

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

Edice PhD Thesis, sv. 537

ISSN 1213-4198

thesis
S
IS

Ing. Tomáš Matucha

**Nezávislý nízkonapěťový
trakční asynchronní pohon**

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Ing. Tomáš Matucha

**NEZÁVISLÝ NÍZKONAPĚŤOVÝ TRAKČNÍ
ASYNCHRONNÍ POHON**

Independent Traction Drive with Low-Voltage Induction Machine

ZKRÁCENÁ VERZE PH.D. THESIS

Obor: Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika
Školitel: Prof. Ing. Jiří Skalický, CSc.
Oponenti: Doc. Ing. Jiří Lettl, CSc.
Ing. Hynek Přikryl, CSc.
Datum obhajoby: 5. 6. 2009

Klíčová slova

Asynchronní motor, vektorové řízení, nezávislá trakce, elektrické vozidlo, střídač, ztráty, sycení magnetického obvodu, povrchový jev.

Keywords

Induction Machine, Vector Control, Independent Traction, Electric Vehicle, Inverter, Losses, Magnetic Saturation, Skin Effect.

Místo uložení práce

Dizertační práce je k dispozici na Vědeckém a zahraničním oddělení Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií v Brně, Údolní 53, 602 00, Brno.

OBSAH

1 ÚVOD.....	5
2 PŘEHLED SOUČASNÉHO STAVU PROBLEMATIKY	6
2.1 Řízení asynchronních motorů	6
2.2 Model asynchronního motoru	7
2.3 Model střídače.....	7
3 CÍLE DIZERTAČNÍ PRÁCE	8
4 MODEL POHONU	9
4.1 Zpřesněný matematický model motoru.....	9
4.2 Model zátěže motoru.....	10
4.3 Model napěťového střídače.....	10
4.3.1 Pulzní model střídače.....	11
4.3.2 Diskrétní model střídače	12
4.4 Model celého pohonu.....	13
5 LABORATORNÍ VZOREK	14
6 VÝSLEDKY SIMULACÍ A MĚŘENÍ.....	16
6.1 Srovnání modelu a reálného pohonu.....	17
6.1.1 Řízení na konstantní rotorový tok	17
6.1.2 Řízení na minimální ztráty	19
6.1.3 Srovnání příkonů střídače při použití jednotlivých způsobů řízení.....	21
6.1.4 Srovnání výkonů získaných simulací a měřeními na reálném pohonu.....	22
6.2 Kompenzace nelinearit střídače	23
6.2.1 Kompenzace úbytků napětí na spínacích prvcích	23
6.2.2 Kompenzace ochranných dob a zapínacích a vypínacích dob tranzistorů.....	24
6.2.3 Kompenzace kolísání napětí stejnosměrného meziobvodu	25
7 ZÁVĚR.....	26
LITERATURA	28
ŽIVOTOPIS.....	29
ABSTRACT	30

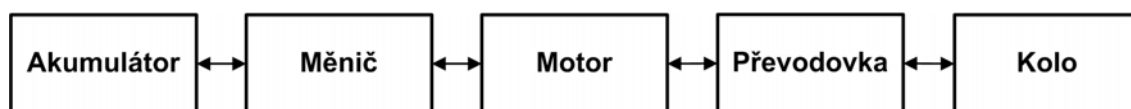
1 ÚVOD

V posledních letech se stále více dostává do popředí otázka řešení energetické krize naší planety. Zásoby ropy, uhlí a zemního plynu, které jsou v dnešní době nejvíce využívány k získávání energie, jsou omezené.

Nejvíce ropy v podobě benzínu a nafty se spotřebuje v dopravě. Nedílnou součástí stále vzrůstajícího provozu je též znečištění vzduchu zplodinami z motorových vozidel. Existuje několik možných řešení, vedoucích k nahrazení ropy v dopravě jiným zdrojem energie. Buď je to pohon vozidel pomocí palivových článků, nebo přímého spalování vodíku. Tato řešení jsou velice zajímavá a perspektivní, avšak vyvstávají zde problémy s uskladněním vodíku. Dalším způsobem, jak rapidně snížit spotřebu pohonných hmot, je použití tzv. hybridního pohonu. V tomto případě se pohon automobilu skládá ze dvou částí, a to z klasického spalovacího motoru a z elektromotoru. Vhodným řízením a přepínáním způsobu chodu takového vozidla se dosahuje velkého snížení spotřeby. To ale potřebu fosilních paliv zcela neeliminuje. Dalším možným řešením, a tím bych se chtěl v této práci zabývat, je pohon vozidla pomocí elektromotoru napájeného z akumulátoru (nezávislá trakce).

V současné době se zatím nepředpokládá využití elektromobilu v běžné dopravě, ale určitě najde své uplatnění v celé řadě jiných případů. Například v místech, kde je použití klasického motorového vozidla zcela nevhodné. To je třeba v uzavřených prostorech, kde je použití „čistého“ elektrického pohonu bez zplodin a kouře obrovskou výhodou a kde nejsou velké nároky na rychlost a dojezd vozidla.

Při použití elektropohonu v nezávislé trakci se vyskytuje celá řada otázek a nevyřešených problémů a právě proto je vhodné se touto tematikou zabývat v rámci dizertační práce. Jedním z největších problémů je velká hmotnost a nedostatečná kapacita baterie elektromobilu. Z tohoto důvodu je účelné zkoumat ztráty v jednotlivých komponentech pohonu (obr. 1.1): baterie – měnič – motor – převodovka – mechanická část. Snížení ztrát a tím zvýšení účinnosti má velký vliv na užité vlastnosti vozidla.

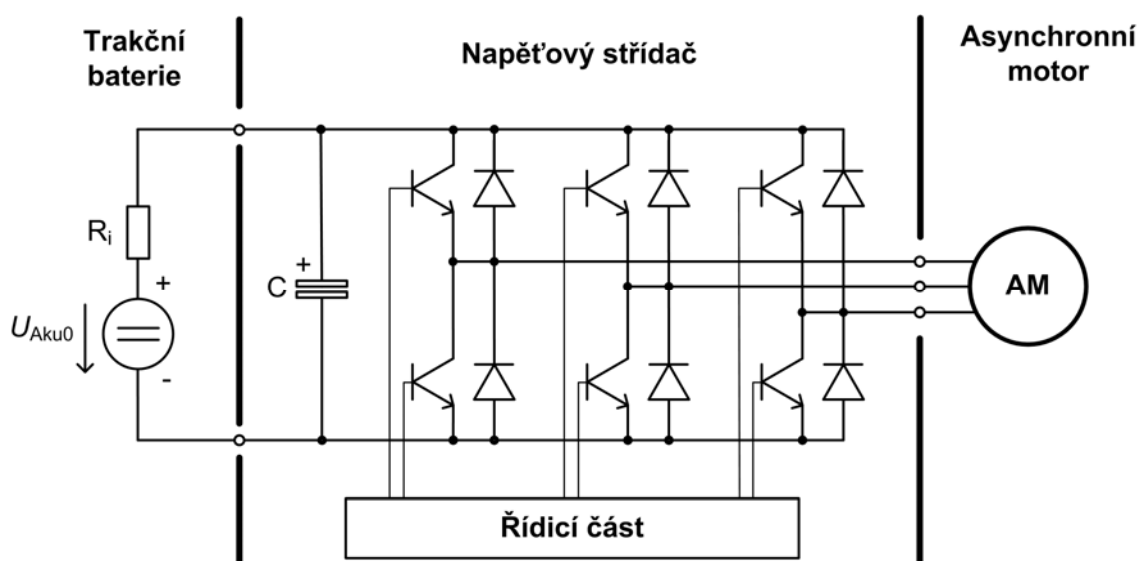


Obr. 1.1 Komponenty elektromobilu

Při napájení z akumulátorové baterie je měnič a motor připojen na nízké napětí (většinou 24 nebo 48 V). Aby měl motor při daném napětí stejný moment a výkon, jako při napájení ze sítě, musí jím protékat několikanásobně vyšší proudy. Ty pak způsobují pokles napětí baterie a také úbytky na měniči. Díky tomu se objevují další problémy, které nejsou v dostupné literatuře dostatečně řešeny.

2 PŘEHLED SOUČASNÉHO STAVU PROBLEMATIKY

S nástupem dostupné výkonové elektroniky a tudíž možností plynule regulovat rychlost pohonu s asynchronním motorem, jsou postupně nahrazovány regulační pohony se stejnosměrnými motory. Je to způsobeno především nevýhodami stejnosměrného motoru, jimiž jsou hlavně mechanický komutátor a sběrné kartáče. Tyto komponenty se u asynchronního motoru nevyskytují. Navíc se vyznačuje konstrukční jednoduchostí, nízkou cenou a vysokou spolehlivostí bez nutnosti údržby. Z těchto důvodů se v trakčních aplikacích převážně užívá asynchronní motor. Na obrázku 2.1 je zobrazen trakční pohon s asynchronním motorem a napěťovým meziobvodem napájeným z akumulátoru.



Obr. 2.1 Struktura trakčního pohonu napájeného z akumulátoru

2.1 ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ

Dynamické a statické vlastnosti pohonu závisí na jeho struktuře a způsobu řízení. V literatuře [1 – 8] je uvedena řada způsobů, kterými lze asynchronní motor řídit, jsou rozebrány jejich výhody a nevýhody. Důležitým hlediskem při výběru daného typu řízení je samozřejmě i jeho finanční dostupnost v závislosti na požadované kvalitě. Při využití v nezávislé trakci není vyžadována vysoká statická přesnost. Kvalitní řízení je ovšem nutné pro dosažení maximální účinnosti pohonu, a tím zvýšení dojezdu vozidla.

Obecně rozlišujeme tři základní typy řízení asynchronního motoru: skalární řízení (Scalar Control), vektorově orientované řízení (Field Oriented Control) a přímé řízení momentu (Direct Torque Control). Skalární řízení se dnes používá v devadesáti procentech aplikací a umožňuje regulaci otáček v širokém rozsahu. Toto řízení ovšem nezaručí kvalitní dynamické vlastnosti pohonu. Druhým typem je řízení vektorové. Podle způsobu získávání informace o poloze vektoru mag-

netického toku ho dále dělíme na přímé a nepřímé. Třetím základním typem řízení je metoda přímého řízení momentu, při které se nereguluje vektor statorového proudu, ale přímo moment a magnetický tok ve zvoleném tolerančním pásmu. Pohon zkoumaný v rámci této dizertační práce byl řízen pomocí vektorově orientovaného řízení.

2.2 MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Základní matematický model asynchronního motoru je popsán v celé řadě publikací [1, 9 – 12]. Většinou se provádí zanedbání mnoha jevů, které ovlivňují chování motoru. Z těch nejdůležitějších jsou to:

- nasycení magnetického obvodu,
- změny odporů na teplotě,
- skinefekt,
- ztráty v železe motoru.

Pro běžné aplikace a získání představy o průbězích sledovaných veličin je zjednodušený model naprosto postačující. Pro uplatnění v náročných aplikacích a pro vytvoření pokročilého řízení s úmyslem minimalizovat ztráty pohonu je však třeba vytvořit model zpřesněný, zahrnující výše jmenované zanedbané jevy.

2.3 MODEL STŘÍDAČE

Při tvorbě matematického modelu střídače se opět zavádějí četná zjednodušení, která mají za následek nepřesnosti simulací oproti realitě. Většina modelů předpokládá:

1. konstantní napětí stejnosměrného meziobvodu,
2. ideální polovodičové prvky měniče, jež mají:
 - nulový odpor a úbytek napětí v sepnutém stavu,
 - okamžité spínání a rozepínání tranzistorů,
 - nulové přepínací ztráty.

Při tvorbě řídicího algoritmu pro nízkonapěťový pohon takovéto předpoklady způsobují nepřesnosti řízení a snížení účinnosti celého pohonu. Je-li pohon napájený například ze 48V baterie, pak při odběru velkých proudů dochází k úbytkům napětí na vnitřním odporu baterie a na spínacích prvcích střídače, které tyto velké proudy vedou. Celkové úbytky napětí pak mohou činit až jednotky voltů, takže se při napájení z baterie mohou blížit až k deseti procentům napětí akumulátoru. To má nejen velký vliv na moment motoru, ale také na vznik nežádoucích vyšších harmonických, které způsobují další přídavné ztráty.

3 CÍLE DIZERTAČNÍ PRÁCE

V dnešní době se stále více objevují aplikace, kde je k pohánění vozidla využito elektrického pohonu napájeného z akumulátoru. S tím je spojena celá řada problémů, jejichž řešení se v dostupné literatuře téměř nevyskytuje.

Cílem této dizertační práce je vytvoření zpřesněného matematického modelu nezávislého trakčního pohonu s asynchronním motorem malého jmenovitého napětí (28 V) napájeného z akumulátorů. Dále realizace takového pohonu a experimentální ověření modelu. Model by měl co nejlépe zahrnovat ztráty v jednotlivých komponentech pohonu, vlivy nelinearit střídače a kolísání napětí stejnosměrného meziobvodu. *Originálním přínosem dizertační práce je komplexní popis asynchronního pohonu s uvážením maximálního množství jevů, které především při nízkém napětí mohou nežádoucím způsobem ovlivňovat chování soustavy a případně najít možnosti jejich potlačení.* Dalším cílem je vyhodnocení vlivu těchto jevů na vlastnosti a účinnost celého pohonu a ověření získaných poznatků měření na laboratorním vzorku. Poznátky z modelování pak bude možné využít při optimalizaci návrhu nízkonapěťového asynchronního pohonu.

Dílčí cíle dizertace lze formulovat takto:

1. Vytvoření matematického modelu zátěže pohonu a asynchronního motoru v programu MATLAB – Simulink. Model motoru by měl zahrnovat sycení magnetického obvodu, vliv oteplení stroje na změny velikosti odporů a vliv skin efektu na odpor rotoru. Dále je třeba vytvořit model střídače se zahrnutím úbytků napětí na spínacích prvcích, úbytků napětí vlivem ochranných dob a kolísání napětí stejnosměrného meziobvodu. Model by měl být doplněn vektorovým řízením a výpočtem ztrát v jednotlivých komponentech soustavy. Vytvořený model bude možné použít pro ověření správnosti návrhu elektrického pohonu z hlediska požadovaného dynamického chování.

2. Vytvoření laboratorního pracoviště s asynchronním motorem malého jmenovitého napětí, na kterém bude možno prakticky ověřit správnost matematického modelu.

3. Vyhodnocení vlastností pohonu s uvažováním výše popsaných nelinearit a dále posouzení významu kompenzace těchto jevů u nízkonapěťového pohonu.

4. Vytvoření vektorového řízení asynchronního motoru, které bude zajišťovat minimální ztráty pomocí odbuzování motoru při malém zátěžném momentu.

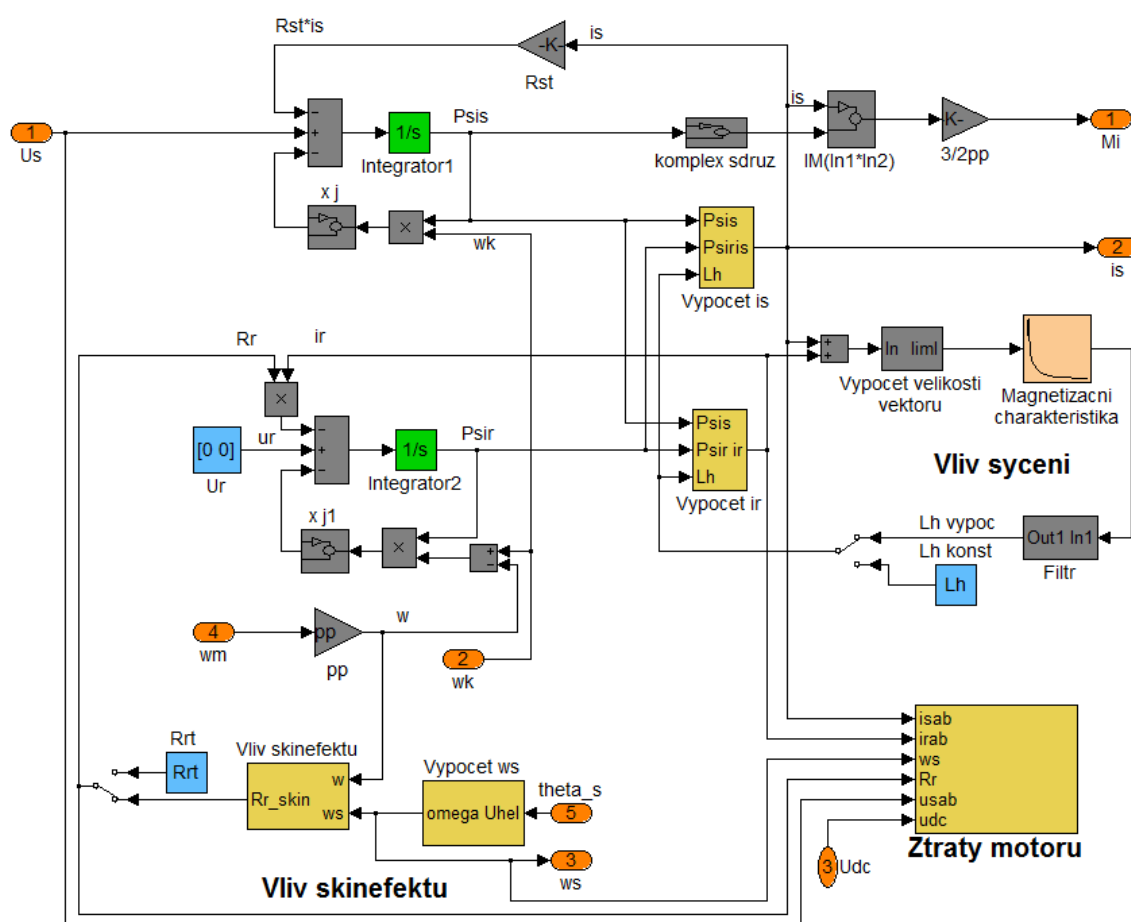
4 MODEL POHONU

4.1 ZPŘESNĚNÝ MATEMATICKÝ MODEL MOTORU

Základní matematický model motoru jsem doplnil o zahrnutí vlivu *sycení* magnetického obvodu, vlivu *teploty* a *povrchového jevu* na změnu odporů a o výpočet ztrát v motoru [13, 14]. Uvažoval jsem následující druhy ztrát:

- Jouleovy ztráty v obvodu statoru ΔP_{Js} ,
- Jouleovy ztráty v obvodu rotoru ΔP_{Jr} ,
- vířivé ztráty způsobené první harmonickou ΔP_{V1} ,
- vířivé ztráty způsobené vyššími harmonickými ΔP_{Vn} ,
- hysterezí ztráty způsobené první harmonickou ΔP_{H1} ,
- dodatečné ztráty ΔP_d ,
- mechanické ztráty motoru ΔP_{tm} .

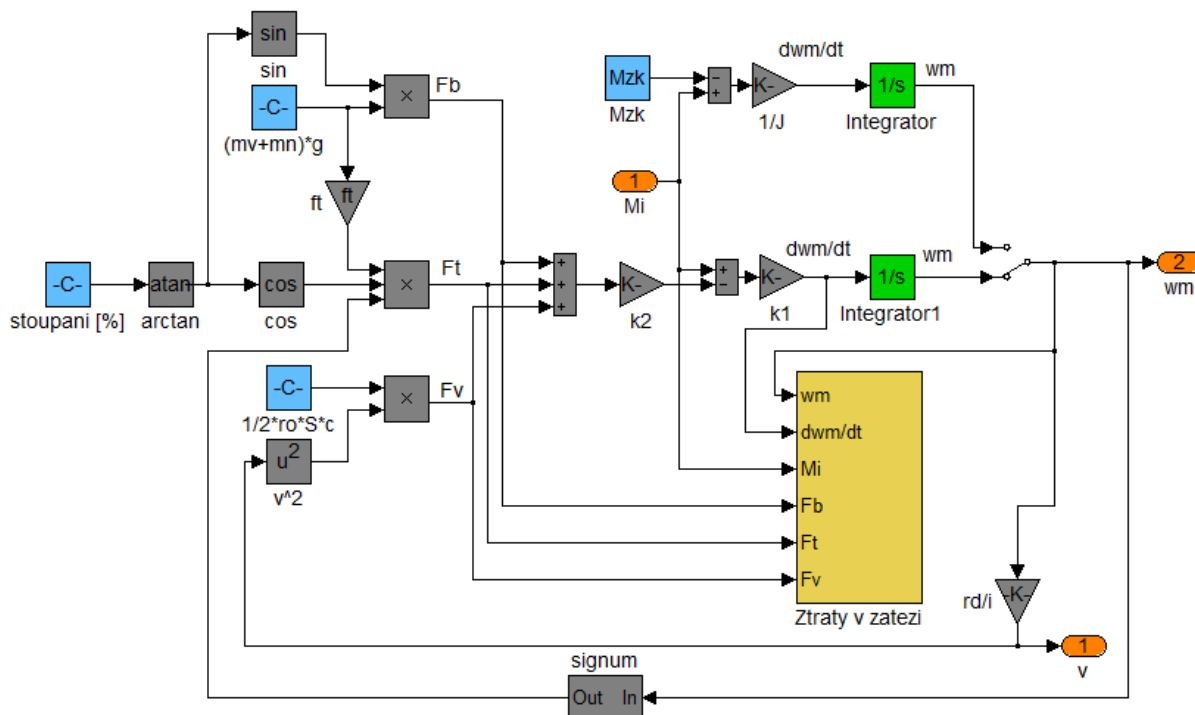
Výsledný model motoru je na následujícím obrázku.



Obr. 4.1 Model asynchronního motoru v programu MATLAB – Simulink zahrnující vliv nasycení magnetického obvodu, změnu odporů na teplotě, vliv skin efektu a výpočet ztrát motoru

4.2 MODEL ZÁTĚŽE MOTORU

Do modelu zátěže motoru (obr. 4.2) byl zahrnut *odpor valivý*, *odpor stoupání* při pohybu vozidla po nakloněné rovině a *odpor větru*. Tyto síly byly přepočítány na zátěžný moment M_z . Momenty setrvačnosti motoru, převodovky a kol byly přepočítány na celkový moment setrvačnosti J_c . [15]



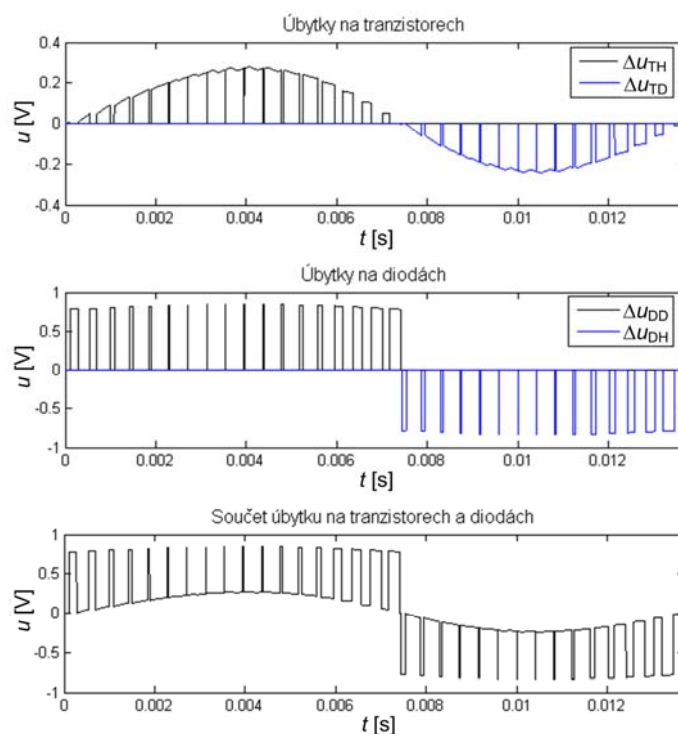
Obr. 4.2 Model zátěže vozidla včetně bloku výpočtu ztrát

Součástí modelu je výpočet ztrát v mechanické části pohonu. Výkon motoru se spotřebovává na překonání valivého tření ΔP_t , stoupání po nakloněné rovině ΔP_b a odporu vzduchu ΔP_v . Dále na urychlování rotujících částí vozíku, tedy motoru ΔP_{dm} , převodovky ΔP_{dp} a kol ΔP_{dk} . Ztráty v převodovce ΔP_p jsou závislé na výkonu přenášeném přes převodovku a na její účinnosti.

4.3 MODEL NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE

Velkou pozornost jsem věnoval tvorbě přesného modelu střídače. Při použití motoru malého jmenovitého napětí protékají střídačem velké proudy, které způsobují významné *úbytky napětí na spínacích prvcích*. To se výrazně odrazí na velikosti první harmonické výstupního napětí střídače, a tím pádem na momentu stroje, a dále na velikosti vyšších harmonických. Na zkreslení výstupního napětí střídače se podílí i *ochranné doby* mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru ve větvi. Tyto jevy byly implementovány do modelu střídače, který dále umožňuje výpočet ztrát způsobených odpory součástek při *vedení proudu* ΔP_{ved} a ztrát *přepínacích* ΔP_{pr} , způsobených spínáním a vypínáním tranzistorů.

Na obrázku 4.3 jsou zachyceny úbytky napětí na jednotlivých polovodičích ve větvi střídače během jedné periody větrového proudu. Symbol Δu_{TH} značí úbytek napětí na horním tranzistoru, Δu_{TD} úbytek napětí na dolním tranzistoru, Δu_{DH} úbytek napětí na horní diodě a Δu_{DD} úbytek napětí na dolní diodě.

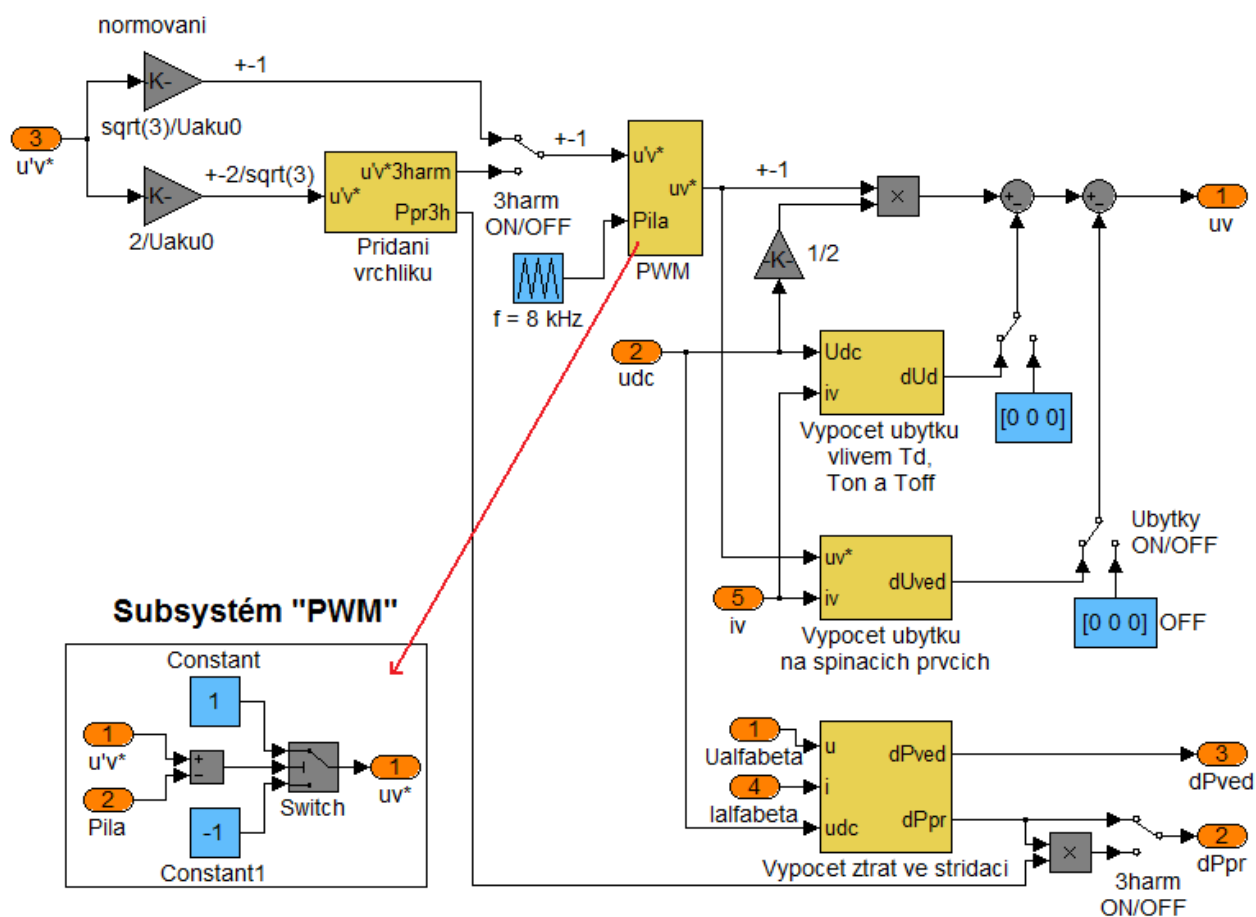


Obr. 4.3 Průběhy úbytků napětí na tranzistorech a diodách jedné větve střídače

4.3.1 Pulzní model střídače

Na obrázku 4.4 je vidět struktura pulzního modelu střídače. Tento model respektuje výše zmíněné nelinearity střídače včetně výpočtu jeho přepínacích ztrát a ztrát způsobených vedením proudu.

Do modelu vstupují tři žádaná větrová napětí u_v^* , která jsou normována. Přepínačem je možno volit přidání třetí harmonické do větrových napětí. Tím se umožní zvětšení maximální amplitudy fázového či sdruženého napětí $2/\sqrt{3} \times$ oproti čistě sinusovému průběhu. Tři normované nízkofrekvenční modulační signály (označeny čárkou) jsou v bloku „PWM“ komparovány s vysokofrekvenčním trojúhelníkovým nosným signálem. Na výstupu dostáváme modulační produkt v podobě tří pulsně šířkově modulovaných obdélníkových signálů u_v^* . Ty se násobí polovinou okamžitého napětí stejnosměrného meziobvodu. Dále lze zvolit, zda se mají od pulzních větrových napětí odečítat úbytky způsobené vlivem ochranných dob a nenulových zapínacích a vypínacích dob tranzistorů, nebo také úbytky vlivem vedení proudu. Tři výsledná zkreslená větrová napětí u_{VA} , u_{VB} , u_{VC} je dále nutno přepočítat na napětí fázová či sdružená podle toho, zda je motor zapojen do hvězdy či do trojúhelníku.



Obr. 4.4 Schéma pulzního modelu střídače

4.3.2 Diskrétní model střídače

Průběhy pulzních větrových napětí na výstupu pulzního modelu střídače sice odpovídají větrovým napětím na výstupu reálného střídače, ale aby byla dosažena dostatečná přesnost komparace modulačních signálů s trojúhelníkovým vysokofrekvenčním signálem, je třeba volit maximální krok simulace okolo dvou mikrosekund. To vede k velkým výpočetním nárokům a dlouhé době simulace. Aby se simulace urychlily, byl vytvořen diskrétní model střídače, který z nízkofrekvenčních větrových signálů nevytváří signály pulzní, ale diskretizované s periodou vzorkování rovnou periodě PWM.

K porovnání obou modelů střídače jsem využil podsystém umožňující harmonickou analýzu signálů přivedených na jeho vstup [16]. Následující tabulka uvádí velikosti první a některých vyšších harmonických ve větrovém napětí střídače při uvažování různých nelinearit.

Tab. 4.1 Velikosti první a některých vyšších harmonických ve větrovém napětí střídače [V]

	Model	1. h.	3. h.	5. h.	7. h.	9. h.
Bez uvažování nelinearit	pulzní	27,71	3,82	0,05	0,05	0,13
	diskrétní	27,71	3,81	0,00	0,00	0,13
S uvažováním úbytků napětí vlivem vedení proudu	pulzní	27,42	3,81	0,05	0,05	0,20
	diskrétní	27,43	3,81	0,10	0,07	0,18
S uvažováním úbytků napětí vlivem zapínacích, vypínacích a ochranných dob	pulzní	26,82	3,65	0,14	0,10	0,23
	diskrétní	26,83	3,69	0,19	0,13	0,23
S uvažováním všech úbytků	pulzní	26,54	3,64	0,23	0,17	0,28
	diskrétní	26,56	3,70	0,28	0,20	0,28

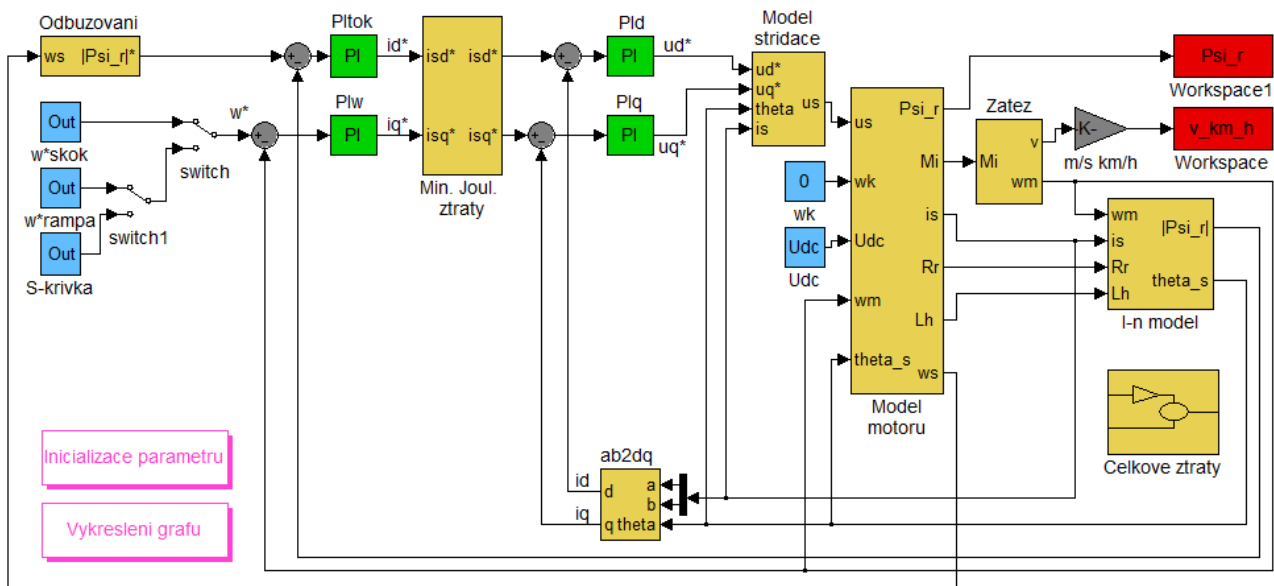
Z tabulky plyne:

- Úbytek napětí vlivem ochranných dob má větší vliv na velikost užitečné první harmonické (všechny vyšší harmonické jsou nežádoucí) než úbytek napětí na polovodičových součástkách vlivem vedení proudu.
- Amplituda první harmonické větrového napětí (má stejnou velikost jako amplituda fázového napětí) je při zahrnutí vlivu nelinearit střídače asi o 5 % menší.
- Pro potřeby ověření správnosti návrhu pohonu simulací jsou oba modely zcela ekvivalentní, přičemž diskretní model umožňuje výrazně rychlejší výpočet.

4.4 MODEL CELÉHO POHONU

Spojením modelu motoru, modelu zátěže, diskretního nebo pulzního modelu střídače, I-n modelu a doplněním o vektorové řízení jsem vytvořil model celého pohonu, jež je vidět na obrázku 4.5. Model umožňuje výpočty ztrát ve střídači, motoru a zátěži. Je možné volit mezi řízením na konstantní magnetický tok nebo řízením zajišťujícím minimální Jouleovy ztráty ve vinutí motoru.

Pro měření magnetického toku jsem použil metodu nepřímého měření ze satorových proudů a úhlové rychlosti motoru, tzv. proudově-otáčkový model. Velikost a úhel natočení vektoru rotorového toku jsou přivedeny ve zpětné vazbě zpět do vektorového řízení.

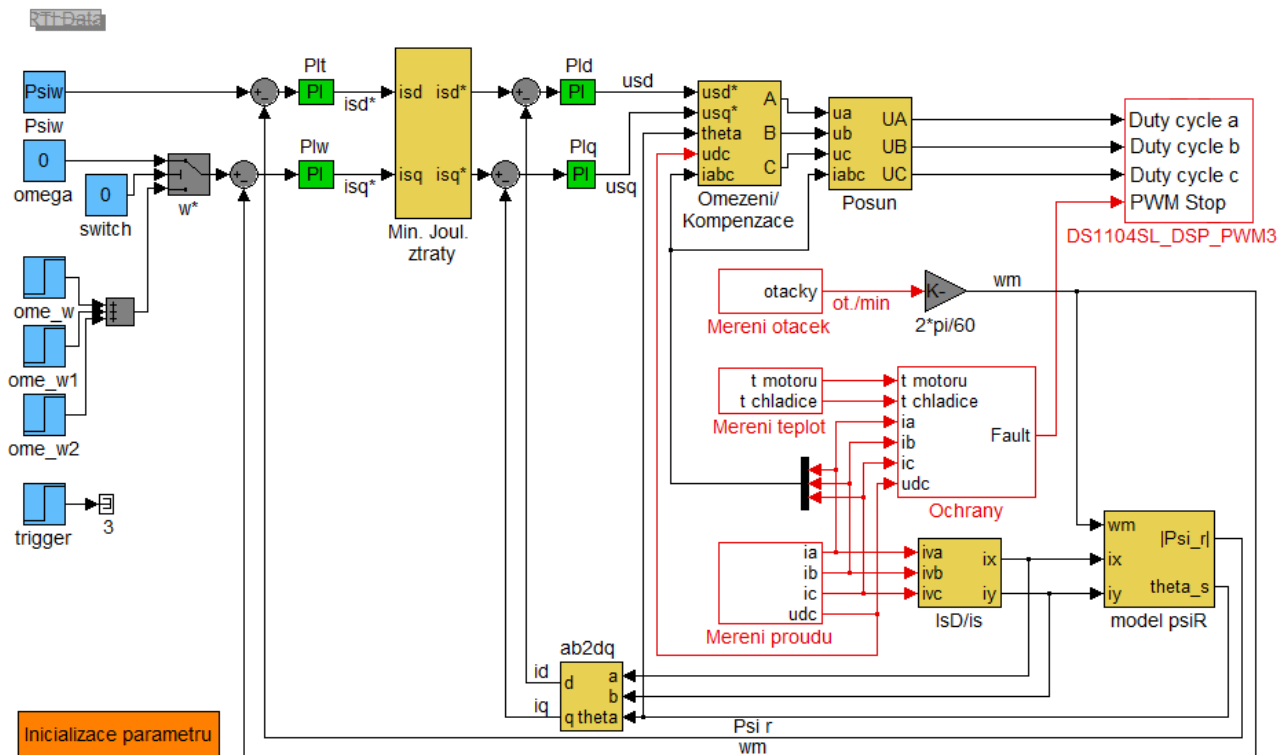


Obr. 4.5 Model celého pohonu

5 LABORATORNÍ VZOREK

Správnost vytvořeného modelu bylo nutné ověřit na reálném pohonu. K tomu jsem využil karty DS1104, která umožňuje po instalaci do klasického PCI slotu v počítači společně s programem dSPACE řízení k ní připojených zařízení v reálném čase. Po nainstalování programu a karty lze k tvorbě modelů určených k simulaci v reálném čase využít knihovnu RTI (Real-Time Interface), která je automaticky přidána do knihovny Simulinku. RTI obsahuje bloky obsluhující A/D, D/A převodníky, I/O porty, výstupy PWM, vyhodnocení informací z inkrementálních čidel apod.

Na obrázku 5.1 je regulační struktura vektorového řízení v Simulinku upravená pro použití v programu dSPACE. Červeně orámované bloky obsahují prvky z knihovny RTI. Vpravo nahoře je to výstup PWM, který generuje šest signálů umožňujících řídit spínání trojfázového můstku. Pod ním je blok zpracovávající informace z inkrementálního čidla, na jehož výstupu je okamžitá mechanická úhlová rychlost rotoru. Informace ze dvou proudových a jednoho napěťového čidla jsou zpracovávány 16bitovým A/D převodníkem (blok „Merení proudů“). Signály z teplotních čidel v motoru a chladiči jsou přivedeny na 12bitový A/D převodník (blok „Merení teplot“). Rozsah signálů vstupujících do modelu byl upraven tak, aby odpovídal reálným hodnotám řízeného systému.

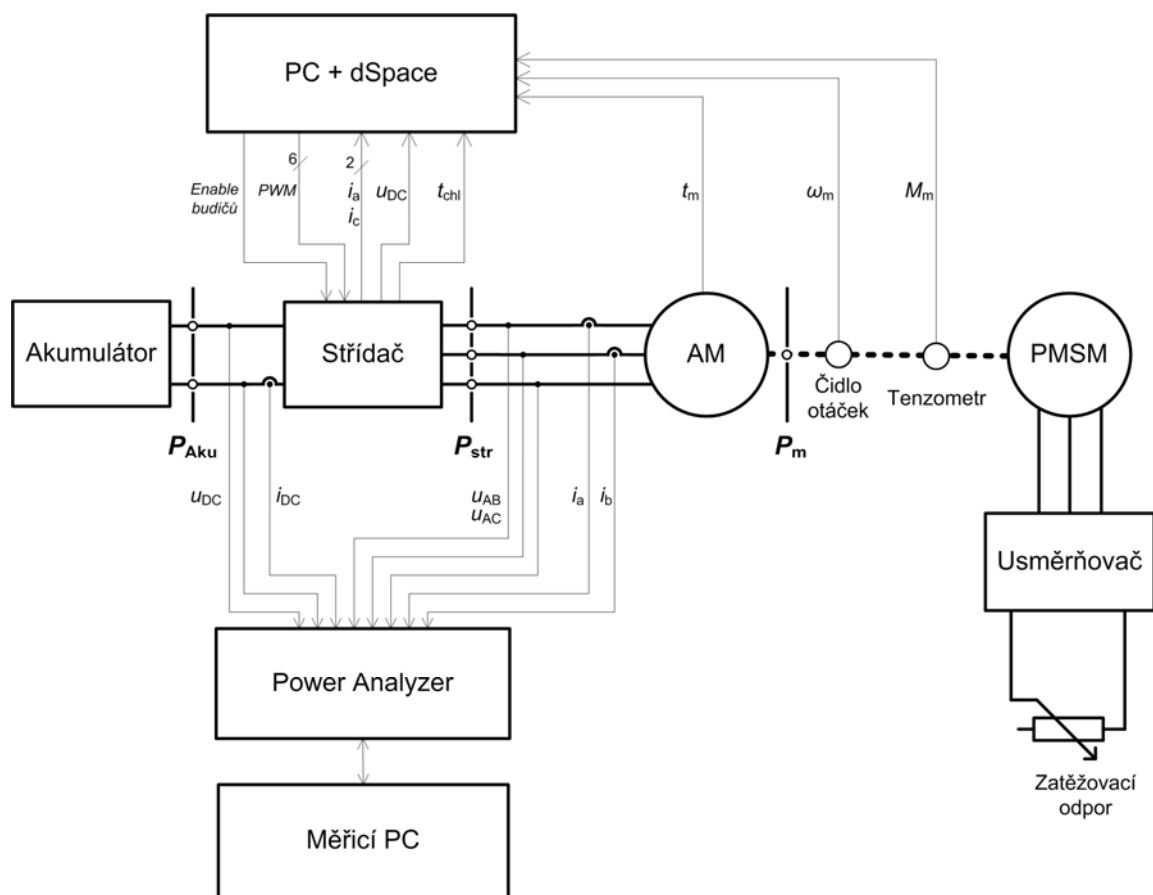


Obr. 5.1 Regulační struktura vektorového řízení upravená pro použití v programu dSPACE

Výstupní signály jsou připojeny k měniči, jehož výkonová část se skládá z trojfázového můstku osazeného bezpotenciálovými moduly SK260MB10 od firmy Semikron, přičemž každý modul obsahuje celou větev (horní i dolní tranzistor vždy s protilehlou nulovou diodou). Použité tranzistory jsou typu MOSFET s maximálním závěrným napětím 100 V a jmenovitým proudem 230 A. Zbytek potřebného obvodového zapojení byl již dříve navrhnout pro výuku mikroprocesorového řízení elektrických pohonů na Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky FEKT VUT v Brně [17]. Jsou to:

- deska budičů výkonových tranzistorů MOSFET / IGBT,
- deska rozhraní,
- deska napájecích zdrojů.

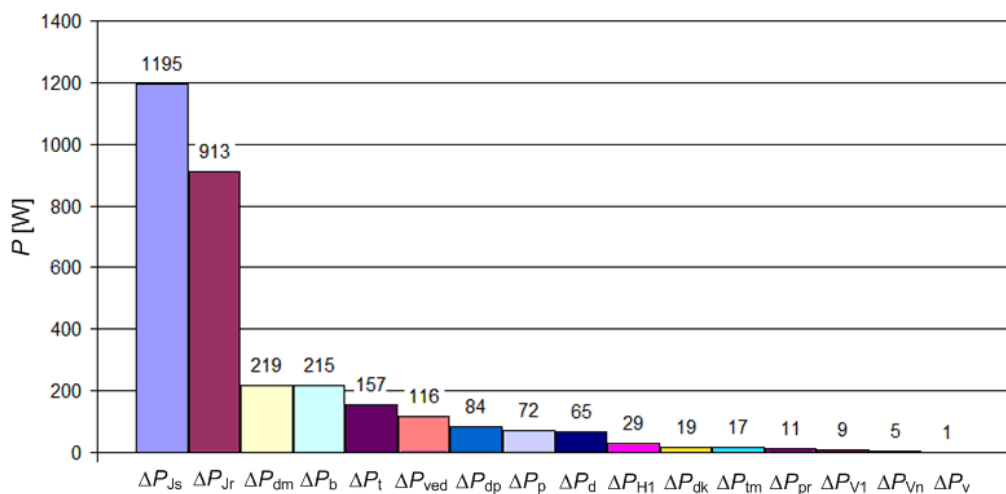
Použitý asynchronní motor měl jmenovité napětí 28 V a byl zapojen do trojúhelníka. K zatěžování motoru slouží synchronní motor s permanentními magnety připojený přes hřídel vybavenou snímačem kroučícího momentu. K měření účinnosti střídače a asynchronního motoru a k analýze vyšších harmonických sloužil analyzátor výkonu NORMA 5000. Schéma zapojení pohonu a analyzátoru výkonu při měření je na následujícím obrázku.



Obr. 5.2 Schéma zapojení měřicího pracoviště v laboratoři

6 VÝSLEDKY SIMULACÍ A MĚŘENÍ

Na následujícím grafu jsou seřazeny jednotlivé druhy ztrát simulovaného vozidla při rozjezdu od největších po nejmenší. Simulována byla jízda po nakloněné rovině o sklonu 2 %. Hmotnost vozíku byla 288 kg, hmotnost nákladu 800 kg, velikost čelní plochy 2 m² a účinnost převodovky 90 %. Nejvýznamnější jsou Jouleovy ztráty ve statoru a rotoru.



Obr. 6.1 Ztráty v pohonu při rozjezdu v čase 1,5 s

6.1 SROVNÁNÍ MODELU A REÁLNÉHO POHONU

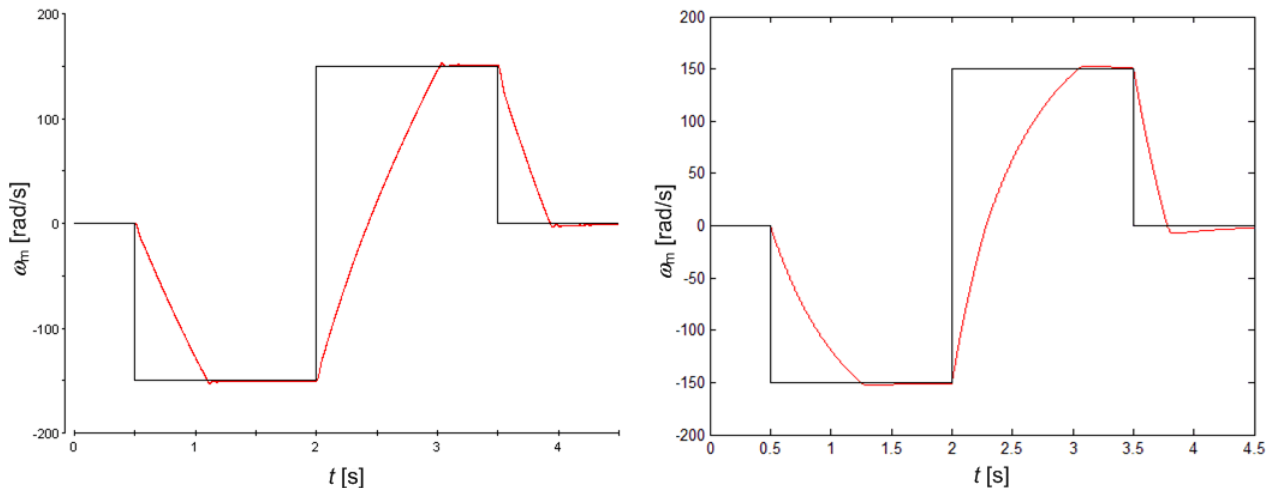
Vlastnosti laboratorního pohonu popsaného v kapitole 5, řízeného pomocí karty DS1104 a programu dSPACE jsem analyzoval pro dva různé způsoby:

- řízení na konstantní rotorový tok,
- řízení na minimální ztráty.

Pro oba způsoby jsem použil stejné nastavení. Požadované otáčky se měnily skokově, a to z nuly na -150 rad/s v čase $0,5$ s, potom na 150 rad/s v čase 2 s a opět na nulu v čase $3,5$ s. Poháněný asynchronní motor byl zatěžován synchronním motorem s permanentními magnety, jehož vinutí bylo přivedeno na vstupní svorky usměrňovače, jehož výstup byl připojen k zatěžovacímu odporu. Zátěžný moment činil při rychlosti 150 rad/s 4 Nm. Proudové omezení (fázových proudů) bylo nastaveno na 45 A (větňové proudy tedy dosahovaly hodnoty $45\sqrt{3} \doteq 78$ A). Na levé straně jsou vždy zobrazeny průběhy změřené na reálném pohonu a vpravo jsou průběhy získané ze simulace pohonu.

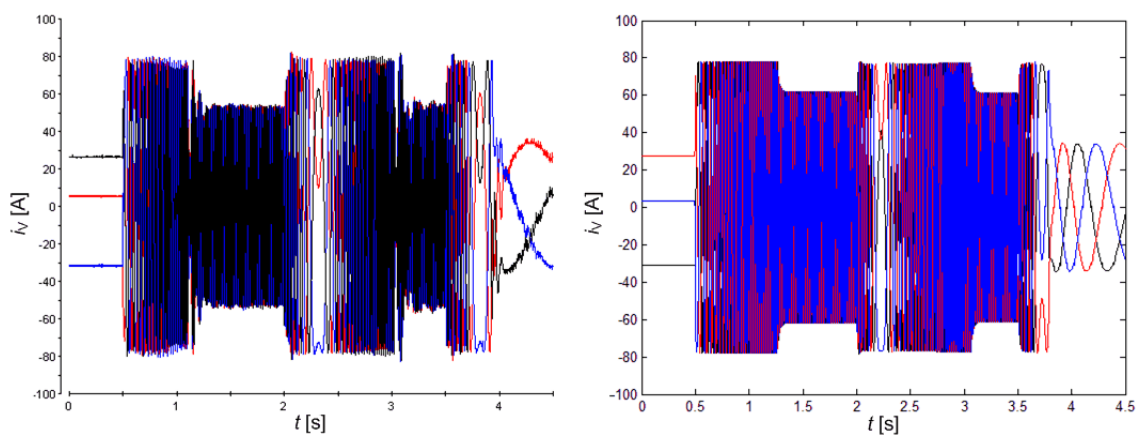
6.1.1 Řízení na konstantní rotorový tok

Při tomto způsobu byl tok motoru řízen na jmenovitou hodnotu. Motor tedy zůstává nabuzen i při nulových otáčkách. Průběhy žádaných (zobrazeny černě) a skutečných hodnot (červeně) otáček jsou vidět na obrázku 6.2.



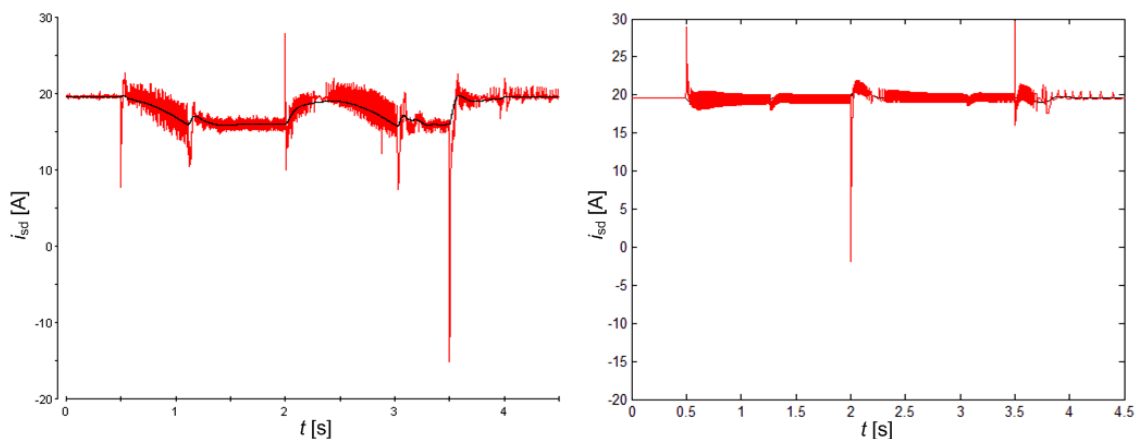
Obr. 6.2 Průběhy žádaných a skutečných hodnot otáček laboratorního pohonu (vlevo) a průběh otáček získaný simulací modelu pohonu (vpravo)

Na obrázku 6.3 lze vidět průběhy větňových proudů. Při změně otáček dosahují proudy proudového omezení.

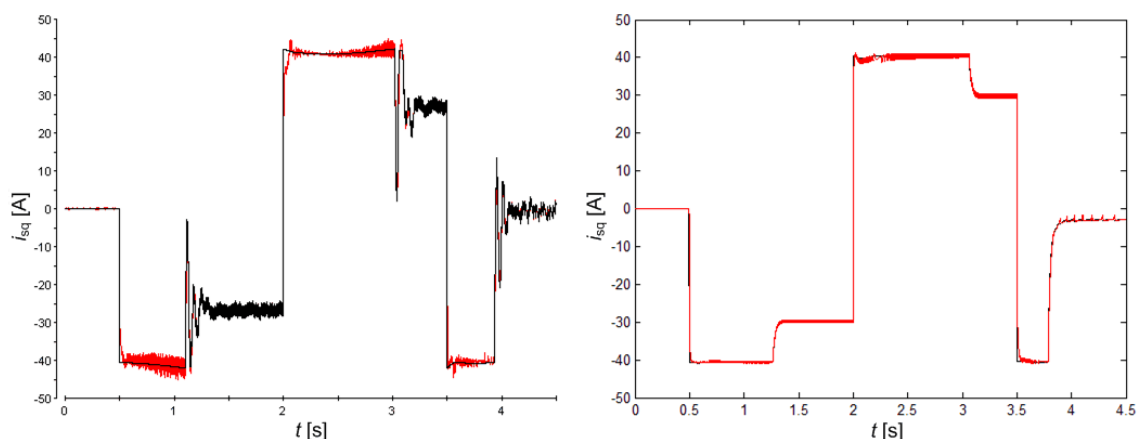


Obr. 6.3 Průběhy změřených větvových proudů (vpravo) a proudů získaných simulací (vlevo) během rozjezdu, reverzace a zastavení pohonu

Následující obrázky ukazují průběhy tokotvorného (obr. 6.4) a momentotvorného (obr. 6.5) proudu.



Obr. 6.4 Průběhy žádaných a skutečných hodnot proudu i_{sd} . Vpravo je průběh změřený na pohonu a vlevo průběh získaný simulací.



Obr. 6.5 Průběhy žádaných a skutečných hodnot proudu i_{sq} . Vpravo je průběh změřený na pohonu a vlevo průběh získaný simulací.

6.1.2 Řízení na minimální ztráty

Při řízení na konstantní rotorový tok je motor řízen tak, aby byl vždy plně nabuzen, tedy na konstantní (jmenovitou) hodnotu magnetického toku. To je nevýhodné v případě malého zatížení motoru. Pro moment motoru v ustáleném stavu lze odvodit následující rovnici

$$M_i = \frac{3}{2} p_p \frac{L_h^2}{L_r} i_{sd} i_{sq}. \quad (6.1)$$

L_h a L_r jsou magnetizační indukčnost motoru a indukčnost rotoru, p_p značí počet pólových dvojic motoru. Z rovnice (6.1) vyplývá, že moment motoru závisí na násobku kolmých složek vektoru statorového proudu. Tepelné ztráty ve vinutí statoru odpovídají druhé mocnině velikosti vektoru statorového proudu

$$\Delta P_{js} = \frac{3}{2} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) = \frac{3}{2} R_s |\mathbf{i}_s|^2. \quad (6.2)$$

Je tedy nutné nalézt takové hodnoty složek statorového proudu, při nichž je jejich součin maximální ale velikost vektoru minimální. To nastává při rovnosti obou složek vektoru proudu

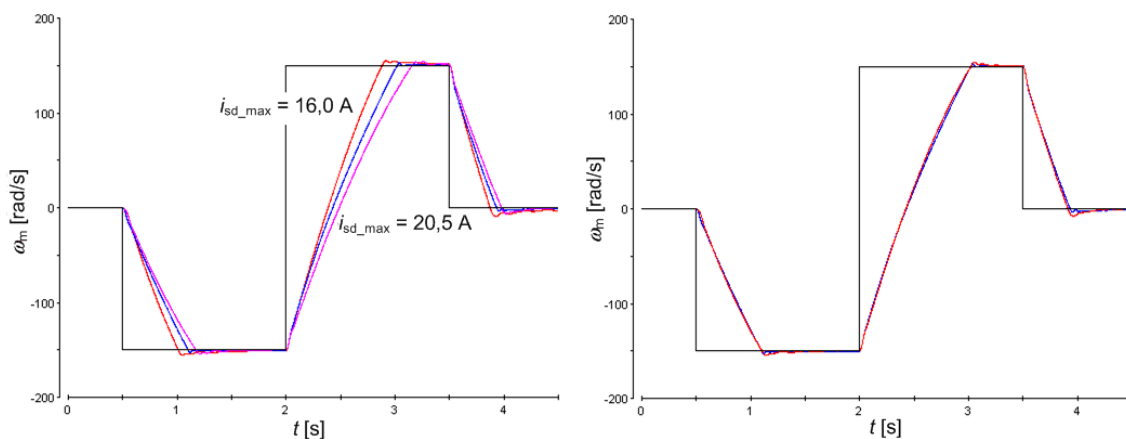
$$i_{sd} = i_{sq}. \quad (6.3)$$

Rovnost je vhodné udržovat pouze do dosažení omezení proudu i_{sd_max} , jež odpovídá jmenovitému toku. Je-li nutné dále zvyšovat moment motoru, zůstává složka statorového proudu v ose d omezena a zvyšuje se již jen proudová složka v ose q do té doby, než dosáhne hodnoty omezení proudu v ose q

$$i_{sq_max} = \sqrt{i_{s_max}^2 - i_{sd_max}^2}. \quad (6.4)$$

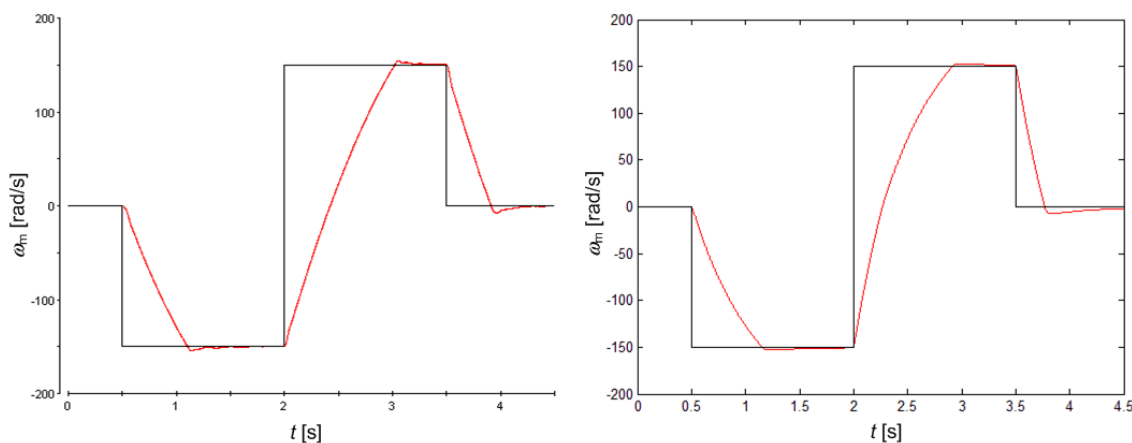
Proměnná i_{s_max} odpovídá maximální velikosti prostorového vektoru statorového proudu, tedy, v případě použití transformační konstanty $2/3$, i maximální amplitudě fázových proudů.

Na následujícím obrázku vlevo lze vidět rozběh, reverzaci a zastavení laboratorního pohonu při stejném zatížení jako v kapitole 6.1.1, avšak rozdílném způsobu řízení. Největším momentem a tedy i nejlepší dynamikou se vyznačuje motor řízený na minimální ztráty při i_{sd_max} nastaveném na 16 A (červený průběh). Modře je zobrazen průběh otáček při řízení na konstantní tok a fialově průběh otáček při řízení na minimální ztráty s omezením $i_{sd_max} = 20,5$ A. Na obrázku vlevo jsou pro srovnání zachyceny průběhy otáček při řízení na minimální ztráty s $i_{sd_max} = 18$ A (červeně) a při řízení na konstantní tok (modře). Při nastavení i_{sd_max} na 18 A jsou dynamické vlastnosti pohonu srovnatelné s vlastnostmi motoru řízeného na konstantní magnetický tok, ale dochází k významné úspoře energie.

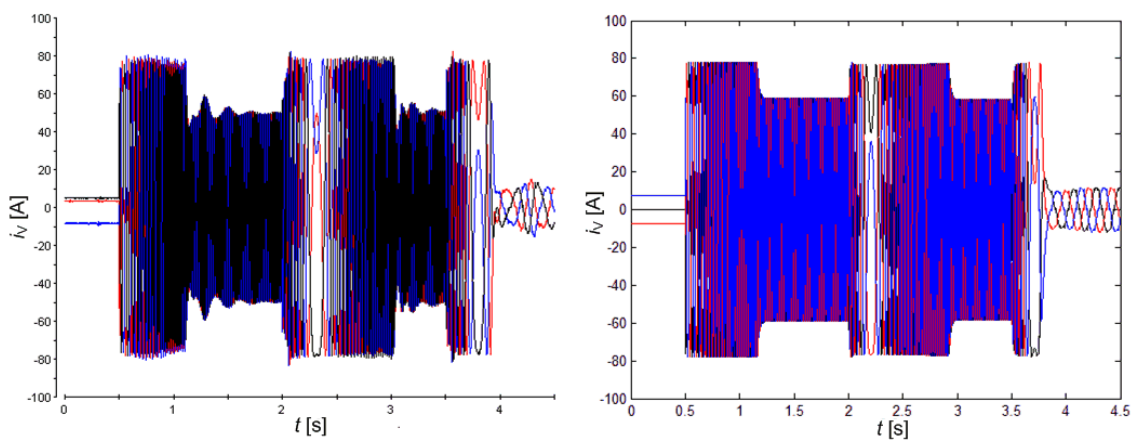


Obr. 6.6 Vlevo: Průběh otáček při řízení motoru na minimální ztráty při různých hodnotách i_{sd_max} a při řízení na konstantní tok (modře). Vpravo: Průběh otáček při řízení na konstantní tok (modře) a při řízení na minimální ztráty.

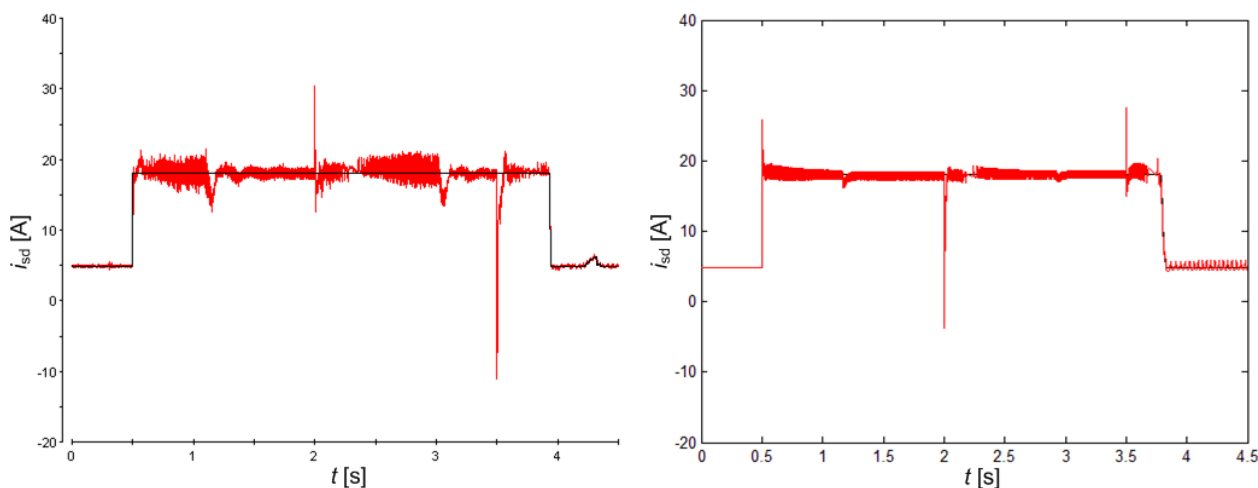
Na následujících obrázcích jsou vidět průběhy získané při řízení motoru na minimální ztráty při nastavení i_{sd_max} na 18 A.



Obr. 6.7 Průběhy žádaných a skutečných hodnot otáček laboratorního pohonu (vlevo) a průběh otáček získaný simulací modelu motoru (vpravo) při řízení na minimální ztráty

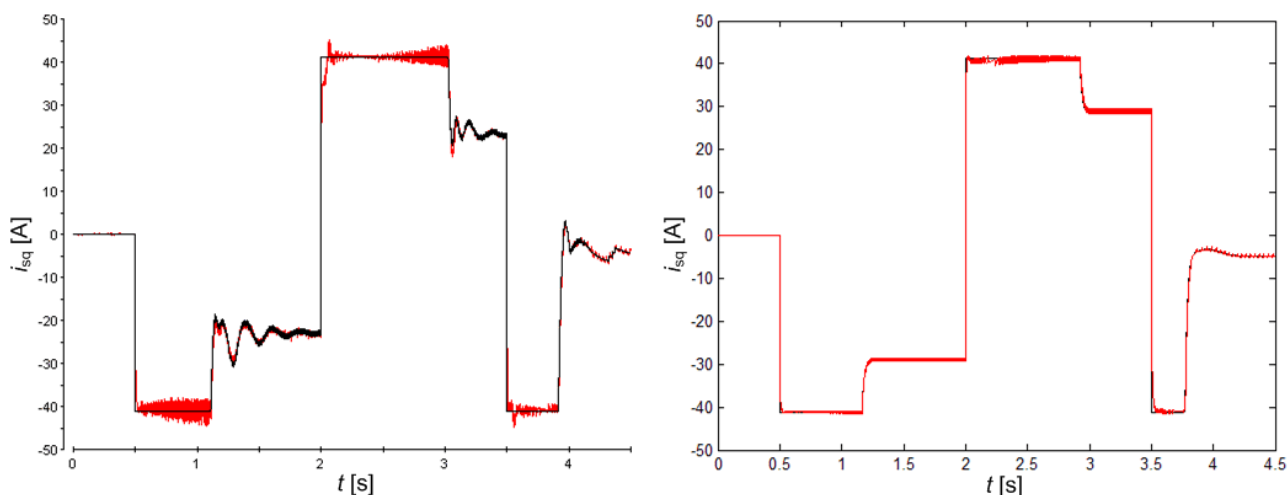


Obr. 6.8 Průběhy změřených větrových proudů (vpravo) a proudů získaných simulací (vlevo) během rozjezdu, reverzace a zastavení pohonu při řízení na minimální ztráty



Obr. 6.9 Průběhy žádaných a skutečných hodnot proudu i_{sd} . Vpravo je průběh změřený na pohonu a vlevo průběh získaný simulací při řízení na minimální ztráty.

Jak je patrné z obrázku 6.9, proud i_{sd} neklesá při požadavku na nulovou rychlost pod určitou minimální hodnotu. Tím se zabrání zhoršení dynamiky pohonu v důsledku nulového toku při reverzacích.

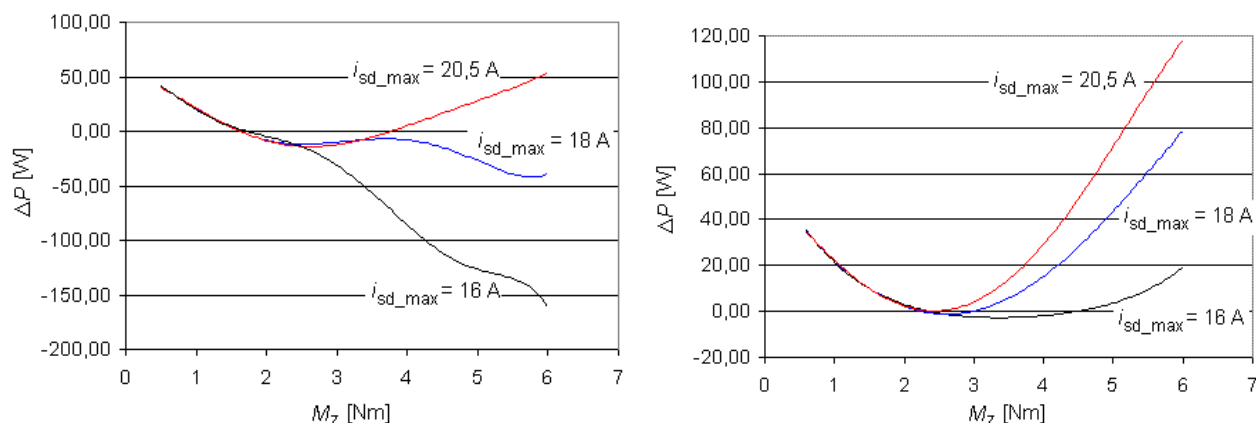


Obr. 6.10 Průběhy žádaných a skutečných hodnot proudů i_{sq} . Vpravo je průběh změřený na pohonu a vlevo průběh získaný simulací při řízení na minimální ztráty.

6.1.3 Srovnání příkonů střídače při použití jednotlivých způsobů řízení

Obě metody řízení jsem porovnával zatěžováním při konstantních otáčkách 50, 100 a 150 rad/s při omezení proudu i_{sd} na 16, 18 a 20,5 A. Následující grafy zobrazují rozdíly mezi příkony střídače laboratorního pohonu při řízení na konstantní tok a při řízení na minimální ztráty v závislosti na zátěžném momentu.

Zatěžovací synchronní motor vykazoval při nulovém zatěžovacím odporu zátěžný moment okolo 0,5 Nm. Z toho důvodu jsem nemohl pohon proměřit při menším zátěžném momentu.



Obr. 6.11 Průběh rozdílu příkonu střídače při řízení na konstantní tok a při řízení na minimální ztráty v závislosti na zátěžném momentu pro různé hodnoty i_{sd_max} . (vlevo při $\omega_m = 50$ rad/s, vpravo při $\omega_m = 150$ rad/s)

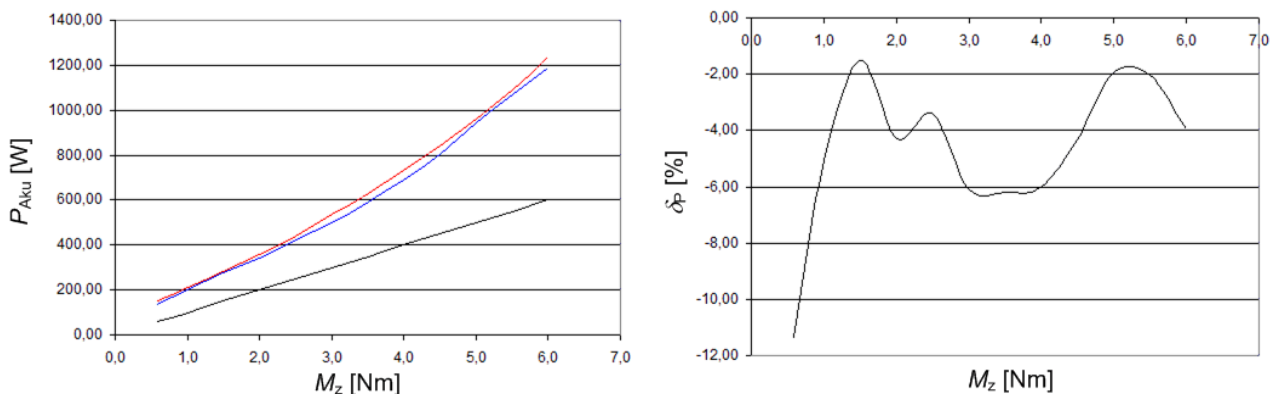
Z grafů je patrné, že při řízení na minimální ztráty podle podmínky (6.3) může při určitém zatížení a otáčkách motoru paradoxně docházet k větším ztrátám než při řízení na konstantní tok. Řízení na minimální ztráty se (pro měřený motor a proudové omezení 45 A) jeví výhodné zejména při $i_{sq} < 13$ A, což přibližně odpovídá $M_z < 1,7$ Nm. Při úhlové rychlosti 150 rad/s a i_{sd_max} nastaveném na 18 A je již řízení na minimální ztráty efektivnější v téměř celém rozsahu zatížení.

K efektivnímu řízení pohonu tedy nestačí pouze podmínka rovnosti proudů i_{sd} a i_{sq} , ale je nutné se vyvarovat podmínkám, při nichž je řízení na minimální ztráty méně efektivní. To by šlo zajistit například přepínáním mezi řízením na minimální ztráty a řízením na konstantní tok po dosažení určité hodnoty proudu i_{sd} , popřípadě toto přepínání provádět pouze při otáčkách nižších, než při kterých je řízení na minimální ztráty efektivnější v celém rozsahu momentů.

6.1.4 Srovnání výkonů získaných simulací a měřením na reálném pohonu

Pomocí přístroje Norma 5000 byl měřen příkon střídače (P_{Aku}) a příkon motoru (P_{str}) při úhlové rychlosti motoru 50, 100 a 150 rad/s (viz schéma zapojení měřicího pracoviště na obrázku 5.2).

Následující graf nalevo zachycuje velikost příkonu střídače v závislosti na zátěžném momentu při úhlové rychlosti rotoru 100 rad/s. Modře je zobrazen příkon změřený na laboratorním pohonu a červeně příkon získaný simulací. Černou barvu má výkon motoru. Graf napravo zobrazuje relativní odchylku hodnoty změřené a získané simulací.



Obr. 6.12 Vlevo: Závislost změřeného (modře) a „odsimulovaného“ (červeně) příkonu střídače na zátěžném momentu při řízení na minimální ztráty. Vpravo: Průběh relativní odchylky příkonu změřeného a získaného simulací.

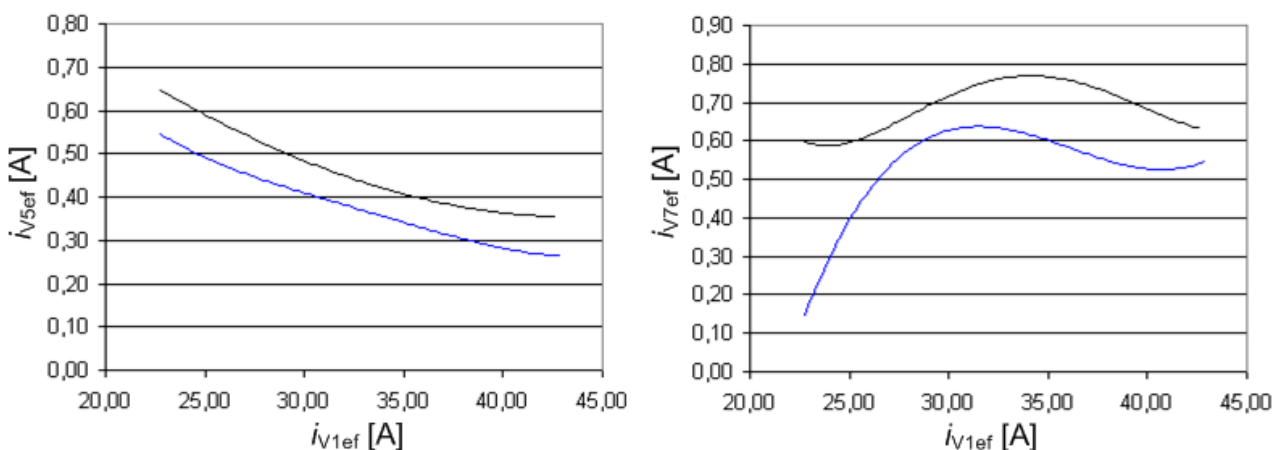
6.2 KOMPENZACE NELINEARIT STŘÍDAČE

6.2.1 Kompensace úbytků napětí na spínacích prvcích

Průchodem proudu vznikají na tranzistorech a diodách střídače úbytky napětí. Vliv úbytků napětí lze kompenzovat přičtením zkreslujících napětí k žádané hodnotě větrového napětí v každé větvi střídače

$$\begin{aligned} u_{V_komp}^* &= u_V^* + (\Delta u_D + s(\Delta u_T - \Delta u_D)) & i_V > 0, \\ u_{V_komp}^* &= u_V^* + (-\Delta u_T + s(\Delta u_T - \Delta u_D)) & i_V < 0. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Kvalita kompenzace je závislá na přesnosti určení polaritý proudu a úbytků na tranzistoru a diodě. Výpočet podle rovnice (6.5) byl implementován do struktury řízení laboratorního pohonu. Vliv kompenzace úbytků napětí na pátou a sedmou harmonickou větrových proudů ukazují následující grafy. Charakteristiky byly měřeny při úhlové rychlosti rotoru 100 rad/s.



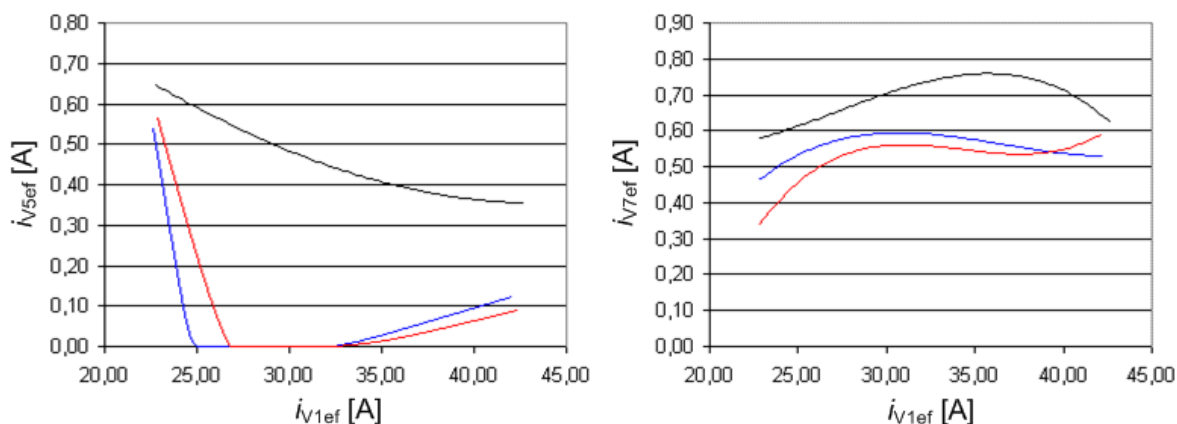
Obr. 6.13 Graf závislosti efektivní hodnoty páté (vlevo) a sedmé (vpravo) harmonické na efektivní hodnotě první harmonické větrového proudu bez použití kompenzace (černě) a při zapnuté kompenzaci úbytků napětí na spínacích prvcích.

6.2.2 Kompenzace ochranných dob a zapínacích a vypínacích dob tranzistorů

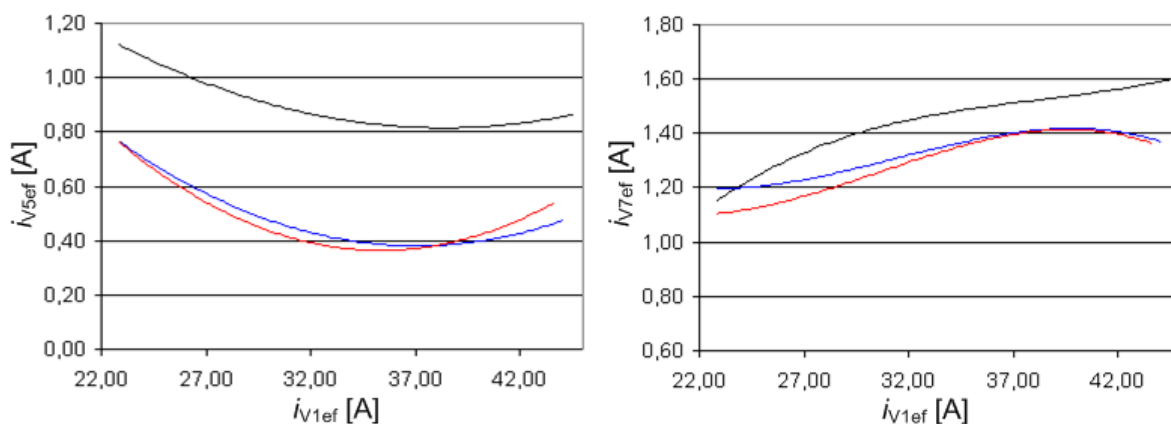
Účinnou kompenzací ochranných dob a zapínacích a vypínacích dob tranzistorů lze, podobně jako v předchozí podkapitole, provést v každé větvi střídače přičtením zkreslujícího napětí k žádané hodnotě větrového napětí

$$u_{V_komp}^* = u_V^* + f_{nos} U_{DC} (T_d - T_{off} + T_{on}) \text{sgn}(i_V). \quad (6.6)$$

Vliv kompenzace ochranných dob na efektivní hodnoty páté a sedmé harmonické větrového proudu při různém zatížení ukazují následující grafy. Černé průběhy zachycují velikost harmonických bez kompenzace, modře jsou zobrazeny průběhy při kompenzaci ochranných dob a červeně průběhy při kompenzaci ochranných dob i zapínacích a vypínacích dob tranzistorů.



Obr. 6.14 Graf závislosti efektivních hodnot páté (vlevo) a sedmé (vpravo) harmonické větrového proudu na efektivní hodnotě první harmonické při kompenzaci ochranných dob (modře), ochranných dob a zapínacích a vypínacích dob tranzistorů (červeně) a při vypnuté kompenzaci (černě). Ochranná doba byla 3 μs .



Obr. 6.15 Graf závislosti efektivních hodnot páté (vlevo) a sedmé (vpravo) harmonické větrového proudu na efektivní hodnotě první harmonické při kompenzaci ochranných dob (modře), ochranných dob a zapínacích a vypínacích dob tranzistorů (červeně) a při vypnuté kompenzaci (černě). Ochranná doba byla 6 μs .

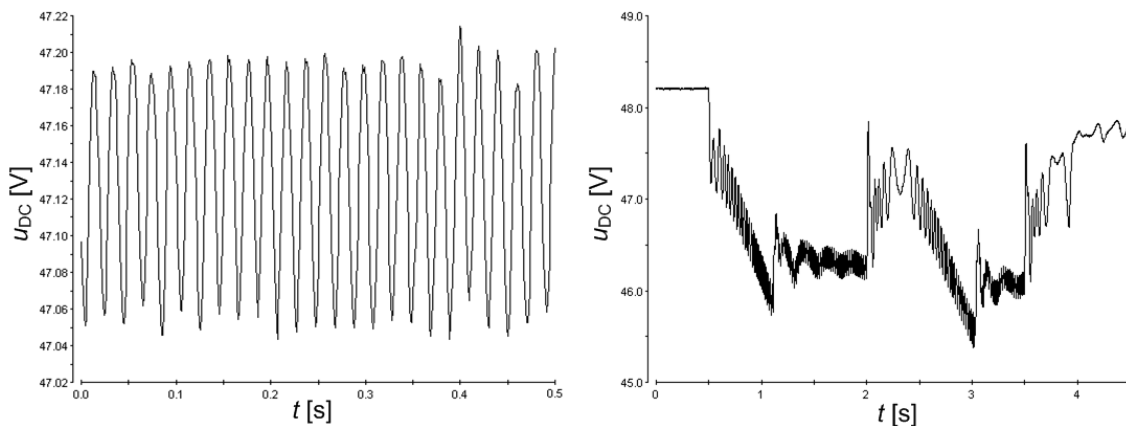
Kompence ochranných dob způsobuje výrazné snížení velikosti páté harmonické ve větvových proudech. Na potlačení sedmé harmonické má již menší vliv. Při velikosti ochranné doby 6 μs se zahrnutí zapínacích a vypínacích dob tranzistorů již téměř neprojeví na velikosti páté a sedmé harmonické, jelikož rozdíl $T_{\text{off}} - T_{\text{on}}$ činí jen asi 6 % z T_d . Při kompenzaci ochranné doby 3 μs se uvažování zapínacích a vypínacích dob projeví na velikosti páté harmonické proudu při menším zatížení (přibližně do $i_{V1\text{ef}} = 27 \text{ A}$) negativně. Naopak při větším zatížení (přibližně od $i_{V1\text{ef}} = 32 \text{ A}$) vykazuje zahrnutí vypínacích a zapínacích dob do kompenzace ochranných dob lepší výsledky. Vypínací a zapínací doby tranzistoru jsou bohužel závislé na velikosti proudu, který vypínají či zapínají, a nastavení konstantní hodnoty není optimální pro celý rozsah zatížení pohonu.

6.2.3 Kompence kolísání napětí stejnosměrného meziobvodu

Hodnota napětí ve stejnosměrném meziobvodu během chodu pohonu kolísá v ustáleném stavu pouze nepatrně (viz obrázek 6.16 vlevo), v dynamických stavech již významně (obr. 6.16 vpravo).

Je-li k dispozici okamžitá hodnota napětí ve stejnosměrném meziobvodu střídače, lze provést kompenzaci jeho kolísání vynásobením žádaných hodnot větvových napětí poměrem napětí akumulátoru naprázdno U_{aku0} a okamžité hodnoty napětí v meziobvodu u_{DC} .

$$u_{V_komp}^* = u_V^* \frac{U_{\text{aku0}}}{u_{\text{DC}}} \quad (6.7)$$



Obr. 6.16 Průběh velikosti napětí ve stejnosměrném meziobvodu v ustáleném stavu při rychlosti otáčení 150 rad/s (vlevo) a při rozběhu, reverzaci a zastavení pohonu s parametry popsány v úvodu kapitoly (vpravo).

Maximální pokles napětí na obrázku 6.16 vpravo byl téměř 3 V, tedy něco kolem šesti procent jmenovitého napětí akumulátoru. Při větším proudovém omezení nebo v případě motoru napájeného pouze z 24V baterie se může pokles napětí blížit i k deseti procentům napětí naprázdno. Takový úbytek napětí již významně ovlivní výsledná větvová napětí, čemuž lze částečně zabránit pomocí popsané kompenzace.

7 ZÁVĚR

Jedním z cílů práce bylo vytvoření zpřesněného matematického modelu trakčního pohonu s asynchronním motorem malého jmenovitého napětí (28 V), napájeného z akumulátorů, a ověření tohoto modelu na reálném pohonu. Významnou částí pak bylo určení ztrát v jednotlivých částech pohonu. Na základě znalosti těchto ztrát lze vybrat ty nejvýznamnější a zaměřit se na jejich minimalizování, což vede k větší účinnosti pohonu a zvýšení dojezdu trakčního vozidla.

Vytvořený model pohonu v programu MATLAB – Simulink je složen z několika částí, které jsou vzájemně propojeny a doplněny o vektorové řízení. Model umožňuje do simulací zahrnout celou řadu jevů, jež se běžně zanedbávají, ale podstatně ovlivňují chování pohonu zejména při použití motoru malého jmenovitého napětí. Model celého pohonu se skládá z modelu motoru, napěťového střídače a zátěže.

Model motoru umožňuje do simulací zahrnout vliv sycení magnetického obvodu, vliv teploty a vliv povrchového jevu na velikost odporů. Součástí modelu motoru je výpočet Jouleových ztrát ve statoru a rotoru, ztrát vířivými proudy, hysterezních ztrát, ztrát dodatečných a mechanických.

V modelu střídače lze zvolit, zda při simulacích uvažovat úbytky napětí na spínacích prvcích, případně i úbytky napětí vlivem ochranných dob a zapínacích a vypínacích dob výkonových tranzistorů. Model střídače je doplněn také o výpočty přepínacích ztrát a ztrát způsobených vedením proudu.

Na trakční vozidlo pohybující se po nakloněné rovině působí celá řada sil. Na základě jejich rozboru byl sestaven model zátěže pohonu, který opět zahrnuje i výpočty ztrát.

S pomocí vytvořeného modelu je možné ověřit správnost návrhu pohonu trakčního vozidla s asynchronním motorem napájeným z akumulátoru. Také je možné jednoduchým způsobem zjistit velikosti ztrát v jednotlivých komponentech pohonu.

Důležitým výstupem celé práce je vytvoření plně funkčního laboratorního pracoviště, jež umožňuje realizovat a testovat moderní způsoby řízení asynchronních motorů. Pohon je možno řídit pomocí mikroprocesoru nebo pomocí MATLABu ve spojení s aplikací dSPACE. Řízený motor lze zatěžovat synchronním motorem s permanentními magnety připojeným přes hřídel s tenzometrem. K měření výkonu a analýze vyšších harmonických slouží analyzátor výkonu NORMA 5000.

Na laboratorním vzorku byla ověřena správnost modelu pohonu a výpočtu ztrát. Měření vlastností laboratorního pohonu bylo obtížné, protože se motor při větších zatíženích velmi rychle přehříval. Tím pádem nešel zcela eliminovat vliv teploty na změřené výsledky. Částečnou eliminaci umožnilo teplotní čidlo umístěné v motoru, s jehož pomocí bylo možné přepočítat hodnoty odporů v simulacích na změřenou

teplotu. Relativní odchylka hodnot výkonů změřených a získaných simulací nepřekročila 16 %.

Na laboratorním pohonu byl analyzován vliv nelinearit střídače a vliv kolísání napětí stejnosměrného meziobvodu, respektive vliv kompenzací těchto jevů na vyšší harmonické větvového proudu.

V rámci dizertace bylo řešeno řízení motoru zajišťující minimální Jouleovy ztráty. Ty jsou nejmenší v případě, kdy jsou si rovny momentotvorná i tokotvorná složka proudu. Rovnost obou složek lze samozřejmě zajistit jen do určité velikosti zátěžného momentu, při jehož překročení se musí omezit nárůst složky tokotvorné, aby nedocházelo k přesycování železa. Měřením na laboratorním pohonu bylo zjištěno, že podmínka rovnosti složek proudu statoru nezajišťuje minimální ztráty v celém rozsahu zatížení a otáček motoru. To je nutné brát v potaz při realizaci řídicího algoritmu a vhodně volit mezi metodou řízení na minimální ztráty a metodou řízení na konstantní tok podle aktuálního zatížení a otáček.

Dále byl rozebrán dopad změny parametrů motoru vlivem sycení magnetického obvodu a vlivem změny teploty vinutí na výpočet velikosti vektoru rotorového toku. Hodnota toku vypočtená pomocí I-n modelu vstupuje ve zpětné vazbě do vektorového řízení pohonu. Změna magnetizační indukčnosti a časové konstanty rotoru ovlivňuje kvalitu řízení.

Možností dalšího výzkumu by mohlo být vylepšení řízení tak, aby na základě měřené teploty a proudů motoru byly počítány aktuální hodnoty parametrů motoru a rotorový tok by se určoval pomocí těchto upřesněných hodnot. Dalším krokem by bylo naprogramování řízení do mikroprocesoru a použití v reálném vozidle. Přínosem by též bylo nalezení takového algoritmu řízení, při němž by byly zaručeny minimální Jouleovy ztráty v celém rozsahu otáček a zatížení motoru.

LITERATURA

- [1] JAVŮREK, J. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada Publishing, 2003. 264 pages. ISBN 80-247-0507-9.
- [2] KRISHNAN, R. *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. New Jersey: PRENTICE HALL, 2001. 626 pages. ISBN 0-13-0910147.
- [3] LEONHARD, W. *Control of Electrical Drives*. Berlin: Springer-Verlag, 2001. 460 pages. ISBN 3-540-41820-2.
- [4] MOHAN, N. *Advanced Electric Drives: Analysis, Control and Modeling using Simulink®*. Minneapolis: MNPERE Publishing, 2001. 164 pages. ISBN 0-9715292-0-5.
- [5] SKALICKÝ, J. *Elektrické servopohony*. Brno: VUTIUM Publishing, 1999. 86 pages. ISBN 80-214-1978-4.
- [6] FLAJTINGR, J., KULE, L. *Elektrické pohony se střídavými motory a polovodičovými měniči*. Plzeň: University of West Bohemia Publishing, 2005. 144 pages. ISBN 80-7043-354-X.
- [7] JANDA, M., ZEMAN, K., PEROUTKA, Z. Užití přímého řízení momentu asynchronního motoru v trakčním pohonu. In *Proceedings of the Conference on Electric Drives and Power Electronics EPVE 2004*. Brno: University of Technology, 2004, p. 92 – 97. ISBN 80-214-2766-3.
- [8] GAJDŮŠEK, P. Přehled metod řízení asynchronních pohonů. *Electrorevue* (www.electrorevue.cz). 2005, vol. 7, no. 20. ISSN 1213-1539.
- [9] NEBORÁK, I. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Ostrava: VŠB – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA, 2002. 172 pages. ISBN 80-248-0083-7.
- [10] PAVELKA, J., ČEŘOVSKÝ, Z., JAVŮREK, J. *Elektrické pohony*. Praha: CVUT Publishing, 1997. 221 pages. ISBN 80-01-01411-8.
- [11] ONG, C. M. *Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using MATLAB/Simulink*. PRENTICE HALL, 1998. 615 pages. ISBN 0-13-723785-5.
- [12] ŠUBRT, J. *Elektrické regulační pohony II*. Brno: VUT, 1987. 180 pages. ISBN 55-582-87.
- [13] MATUCHA, T., KLÍMA, B. Komplexní model nezávislého nízkonapětového trakčního asynchronního pohonu. In *Proceedings of the Conference on Electric Drives and Power Electronics EPVE 2005*. Brno: University of Technology, 2005, p. 146 - 150, ISBN 80-214-3052-4.
- [14] MATUCHA, T., GAJDŮŠEK, P., KLÍMA, B. Complex Model of Low-Voltage Traction Asynchronous Drive. *Electronics*. 2005, no. 2, p. 31 – 35. ISSN 1450-5843.
- [15] MATUCHA, T. Mechanika pohonu nízkozdvíhového vozíku. In *Proceedings of the Conference on Electric Drives and Power Electronics EPVE 2004*. Brno: University of Technology, 2004, p. 161 - 164. ISBN 80-214-2766-3.
- [16] RIAZ, M. *Simulation of Electric Machine and Drive System using MATLAB and SIMULINK*. University of Minnesota, <http://www.ece.umn.edu/users/riaz>.
- [17] KLÍMA, B., GAJDŮŠEK, P.: Programovatelný laboratorní měnič. In *Proceedings of the Conference on Electric Drives and Power Electronics EPVE 2004*. Brno: University of Technology, 2004, p. 110 - 113. ISBN 80-214-2766-3.

ŽIVOTOPIS

Jméno: Tomáš MATUCHA
Narozen: 7. prosince 1979 ve Vyškově
Kontakt: tmatucha@seznam.cz

Vzdělání

1998 – 2003 Vysoké učení technické Brno

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Státní zkouška složena v červnu 2003.

2002 – 2003 Fernuniversität Hagen (Německo)

Zaměření Elektrotechnik und Informationstechnik (studium v rámci programu Socrates/Erasmus a vypracování diplomové práce na téma: Verschaltung und Inbetriebnahme einer Photovoltaikanlage mit Netzeinspeisung). Ukončení studia v září 2003 získáním titulu Dipl.-Ing.

2003 – 2008 Vysoké učení technické Brno

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Postgraduální studium. Státní zkouška složena v květnu 2005.

Účast na řešení projektů

Řešitel grantového projektu č. 2825 Fondu rozvoje vysokých škol v roce 2005.

Jazyky

Angličtina, Němčina

Další aktivity

Vítěz soutěže ABB Student Award 2005.

Vítěz soutěže Student EEICT 2006.

ABSTRACT

The PhD thesis deals with creation of an exact mathematical model of a traction drive with low-voltage induction machine (28 V) which is fed from accumulators. This model was developed in MATLAB – Simulink and consists of induction machine model, inverter model and load model. Vector Control was added to models connected together. This complex model allows considering many effects into simulations. These effects are commonly neglected, although they have significant influence on drive behaviour, especially by using low-voltage machine. It is impact of magnetic circuit saturation, impact of temperature and skin effect on winding resistance, impact of inverter nonlinearities such as on-state voltage drops on switching elements, dead times and transistors switching times. The attention was paid to determination of losses in drive parts. The correctness of the model was verified at laboratory workplace established for this purpose. The laboratory drive can be controlled by a microprocessor or by using MATLAB and dSPACE application. The influence of compensations of inverter nonlinearities and DC-link voltage ripple on higher harmonics of inverter output currents was analyzed. Furthermore, the control, which decreased resistive losses, was solved.