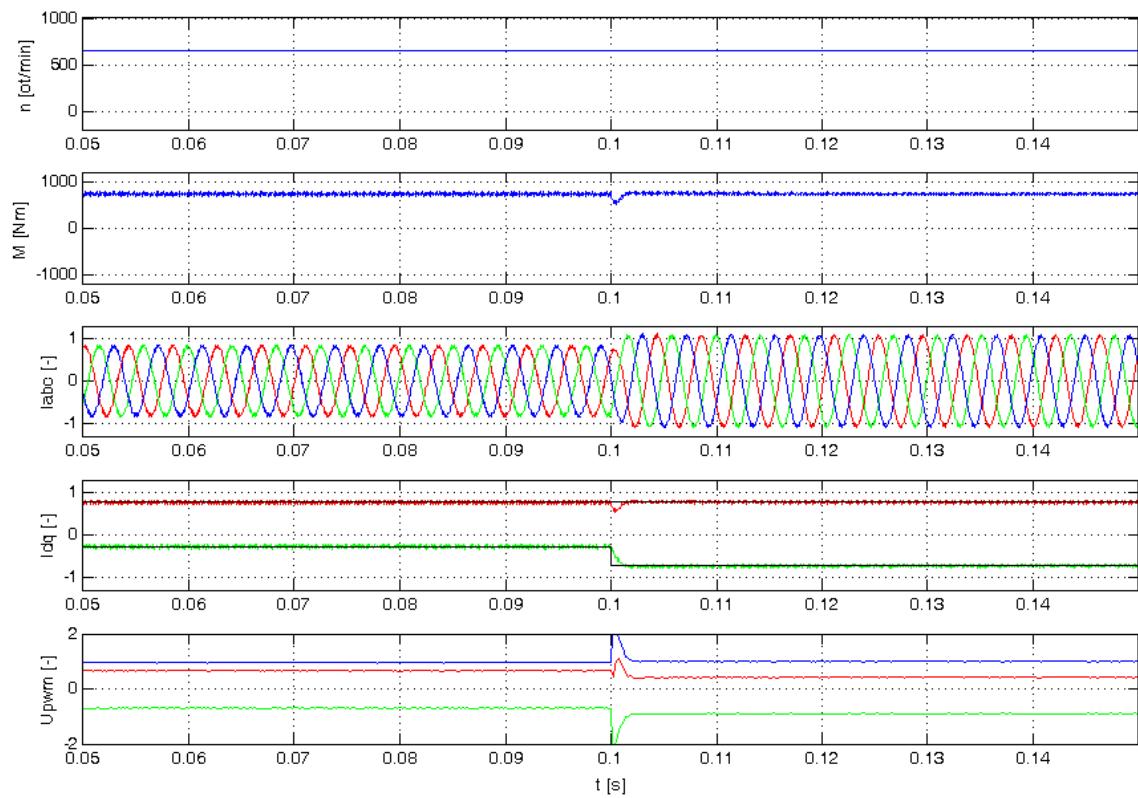
Obr. 73 Celkové blokové schéma regulace v dq osách s nadřazeným regulátorem odbuzování



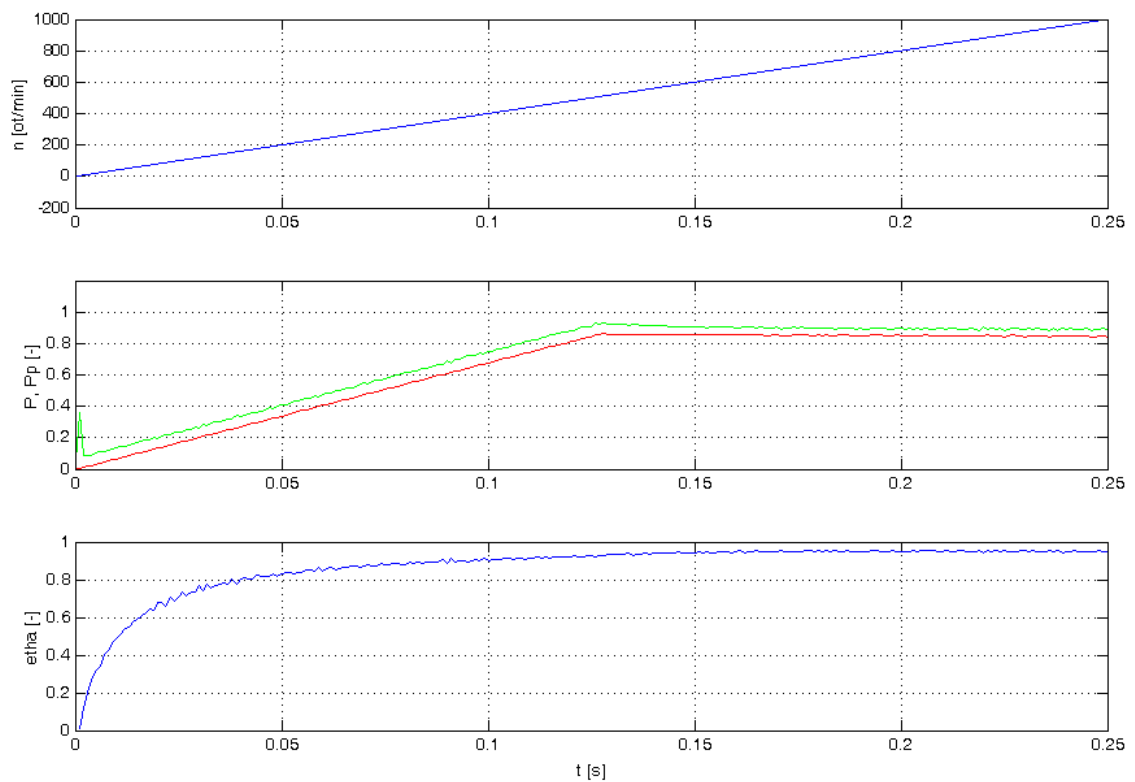
Obr. 74 Rozběh a brzdění pohonu v oblasti odbuzování



Obr. 75 Skok žádosti na moment z 20 % na 100 % (% momentu je zde chápáno jako % z dosažitelného momentu při jmenovitém výkonu a otáčkách)



Obr. 76 Skok napětí v ss meziobvodu z 560 V na 420 V



Obr. 77 Výkonové charakteristiky při rozběhu pohonu, shora: otáčky, mechanický výkon (červená křivka) a příkon (zelená křivka), účinnost

4.1.8 Odbuzování s optimálním využitím fázoru proudu

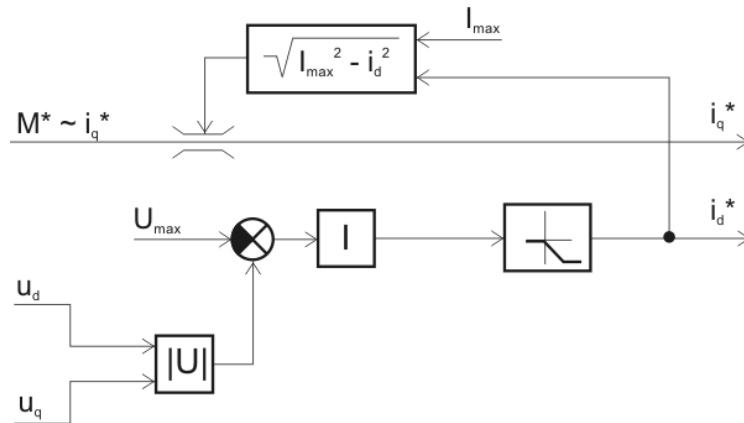
Nevýhodou předchozí struktury regulátoru odbuzování je to, že nejsme schopni dosáhnout maximálního výkonu motoru při daném napětí v meziobvodu. To je způsobeno tím, že výkon stroje roste i v oblasti odbuzování, pokud je udržován proud na jmenovité velikosti. Toho se snaží docílit regulátor pracující podle strategie OCV (viz obr. 78). Princip regulátoru odbuzování je shodný s předchozím regulátorem, pouze je použit jiný způsob omezení žádosti na momentotvornou složku proudu. Momentotvorná složka je zde omezená dle vztahu:

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

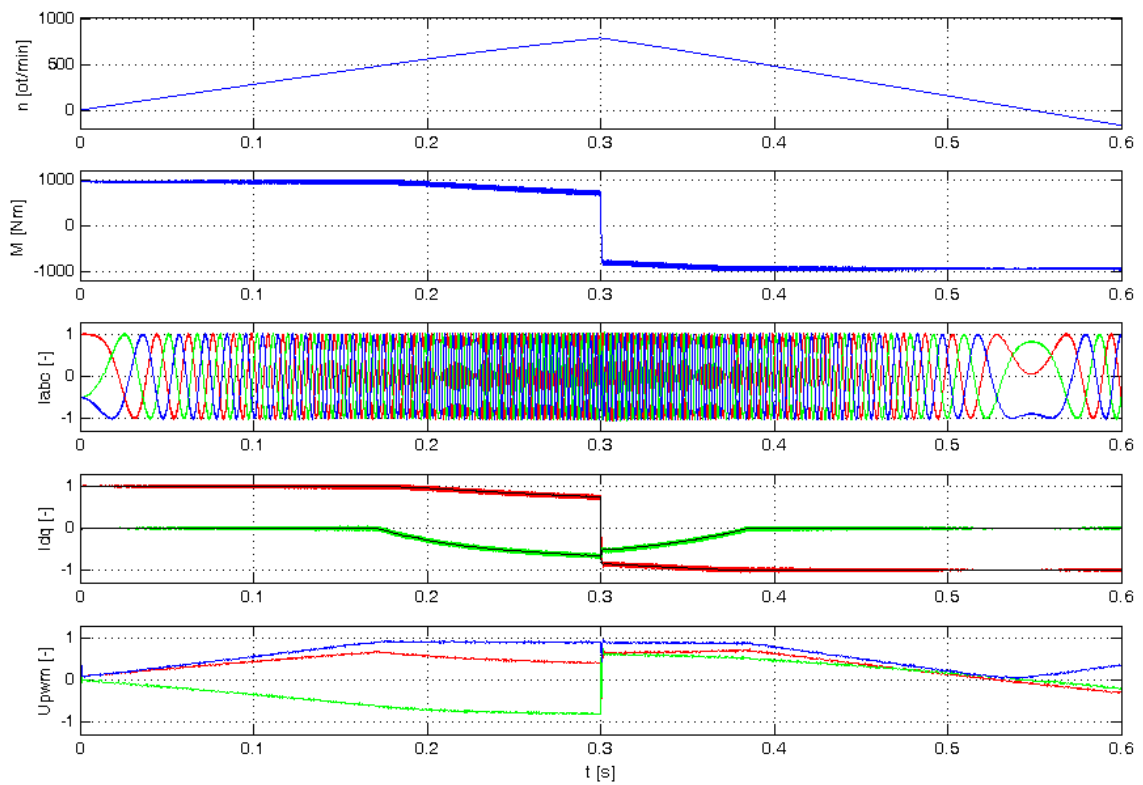
Takto je vypočtena momentotvorná složka tak, aby nebyla překročena jmenovitá velikost statorového proudu. Tímto se ovšem svázala velikost momentotvorné složky proudu s tokotvornou složkou, což vede ke zhoršení dynamického chování regulace odbuzování oproti předchozí struktuře. Vztah 4.4 je taktéž velmi nelineární, a to zejména v oblasti velkých hodnot tokotvorné složky proudu (tzn., že se i_d blíží velikosti I_{jm}). V tomto případě může docházet ke zvlnění žádosti na momentotvornou složku a následnému rozkmitání celého regulátoru odbuzování. K tomu může dojít při hlubokém odbuzení motoru. Hluboké odbuzení motoru může nastat buď v případě, že je pohon takto navržen, anebo v případě extrémně nízkého napětí v meziobvodu.

Vlastnosti této regulační struktury dokumentují průběhy na obr. 79 až obr. 82. Z průběhů je patrné, že odezvy regulace na skok žádosti momentu a na skok napětí v meziobvodu obsahují zákmit jak v žádosti na momentotvornou složku proudu tak i v žádosti na tokotvornou složku. Při vysokém zrychlení je ovšem patrné, že amplituda napětí střídače v okamžiku přechodu do režimu odbuzení překračuje požadovanou úroveň. Tento jev lze řešit nastavením vyššího zesílení integrátoru, avšak za cenu zvětšení překmitů při jiných přechodných dějích. Dynamiku této regulace lze dále zlepšit predikcí tokotvorné složky proudu, viz dále.

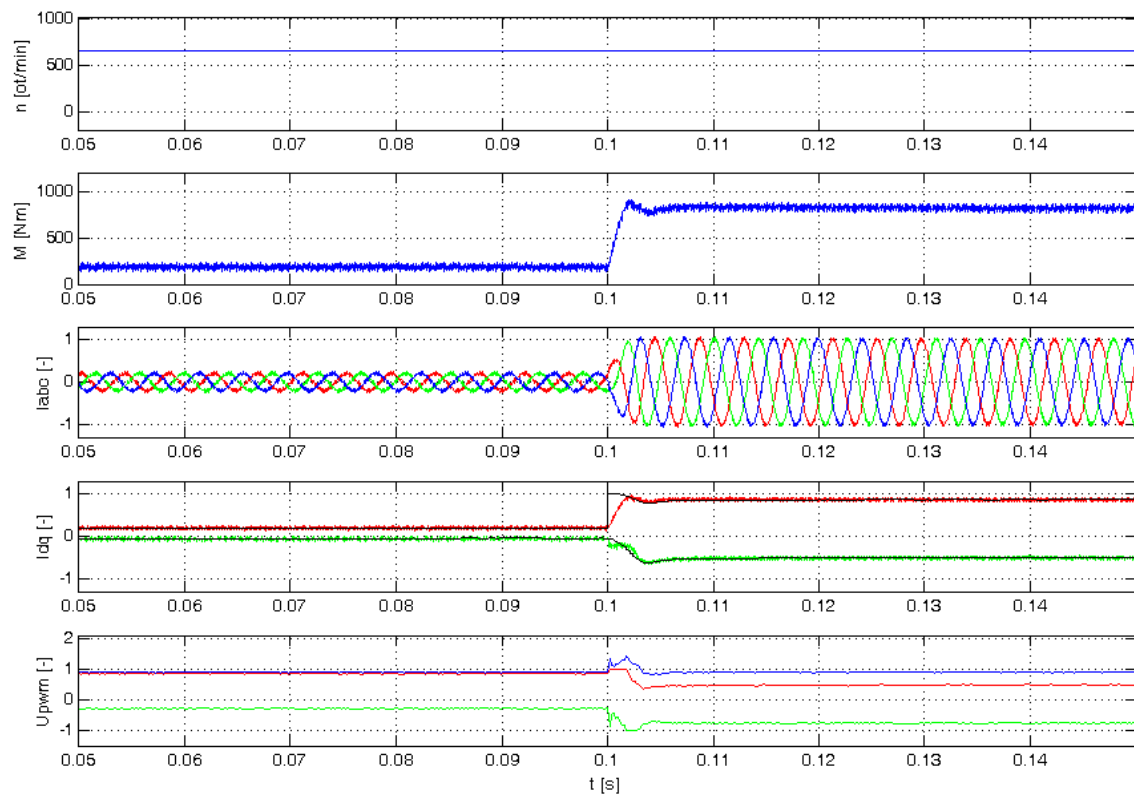
Obecně lze ale očekávat, že prostá zpětnovazební struktura nemusí být vyhovující pro pohony, které jsou navrženy pro provoz v hlubokém odbuzení. U těchto pohonů se navíc může projevit další problém, a tím je nutnost omezení zátěžného úhlu (zmíněno v následující kapitole 4.1.9 *Porovnání účinnosti různých typů PMSM v režimu odbuzení*).



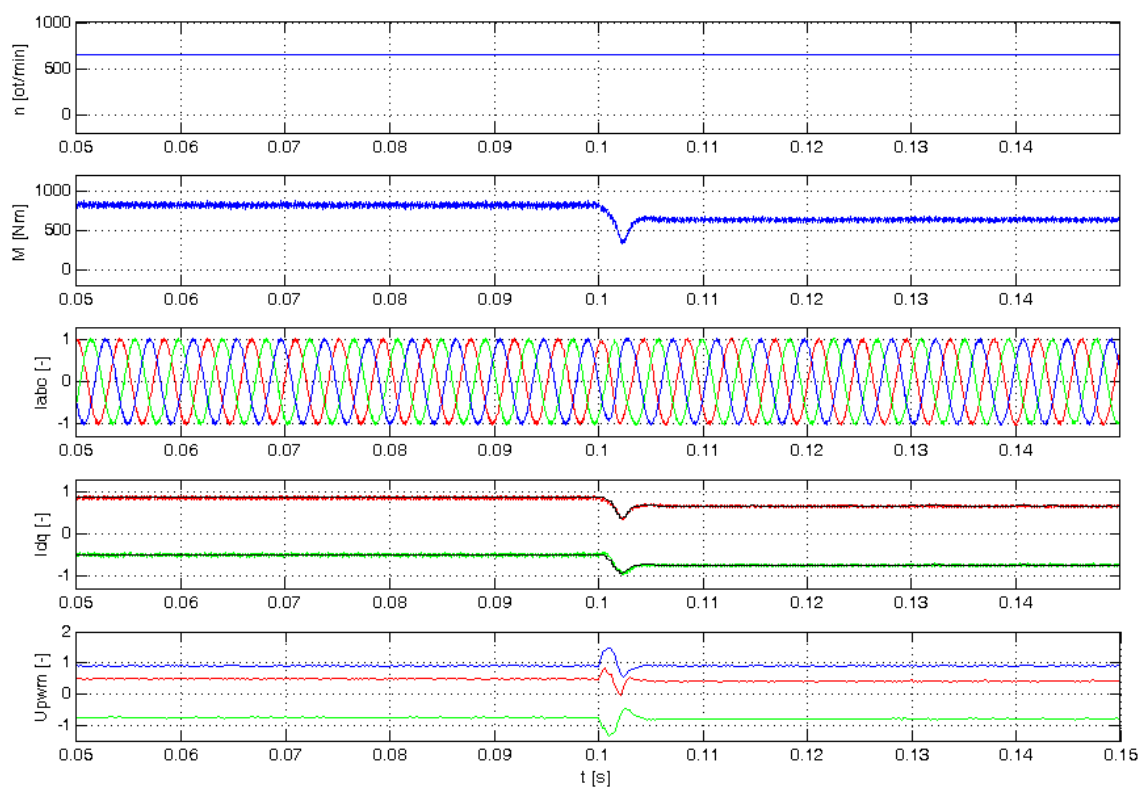
Obr. 78 Blokové schéma regulátoru odbuzování s optimálním využitím proudu



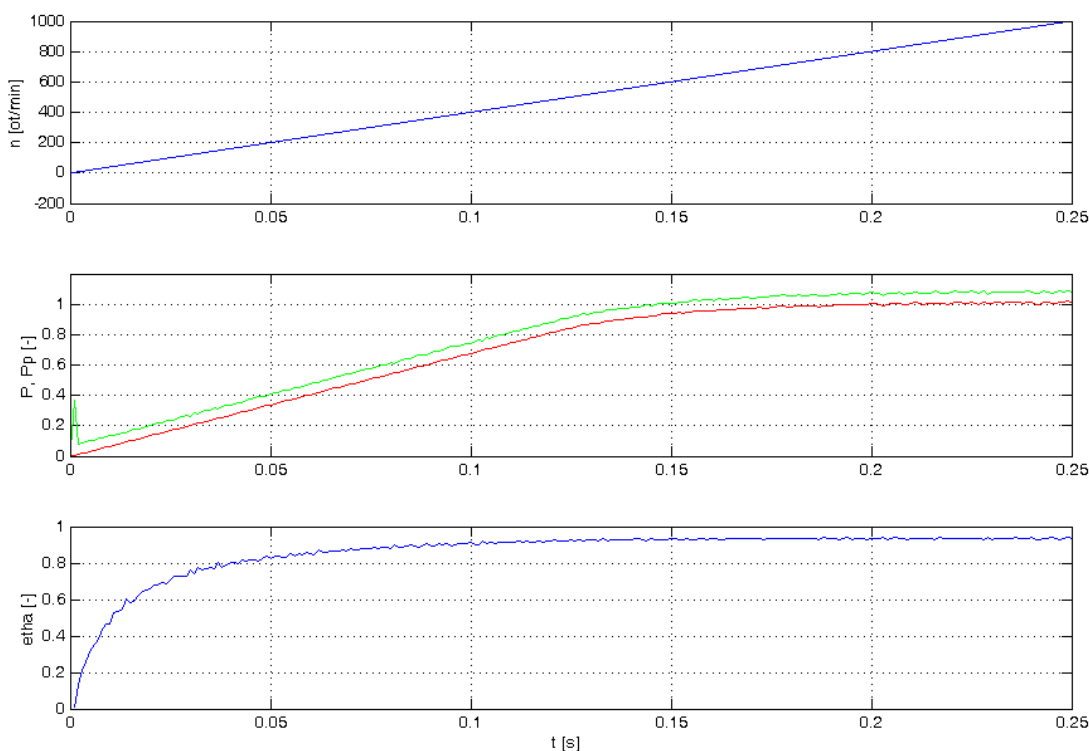
Obr. 79 Rozběh a brzdění pohonu v oblasti odbuzování



Obr. 80 Skok žádosti na moment z 20 % na 100 % (% momentu je zde chápáno jako % z dosažitelného momentu při jmenovitém výkonu a otáčkách)



Obr. 81 Skok napětí v ss meziobvodu z 560 V na 420 V

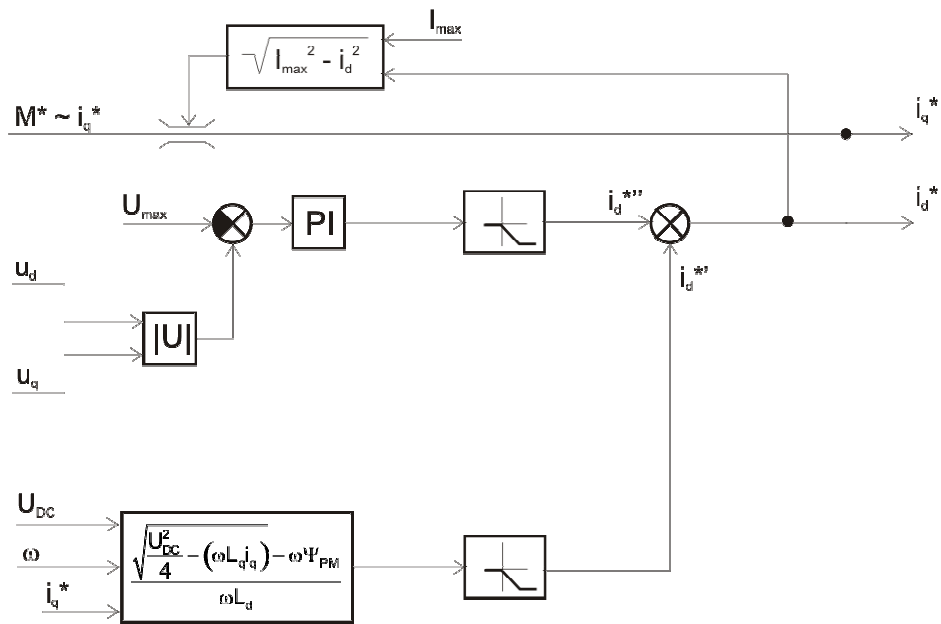


Obr. 82 Výkonové charakteristiky při rozběhu pohonu, shora: otáčky, mechanický výkon (červená křivka) a příkon (zelená křivka), účinnost

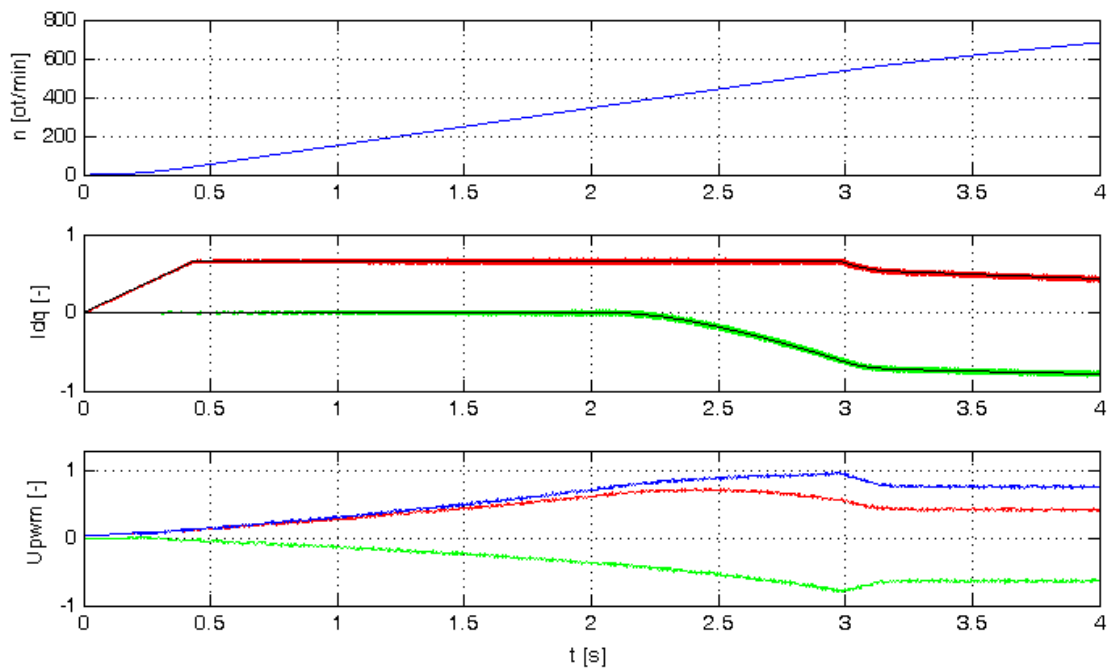
Jak již bylo uvedeno dříve, dynamické vlastnosti prosté zpětnovazební regulace odbuzování lze dále zlepšit použitím predikce tokotvorné složky. Tato predikce pracuje paralelně k integrátoru regulátoru, viz obr. 83. K predikci bylo využito vztahu 2.29. Důsledek predikce je zřejmý – potřebná záporná tokotvorná složka je vypočítána ihned v rámci jednoho cyklu regulační smyčky a integrátor pouze kompenzuje nepřesnosti výpočtu. Díky tomu integrátor nemusí mít vysoké zesílení a tím pádem je regulace při přechodných dějích stabilnější. Vliv predikce je patrný z obr. 84 a obr. 85, kde jsou nasimulovány rozběhy pohonu. Pro zvýraznění vlivu predikce bylo nastaveno mnohem nižší zesílení integrátoru nežli v předchozích simulacích struktury bez predikce.

Zajímavou alternativou k plně zpětnovazebnímu regulátoru by byl regulátor zcela prediktivní. Tím by se výrazně vylepšilo dynamické chování regulace. Bohužel použitý vztah 2.29 není zcela přesný, jelikož zanedbává odpor vinutí statoru (avšak z toho nepravděpodobně hlavní nepřesnost tohoto vztahu, ale regulace taktéž „vidí“ i odpor střídače, protože k měření napětí dochází už ve stejnosměrném meziobvodu). Tento vztah není proto vhodný pro predikci samotnou. Pro takovouto predikci by bylo vhodné použití, buď empiricky stanovených vztahů, nebo přímo tabelovaných hodnot i_d v závislosti na napětí a otáčkách.

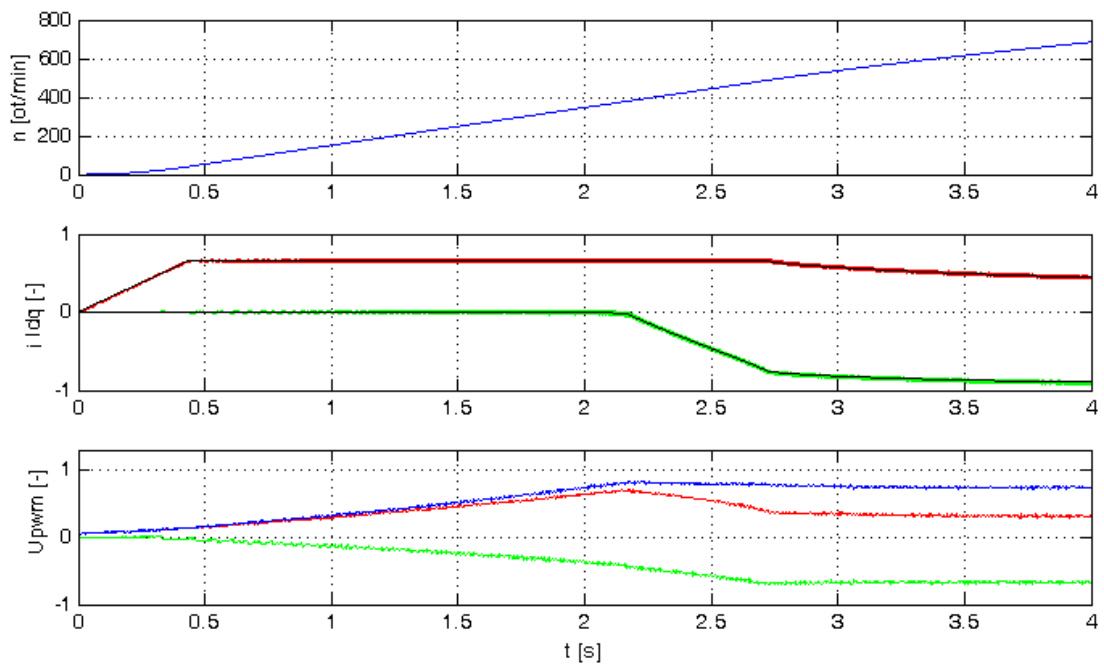
Pro zajímavost je na obr. 86 až obr. 88 uvedena závislost tokotvorné složky proudu na otáčkách a napětí. Tato závislost je výrazně nelineární, což je zřejmé i ze vztahu 2.29. Tyto závislosti byly stanoveny na základě simulací.



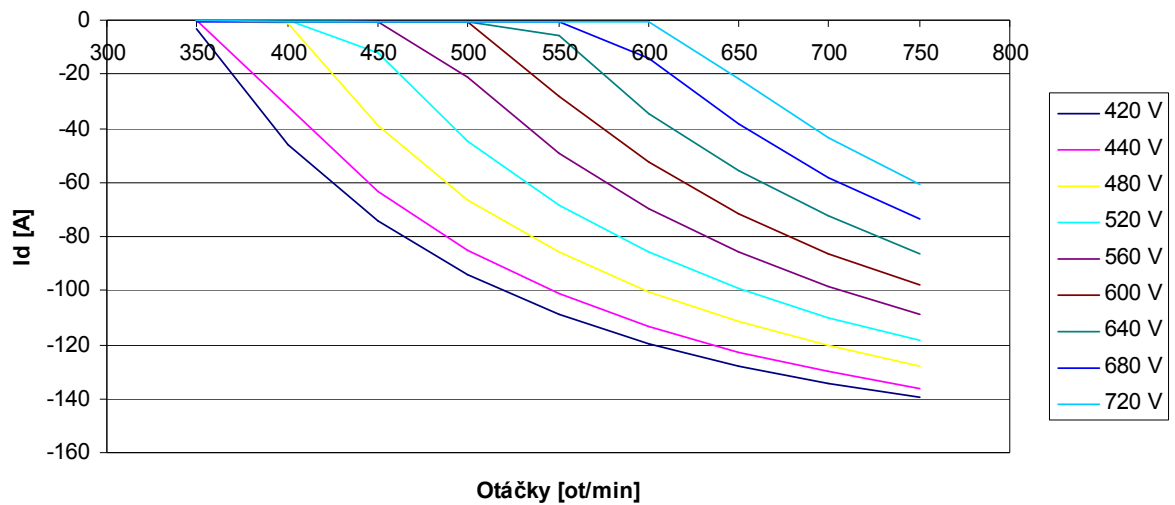
Obr. 83 Regulátor odbuzování s paralelní predikcí tokotvorné složky proudu



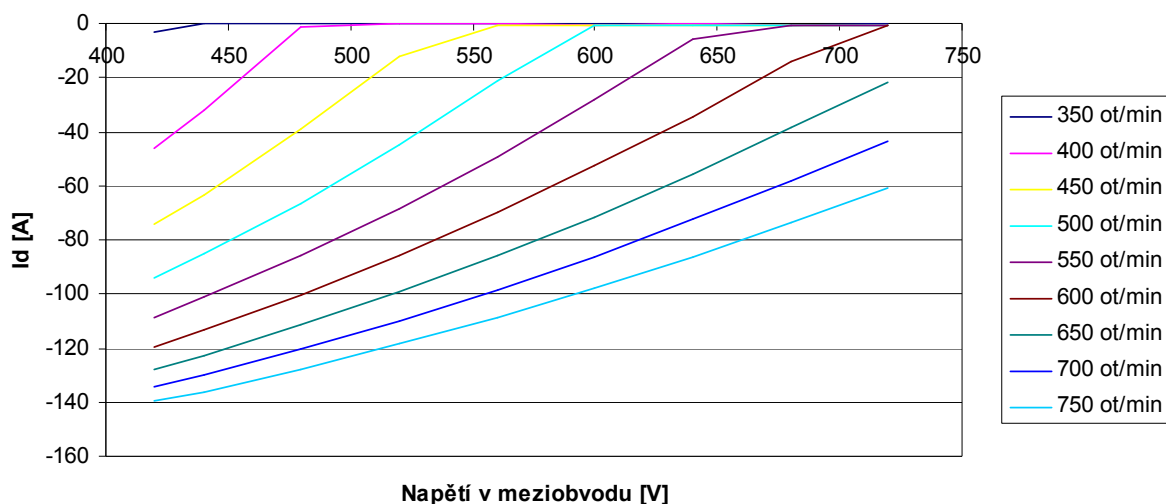
Obr. 84 Rozběh pohonu bez predikce i_d



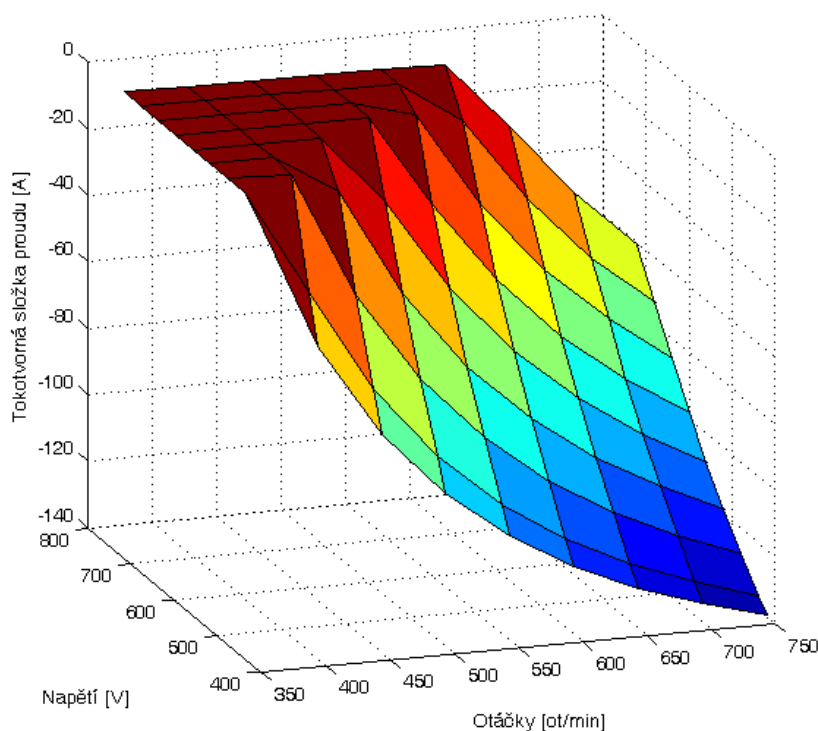
Obr. 85 Rozběh pohonu s predikcí i_d



Obr. 86 Závislost tokotvorné složky proudu na otáčkách pohonu



Obr. 87 Závislost tokotvorné složky proudu na napětí v meziobvodu

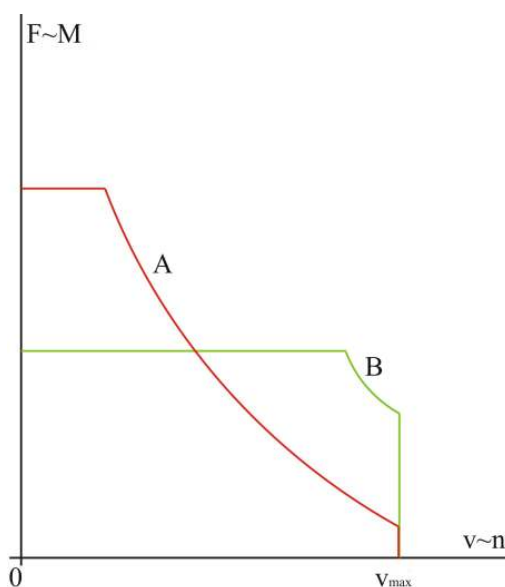


Obr. 88 3D graf závislosti tokotvorné složky proudu na otáčkách pohonu a napětí meziobvodu

Na základě výsledů simulací doporučuji na zkušebním stavu s PMSM použít tuto regulaci ať už s predikcí či bez predikce. Na tomto konkrétním typu PMSM lze dosáhnout velmi dobrých dynamických vlastností regulace i bez predikce, avšak je potřeba zabránit rychlým změnám žádosti momentu. Vzhledem k napájení zařízení ze sítě není nutné se obávat rychlých změn napětí v meziobvodu, popř. kmitání napětí na filtru. Bezproblémového přechodu do režimu odbuzení při vysokých zrychleních lze v tomto konkrétním případě dosáhnout i zvýšením zesílení integrátoru.

4.1.9 Porovnání účinnosti různých typů PMSM v režimu odbuzení

Doposud byl pro simulace uvažován PMSM, který je zabudován ve zkušebním stavu. Tento PMSM je navržen tak, že provoz v režimu odbuzení je nutný až od necelých jmenovitých otáček (650 min^{-1}). Toto ovšem není typický stav pro trakční motor určený pro pohon kolejových vozidel, kde je často průběh trakční charakteristiky diktován zákazníkem (dopravní podniky), přičemž požadavky zákazníků obvykle vycházejí představy klasického trakčního pohonu. Tento rozdíl ilustruje obr. 89, kde křivka *A* představuje tradiční trakční charakteristiku a křivka *B* trakční charakteristiku s krátkou oblastí odbuzení. V obou případech je ovšem zachováno stejné střední zrychlení vozidla, které přibližně závisí na ploše trakční charakteristiky [51].



Obr. 89 Různé přístupy k návrhu trakčního pohonu

Pro ověření chování struktury z kapitoly 4.1.8 v hlubokém odbuzení byly provedeny simulace s motorem vyhovujícím křivce *A*. Jmenovité parametry motoru byly:

výkon: 46 kW

otáčky: 196 min^{-1}

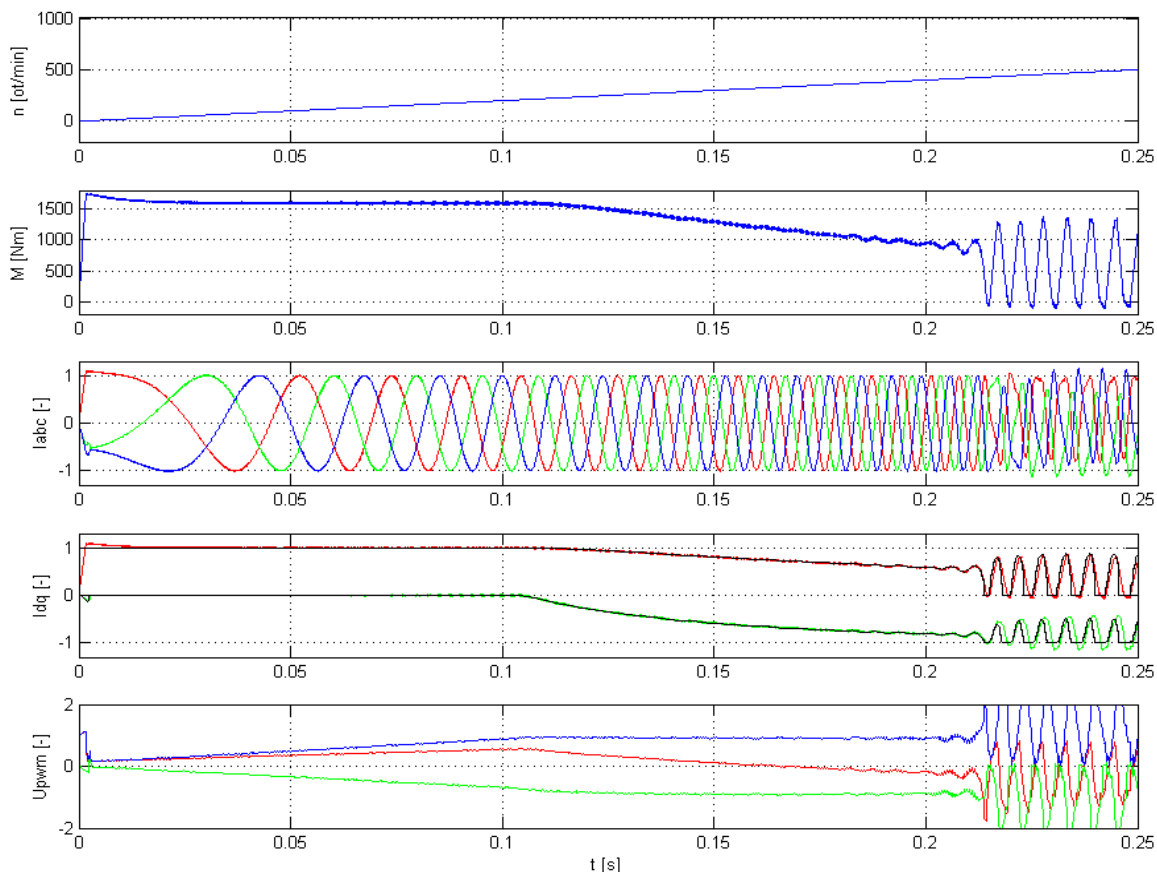
moment: 2270 Nm

napětí: 387 V

Pro potřeby porovnání vlastností obou motorů bude motor použitý ve zkušebním stavu nazýván jako *motor 1* a motor s výše uvedenými parametry jako *motor 2*.

Jelikož je *motor 2* navržen jako vysokomomentový motor, jsou indukčnost i odpor vinutí oproti *motoru 1* vyšší a to díky vyššímu počtu závitů statoru. Tato vlastnost má na regulaci několik neblahých důsledků. Prvním důsledkem je snížení dynamiky celé soustavy (tzn., že

veškeré přechodné děje trvají déle). Druhým důsledkem a to velice vážným je to, že impedance statoru s frekvencí rychle roste a i při jmenovitém proudu může dojít k tomu, že úbytek napětí na této impedanci se přiblíží maximálnímu napětí střídače a znemožní udržet požadovanou hodnotu proudu při dalším zvyšování otáček. Tento stav ilustruje následující obr. 90, ve kterém je zobrazen rozběh *motoru 2*.



Obr. 90 Rozběh *motoru 2* s následným rozpadem regulace

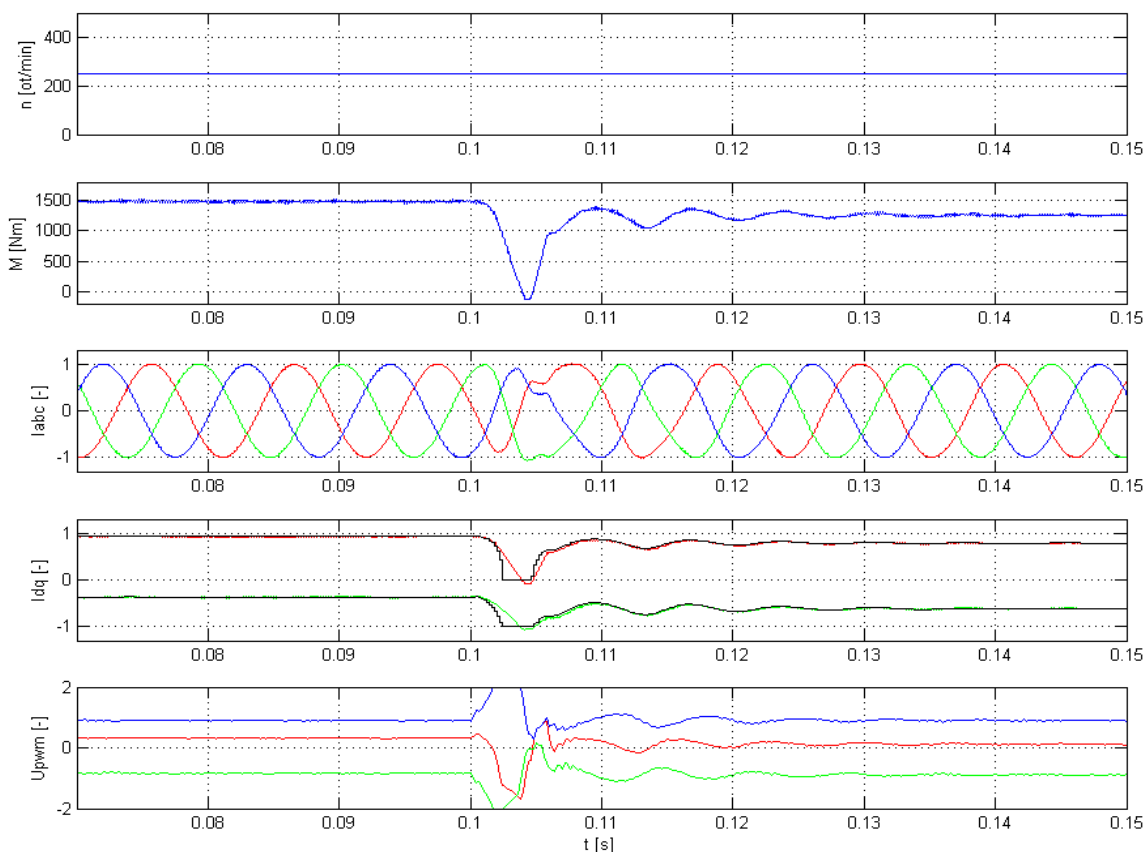
Pro dobré pochopení zmíněné situace je nutné sledovat chování výstupů proudových regulátorů v režimu odbuzování. Při zvyšujících se otáčkách hodnota napěťové složky v ose q klesá. Při dosažení určitých kritických otáček však tato složka začne nabývat záporných hodnot. Od tohoto okamžiku tím pádem selhává regulační smyčka v ose q a dochází k rozkmitání soustavy a následnému rozpadu regulace. Jelikož q složka napětí je záporná, pohybuje se fázor statorového napětí ve třetím kvadrantu, tzn., že motor pracuje se zátěžným úhlem větším jak 90° (zátěžný úhel je úhel mezi fázorem indukovaného napětí a fázorem napětí statoru). Tento stav je „nevratný“, čímž je míněno, že snížením otáček motoru pod tyto kritické otáčky nedojde k obnovení stability. K návratu do stabilní regulace je nutné regulátory resetovat.

Je zjevné, že tento stav je pro tuto regulaci nežádoucí. Pro tento typ motoru tato regulace není vhodná. Řešení tohoto problému je možné použitím vhodného (a nejlépe prediktivního)

algoritmu, který by s dostatečnou rezervou omezil velikost statorového proudu tak, aby byl úbytek na impedanci statoru dostatečně nižší nežli maximální možné napětí střídače. V případě této regulace je možné ještě dále omezovat momentotvornou složku. Tím dojde nepřímo k omezení zátěžného úhlu. Limitování výstupu regulátoru momentotvorné složky není řešením tohoto problému z důvodu „nevratnosti“ tohoto stavu.

Tento jev je do jisté míry analogií k asynchronním pohonům, kde je taktéž nutné při vysokých otáčkách omezit proud motoru, aby nedošlo k překročení skluzu zvratu. V obou případech se toto omezení projeví jako druhý bod zlomu na trakční charakteristice.

Nevýhodou zmíněného řešení je ale fakt, že je nutná opravdu nemalá rezerva ve velikosti statorového proudu. I krátkodobé zaběhnutí regulátoru v q ose do záporných hodnot způsobí rozpad regulace. Tím se ovšem ochudíme o nemalou část momentu a tím pádem i výkonu. Jiná možnost byla publikována v [20], kde byla v režimu odbuzování použita regulační struktura pracující v polárních souřadnicích. U této struktury je možné odděleně řídit velikost a fázový posuv fázoru statorového proudu. Omezení zátěžného úhlu je realizováno v samotném PI regulátoru, který je limitován na hodnotu 90° . Pokud dojde k dosažení tohoto limitu, je na výstupu střídače nastavena maximální velikost napětí a fázový posuv jeho fázoru na 90° vůči ose q . Tento stav je ovšem „vratný“, tj. při poklesu otáček pohonu pod kritické otáčky počne regulace opět standardně fungovat. Tímto lze dosáhnout maximálního výkonu motoru i při vysokých otáčkách. Nevýhodou je ovšem nutnost přepínání mezi klasickou regulační strukturou v transformovaných souřadnicích dq a strukturou pracující v polárních souřadnicích, protože tato struktura je schopná spolehlivé činnosti až od vyšších otáček (v režimu odbuzení).

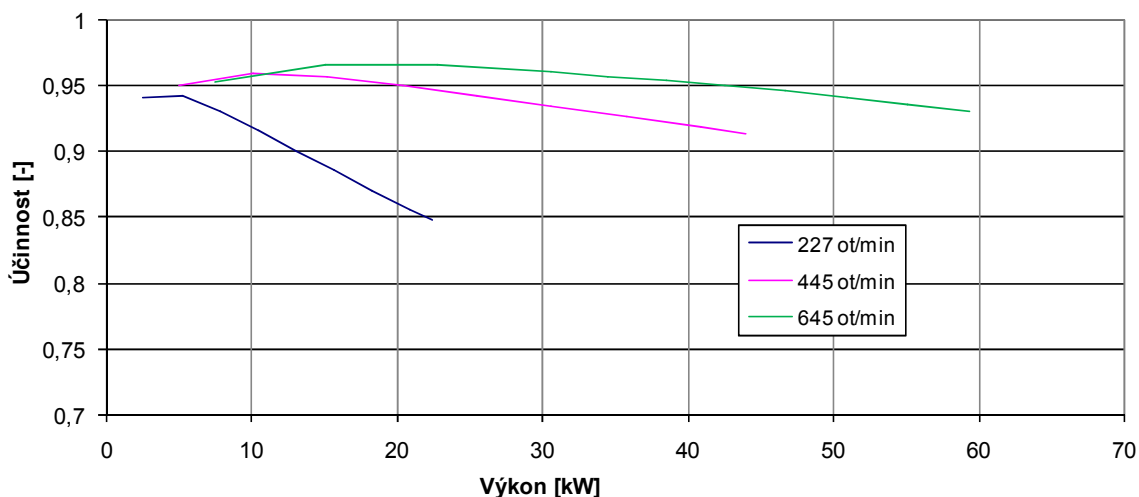


Obr. 91 Přejchodný děj při skoku napětí v meziobvodu z 600 V na 500 V při velkém zesílení integrátoru v regulátoru odbuzování

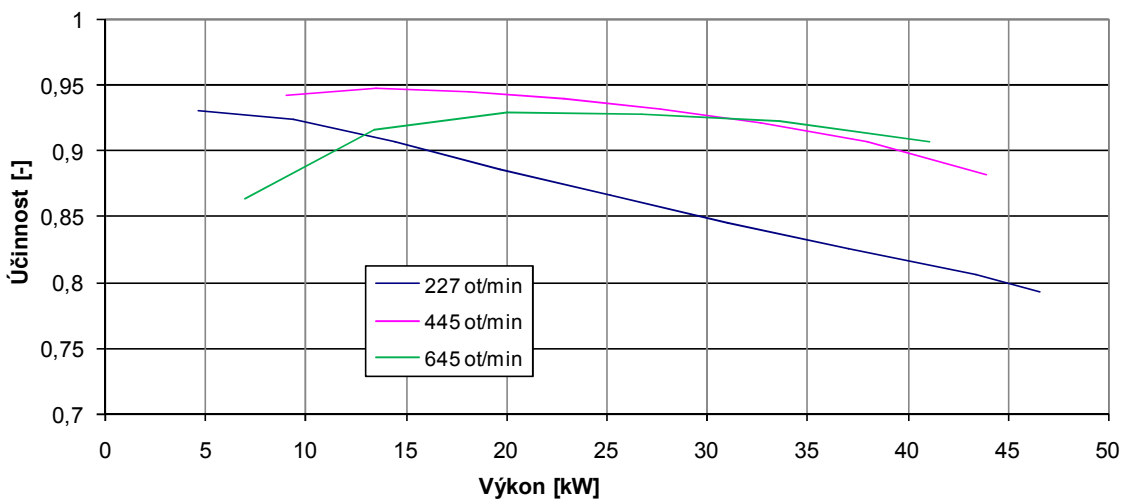
Navržená zpětnovazební regulační struktura pro odbuzování motoru se taktéž ukázala jako nevhodná. Z důvodů nižší dynamiky soustavy (vysvětleno v předchozích odstavcích) je problematické nastavení optimálního zesílení integrátoru v regulátoru odbuzování. Při nízkých zesíleních je regulace pomalá v případě rychlých změn napětí a vysokých zrychleních pohonu. Naopak velké zesílení integrátoru vede k rozkmitávání regulace, jak dokládá obr. 91. Řešením by v tomto případě mohlo být použití prediktivní regulace odbuzování, která by zároveň zajišťovala omezení zátěžného úhlu. Tento problém taktéž řeší regulace v polárních souřadnicích.

Následující obrázky (obr. 92 a obr. 93) zobrazují závislost účinnosti obou motorů v závislosti na výkonu. Účinnost byla stanovena jako poměr Jouleových ztrát k výkonu. Výpočet účinnosti nezahrnuje ztráty mechanické ani ztráty v magnetickém obvodu. Dle předpokladu má *motor 1* díky nižšímu odporu vinutí vyšší účinnost nežli *motor 2*. V obou případech platí, že účinnost roste s otáčkami motoru. To je dáno tím, že ztráty jsou pro danou velikost proudu stejné, kdežto výkon roste lineárně s otáčkami (v režimu s plným polem). Se zvyšujícím se výkonem účinnost zase naopak klesá, což je dáno tím, že ztráty rostou s kvadrátem proudu, kdežto výkon je přímo úměrný proudu.

Nepotvrdila se ovšem domněnka, že účinnost bude v režimu odbuzování významně klesat. Důvod je vcelku jednoznačný – při odbuzování klesá momentotvorná složka proudu, otáčky stoupají, avšak výkon i satorový proud zůstává konstantní, tudíž není důvod, aby klesala účinnost. Toto platí i v případě omezování zátěžného úhlu, kdy může být účinnost ještě vyšší díky tomu, že se snižuje velikost satorového proudu, přičemž pokles výkonu není tak markantní (během odbuzování se zvyšuje účinek satorového proudu).



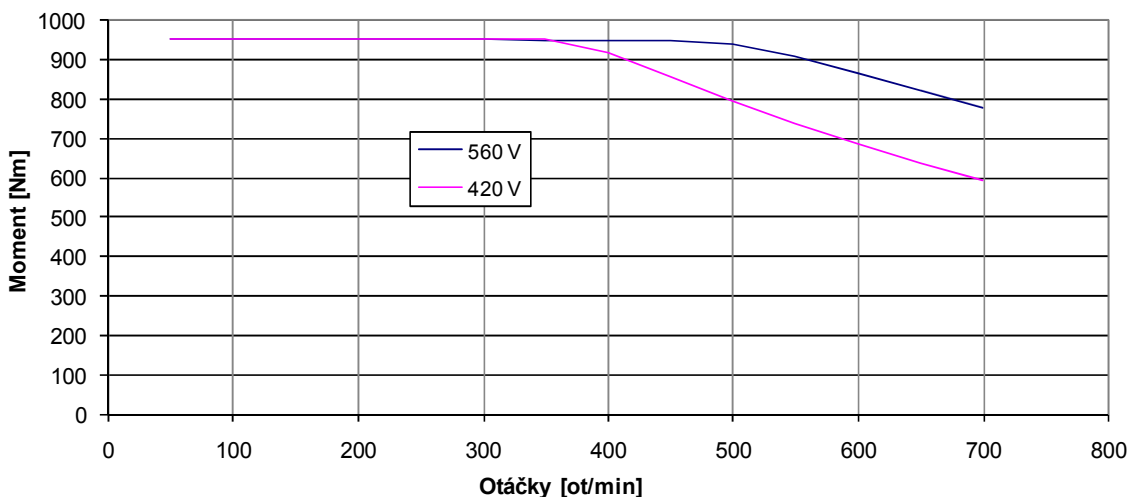
Obr. 92 Účinnost motoru 1 v závislosti na výkonu



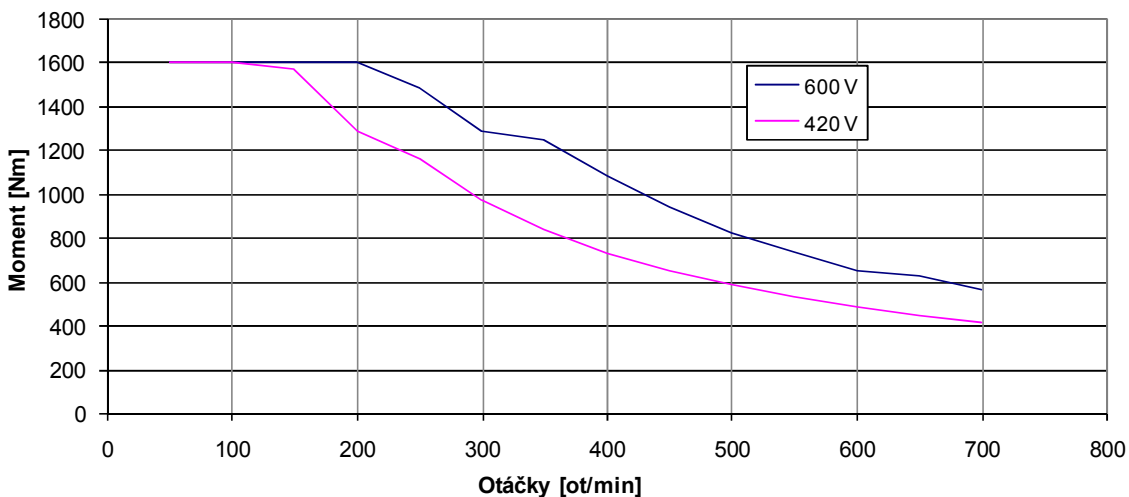
Obr. 93 Účinnost motoru 2 v závislosti na výkonu

V následujících obrázcích (obr. 94 až obr. 97) jsou uvedeny trakční charakteristiky a závislosti výkonu na otáčkách obou motorů. Na trakční charakteristice motoru 2 je patrný zlom, ve kterém dochází k zalimitování zátěžného úhlu na 90° . Zajímavé jsou zejména závislosti výkonu na otáčkách, kde oproti zvyklostem z jiných pohonů výkon i v režimu odbuzení mírně stoupá, avšak pouze do doby než zátěžný úhel dosáhne hodnoty 90° . Od této doby výkon počne s otáčkami mírně klesat.

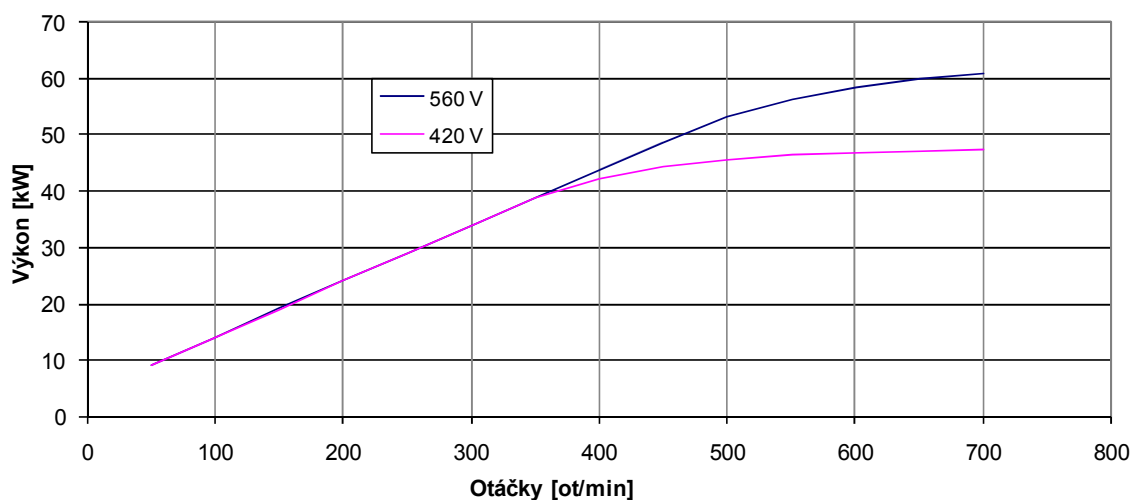
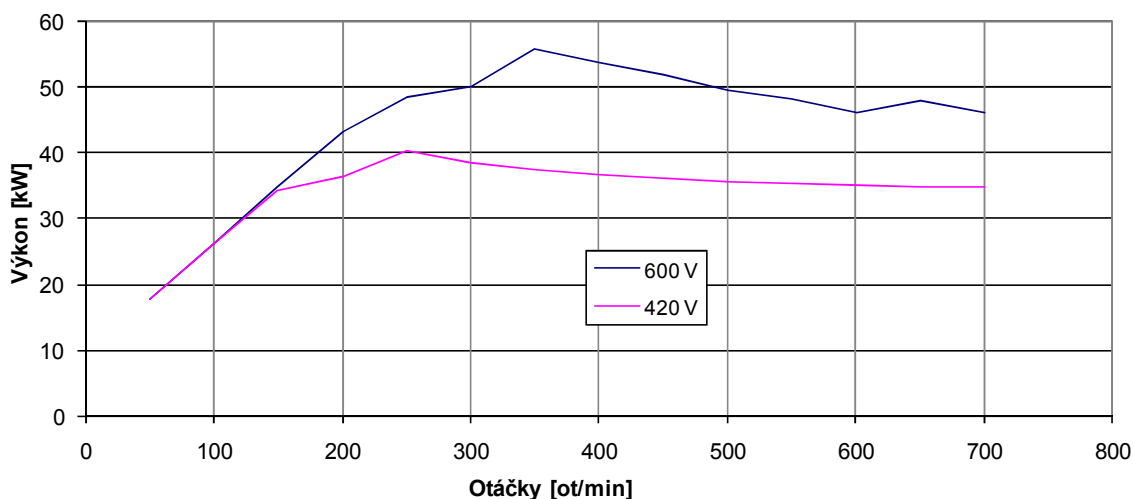
Trakční charakteristiky pro *motor 2* byly simulovány tak, že výstupy regulátorů byly limitovány na $u_d = -1$ a $u_q = 0$ (tyto hodnoty napěťových složek představují polohu fázoru napětí 90° před indukovaným napětím a maximální velikost fázoru). Tyto trakční charakteristiky tedy reprezentují maximální dosažitelný moment potažmo výkon motoru v režimu odbuzování. Tento stav odpovídá regulační struktuře v polárních souřadnicích. Při použití struktury v souřadnicích dq by moment a výkon z důvodu omezení momentotvorné složky byly nižší.



Obr. 94 Trakční charakteristika motoru 1



Obr. 95 Trakční charakteristika motoru 2

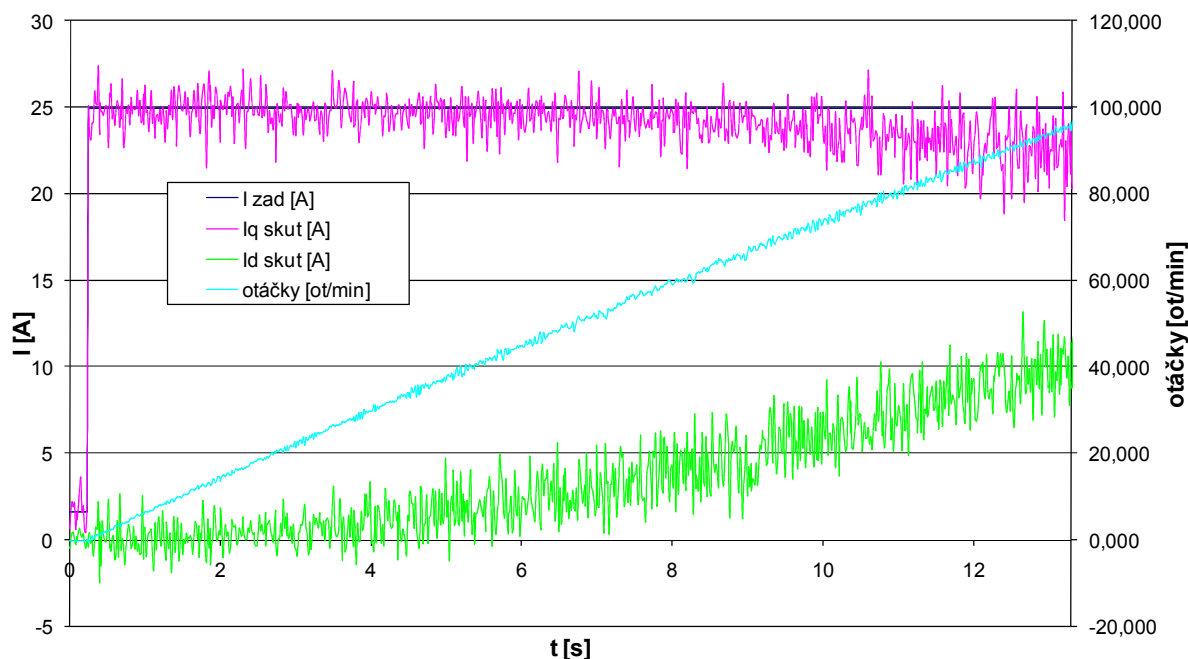
Obr. 96 Závislost výkonu *motoru 1* na otáčkáchObr. 97 Závislost výkonu *motoru 2* na otáčkách

4.2 Experimentální výsledky

Z důvodu verifikace simulací byly experimentálně testovány dvě regulační struktury. První z těchto testovaných struktur byla regulace okamžitých hodnot fázových proudů bez kompenzace indukovaného napětí (viz kapitola 4.1.2). Druhou strukturou byla regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí (viz kapitola 4.1.3). Další struktury nebyly experimentálně zkušeny z důvodů vyšší výpočtové náročnosti, pro kterou již použitý regulátor s procesorem Texas Instruments TMS320F240 (16 bitový) při požadované frekvenci regulační smyčky 5 kHz nevyhovoval. Popis zařízení použitého pro experimentální ověření regulace je uveden v kapitole 3.

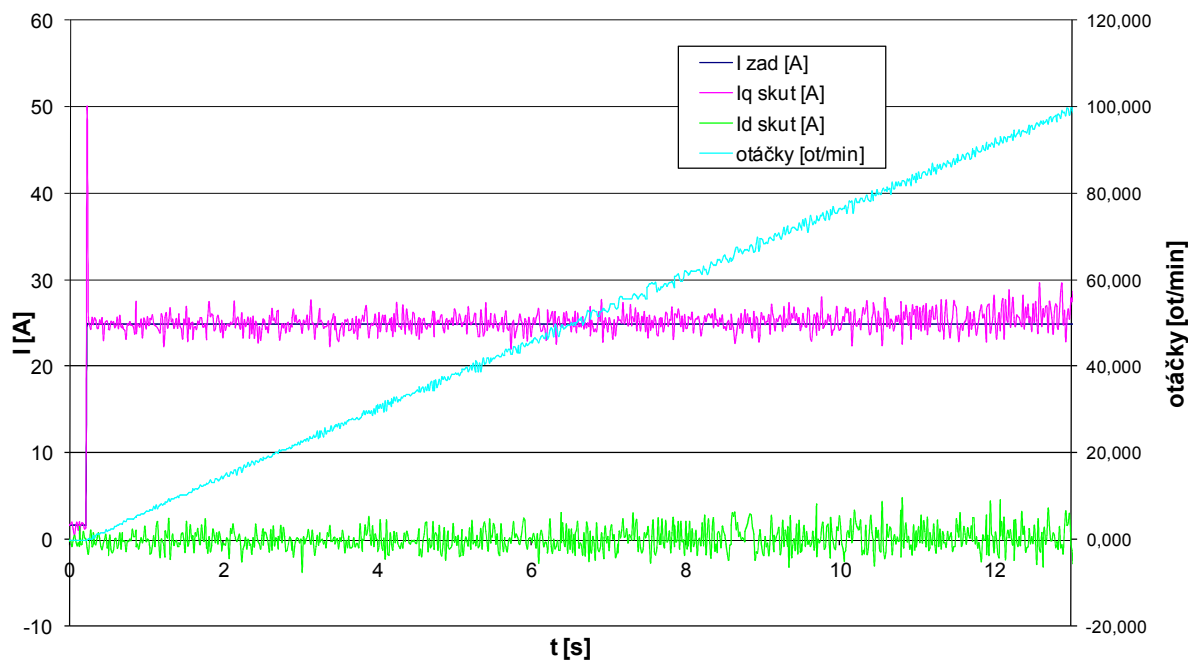
Data z experimentálních testů byla získávána přímo z regulátoru, který umožňuje záznam 1024 hodnot 4 proměnných typu Word (16 bitové celé číslo). Maximální vzorkovací frekvence odpovídá frekvenci regulační smyčky tj. 5 kHz.

Obrázek 98 ukazuje rozběh pohonu na prázdko s žádostí na 15 % momentu při použití první struktury (bez kompenzace indukovaného napětí). Je patrné, že se zvyšujícími se otáčkami klesá momentotvorná složka proudu a zároveň stoupá tokotvorná složka, stejně tak jako bylo zjištěno při simulaci. Tato struktura je v pro účely trakčního pohonu zcela nevyhovující.



Obr. 98 Rozběh pohonu naprázdno, žádost na 15 % momentu, regulace okamžitých hodnot fázových proudů bez kompenzace indukovaného napětí

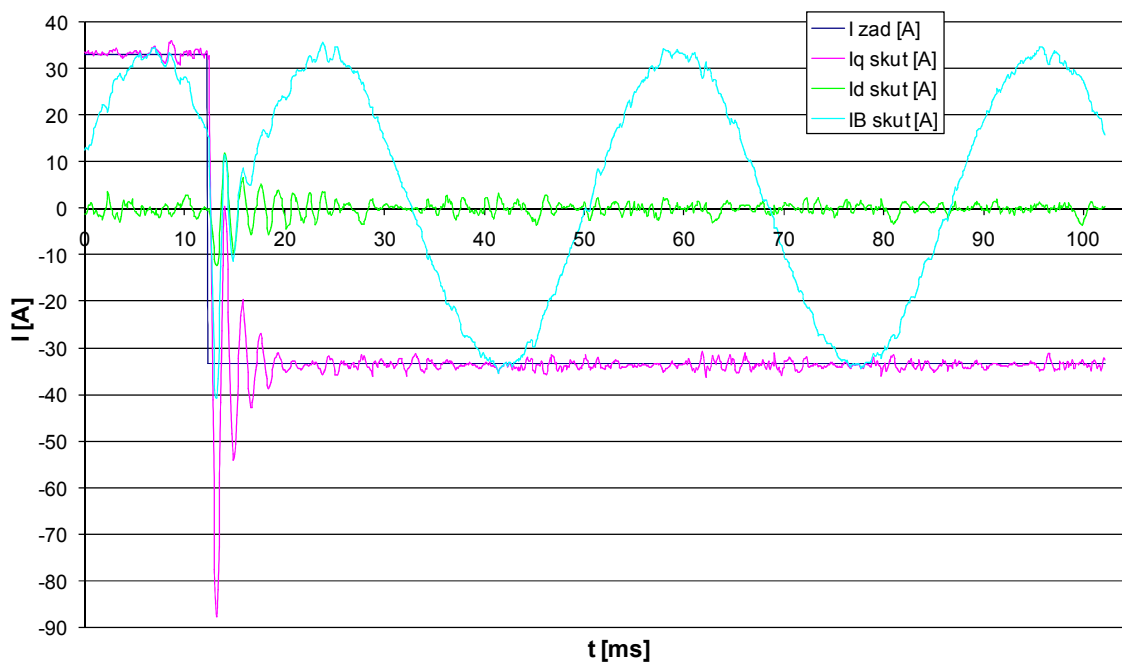
Významně lepších výsledků bylo dosaženo při použití regulační struktury s kompenzací indukovaného napětí, viz obr 99. Zde je vidět, že proudové složky sledují žádané hodnoty do vyšších otáček prakticky do cca 300 min^{-1} . Pro vyšší otáčky již dochází k vzrůstu tokotvorné složky. Momentotvorná složka se přibližně drží žádané hodnoty. Zde ovšem záleží, jak přesně je hodnota indukovaného napětí predikována. Zde je vidět, že momentotvorná složka proudu při vyšších otáčkách je dokonce mírně vyšší nežli žádaná hodnota. To je zjevně způsobeno tím, že byla predikována vyšší hodnota indukovaného napětí, než bylo ve skutečnosti. Tento poznatek je taktéž v souladu s výsledky simulací.



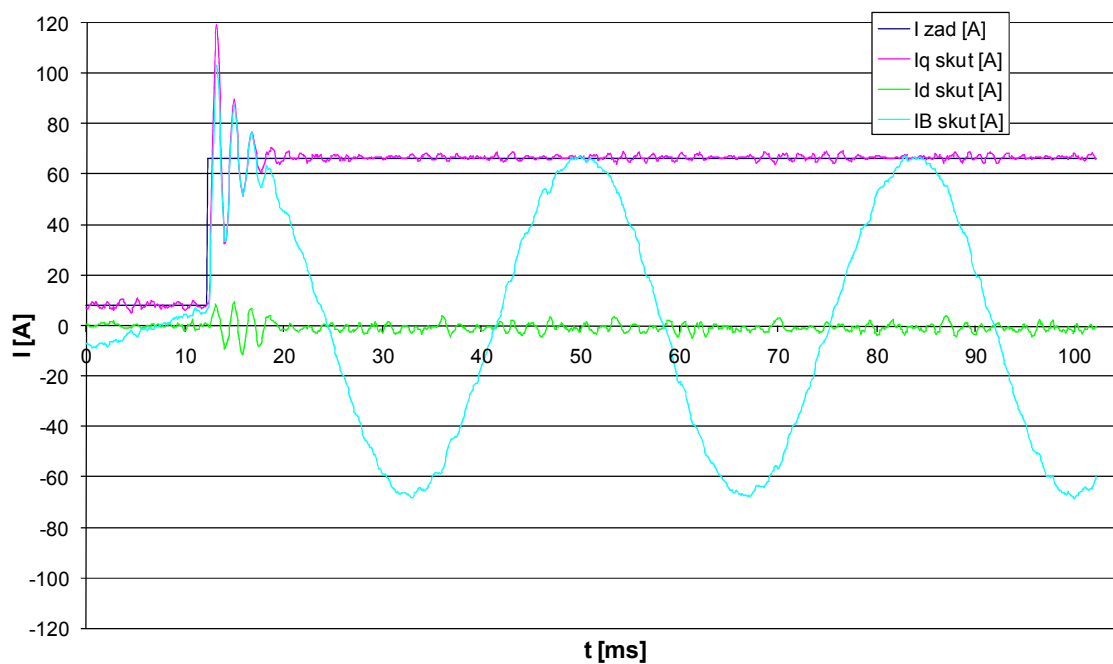
Obr. 99 Rozběh pohonu naprázdno, žádost na 15 % momentu, regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí

Chování obou struktur je velmi poplatné nastavení PI regulátorů. Pro akceptovatelné vlastnosti bylo nutné v obou případech nastavit vysoké zesílení integrační složky regulátorů, což ovšem na druhé straně vedlo k periodickým odezvám na přechodné děje (zde zkoušeno na odezvách na skok žádosti, viz obr. 100 – obr. 102).

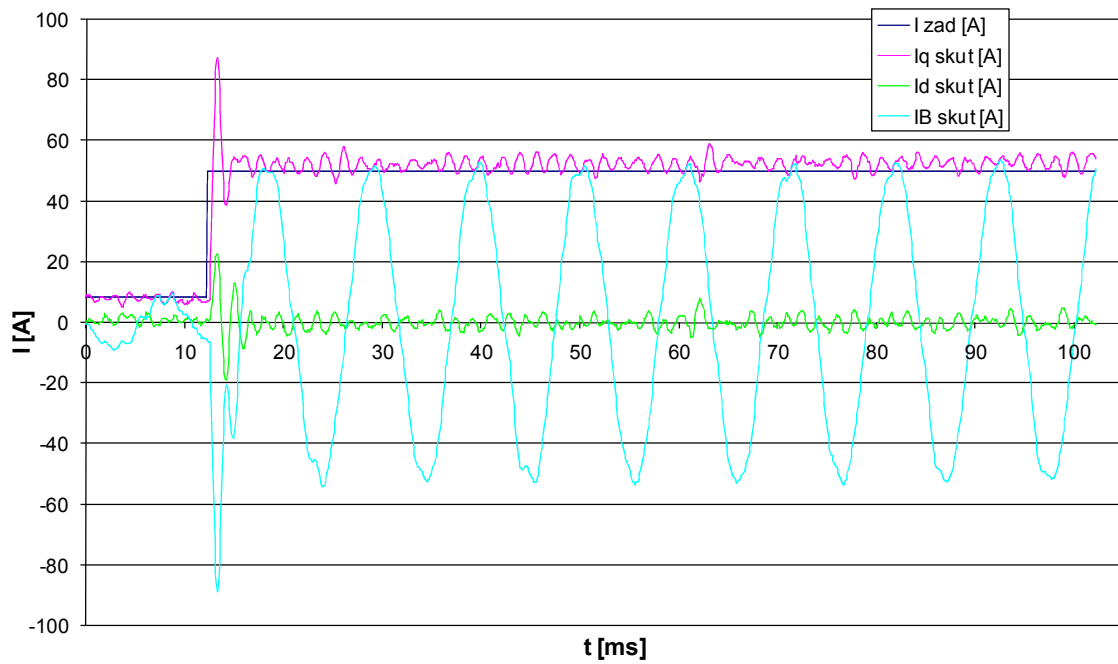
Druhá struktura taktéž není vhodná pro praktickou aplikaci na trakčním pohonu. Další struktury nebyly do popisovaného regulátoru již aplikovány z důvodu jeho nedostatečné výpočetní výkonnosti a zároveň z důvodu přechodu na nový regulátor s procesorem Texas Instruments TMS320F2812, který výkonově předčí původní regulátor (32 bitový). Vykonané experimentální testy ovšem i tak potvrdily výsledky simulací a dá se očekávat, že závěry uvedené v simulacích budou aplikovatelné i na skutečnost.



Obr. 100 Přechod jízda – brzda ($\pm 20\%$ momentu) při $76,5 \text{ min}^{-1}$, regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí



Obr. 101 Skok žádosti na moment z 5 % na 40 % při $76,5 \text{ min}^{-1}$, regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí

Vzestupný skok momentu z 5% na 30% při $256,7 \text{ ot}/\text{min}$ 

Obr. 102 Skok žádosti na moment z 5 % na 30 % při 257 min^{-1} , regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí

5 ZÁVĚR

Důležitým podkladem pro zpracování této práce byly zkušenosti autora se zprovozněním zkušebního stavu s trakčním PMSM. Tento stav je od roku 2005 zapůjčen Dopravní fakultu Jana Pernera. Autor byl od tohoto roku členem řešitelského týmu, který měl za cíl zprovoznit tento stav, a to tak aby jej bylo možné provozovat při jmenovitém výkonu motoru. V průběhu řešení bylo zkonstruováno několik střídačů nižšího výkonu, které byly používány pro prvotní testy. Finálně byl střídač (pouze silová část) na plný výkon zakoupen jako celek od výrobce Semikron.

Jako regulátor byly použity vývojové desky s procesorem Texas Instruments TMS320F240, pro které bylo vytvořeno nezbytné rozhraní pro zpracování signálů resolveru založené na integrovaném převodníku Analog Devices AD2S1200.

Hlavním cílem práce byla analýza možností regulačních struktur pro regulaci momentu PMSM včetně režimu odbuzení, jejich porovnání jak z pohledu efektivity, tak z pohledu dynamiky. Na základě těchto analýz poté stanovit perspektivní regulační strukturu pro pohon zkušebního stavu. Analýza byla provedena na bázi simulací s případným experimentálním ověřením v závislosti na možnostech regulátoru.

Byly vybrány dvě základní koncepce regulačních struktur pro regulaci momentu motoru. První z nich byla struktura založená na regulaci okamžitých hodnot fázových proudů. Druhou strukturou pak byla regulace v transformovaných souřadnicích dq .

U první struktury byly navrženy a simulovány čtyři modifikace bez a s různým stupněm predikce fázových napětí. Jedná se o relativně jednoduchou strukturu, která nevyužívá žádných transformací souřadnic. Přesto tuto strukturu nelze doporučit jako konečnou strukturu pro trakční pohon s PMSM. Důvodem je fakt, že jde o lineární regulaci na harmonicky se měnící žádanou hodnotu. To se negativně projevuje při vyšších frekvencích zvětšením regulační odchylky a tím pádem poklesu momentotvorné složky a naopak vzrůstu tokotvorné složky. Tyto negativní jevy lze takřka úplně odstranit predikcí fázových napětí, což se potvrdilo i při experimentálním testování pohonu. Zavedení predikcí ovšem komplikuje celou strukturu. Navíc aplikace nadřazené struktury odbuzování je taktéž komplikovaná díky tomu, že je třeba nastavovat potřebný fázový posuv proudu, což ovšem vede k nelineární regulaci.

Druhá regulační struktura již v základní modifikaci vykazovala velmi dobré dynamické vlastnosti. Díky transformaci do souřadnic dq (tokotvorná a momentotvorná složka) jsou žádané hodnoty konstantní. To dává jednoznačný předpoklad, že vlastnosti této struktury budou závislé na frekvenci 1. harmonické generovaného proudu mnohem méně nežli u předchozí struktury. Byla též vyzkoušena modifikace s odvazbením momentotvorné a tokotvorné složky (založena opět na predikci fázových napětí). Lze jednoznačně konstatovat,

že toto od vazbení napomáhá rychlému ustálení regulace při přechodných dějích. V ustáleném stavu pohonu se toto od vazbení na regulaci takřka neprojevuje. Pro konečné řešení regulační struktury pro regulaci momentu byla vybrána struktura s od vazbením složek. Tato struktura ale již nebyla pro nedostatečný výpočetní výkon původního regulátoru a výhledový přechod na nový typ regulátoru experimentálně testována.

Dále byla navržena regulační struktura pro odbuzování stroje. PMSM je možné odbuzovat pouze nepřímo zápornou tokotvornou složkou proudu. Z tohoto důvodu vyplývá vhodnost použití regulační struktury momentu v souřadnicích dq . Byly navrženy dvě regulační struktury pro odbuzování stroje. První byla založena na udržování konstantního výkonu stroje během odbuzení, tzn. pokles momentotvorné složky proudu s otáčkami dle hyperboly (strategie CVCP). Druhá struktura byla založena na udržování konstantního proudu a konstantního napětí střídače (strategie OCV), čímž bylo dosaženo u daného typu motoru významně vyššího momentu než u předchozí struktury. Přestože druhá struktura má horší dynamické vlastnosti (zavádí další zavazbení proudových složek), byla vybrána jako konečná struktura pro pohon s PMSM.

Obecně je ovšem nutno podotknout k regulačním strukturám odbuzování jeden zásadní poznatek, a to že koncepce těchto struktur nelze použít univerzálně na jakýkoliv typ PMSM. Jednoznačně lze ovšem vyzdvihnout pozitivní vliv predikcí momentotvorné a tokotvorné složky proudu na dynamiku regulace.

Více k jednotlivým strukturám a jejich modifikacím je uvedeno v kapitole 4.

Experimentální ověření proběhlo pouze pro struktury založené na regulaci okamžitých hodnot fázových proudu. Důvodem, jak již bylo zmíněno, byl omezený výpočetní výkon původního regulátoru a výhledový přechod na nový regulátor, tudíž ani nebylo účelné dále vyvíjet nové regulační struktury pro neperspektivní regulátor. Provedené experimenty ale dostatečně prokazují reálnost matematických modelů. Detailnější popis experimentů a jejich výsledků je uveden v kapitole 4.2.

Přínosem práce je zejména detailní analýza možností regulačních struktur, jejíž závěry dávají představu o vhodném směřování koncepce lineárních regulačních struktur zohledňujících specifickou trakční pohonů. Poznatky z řešení této práce poukazují na vhodnost směřování dalšího vývoje lineárních regulačních struktur do oblasti přesné predikce ať už na úrovni regulace momentu tak na úrovni regulace odbuzování. Toto by mělo přinést další zkvalitnění regulace zejména z pohledu dynamiky.

LITERATURA

- [1] YOSHIDA, Koji, SHIMIZU, Kokichi. Innovations in Drive Motors(Summary of the Development of a Direct Drive Main Motor System). *JR EAST Technical Review*. 2005, no. 05, s. 27-41. Dostupný z WWW: <<http://www.jreast.co.jp/e/development/tech/contents05.html>>.
- [2] YOSHIDA, Koji. Development of Main Circuit System using Direct Drive Motor (DDM). *JR EAST Technical Review*. 2002, no. 1, s. 46-52. Dostupný z WWW: <<http://www.jreast.co.jp/e/development/tech/contents01.html>>.
- [3] OSAWA, Mitsuyuki. Toward Creation of a Railway Car Meeting the 21st-century Requirements - Development of AC Train. *JR EAST Technical Review*. 2002, no. 1, s. 13-21. Dostupný z WWW: <<http://www.jreast.co.jp/e/development/tech/contents01.html>>.
- [4] *Metro VAL 208* [online]. 2008 [cit. 2008-02-08]. Dostupný z WWW: <<http://www.siemens.cz/siemjet/cz/home/kolvoz/vyroba/mestske-drahy/Main/index.jet>>.
- [5] KLOCKOW, Thomas, HÖRL, Franz, KUNZ, Michael. Permanenterregte Traktionsmotoren. *Elektrische Bahnen*. 2003, N. 3, s. 107-112.
- [6] JÖCKEL, Andreas. Getriebelose Drehstromantriebe für Schienenfahrzeuge. *Elektrische Bahnen*. 2003, N. 3, s. 113-119.
- [7] *Magnetické materiály* [online]. [2006] [cit. 2006-06-28]. Dostupný z WWW: <<http://www.magnetsales.com/>>.
- [8] COLLOCOTT, S. J., et al. Applications of rare-earth permanent magnets in electrical machines: from motors for niche applications to hybrid electric vehicles. [2002?]. s. 17.
- [9] YAN, Ying, et al. Study of A PMSM Model Incorporating Structural and Saturation Saliencies. In *International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005*. [s.l.] : [s.n.], 2005. s. 575-580.
- [10] GIERAS, J. F., WING, M. *Permanent Magnet Motor Technology*. Basel: Eastern Hemisphere Distribution, 2002.
- [11] SCHNEIDER, T, KOCH, T, BINDER, A. Comparative analysis of limited field weakening capability of surface mounted permanent magnet machines. In *IEE Proc.-Electr. Power Appl Vol 151 No1*. [s.l.] : [s.n.], 2004. s. 76-82.
- [12] MĚŘIČKA, Jiří, ZOUBEK, Zdeněk. *Obecná teorie elektrického stroje*. Praha: SNTL, 1973. 162 s.
- [13] ČEŘOVSKÝ, Z, PAVELKA, J. *Elektrické pohony*. Praha: ČVUT, 1997.
- [14] GULEZ, Kayhan, ADAM, Ali Ahmed, PASTACI, Halit. Torque Ripple and EMI Noise Minimization in PMSM Using Active Filter Topology and Field-Oriented Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2008, vol. 55, is. 1, s. 251-257.
- [15] JIN, Hong Zhe, LEE, Jang Myung. An RMRAC Current Regulator for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Statistical Model Interpretation. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2008, vol. ?, no. ?, s. 8. Dopusud neuveřejněný.
- [16] FENG, Jianghua, et al. Compare of Permanent Magnet Synchronous Motor Applied to Railway Vehicle Traction System. In *2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 74-77.

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	98
---	------------------	----

- [17] NAKAI, Hideo, OHTANI, Hiroki, INAGUMA, Yukio. Novel Torque Control Technique for HighEfficiency/High Pover Interior Permanent Magnet Synchronous Motors. *R&D Review of Toyota CRDL*. 2005, vol. 40, no. 2, s. 44-49.
- [18] KAEWJINDA, Weera, KONGHIRUN, Mongkol. Vector Control Drive of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Resolver Sensor. *ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communications*. 2007, vol. 5, no. 1, s. 134-138.
- [19] SIMON, Erwan. *Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240*. Texas Instruments Aplication Report. 1999. Dostupný z WWW: <www.ti.com/sc/docs/psheets/abstract/apps/spra588.htm>.
- [20] PEROUTKA, Zdeněk, ZEMAN, Karel. Design Considerations for Control of Traction Drive with Permanent Magnet Synchronous Machine. In *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*. [s.l.] : [s.n.], 2008. s. 6.
- [21] YAN, Ying, ZHU, Jianguo, GUO, Youguang. A Direct Torque Controlled Surface Mounted PMSM Drive with Initial Rotor Position Estimation Based on Structural and Saturation Saliencies. In *Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 683-689.
- [22] ZHONG, L., et al. A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 1999, vol. 14, no. 3, s. 637-642.
- [23] SWIERCZYNSKI, Dariusz, et al. Direct Torque Controlled PWM Inverter Fed PMSM Drive For Public Transport. In *10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, 2008* . [s.l.] : [s.n.], 2008. s. 716-720.
- [24] COMNAC, Vasile, et al. Sensorless Speed and Direct Torque Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Machines using an Extended Kalman Filter. In *9th IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation*. [s.l.] : [s.n.], 2001. s. 6.
- [25] ŚWIERCZYŃSKI, Dariusz, KAŻMIERKOWSKI, Marian P., BLAABJERG, Frede. Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). In *10th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference*. [s.l.] : [s.n.], 2002. s. 8.
- [26] PACAS, Mario, WEBER, Jürgen. Predictive Direct Torque Control for the PM Synchronous Machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2005, vol. 52, no. 5, s. 1350-1356.
- [27] BIAN, Chunyuan, REN, Shuangyan, MA, Liangyu. Study on Direct Torque Control of Super High-speed PMSM. In *IEEE International Conference on Automation and Logistics*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 2711-2715.
- [28] TAPIA, Juan, A., LIPO, Thomas A., LEONARDI, Franco. CPPM Mahine: A Synchronous Permanent Magnet Machine with Field Weakening. [s.l.] : [s.n.], [2001]. s. 6.
- [29] LI, Yue, LIPO, Thomas A. A doubly salient permanent magnet motor capable of field weakening. In *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [s.l.] : [s.n.], 1995. s. 565-571.
- [30] PAN, Ching-Tsai, SUE, S. M. A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives over full-speed range. *IEEE Transaction on Energy Conversion*. 2005, vol. 20, is. 2, s. 359-366.

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	99
---	------------------	----

- [31] YAMAKAWA, T., et al. A new flux weakening operation of interior permanent magnet synchronous motors for railway vehicle traction. In *European Conference on Power Electronics and Applications*. [s.l.] : [s.n.], 2005. s. 6.
- [32] SOZER, Yilmaz, TORREY, David A. Adaptive flux weakening control of permanent magnet synchronous motors. In *The 1998 IEEE Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting*. [s.l.] : [s.n.], 1998. s. 475-482.
- [33] RAHMAN, F, DUTTA, R. An Investigation of A Segmented Rotor Interior Permanent Magnet (IPM) Machine for Field Weakening. In *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. [s.l.] : [s.n.], 2003. s. 491-496.
- [34] EL-REFAIE, A. M., et al. Experimental verification of optimal flux weakening in surface PM Machines using concentrated windings. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2006, vol. 42, is. 2, s. 443-453.
- [35] FU, Z. X. Pseudo Constant Power Times Speed Operation In The Field Weakening Region of IPM Synchronous Machines. In *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting*. [s.l.] : [s.n.], 2003. s. 373-379.
- [36] HSU, J. S. Study on Enhancement and Weakening of Permanent Magnet Air Gap Flux Density. In *IEEE International Electric Machines & Drives Conference*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 1552-1556.
- [37] DI NAPOLI, A., et al. The Use of Soft Magnetic Materials for Improving Flux Weakening Capabilities of Axial Flux PM Machines. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*. [s.l.] : [s.n.], 2000. s. 202-207.
- [38] PAN, Ching-Tsai, LIAW, Jenn-Horng. A Robust Field-Weakening Control Strategy for Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor Drives. *IEEE Transaction on Energy Conversion*. 2005, vol. 20, is. 4, s. 701-709.
- [39] NASIR UDDIN, M., MUMINUL ISLAM CHY, Md. On-Line Parameter Estimation Based Speed Control of PM AC Motor Drive in Flux Weakening Region. In *41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference* . [s.l.] : [s.n.], 2006. s. 1745-1751.
- [40] MONAJEMY, R., KRISHNAN, R. Performance Comparison for Six-Step Voltage and Constant Back EMF Control Strategies for PMSM. In *Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference*. [s.l.] : [s.n.], 1999. s. 165-172.
- [41] STUMBERGER, B., STUMBERGER, G., HAMLER, A. Power Capability Estimation of Permanent Magnet Synchronous Motor in Variable Speed Drive Applications Using Finite Elements. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*. [s.l.] : [s.n.], 2000. s. 432-438.
- [42] UHLÍŘ, I., et al. Synchronous Motor Current Controller Quality Augmentation with Adaptive Control. In *The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 1198-1203.
- [43] MIHAILOVIC, Zoran. *Modeling and control design of VSI-FED PMSM drive systems with active load*. [s.l.], 1999. 130 s. Diplomová práce.
- [44] RIEDER, U. H., SCHROEDL, M. A Simulation Method for Analyzing Saliencies with Respect to Enhanced INFORM-Capability for Sensorless Control of PM Motors in the Low Speed Range including Standstill. In *EPE2005 DRESDEN 11th European Conference on Power Electronics and Applications* . [s.l.] : [s.n.], 2005. s. 8.

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	100
---	------------------	-----

- [45] SINGH, Bhim, GAUR, Prerna, MITTAL, A. P. Observer Based Position and Speed Estimation of Interior Permanent Magnet Motor. In *International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*. [s.l.] : [s.n.], 2006. s. 5.
- [46] ABDALMULA, Mahmud A. R., DOBRUCKÝ, Branislav, PAVELKA, Peter. Combined method for position determination of PMSM in zero and low range of the speed. In *International Conference Electrical Drives and Power Electronics*. [s.l.] : [s.n.], 2003. s. 482-485.
- [47] ASTOLFI, A., BECHERIF, M.B., ORTEGA, R. Low speed sensorless control of a class of electrical machines. In *10th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference*. [s.l.] : [s.n.], 2002. s. 12.
- [48] TADMOR, G. A Full State Observer for Sensorless Control of a Salient PMSM. In *10th International POWER ELECTRONICS and MOTION CONTROL Conference*. [s.l.] : [s.n.], 2002. s. 12.
- [49] KANG, Kye-Lyong, et al. Sensorless Control of PMSM in High Speed Range with Iterative Sliding Mode Observer. In *APEC '04. Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [s.l.] : [s.n.], 2004. s. 1111-1116.
- [50] BIAN, Chunyuan, REN, Shuangyan, MA, Liangyu. Sensorless DTC of Super High-speed PMSM. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 3060-3064.
- [51] JANSA, František. *Vozidla elektrické trakce*. 2. vyd. Praha: NADAS, 1987.
- [52] MALINSKÝ, J. *Pohon nízkopodlažních kolejových vozidel – závěrečná zpráva*. Praha: VÚKV a.s., 2001.
- [53] BLUNÁR. *Zkušební protokol motoru SRT 225-S44*. Brno: EZV-VÚES, 2003.
- [54] JAVŮREK, Jiří. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing, a.s., 2003.
- [55] NOVÁK, Martin, ČAMBÁL, Marek, NOVÁK, Jaroslav. Application of Sinusoidal Phase Current Control for Synchronous Drives. In *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [s.l.] : [s.n.], 2006. s. 6.

SEZNAM PUBLIKACÍ AUTORA K DANÉ PROBLEMATICE

- [1] ČERNÝ, Ondřej, MAŠEK, Zdenek, NOVÁK, Jaroslav, ŠIMÁNEK, Jiří. Napěťový střídač se součástkami IGBT pro ověřování vlastností synchronního motoru s permanentními magnety. In *4th International Scientific Conference Challenges in Transport and Communication*. Pardubice: [s.n.], 2006. s. 1307-1312. ISBN 80-7194-880-2.
- [2] NOVÁK, Jaroslav, ŠIMÁNEK, Jiří, ČERNÝ, Ondřej. Budování experimentálního pracoviště s přímým pohonem kola synchronním motorem s permanentními magnety. In *4th International Scientific Conference Challenges in Transport and Communication*. Pardubice : [s.n.], 2006. s. 1363-1368. ISBN 80-7194-880-2.
- [3] NOVÁK, Jaroslav, ŠIMÁNEK, Jiří, ČERNÝ, Ondřej. Zkušební pracoviště se synchronním trakčním motorem a jeho využití pro výzkumné účely. In *XXI. Sympozium učitelů Elektrických pohonů*. Nečtiny: [s.n.], 2006. s. 1-7. ISBN 80-7043-455-4.
- [4] ČERNÝ, Ondřej, ŠIMÁNEK, Jiří, DOLEČEK, Radovan, NOVÁK, Jaroslav. Testing of Robust Control Characteristics for Traction PMSM. In *PIERS 2007*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 107-111. ISSN 1559-9450.
- [5] NOVÁK, Jaroslav, ŠIMÁNEK, Jiří, ČERNÝ, Ondřej. Výzkum trakčního pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety. In *From Horse-drawn Railway to High-speed Transportation Systems: Od koněpřežné železnice k vysokorychlostním dopravním systémům*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 293-296. ISBN 978-80-01-036.
- [6] DOLEČEK, Radovan, ČERNÝ, Ondřej, ŠIMÁNEK, Jiří. Research on Traction Drive With Permanent Magnet Synchronous Motor. In *Scientific Papers of the University of Pardubice*. [s.l.] : [s.n.], 2007. s. 37-49. ISSN 1211-6610.
- [7] ŠIMÁNEK, Jiří, ČERNÝ, Ondřej, DOLEČEK, Radovan. Robust Control Development for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. In *TRANSCOM 2007 7th European Conference on Young Research and Science Workers*. Žilina, Slovensko : [s.n.], 2007. s. 191-194. ISBN 978-80-8070-6.
- [8] ŠIMÁNEK, Jiří, DOLEČEK, Radovan, ČERNÝ, Ondřej. Control Development for Traction drive. In *Transport of 21st Century*. Polsko : [s.n.], 2007. s. 191-196. ISBN 978-83-7204-6.
- [9] ŠIMÁNEK, Jiří, NOVÁK, Jaroslav, DOLEČEK, Radovan, ČERNÝ, Ondřej. Control Algorithms for Permanent Magnet Synchronous Traction Motor. In *Eurocon 2007 IEEE - The International Conference on Computer as a Tool*. Varšava, Polsko: [s.n.], 2007. s. 1839-1844. ISBN 1-4244-0813-9.
- [10] ČERNÝ, Ondřej, ŠIMÁNEK, Jiří, DOLEČEK, Radovan. Synchronní motor s permanentními magnety pro trakci a jeho řízení. In *LiPo 2007 Liberecké pohony*. Liberec : [s.n.], 2007. s. 13-18. ISBN 978-80-7372-2.
- [11] ŠIMÁNEK, Jiří, NOVÁK, Jaroslav, ČERNÝ, Ondřej. Výzkum regulačních struktur pro trakční synchronní motor s permanentními magnety. In *XXX. konference Elektrické pohony*. Plzeň : [s.n.], 2007. s. 1-6. ISBN 978-80-02-019.
- [12] NOVÁK, Jaroslav, ŠIMÁNEK, Jiří, ČERNÝ, Ondřej. Výzkum regulace synchronního trakčního motoru s permanentními magnety. In *XVII. Oborový den vědeckých a pedagogických pracovníků VŠ*. Praha : [s.n.], 2007. s. 31-37. ISBN 978-80-7372-1.

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	102
---	------------------	-----

- [13] ŠIMÁNEK, Jiří, NOVÁK, Jaroslav, ČERNÝ, Ondřej, DOLEČEK Radovan. FOC and Flux Weakening for Traction Drive with Permanent Magnet Synchronous Motor. In *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Cambridge, Velká Británie : [s.n.], 2008. s. 753 - 758 . ISBN 978-1-4244-16.
- [14] NOVÁK, Jaroslav, ČERNÝ, Ondřej, ŠIMÁNEK, Jiří. Uplatnění synchronních motorů s permanentními magnety v kolejových vozidlech – část 1. *Nová železniční technika*. 2008, roč. 16, č. 1, s. 26-31. ISSN 1210-3942.
- [15] NOVÁK, Jaroslav, ČERNÝ, Ondřej, ŠIMÁNEK, Jiří. Uplatnění synchronních motorů s permanentními magnety v kolejových vozidlech – část 2. *Nová železniční technika*. 2008, roč. 16, č. 3, s. 26-30. ISSN 1210-3942.
- [16] NOVÁK, Jaroslav, ČERNÝ, Ondřej, ŠIMÁNEK, Jiří. Regulace synchronního motoru pro lehkou kolejovou trakci. *Elektro*. 2008, č. 6, s. 4-10. ISSN 1210-0889.
- [17] ČERNÝ, Ondřej, DOLEČEK, Radovan, ŠIMÁNEK, Jiří. Simulation of individual drive typical. In *1th international conference on mechatronics - Mechatronika 2008*. Trenčianské Teplice : [s.n.], 2008. s. 29-32. ISBN 978-80-8075-305-4.
- [18] ČERNÝ, Ondřej, DOLEČEK, Radovan, ŠIMÁNEK, Jiří, SCHEJBAL, Vladimír. Utilization of PMSM at passenger transport. In *16th International Symposium EURNEX – Žel 2008*. Žilina : [s.n.], 2008. s. 6. ISBN 978-80-8070-861.
- [19] ŠIMÁNEK, Jiří, DOLEČEK, Radovan, ČERNÝ, Ondřej. PMSM Drive Control Based on Sinusoidal Commutation Control of Brushless DC Motor. In *9th International Carpathian Control Conference, ICC 2008*. Rumunsko : [s.n.], 2008. s. 615-618. ISBN 978-973-746-897-0.
- [20] NOVÁK, Jaroslav, ŠIMÁNEK, Jiří, ČERNÝ, Ondřej, DOLEČEK, Radovan. EMC of Frequency Controlled Electric Drives. *Radioengineering*. vol. 2008, no. 4, s. 101-105. ISSN 1210-2512.
- [21] ŠIMÁNEK, Jiří, DOLEČEK, Radovan, ČERNÝ, Ondřej, SCHEJBAL, Vladimír. Processor TI 2812 as Control Base of Permanent Magnet Synchronous Motor. In *19th International Conference Radioelektronika 2009*. Bratislava, Slovenská Republika : [s.n.], 2009. s. 69-72. ISBN 978-1-4244-3536-4.
- [22] ŠIMÁNEK, Jiří, NOVÁK, Jaroslav, ČERNÝ, Ondřej, DOLEČEK, Radovan. Regulační struktury pro zeslabování magnetického toku trakčního synchronního motoru s permanentními magnety. In *XXXI. Celostátní konference o elektrických pohonech*. Plzeň: [s.n.], 2009. s. 115-120. ISBN 978-80-02-02151-3.
- [23] ČERNÝ, Ondřej, DOLEČEK, Radovan, NOVÁK, Jaroslav, ŠIMÁNEK, Jiří. Energetické a výkonové vlastnosti trakčního pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety. In *XXXI. Celostátní konference o elektrických pohonech*. Plzeň : [s.n.], 2009. s. 121-126. ISBN 978-80-02-02151-3.
- [24] NOVÁK, Jaroslav, ČERNÝ, Ondřej, DOLEČEK, Radovan, ŠIMÁNEK, Jiří. Trakční a energetické vlastnosti synchronního motoru s permanentními magnety. In *Elektrotechnika a elektronika v dopravě*. Pardubice : [s.n.], 2009. s. 15. ISBN 978-80-7395-194-8.
- [25] DOLEČEK, Radovan, ŠIMÁNEK, Jiří, NOVÁK, Jaroslav, ČERNÝ, Ondřej. Dynamics of a Feedback Optimal Current Vector Flux Weakening Strategy for Traction PMSM. In *ELECTROMOTION 2009 EPE Chapter "Electric Drives"*. Lille, Francie : [s.n.], 2009. s. 6.

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 Pohled na příměstskou jednotku	9
Obr. 2 Schéma uspořádání přímého pohonu dvojkolí s PMSM.....	9
Obr. 3 Metro systému VAL208 se synchronními motory s permanentními magnety vyráběné v podniku Siemens - Kolejová vozidla [4]	10
Obr. 4 Trolejbus Neoplan Electroliner se synchronními motory s permanentními magnety ..	11
Obr. 5 Tramvaj Škoda 15T ForCity s přímým pohonem kol pomocí plně odpružených PMSM	11
Obr. 6 Uspořádání synchronního motoru s permanentními magnety.....	12
Obr. 7 Různá uspořádání rotorů PMSM: a) klasické uspořádání, b) uspořádání s povrchově lepenými magnety („surface mounted magnets“), c) s vnitřními magnety („interior magnets“) a d) uspořádání se zapuštěnými magnety („buried magnets“)	15
Obr. 8 Uspořádání motoru s vnějším rotorem	16
Obr. 9 Schéma synchronního stroje v osách dq	17
Obr. 10 Fázorový diagram synchronního motoru v osách d, q	19
Obr. 11 Blokové schéma ventilového pohonu.....	20
Obr. 12 Fázorový diagram PMSM při provozu s plným polem.....	22
Obr. 13 Blokové schéma regulace fázových proudů.....	23
Obr. 14 Blokové schéma vektorové regulace PMSM	24
Obr. 15 Principiální blokové schéma přímé regulace momentu PMSM.....	26
Obr. 16 Porovnání strategie CCCP a OCV. Horní graf (žádané momentotvorné a tokotvorné složky proudu): modrá a červená – CCCP, světle modrá a fialová – OCV. Spodní graf (žádané poměrné otevření střídače): červená – CCCP, zelená – OCV.....	28
Obr. 17 Fázorový diagram pro odvození jmenovité úhlové rychlosti.....	29
Obr. 18 Zjednodušený fázorový diagram při odbuzování.....	29
Obr. 19 Porovnání tokotvorné a momentotvorné složky nastavované zpětnovazebním regulátorem odbuzování (strategie OCV - černé křivky) s vypočtenými hodnotami (červená křivka - momentotvorná složka, zelená křivka - tokotvorná složka). Hodnoty byly získány simulací motoru SRT 225 – S 44, parametry viz 3. a 4. kapitola.....	31
Obr. 20 Schéma uspořádání experimentálního pracoviště	33
Obr. 21 Pohled na zkušební stav s PMSM	35
Obr. 22 Příčný řez zkušebním stavem. Zdroj [18]	35
Obr. 23 Pohled na střídač firmy Semikron s doplněným rozhraním pro DSP	37
Obr. 24 Detail uchycení resolveru v PMSM	38
Obr. 25 Vytvořený obvod s R/D převodníkem AD2S1200	38
Obr. 26 Blokové schéma regulátoru PMSM	39
Obr. 27 Pohled na karty mikroprocesorového regulátoru	39
Obr. 28 Realizace modelu PWM modulátoru	42
Obr. 29 Realizace bloku generování mrtvých dob střídače (blok „Unit Delay“ slouží ke zpoždění vstupního signálu, zpoždění odpovídá ochranné době)	43
Obr. 30 Model střídače	43
Obr. 31 Model snímání polohy rotoru.....	43
Obr. 32 Blokové schéma regulace fázových proudů se třemi regulátory.....	45
Obr. 33 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu.....	47
Obr. 34 Detail přechodu jízda - brzda	47
Obr. 35 Skok žádosti momentu z 20% na 100%	48
Obr. 36 Letmý start pohonu s žádostí na 100% moment	48
Obr. 37 Skok napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V.....	49

Obr. 38 Ztráta řízení střídače	49
Obr. 39 Blokové schéma regulace fázových proudů se dvěma regulátory	50
Obr. 40 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu	51
Obr. 41 Detail přechodu jízda - brzda	51
Obr. 42 Skok žádosti momentu z 20% na 100%	52
Obr. 43 Letmý start pohonu s žádostí na 100% moment	52
Obr. 44 Skok napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V bez korekce na napětí v meziobvodu	53
Obr. 45 Skok napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V s korekcí na napětí meziobvodu	53
Obr. 46 Ztráta řízení střídače	54
Obr. 47 Blokové schéma regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory a kompenzací indukovaného napětí	55
Obr. 48 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu	56
Obr. 49 Skok žádosti momentu z 20% na 100%	56
Obr. 50 Letmý start pohonu s žádostí na 100% moment	57
Obr. 51 Blokové schéma regulace okamžitých hodnot fázových proudů s predikcí fázoru napětí	58
Obr. 52 Výpočtový blok pro jedno fázové napětí	58
Obr. 53 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu	60
Obr. 54 Skok žádosti momentu z 20% na 100%	60
Obr. 55 Letmý start pohonu s žádostí na 100% moment	61
Obr. 56 Fázová napětí (zelená – vypočtené, červená – na vstupu do modulátoru), odchylky vypočtených hodnot od celkových hodnot (odpovídají výstupům PI regulátorů) a složky žádaných napětí na vstupu modulátoru (červená – q-složka, zelená – d-složka) bez kompenzace zpoždění střídače	61
Obr. 57 Fázová napětí, odchylky a složky napětí pro kompenzovaný výpočtový blok	62
Obr. 58 Blokové schéma základní regulace v transformovaných souřadnicích	64
Obr. 59 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu	64
Obr. 60 Skok žádosti momentu z 20% na 100%	65
Obr. 61 Letmý start pohonu s žádostí na 100% moment	65
Obr. 62 Letmý start pohonu s žádostí na 0% momentu	66
Obr. 63 Skok napětí v meziobvodu z 560 V na 420 V s korekcí na napětí meziobvodu	66
Obr. 64 Ztráta řízení střídače	67
Obr. 65 Blokové schéma regulace v dq osách s odvazbením proudových složek	69
Obr. 66 Blok odvazbení	69
Obr. 67 Rozběh, brzdění a reverzace pohonu	70
Obr. 68 Skok žádosti momentu z 20% na 100%, odvazbení počítáno z žádaných hodnot	70
Obr. 69 Skok žádosti momentu z 20% na 100%, odvazbení počítáno ze skutečných hodnot	71
Obr. 70 Skok žádosti momentu z 20% na 100%, odvazbení počítáno ze žádaných hodnot, výpočet je kompenzován na zpoždění střídače	71
Obr. 71 Letmý start pohonu při žádosti na 0 % momentu	72
Obr. 72 Blokové schéma regulátoru odbuzování s konstantním výkonem	74
Obr. 73 Celkové blokové schéma regulace v dq osách s nadřazeným regulátorem odbuzování	74
Obr. 74 Rozběh a brzdění pohonu v oblasti odbuzování	75
Obr. 75 Skok žádosti na moment z 20 % na 100 % (% momentu je zde chápáno jako % z dosažitelného momentu při jmenovitém výkonu a otáčkách)	75
Obr. 76 Skok napětí v ss meziobvodu z 560 V na 420 V	76
Obr. 77 Výkonové charakteristiky při rozběhu pohonu, shora: otáčky, mechanický výkon (červená křivka) a příkon (zelená křivka), účinnost	76

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	105
---	------------------	-----

Obr. 78 Blokové schéma regulátoru odbuzování s optimálním využitím proudu.....	78
Obr. 79 Rozběh a brzdění pohonu v oblasti odbuzování.....	78
Obr. 80 Skok žádosti na moment z 20 % na 100 % (% momentu je zde chápáno jako % z dosažitelného momentu při jmenovitém výkonu a otáčkách)	79
Obr. 81 Skok napětí v ss meziobvodu z 560 V na 420 V.....	79
Obr. 82 Výkonové charakteristiky při rozběhu pohonu, shora: otáčky, mechanický výkon (červená křivka) a příkon (zelená křivka), účinnost.....	80
Obr. 83 Regulátor odbuzování s paralelní predikcí tokotvorné složky proudu.....	81
Obr. 84 Rozběh pohonu bez predikce i_d	81
Obr. 85 Rozběh pohonu s predikcí i_d	82
Obr. 86 Závislost tokotvorné složky proudu na otáčkách pohonu	82
Obr. 87 Závislost tokotvorné složky proudu na napětí v meziobvodu.....	83
Obr. 88 3D graf závislosti tokotvorné složky proudu na otáčkách pohonu a napětí meziobvodu	83
Obr. 89 Různé přístupy k návrhu trakčního pohonu	84
Obr. 90 Rozběh <i>motoru 2</i> s následným rozpadem regulace.....	85
Obr. 91 Přejíždění při skoku napětí v meziobvodu z 600 V na 500 V při velkém zesílení integrátoru v regulátoru odbuzování	87
Obr. 92 Účinnost <i>motoru 1</i> v závislosti na výkonu	88
Obr. 93 Účinnost <i>motoru 2</i> v závislosti na výkonu	88
Obr. 94 Trakční charakteristika <i>motoru 1</i>	89
Obr. 95 Trakční charakteristika <i>motoru 2</i>	89
Obr. 96 Závislost výkonu <i>motoru 1</i> na otáčkách.....	90
Obr. 97 Závislost výkonu <i>motoru 2</i> na otáčkách.....	90
Obr. 98 Rozběh pohonu naprázdno, žádost na 15 % momentu, regulace okamžitých hodnot fázových proudů bez kompenzace indukovaného napětí	91
Obr. 99 Rozběh pohonu naprázdno, žádost na 15 % momentu, regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí.....	92
Obr. 100 Přejíždění – brzda (± 20 % momentu) při $76,5 \text{ min}^{-1}$, regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí.....	93
Obr. 101 Skok žádosti na moment z 5 % na 40 % při $76,5 \text{ min}^{-1}$, regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí.....	93
Obr. 102 Skok žádosti na moment z 5 % na 30 % při 257 min^{-1} , regulace okamžitých hodnot fázových proudů s kompenzací indukovaného napětí.....	94

SEZNAM ZKRATEK

CCCP	strategie odbuzování PMSM – konstantní proud, konstantní výkon (Constant Current Constant Power)
CVCP	strategie odbuzování PMSM – konstantní napětí, konstantní výkon (Constant Voltage Constant Power)
DSP	signálový procesor (Digital Signal Processor)
IGBT	výkonový spínací prvek na bázi bipolárního tranzistoru s izolovaným hradlem (Insulate Gate Bipolar Transistor)
OCV	strategie odbuzování PMSM – optimální fázor proudu (Optimal Current Vector)
PMSM	synchronní motor s permanentními magnety (Prmanent Magnet Synchronous Motor)
VAL	system metra na pneumatikách s bezobslužným provozem (Véhicule Automatique Léger)
VÚES	Výzkumný ústav elektrických strojů
VÚKV	Výzkumný ústav kolejových vozidel

OBSAH

Anotace	5
1 Cíl práce	6
2 Současný stav problematiky	8
2.1 Aplikace PMSM v trakci	8
2.1.1 Japonský příměstský vlak e@train	8
2.1.2 VAL 208	10
2.1.3 Neoplan Electroliner	10
2.1.4 Tramvaj Škoda 15T ForCity	11
2.2 Popis PMSM	12
2.3 Konstrukce PMSM	14
2.4 Teorie PMSM	16
2.4.1 Lineární transformace souřadnic $dq0$	16
2.4.2 Matematický model PMSM	16
2.5 Základní principy regulace PMSM	20
2.5.1 Ventilový pohon	20
2.5.2 Elektronická komutace	21
2.5.3 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů	21
2.5.4 Vektorová regulace	23
2.5.5 Přímá regulace momentu	25
2.5.6 Odbuzování	26
2.5.7 Bezsenzorové snímání polohy rotoru	31
3 Zvolené metody zpracování	33
3.1 Experimentální pracoviště	33
3.1.1 Uspořádání pracoviště	33
3.1.2 Zkušební stav s PMSM	34
3.1.3 Střídač pro PMSM	36
3.1.4 Snímání úhlu natočení rotoru PMSM	37
3.1.5 Regulátor PMSM	38
3.2 Simulační software	39
3.2.1 Model PMSM	40
3.2.2 Modely ostatních funkčních bloků	41
4 Dosažené výsledky	44
4.1 Simulace regulačních struktur	44
4.1.1 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se třemi regulátory	45
4.1.2 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory	50
4.1.3 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory a kompenzací indukovaného napětí	54
4.1.4 Regulace okamžitých hodnot fázových proudů se dvěma regulátory a predikcí fázoru napětí	57
4.1.5 Regulace v dq osách	62
4.1.6 Regulace v dq osách s odvážením proudových složek	67
4.1.7 Odbuzování s konstantním výkonem motoru	72
4.1.8 Odbuzování s optimálním využitím fázoru proudu	77
4.1.9 Porovnání účinnosti různých typů PMSM v režimu odbuzení	84
4.2 Experimentální výsledky	90
5 Závěr	95
Literatura	97

UNIVERZITA PARDUBICE Dopravní fakulta Jana Pernera	Dizertační práce	108
---	------------------	-----

Seznam publikací autora k dané problematice.....	101
Seznam obrázků.....	103
Seznam zkratk.....	106
Obsah	107