

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Pulzační složky momentu synchronního motoru
s vnitřními permanentními magnety - simulační studie**

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Vladimír KOLÍNSKÝ**
Osobní číslo: **E11B0037P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**
Název tématu: **Pulzační složky momentu synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety - simulační studie**
Zadávající katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Jedná se o principiální rozvahu, je možné tedy uvažovat o zjednodušené vlastnosti proti skutečnosti.

1. Uveďte základní popis konstrukce motoru a z ní vycházející vlastnosti.
2. Vytvořte simulační model předkládaného pohonu.
3. Proveďte rozbor vlastností pohonu v ustálených a přechodných stavech.
4. Závěrečně zhodnoťte výsledky.

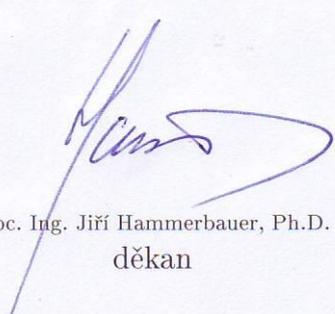


Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

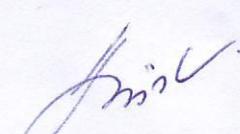
1. Databáze IEEE Xplore <http://ieeexplore.ieee.org>.
2. Další zdroje budou předloženy vedoucím práce.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. David Uzel**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **15. října 2014**
Termín odevzdání bakalářské práce: **8. června 2015**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2014

Abstrakt

Tato práce je zaměřena na vznik pulzační momentu synchronního stroje s permanentními magnety a její možné kompenzace. V následujících kapitolách je popsán základní princip synchronních strojů, zdroje pulzačních složek a vektorové řízení, které je použito v simulačním modelu.

Klíčová slova

Synchronní stroj, permanentní magnet, pulzační moment, vektorové řízení, stator, rotor, PMSM, matematický model, Clarkova transformace, Parkova transformace

Abstract

This work is focused to creation of torque ripple synchronous machine with permanent magnet and compensation. The basic theory synchronous machines, origin of torque ripple and vector control, which is used in simulation, is described in upcoming chapters.

Key words

Synchronous machine, permanent magnet, torque ripple, vector control, stator, rotor, PMSM, mathematic model, Clark transform, Park transform

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce. Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....
Podpis

V Plzni dne 7.6.2015

Vladimír Kolínský

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Davidu Uzlovi za cenné profesionální rady, konzultace, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	7
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	8
ÚVOD	10
1 SYNCHRONNÍ STROJ	11
1.1 PRINCIP ČINNOSTI	11
1.2 KONSTRUKCE SYNCHRONNÍHO STROJE	12
1.2.1 Stroje s vyniklými póly - Hydrostroje	12
1.2.2 Stroje s hladkým rotorem - Turbostroje	13
1.3 NÁHRADNÍ SCHÉMA SYNCHRONNÍHO STROJE	13
1.4 SYNCHRONNÍ STROJ S PERMANENTNÍMI MAGNETY - PMSM	14
1.5 MATEMATICKÝ MODEL PMSM	16
2 ZDROJE PULZAČNÍCH SLOŽEK	18
2.1 LICHOBĚŽNÍKOVÉ INDUKOVANÉ NAPĚTÍ	18
2.2 SINUSOVÉ INDUKOVANÉ NAPĚTÍ	18
2.3 VYŠŠÍ HARMONICKÉ A DRUHOTNÉ EFEKTY	19
3 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ	20
3.1 CLARKOVA TRANSFORMACE	21
3.2 PARKOVA TRANSFORMACE	21
3.3 APLIKACE VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ	22
4 POPIS MODELU POHONU	23
4.1 MODEL MOTORU	23
4.2 BLOK VÝPOČTU NAPĚTÍ	25
4.3 BLOK TRANSFORMACE	26
4.4 BLOK VÝPOČTU SIGNÁLŮ	26
4.5 BLOK PWM	27
5 VÝSLEDKY SIMULACE	29
5.1 ŘÍZENÍ BEZ REGULÁTORU OTÁČEK	29
5.2 ŘÍZENÍ S REGULÁTOREM OTÁČEK	33
6 ZÁVĚR	37
7 LITERATURA	38

Seznam symbolů a zkratk

f_1	statorová frekvence
f_2	rotorová frekvence
s	skluz
n_s	synchronní otáčky
n_1	otáčky rotoru
P_p	počet pólových dvojic
U_{if}	indukované napětí
N_1	počet závitů
k_v	krok vinutí
Φ	magnetický tok
u_i	indukované napětí
b	magnetická indukce
l	délka vodiče v magnetickém poli
v	rychlost otáčení
M	moment
F_{m1}	magnetické napětí elektrického magnetu
F_{m2}	magnetické napětí magnetu
β	zátěžný úhel
u_s	statorové napětí
i_s	statorový proud
R_s	odpor statoru
Ψ_r	rotorový magnetický tok
Ψ_m	magnetický tok magnetu
L_{sd}	indukčnost v podélné ose
L_{sq}	indukčnost v příčné ose
T_e	moment motoru
i_a, i_b, i_c	fázové proudy
i_{sx}, i_{sy}	složky vektoru proudu ve stojícím souřadném systému
i_{sd}, i_{sq}	složky vektoru proudu v rotujícím souřadném systému
ϑ_e	elektrický úhel rotoru
ϑ_u	fázový posuv napětí

Ψ_{ad}	hlavní tok
I_b	budící proud
X_{ad}	podélná reaktance
ω	úhlová rychlost
ω_e	elektrická úhlová rychlost
T_{cog}	krokový moment
T_m	zátěžný moment
J	moment setrvačnosti
U_c	stejnoseměrné napájecí napětí střídače

Úvod

Tato práce je zaměřena na vznik pulzační momentu synchronního stroje s permanentními magnety, které vznikají vlivem nesinusového indukovaného napětí, nesymetrickým rozložením indukčnosti a krokujícím momentem. Zvlnění momentu je nežádoucí v náročných aplikacích a nástrojových aplikacích. Zvlnění momentu vede k oscilaci otáček, která vede ke zhoršení výkonnosti. Zvlnění momentu může vyvolat rezonance v mechanickém systému produkující hluk a v nástrojových aplikacích, kde se vyžaduje velké přesnosti, zanechává viditelné vzory.

Podle funkce rozdělujeme synchronní stroje na synchronní generátory, synchronní motory a synchronní kompenzátory. Vyrábějí se ve velkém rozsahu výkonů od zlomků wattů do stovek mega wattů.

Nejčastěji se používají jako měniče mechanické energie v elektrickou tj. jako trojfázové alternátory. Tyto stroje velkých výkonů mají vysoce využitý aktivní materiál a netradiční, vysoce účinné způsoby chlazení. Alternátory jsou zdrojem nejen činné energie, ale i jalové energie. Používá se jich tedy pro kompenzování jalové energie v síti.

Často se používají i synchronní motory např. pro pohony kompresorů. Jejich výhodou jsou konstantní otáčky, možnost regulace účinníku a dobrá účinnost. V současné době se rozšířilo jejich využití i ve střídavých regulačních pohonech.

1 Synchronní stroj

1.1 Princip činnosti

U asynchronních strojů je rotorový kmitočet

$$f_2 = sf_1, \quad 1.1.1$$

při konstantních otáčkách stálý. Jestliže tedy bude $f_2 = f_1$ a tedy $s = 0$, pak se ve vinutí rotoru neindukuje žádné napětí a rotorovým vinutím neteče proud. Je možné však rotorové vinutí napájet z cizího zdroje energie a to stejnosměrným proudem. Vinutí je pak napájeno přes kroužky a kartáče. Tento proud vybudí v magnetickém obvodu stroje magnetické pole, které otáčí rotorem otáčkami:

$$n_1 = n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad 1.1.2$$

Toto pole indukuje ve vinutí statoru v jedné fázi napětí:

$$U_{if} = 4,44 \cdot \Phi \cdot N_1 \cdot f_1 \cdot k_{v1} \quad 1.1.3$$

Kde Φ je magnetický tok v rozmezí jedné pólové rozteče. V synchronním stroji působí dvě magnetická napětí. První je vybuzeveno vícefázovým proudy statoru a druhé je vybuzeveno stejnosměrným proudem v rotoru. Při úvaze, že stroj pracuje naprázdno, magnetické pole magnetů obíhá s točícím se polem rotoru konstantní rychlostí a indukuje ve vinutí statoru napětí

$$u_i = b \cdot l \cdot v, \quad 1.1.4$$

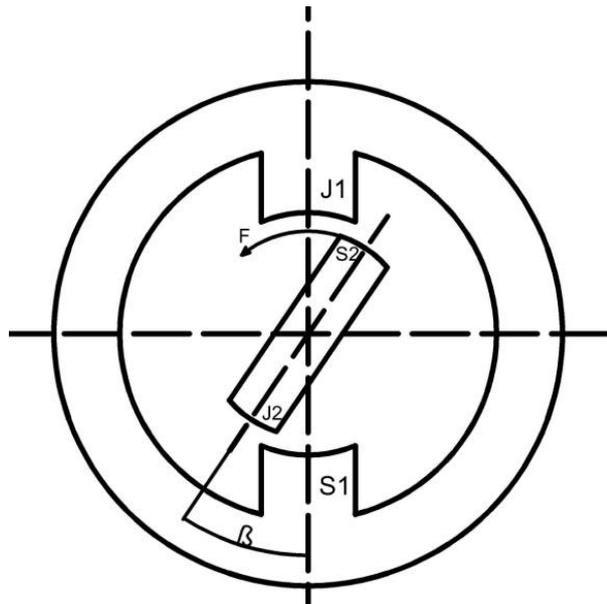
úměrné okamžité hodnotě magnetické indukce o frekvenci

$$f = \frac{p \cdot n}{60} \quad 1.1.5$$

Proud, který protéká při zatížení, vytvoří své vlastní kruhové točivé magnetické pole, jehož otáčky jsou shodné s otáčením pole magnetů.

Při změně zatížení se synchronní rychlost otáčení nezmění, magnetická pole jsou však proti sobě posunuta o zátěžný úhel β . Při nulovém zatížení budou osy magnetů splývat, úhel $\beta = 0$. Moment vyvolaný vzájemným působením magnetů bude úměrný [1]

$$M \cong F_{m1} \cdot F_{m2} \cdot \sin\beta \quad 1.1.6$$



1.1.1 Vzájemné působení magnetů [1]

1.2 Konstrukce synchronního stroje

Synchronní stroj se skládá ze dvou částí tj. ze statoru a rotoru. Trojfázové vinutí je na statoru, které je složeno z plechů z magneticky měkké ocele a podle konstrukce může být dvoupólové nebo vícepólové. Budící stejnosměrný proud se do rotorového vinutí přivádí buď pomocí kluzných kontaktů (kartáčů, kroužků), nebo bezkontaktně rotačním transformátorem a následným usměrněním diodami na rotoru. Synchronní stroje určené k připojení ke střídavé napájecí síti mají na rotoru tzv. tlumicí vinutí, které může sloužit pro asynchronní rozběh motoru. U menších strojů může být takové uspořádání, že na vnitřní části, která se nebude točit, bude trojfázové vinutí a na vnější části bude stejnosměrné buzení. Z konstrukčního hlediska existují dva základní typy synchronních strojů: [1]

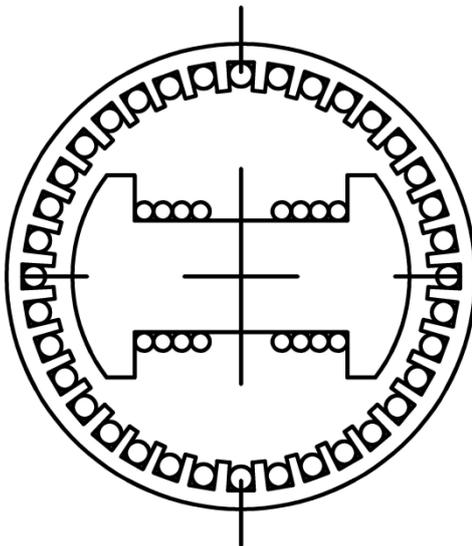
1.2.1 Stroje s vyniklými póly - Hydrostroje

Jsou to stroje s vícepólovým uspořádáním obr. 1.2.1. Z provedení plyne, že vzduchová mezera není konstantní. Díky proměnné vzduchové mezeře vzniká další složka momentu, která se nazývá reluktanční a je nezávislá na budícím proudu. Závislá je pouze na geometrii rotoru. Tyto stroje mají cívky s budícím vinutím zasazeno na pólech, na jejichž koncích jsou připevněny pólové nástavce. Typickým znakem těchto strojů je velký průměr a malá osová délka. [1]

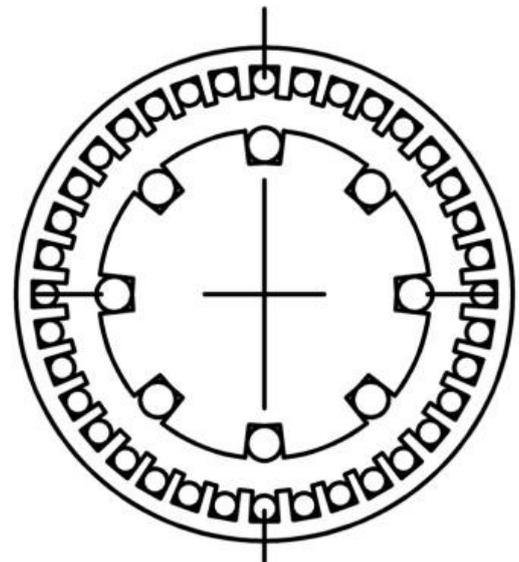
1.2.2 Stroje s hladkým rotorem - Turbostroje

Jsou to stroje s malým počtem pólů, obvykle s jednou nebo dvěma pól párovými dvojicemi obr. 1.2.2. Vzduchovou mezeru můžeme považovat za konstantní po celém obvodu, i když skutečný stroj má vlivem různého drážkování rotoru proměnlivou vzduchovou mezeru, ale to lze zanedbat. Rotor má tvar plného ocelového válce, do jehož obvodu jsou vyfrézované drážky, v nichž je uloženo budící vinutí. Rotor může být vyroben z vodivého materiálu (masivní oceli, neizolované plechy), to umožní i při nenabuzeném rotoru vznik asynchronního momentu. Vyznačují se menším průřezem a větší osovou délkou.

Magnetická osa budícího vinutí se nazývá podélná (d) a osa na ni kolmá se nazývá příčná (q). [1]



1.2.1 Náčrt synchronního stroje s vyniklými póly



1.2.2 Náčrt synchronního stroje s hladkým rotorem

1.3 Náhradní schéma synchronního stroje

Náhradní schéma pro stroj s hladkým rotorem. Zanedbáním rozptylů, je spřažený tok zde uvažovaný tokem hlavním Ψ_{ad} . Platí

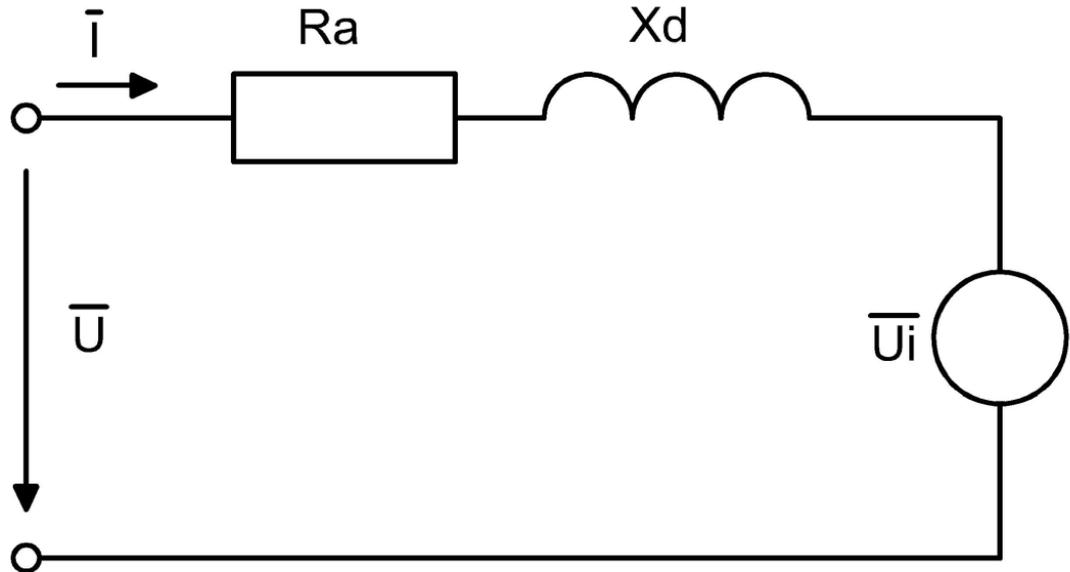
$$\Psi_{ad} = \frac{X_{ad} I_b}{\omega} \quad 1.3.1$$

Z toho je získáno pro napětí indukované polem rotoru do statoru

$$\overline{U}_i = j\omega\Psi_{ad} = jX_{ad}I_b \quad 1.3.2$$

Toto napětí bude proti proudu I_b , resp. spřaženému toku Ψ_b posunuto o úhel $\frac{\pi}{2}$. Je-li tok, resp.

proud v podélné ose d, leží U_i v ose q. Dá se říci, že je to napětí, které se ve statoru indukuje prostřednictvím reaktance X_{ad} . Na svorkách stroje se objeví jedině v chodu naprázdno. Toto napětí je při linearizaci magnetizační charakteristiky úměrné budicímu proudu I_b .



1.3.1 Náhradní schéma synchronního stroje

Z obrázku 1.3.1 je získána napěťová rovnice

$$\bar{U}_i = \bar{Z}_d \bar{I} - \bar{U} \quad 1.3.3$$

$$\bar{Z}_d = R_a + jX_d \quad 1.3.4$$

$$X_d = X_{ad} + X_\delta \quad 1.3.5$$

Z náhradního schématu také plyne, že synchronní stroj má impedanci Z_d při $U_i = 0$ (to je při $I_b = 0$) pak je stroj magnetován ze sítě a odebírá proud. [2]

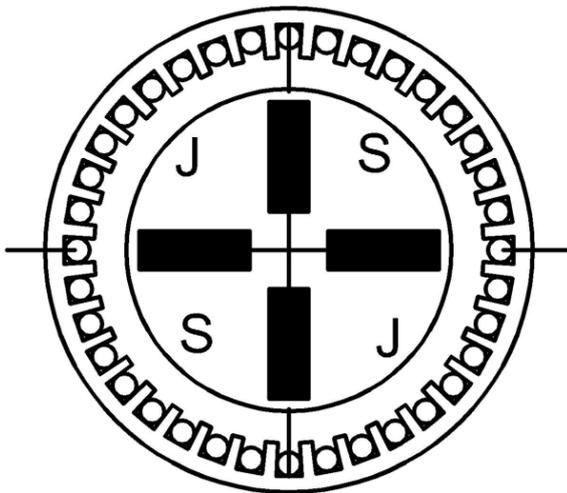
1.4 Synchronní stroj s permanentními magnety- PMSM

Trojfázové vinutí statoru zůstává, buzení na rotoru je nahrazeno permanentními magnety. Toto řešení má tu výhodu, že nepotřebuje zdroj stejnosměrného proudu a nevznikají ztráty v budícím vinutí a tím se zlepšuje účinnost stroje, ale zas se nemůže měnit buzení. Používají se v pohonech s nízkými až vysokými výkony, kde se vyžaduje vysoká dynamika a přesnost. Tyto motory mohou mít i klec nakrátko, která slouží k rozběhu motoru.

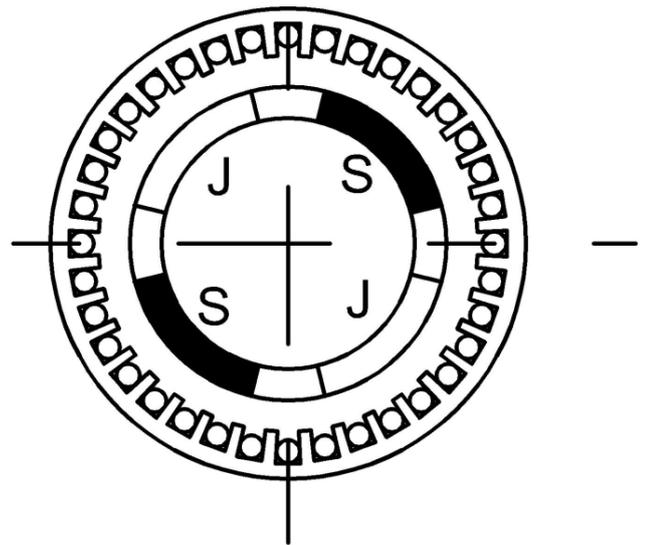
Uspořádání magnetů je vnitřní (obr. 1.4.1) nebo povrchové (obr. 1.4.2). Povrchové uspořádání můžeme považovat za stroj s hladkým rotorem, kde vliv reakce kotvy na tok pólu je velmi malý. Vnitřní uspořádání můžeme považovat za stroj s vyniklými póly, toto uspořádání umožňuje koncentraci magnetického toku do vzduchové mezery. Navíc vhodným tvarem pólových nástavců lze dosáhnout sinusového tvaru magnetického pole ve vzduchové mezeře. Nevýhodou je větší vliv reakce statorového vinutí na tvar tohoto pole při zatížení.

Jako materiálu pro výrobu permanentních magnetů se používá vzácných zemin, jako jsou např. samarium – kobalt, nebo neodým – železo – bor, případně i tvrdých feritů, které jsou sice levnější, ale mají horší magnetické vlastnosti.

PMSM určené pro pohony, nemají na rotoru tlumící vinutí, neboť tyto motory pracují stále v synchronním režimu, podmíněném zpětnou vazbou na polohu rotoru. Nejpoužívanějším senzorem polohy rotoru je selsyn (resolver). [3],[4]



1.4.1 Náčrt synchronního stroje s vnitřním uspořádáním magnetů



1.4.2 Náčrt synchronního stroje s povrchovým uspořádáním magnetů

1.5 Matematický model PMSM

Matematický model synchronního stroje s permanentními magnety je výhodné vytvořit v souřadnicovém systému d-q spojeným s rotorem motoru pomocí Clarkovy a Parkovy transformace uvedené v kapitolách 3.1 a 3.2, v němž se odstraní závislost na úhlu natočení rotoru. Pro matematický model PMSM platí následující zjednodušující předpoklady:

- napájení souměrným harmonickým napětím
- vinutí jednotlivých fází jsou symetricky rozložena v drážkách statoru
- odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru a rotoru jsou shodné
- magnetizační charakteristika je lineární a rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické
- ztráty v železe jsou zanedbatelné
- nulový vodič není připojen
- tlumící vinutí na rotoru není provedeno a rovněž se zanedbávají tlumící účinky rotoru

Pro napěťové rovnice statoru v souřadnicích d-q platí

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - \omega \Psi_{rq} \quad 1.5.1$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + \omega \Psi_{rd},$$

kde R_s je odpor statoru Ψ_{rd} , Ψ_{rq} jsou magnetické toky a ω je elektrická rychlost. Rovnice magnetických toků vypadají následovně

$$\Psi_{rd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_m \quad 1.5.2$$

$$\Psi_{rq} = L_{sq} i_{sq},$$

kde L_{sd} a L_{sq} jsou indukčnosti v podélné a příčné ose a Ψ_m je vzájemný spřažený magnetický tok mezi rotorem a státorem. Po dosazení (1.5.2) do (1.5.1) získáváme následující rovnice

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{sq} i_{sq} \quad 1.5.3$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \Psi_m.$$

Moment PMSM

$$T_e = \frac{3}{2} P [\Psi_m + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd}] i_{sq} \quad 1.5.4$$

Pokud $L_{sd} = L_{sq}$ rovnice 1.4.4 se zjednoduší

$$T_e = \frac{3}{2} P \Psi_m i_{sq} = \frac{3}{2} P \Psi_m |I_s| \sin \beta \quad 1.5.5$$

Tato rovnice definuje moment PMSM jako součin kolmé (momentové) složky prostorového vektoru statorového proudu a konstantního budícího magnetického toku, který je dán permanentními magnety.

Následující rovnice jsou v α - β souřadnicích, které jsou závislé na úhlu natočení rotoru vůči statoru.

Pro magnetické toky v α - β platí

$$\Psi_\alpha = L_s i_{s\alpha} + \Psi_m \cos \vartheta \quad 1.5.6$$

$$\Psi_\beta = L_s i_{s\beta} + \Psi_m \sin \vartheta$$

Dosazením (1.5.6) do (1.5.1) dostaneme napěťové rovnice PMSM v α - β souřadnicích

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_e \Psi_m \sin \vartheta \quad 1.5.7$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_e \Psi_m \cos \vartheta$$

Moment PMSM v α - β souřadnicích [3]

$$T_e = \frac{3}{2} P (i_{s\alpha} \Psi_{r\beta} - i_{s\beta} \Psi_{r\alpha}) \quad 1.5.8$$

Pro trojfázový systém platí následující rovnice

$$u_{sa} = R_s i_{sa} + L_a \frac{di_a}{dt} - u_{ia},$$

$$u_{sb} = R_s i_{sb} + L_b \frac{di_b}{dt} - u_{ib}, \quad 1.5.9$$

$$u_{sc} = R_s i_{sc} + L_c \frac{di_c}{dt} - u_{ic}.$$

2 Zdroje pulzačních složek

Stroje s permanentními magnety se rozdělují do dvou skupin, podle tvaru indukovaného napětí, které může být lichoběžníkové, nebo sinusové.

2.1 Lichoběžníkové indukované napětí

Permanentní magnety jsou připevněny na povrch rotoru se skupinami osově uspořádaných magnetů tvořících póly stroje. Hustota toku ve vzduchové mezeře je pod póly konstantní, přechodem mezi dvěma póly se změni směr na opačný než je pod přilehlým pólem. Indukované napětí ve statorovém vinutí by mělo mít tvar lichoběžníku a obdélníkový statorový proud potřebný k vytvoření momentu, který je konstantní a nezávislý na poloze rotoru. V reálném stroji okrajové pole kolem pólů nemá lichoběžníkový průběh a proudy nebývají obdélníkové. Komutace mezi statorovým vinutím vyžaduje omezený časový interval, během kterého se velikost momentu značně mění. Při konstantním momentu tak vznikají momentové špičky v čase komutace. [5]

2.2 Sinusové indukované napětí

U stroje s permanentními magnety je obtížné dosáhnout sinusového toku ve vzduchové mezeře. Nicméně výsledný tok je vázaný na statorové vinutí. Sinusový průběh může být dosažen nastavením odpovídající geometrie statorového vinutí. Narozdíl od lichoběžníkového průběhu, sinusová verze pracuje jako stroj s kruhovým polem a vyžaduje sinusové napětí. Hlavní část momentu je úměrná proudu i_q . Magnetická asymetrie rotoru produkuje reluktanční část momentu, která je zanedbatelná ve stroji s povrchovými permanentními magnety a významná pro variantu s vnitřními permanentními magnety. Reluktanční moment je úměrný součinu kvadrátu proudu i_q a i_d . Výsledkem zbytkového nesinusového toku a zkreslení proudu jsou v součtu vyšší harmonické momentu. Obecně jsou pulzační složky momentu PMSM menší než u stroje s lichoběžníkovým průběhem. Proto pro pohony, kde se vyžadují malé otáčky se zátěží, upřednostňujeme PMSM se sinusovým napájením. [5]

2.3 Vyšší harmonické a druhotné efekty

Ve vzduchové mezeře je variabilní magnetická reluktance, která se mění periodicky, tehdy, když statorové drážky minou hranu rotorových magnetů. Vzniká tak pulzační složka momentu bez nutnosti napájení statorového vinutí (krokující moment). Zkosení statorových drážek efektivně redukuje pulzaci, ačkoli ne úplně. Zbytkový pulzační moment se vyskytuje na frekvenci $f_{sl} = \omega N_{sl}$, který se zvyšuje mechanickou rychlostí ω . N_{sl} je počet drážek. Harmonické momentu při nižších frekvencích jsou výsledkem interakcí mezi nevyváženou magnetizací individuálních rotorových pólů. Vyšší harmonické toku mohou typicky dosáhnout 2-4% měřeného momentu. Pulzační složky se mění s teplotou. Hlavní částí zvlnění je šesti násobek statorové frekvence. Rychlostní výkyvy během nízkých otáček jsou automaticky kompenzovány otáčkovým řídicím systémem pohonu skrze vazby od čidla otáček. Vyšší harmonické jsou dostatečně zmenšeny setrvačností rotoru. [5]

3 Vektorové řízení

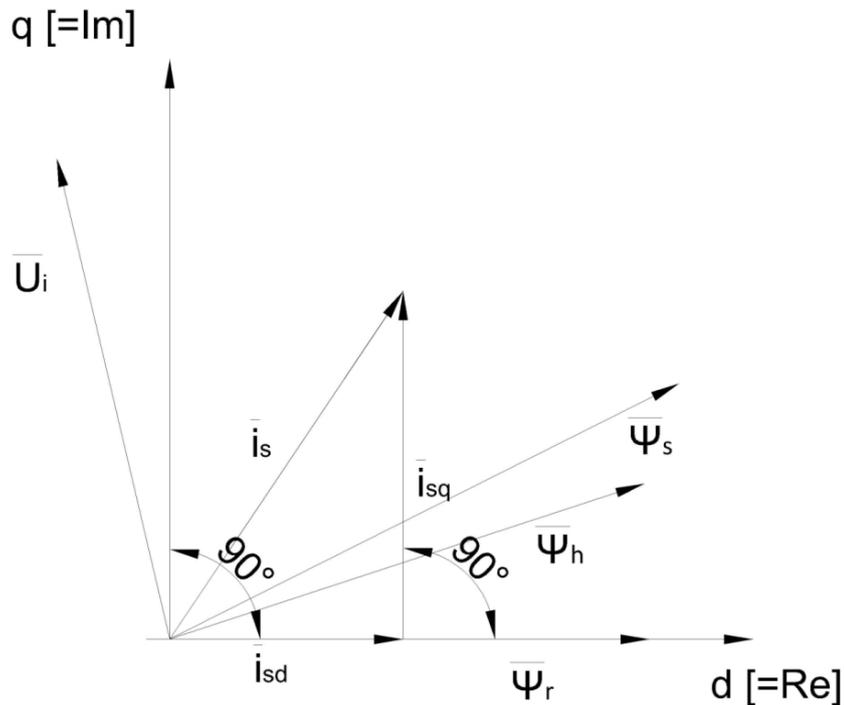
Vektorově orientované řízení se nasazuje u dynamicky náročných pohonů, jako jsou válcovské nebo papírenské pohony. Umožňuje kvalitní, tj. především rychlou a bez nežádoucích přechodových dějů- regulaci momentu. U vektorového řízení je statorový proud regulován tím způsobem, že nezávisle na sobě jsou regulovány jeho složky prostorového vektoru. Tokotvorná složka i_d vytvářející magnetický tok Ψ a jalový výkon. Složka momentotvorná i_q vytvářející moment a činný výkon.

Úplný fázorový diagram na obrázku 3.3.1 ukazuje, že fázor rotorového proudu i_r je kolmý na rotorový magnetický tok Ψ_r . Proto se nejvíc využívá systém os takový, že reálná osa je orientovaná na magnetický tok Ψ_r , čímž se výpočty značně zjednoduší, neboť tok rotoru Ψ_r je vybuzen pouze podélnou složkou i_s a moment je dán tímto tokem a pouze příčnou složkou i_s .

Pro rotující soustavu vázanou na tok rotoru Ψ_r platí [6]

$$\bar{I}_s = i_{sd} + ji_{sq}$$

2.3.1



2.3.1 Fázorový diagram s orientací na tok rotoru Ψ_r

3.1 Clarkova transformace

Umožňuje transformaci veličin třífázového systému do stacionárních statorových souřadnic x-y. V následujících rovnicích je uveden postup pro transformaci.

$$\bar{i}_{sxy} = i_{sx} + ji_{sy} = \frac{2}{3} \left(i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc} + j\frac{\sqrt{3}}{2}i_{sc} - j\frac{\sqrt{3}}{2}i_{sb} \right) \quad 3.1.1$$

Pokud platí symetrie $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ a $u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0$, lze vyjádřit složky v x-y souřadnicích následovně

$$i_{sx} = i_{sa} \quad 3.1.2$$

$$i_{sy} = \frac{i_{sb} - i_{sc}}{\sqrt{3}} \quad 3.1.3$$

Pro zpětnou Clarkovu transformaci platí [6]

$$i_{sa} = i_{sx} \quad 3.1.4$$

$$i_{sb} = -\frac{1}{2}i_{sx} + i_{sy} \quad 3.1.5$$

$$i_{sc} = -\frac{1}{2}i_{sx} - i_{sy} \quad 3.1.6$$

3.2 Parkova transformace

Parkova transformace slouží k vyjádření veličin v rotujícím souřadném systému, rotujícím libovolnou rychlostí ω_s (systém d-q). Veličiny po Parkově transformaci se jeví jako stojící. Pro transformování veličin do rotujícího souřadného systému je nejprve nutné převést trojfázové veličiny na systém dvoufázový pomocí Clarkovy transformace, a poté je možné vypočítat Parkovu transformaci.

$$i_{sd} = i_{sx} \cos \vartheta_e + i_{sy} \sin \vartheta_e \quad 3.2.1$$

$$i_{sq} = i_{sy} \cos \vartheta_e - i_{sx} \sin \vartheta_e \quad 3.2.2$$

Kde ϑ_{re} je úhel souřadného systému d-q oproti souřadnému systému x-y

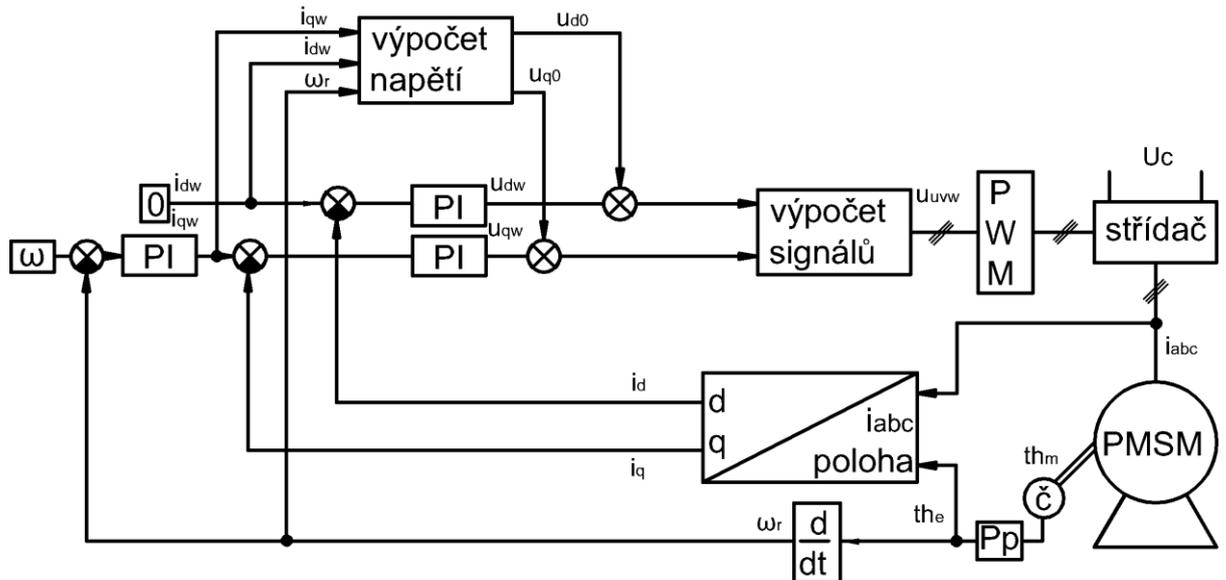
Zpětná Parkova transformace [6]

$$i_{sx} = i_{sd} \cos \vartheta_e - i_{sq} \sin \vartheta_e \quad 3.2.3$$

$$i_{sy} = i_{sd} \sin \vartheta_e + i_{sq} \cos \vartheta_e \quad 3.2.4$$

3.3 Aplikace vektorového řízení

Vektorové řízení PMSM se sestává z motoru, opatřeného absolutním snímačem polohy rotoru, které generuje polohu rotoru, a tedy zároveň polohu rotorového magnetického toku. Statorové třífázové vinutí je napájeno třífázovým sinusovým proudem z tranzistorového střídače.



3.3.1 Blokové schéma vektorového řízení

Blokové schéma vektorového řízení je na obrázku 3.3.1. Hodnota složky proudu i_d je zde udržována na nulové hodnotě, tj. maximální hodnotu proudu statorem představuje velikost složky i_q a při pohledu na rovnici 1.5.5 je zřejmé, že moment dosáhne své maximální možné hodnoty. Požadavek točivého momentu (tedy složky i_{qw}) je pak dán blokem regulátoru rychlosti. Napěťový model motoru pomáhá regulaci (zlepšuje dynamiku řízení). V tomto bloku se pomocí zpětných vazeb skutečných otáček a proudů přepočítaných do d-q souřadnic počítají hodnoty napětí, které se posílají do bloku pro výpočet modulačních signálů pro pulzně šířkovou modulaci, která řídí spínání tranzistorů střídače.

4 Popis modelu pohonu

Simulace je provedena se synchronním strojem s permanentními magnety, jehož parametry jsou uvedeny v tabulce 4.1. Při simulaci je použito několik zjednodušujících předpokladů. Tranzistory se zpětnými diodami střídače jsou uvažovány jako ideální spínače, na vstupu měniče je zdroj konstantního napětí, nejsou uvažovány nelinearity v obvodu (motoru) a případné rušení, které se objevuje v reálných systémech. Zvolené napětí pro napájení střídače je konstantní $U_c = 600V$.

Tabulka4.1 Hodnoty motoru použité v simulacích

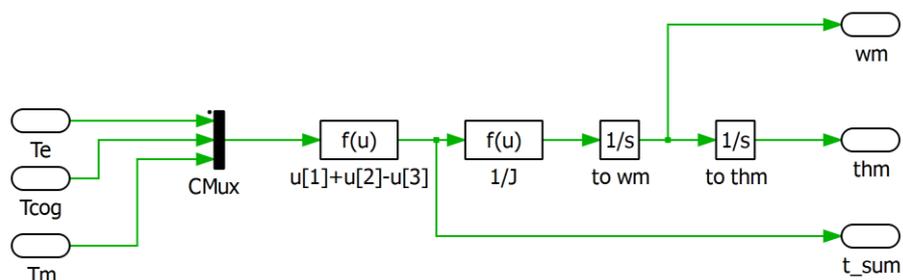
$R_s = 1,2\Omega$
$L_{sd} = L_{sq} = 7,25 \cdot 10^{-3}H$
$J = 50 \text{ kgm}^2$
$P_p = 3$
$\omega_{mo} = \frac{2}{3}pi \text{ rad/s}$
$\Psi_m = 0,61 \text{ Wb}$
$I_{smax} = 11,3A$

4.1 Model motoru

Pro simulaci byl sestaven model motoru s permanentními magnety podle známých teoretických vztahů popsanych v předchozích kapitolách. Při sestavení modelu bylo použito Fourierovy řady pro generování indukovaného napětí, kterým je možné zadat jakýkoliv tvar indukovaného napětí. Tento model byl sestaven v simulačním prostředí Simulink. Schéma je na obr 4.1.5.

Mechanický systém je popsán rovnicí

$$T_e + T_{cog} - T_m = J \frac{d\omega}{dt} \quad 4.1.1$$



4.1.1 Blokové schéma mechanického systému motoru

Kde T_e je elektrický moment stroje, T_{cog} je krokující moment vytvořený samovolným přitahováním permanentních magnetů k vodičům uložených v drážkách statoru, T_m je zátěžný moment vyvolaný zátěží připojenou k hřídeli.

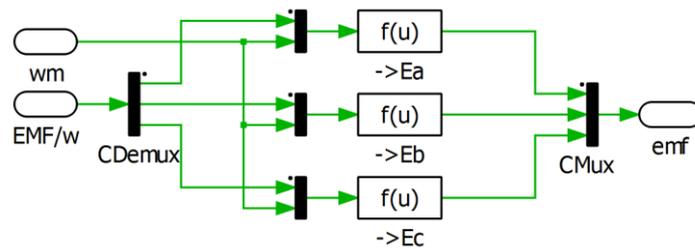
Integrací tohoto vztahu je získána mechanická úhlová rychlost

$$\omega_m = \int \frac{T_e + T_{cog} - T_m}{J} dt \quad 4.1.2$$

následující integrací tohoto vztahu je získána mechanická poloha rotoru

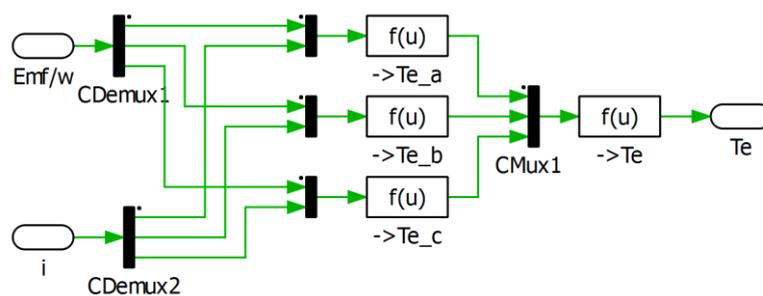
$$\vartheta_m = \int \omega_m dt \quad 4.1.3$$

Indukované napětí je generováno pomocí Fourierovy řady v závislosti na elektrické poloze rotoru, jejíž výsledek je vynásoben úhlovou rychlostí.



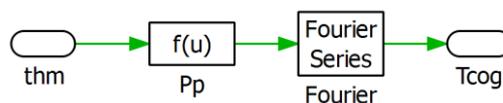
4.1.2 Blokové schéma výpočtu indukovaného napětí

Elektrický moment je generován pomocí Fourierovy řady v závislosti na elektrické poloze rotoru, jejíž výsledek je vynásoben proudem v jednotlivých fázích statoru.

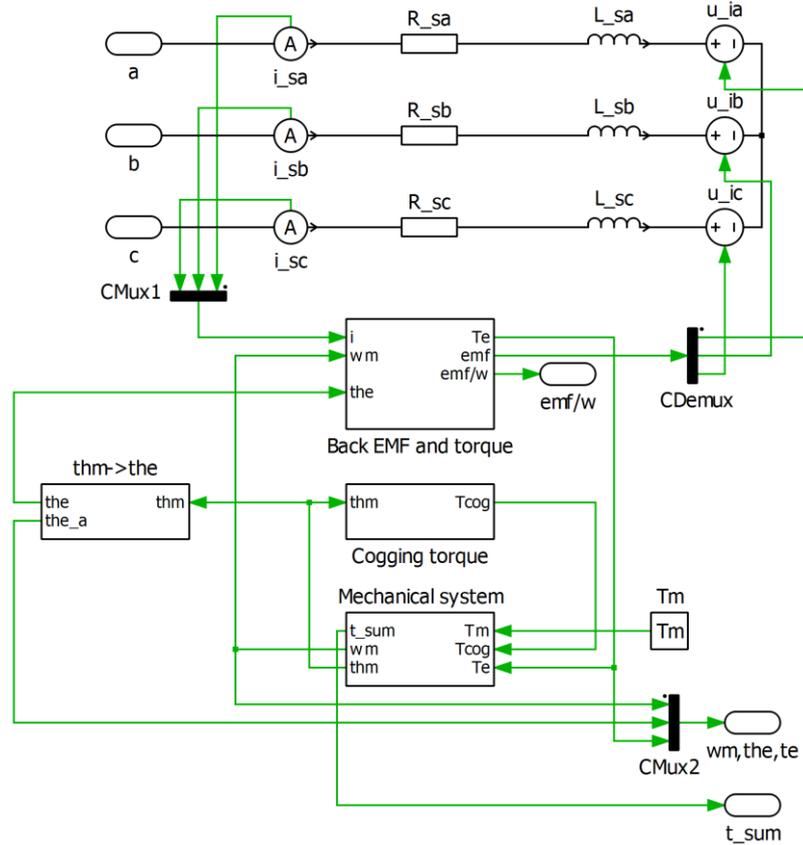


4.1.3 Blokové schéma výpočtu momentu

Krokující moment PMSM je generován pomocí Fourierovy řady v závislosti na elektrické poloze rotoru.

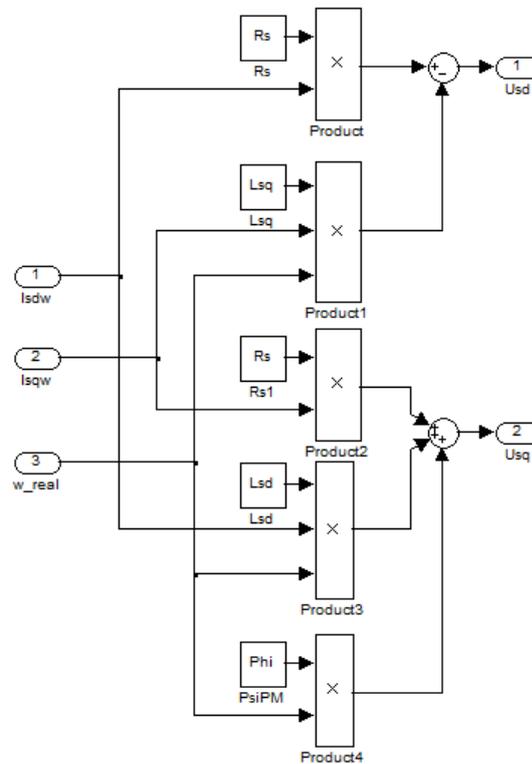


4.1.4 Blokové schéma výpočtu krokujícího momentu



4.1.5 Blokové schéma modelu PMSM v prostředí Simulink

4.2 Blok výpočtu napětí

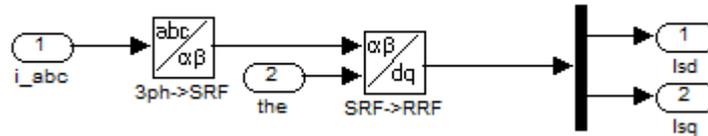


4.2.1 Blokové schéma výpočtu napětí

Blok výpočtu napětí zlepšuje dynamiku vektorového řízení. Jedná se o matematický model motoru, který je popsán v kapitole 1.5. Blokové schéma je na obr. 4.2.1.

4.3 Blok transformace

V tomto bloku (obr. 4.3.1) se převádí proudy v x-y souřadnicích do souřadnic d-q pomocí Clarkovy a Parkovy transformace, které jsme si popsali v kapitole 3.1 a 3.2. B



4.3.1 Blokové schéma transformace

4.4 Blok výpočtu signálů

Blok výpočtu signálů je napájen z bloků výpočtu napětí a regulátorů proudů, z kterých jsou získány hodnoty napětí v d-q souřadnicích. Z těchto dvou vektorů je vypočítána celková velikost napětí a fázový posuv mezi nimi.

$$|U| = \sqrt{U_{sd}^2 + U_{sq}^2} \quad 4.4.1$$

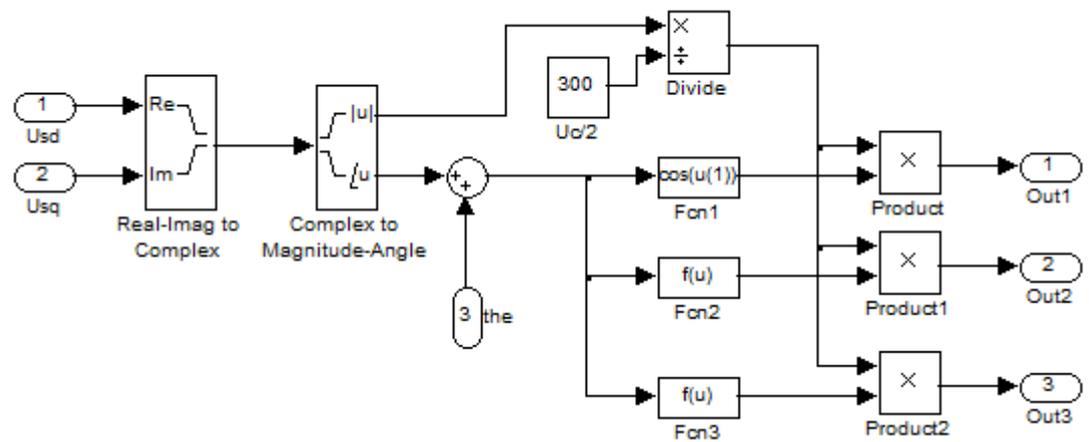
$$\vartheta_u = \arctg \frac{U_{sq}}{U_{sd}} \quad 4.4.2$$

Spočítaná velikost vektoru napětí je vydělena poloviční hodnotou napětí (platí pro sinusovou modulaci), kterou je napájen střídač, tedy hodnotou 300V, aby se signál znormoval na interval od 0 do 1. Získáváme tak signál hloubky modulace, neboli amplitudu řídicího signálu. K fázovému posuvu mezi U_{sd} a U_{sq} je přičtena hodnota elektrické polohy rotoru ϑ_e . Postupným rozfázováním jsou získány hodnoty pro jednotlivé modulační signály, které vstupují do bloku pulzně šířkové modulace. Blokové schéma je na obr. 4.4.1.

$$u_u = \frac{2|U|}{U_c} \cos(\vartheta_u + \vartheta_e) \quad 4.4.3$$

$$u_v = \frac{2|U|}{U_c} \cos(\vartheta_u + \vartheta_e - 120^\circ) \quad 4.4.4$$

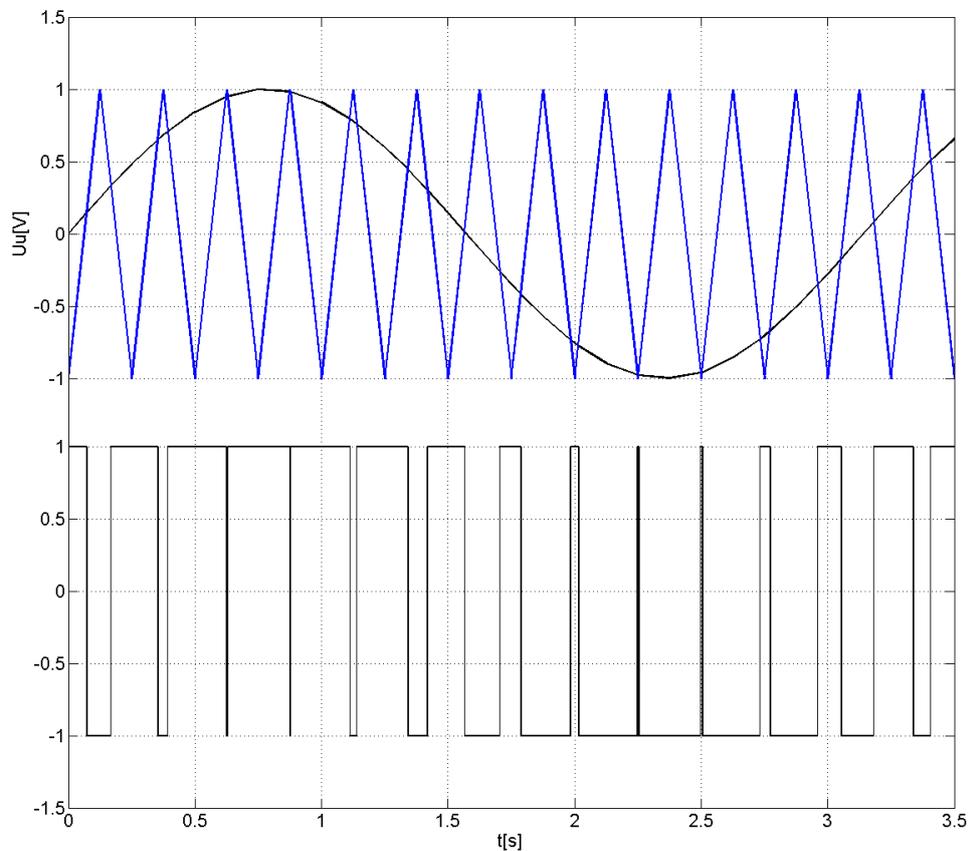
$$u_w = \frac{2|U|}{U_c} \cos(\vartheta_u + \vartheta_e + 120^\circ) \quad 4.4.5$$



4.4.1 Blokové schéma výpočtu signálů

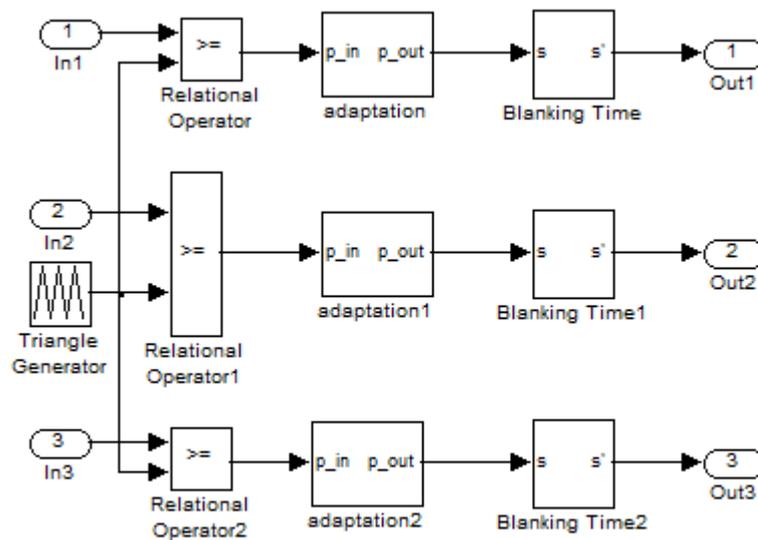
4.5 Blok PWM

Blok pulzně šířkové modulace řídí spínání tranzistorů tří fázového střídače. Principem je porovnávání nosného vysokofrekvenčního signálu (pila) a modulačního nízkofrekvenčního (řídícího) signálu. Princip je na obr. 4.5.1.



4.5.1 Princip PWM

V simulaci je zdrojem nosného signálu generátor rovnoramenné pily o frekvenci 20 kHz a řídicí signál je získán z bloku výpočtu signálů. Pro správný chod střídače a zamezení jeho případnému poškození jsou vloženy mezi jednotlivé přechody přes 0 tzv. mrtvé časy o hodnotě $3\mu\text{s}$. Blok přizpůsobení slouží k přizpůsobení signálu, který nabývá hodnot mezi 0 a 1 ,aby nabýval hodnot mezi -1 a 1. Blokové schéma je na obr. 4.5.2.



4.5.2 Blokové schéma bloku PWM

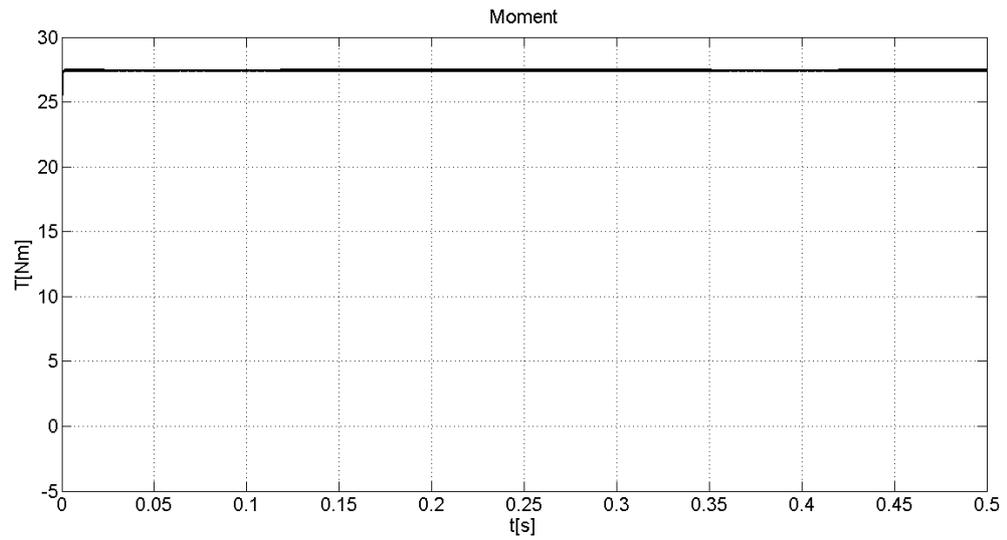
5 Výsledky simulace

5.1 Řízení bez regulátoru otáček

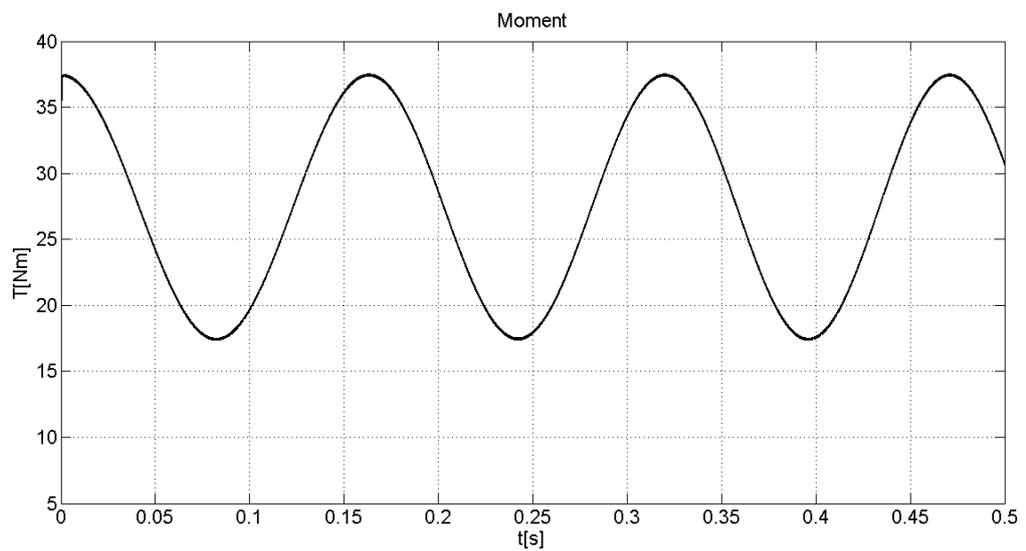
Chování pohonu pouze s řízením jednotlivých složek proudu stroje bez pulzací a s pulzacemi, které jsou vytvořeny pomocí krokujícího momentu a nesinusového indukovaného napětí, při rozběhu je naznačeno na obrázcích 5.1.1 až 5.1.9. Požadovaná hodnota proudu I_q je nastavena na hodnotu 10 A. Hodnoty PI regulátoru jsou nastaveny následovně: proporcionální zesílení $k_{pr} = 40$, integrační časová konstanta $T_{ir} = 0,01s$. Pohon je provozován bez zátěže a počáteční mechanickou úhlovou rychlostí $\omega_{mo} = \frac{2}{3}\pi \text{ rad/s}$.

Hodnoty členů Fourierovy řady sinusového indukovaného napětí pro simulaci ideálního stroje a stroje s krokujícím momentem jsou: $a_0 = 0$, $a_n = [-0,19 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$, $b_n = [-1,828 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$. Hodnoty krokujícího momentu jsou: $a_0 = 0$, $a_n = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 10 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$, $b_n = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$.

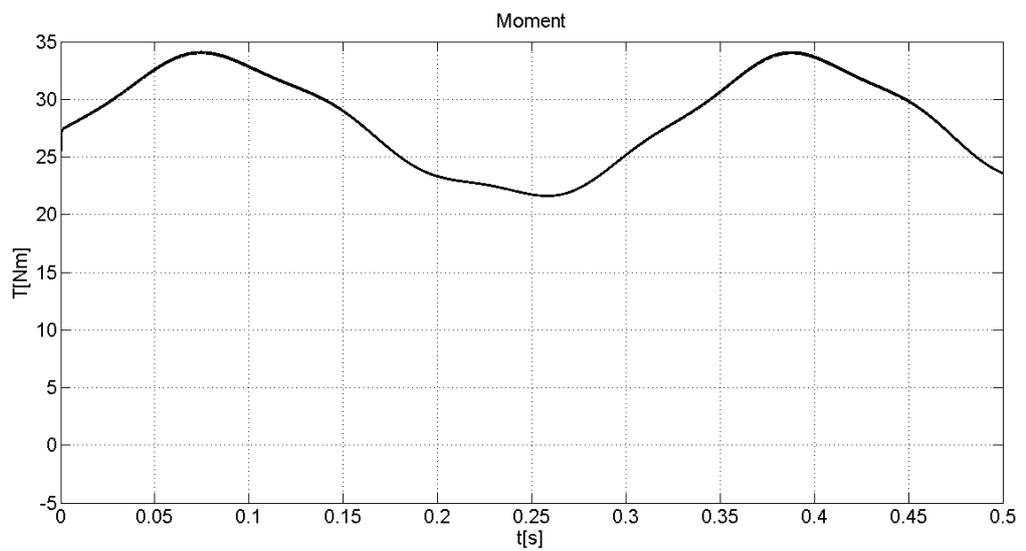
Pro případ s nesinusovým indukovaným napětím bez krokujícího momentu jsou členy Fourierovy řady následující: $a_0 = 0$, $a_n = [-0,19 \ -0,4 \ -0,0879 \ 0 \ -0,014 \ 0 \ 0 \ 0 \ -5,7e - 3 \ 0 \ 0,0248]$, $b_n = [-1,828 \ 0 \ -0,283 \ 0 \ -0,021 \ 0 \ 0 \ 0 \ -5,7e - 3 \ 0 \ 0,01528]$



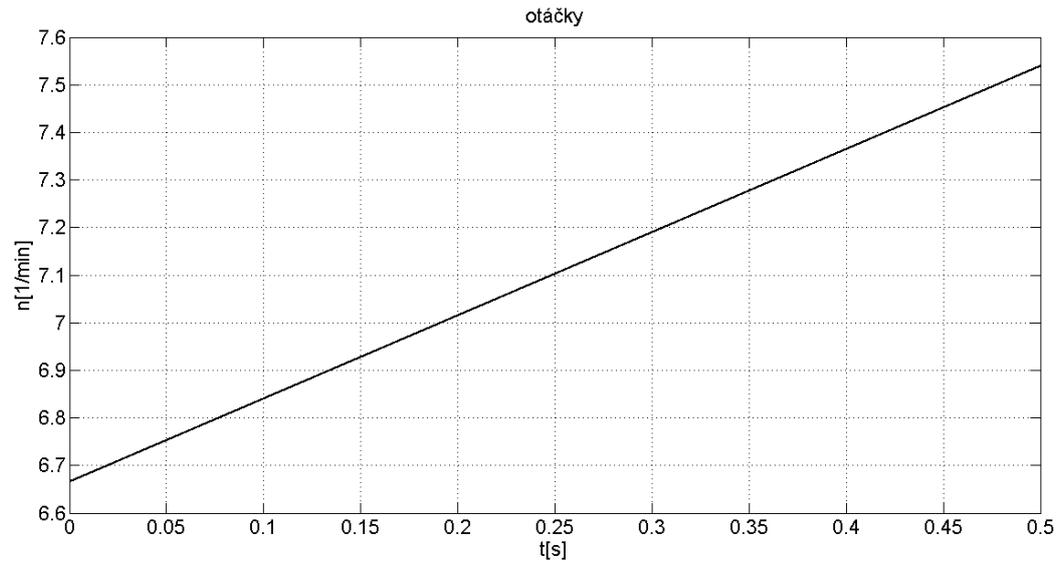
5.1.1 Moment stroje bez pulzací



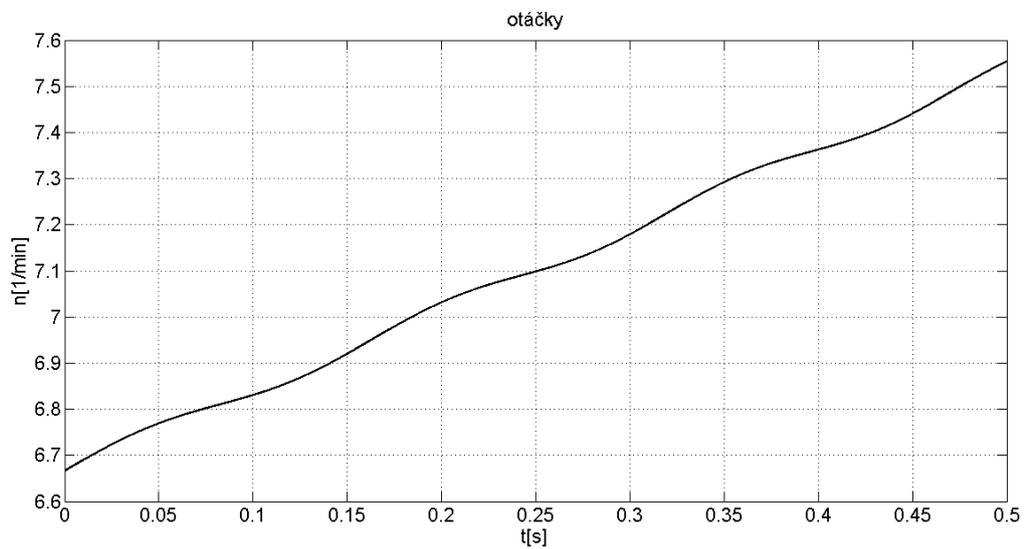
5.1.2 Moment stroje s krokujícím momentem



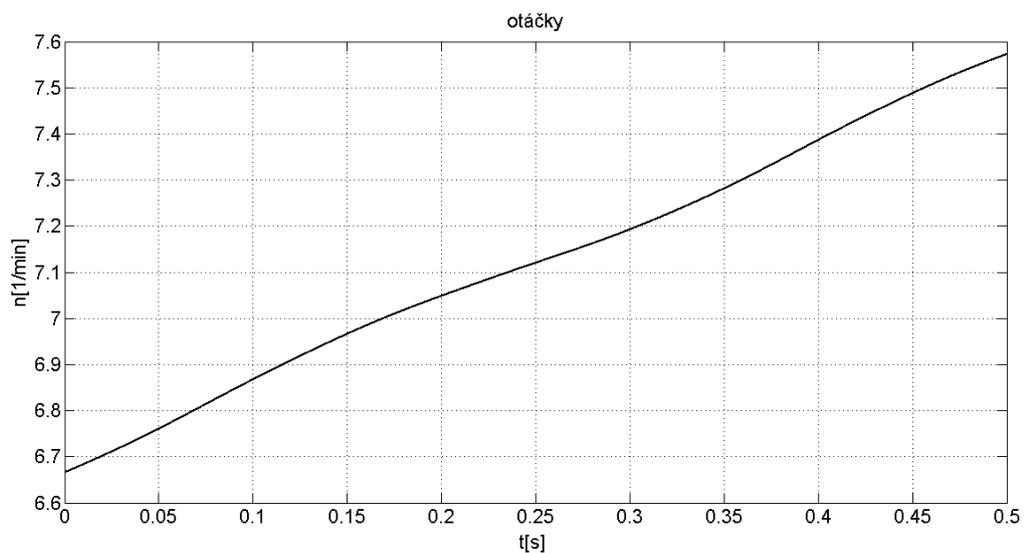
5.1.3 Moment stroje s nesinusovým indukovaným napětím



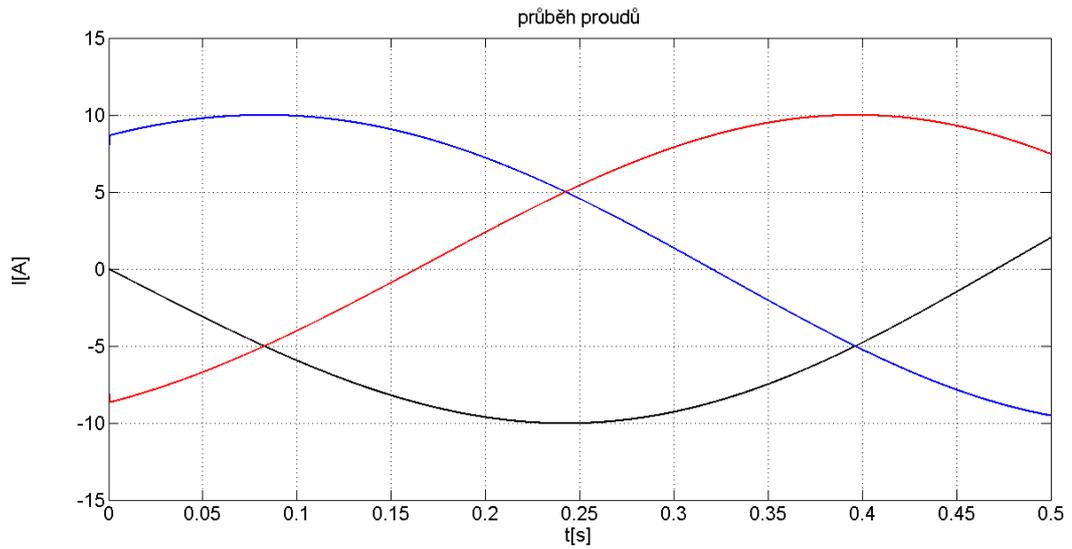
5.1.4 Mechanické otáčky stroje bez pulzací



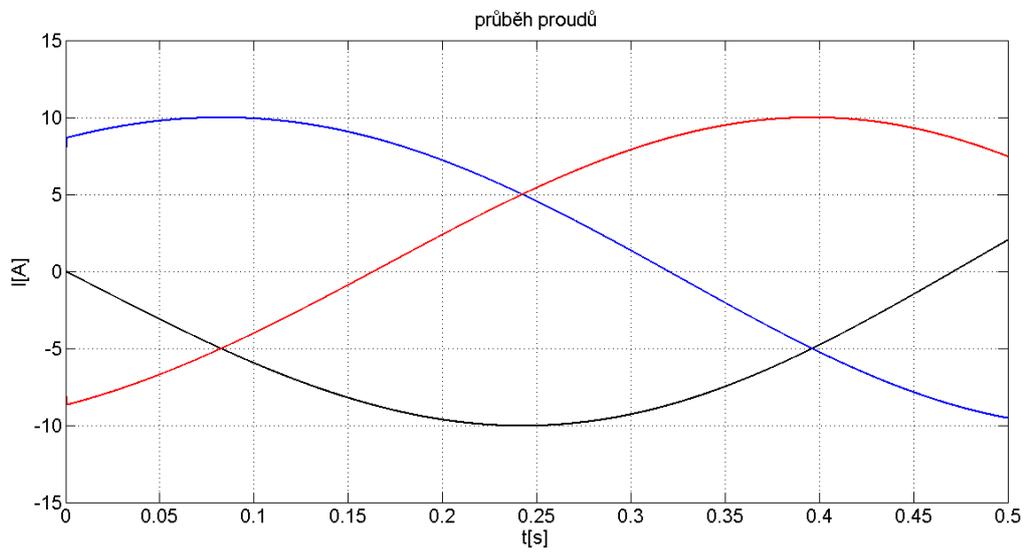
5.1.5 Mechanické otáčky stroje s krokujícím momentem



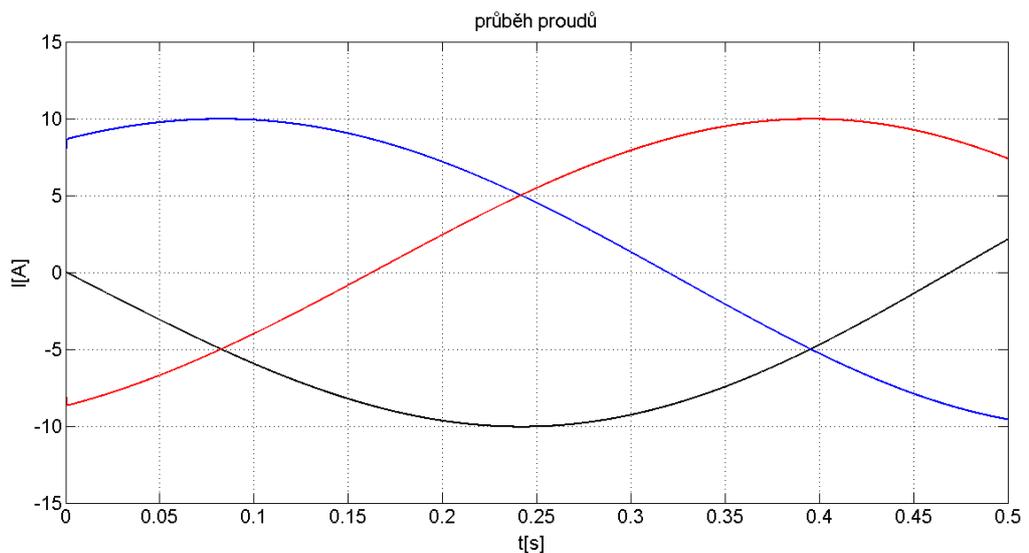
5.1.6 Mechanické otáčky stroje s nesinusovým indukovaným napětím



5.1.7 Fázové proudy stroje bez pulzací



5.1.8 Fázové proudy stroje s krokujícím momentem



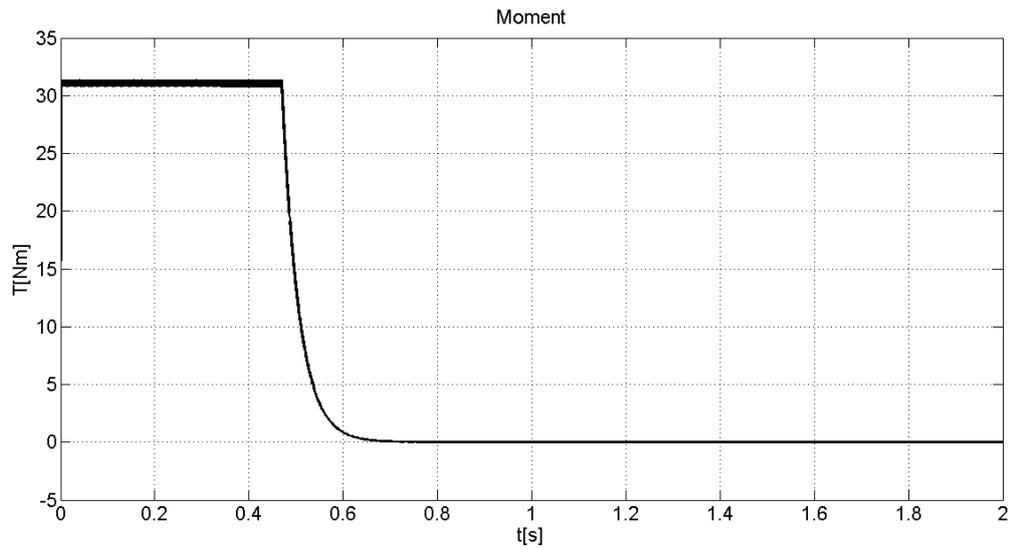
5.1.9 Fázové proudy stroje s nesinusovým indukovaným napětím

5.2 Řízení s regulátorem otáček

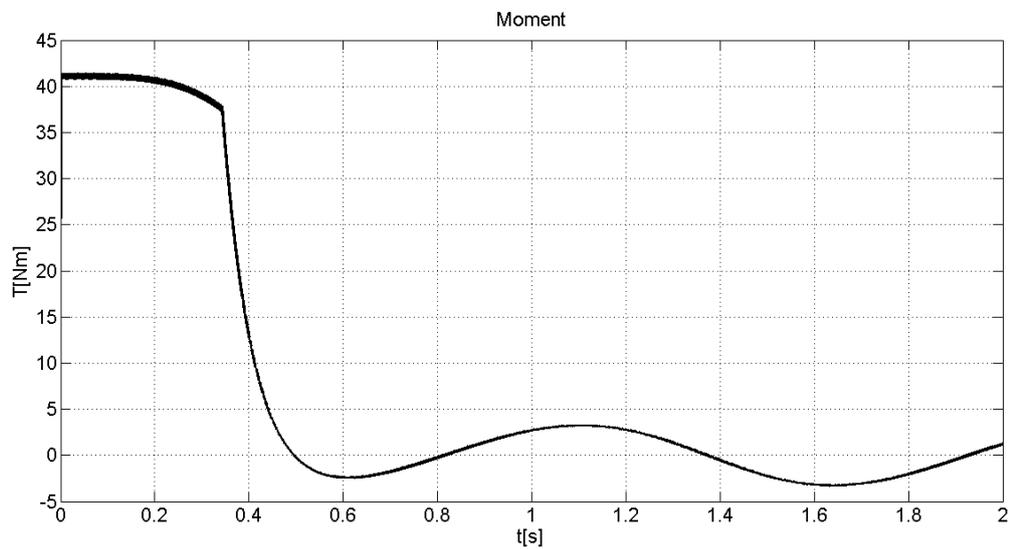
Chování pohonu s řízením otáček stroje bez pulzací a s pulzacemi, které jsou vytvořeny pomocí krokujícího momentu, při rozběhu je naznačeno na obrázcích 5.2.1 až 5.2.9. Požadovaná hodnota otáček n je nastavena na hodnotu 1 ot/min. Hodnoty PI regulátorů proudů jsou nastaveny následovně: proporcionální zesílení $k_{pr} = 50$, integrační časová konstanta $T_{ir} = 0,05s$. Hodnoty PI regulátoru otáček jsou nastaveny následovně:

- u „ideálního“ stroje bez pulzací proporcionální zesílení $k_{pr} = 500$, integrační časová konstanta $T_{ir} = 1s$
- u stroje s „pomalým“ regulátorem otáček a s pulzacemi je proporcionální zesílení $k_{pr} = 300$, integrační časová konstanta $T_{ir} = 1s$
- u stroje s „rychlým“ regulátorem otáček a s pulzacemi je proporcionální zesílení $k_{pr} = 50000$, integrační časová konstanta $T_{ir} = 1s$

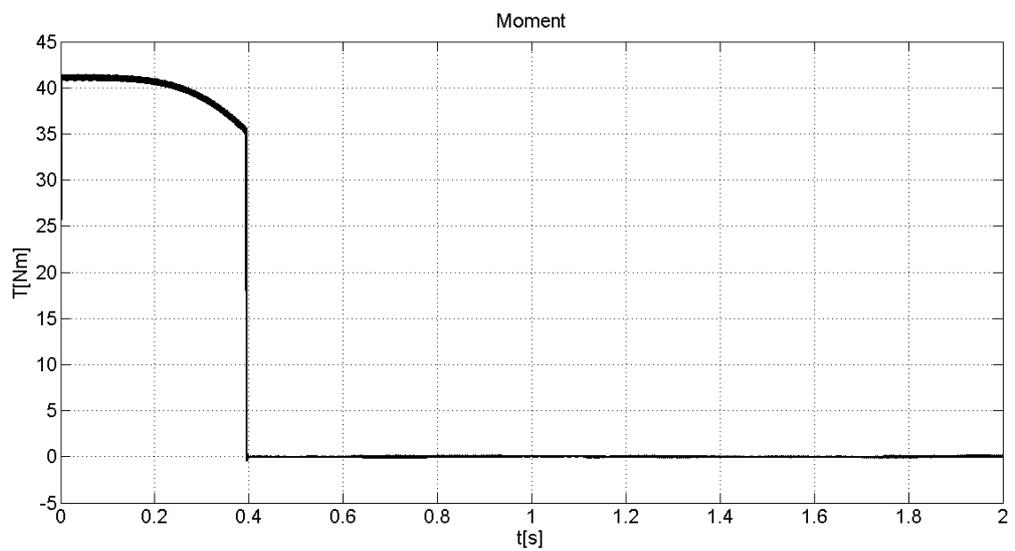
Pohon je provozován se zátěžným momentem $T_m = 0 Nm$ a bez počáteční mechanické úhlové rychlosti. Hodnoty členů Fourierovy řady sinusového indukovaného napětí jsou: $a_0 = 0$, $a_n = [-0,19 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$, $b_n = [-1,828 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$. Hodnoty členů Fourierovy řady krokujícího momentu jsou: $a_0 = 0$, $a_n = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 10 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$, $b_n = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$.



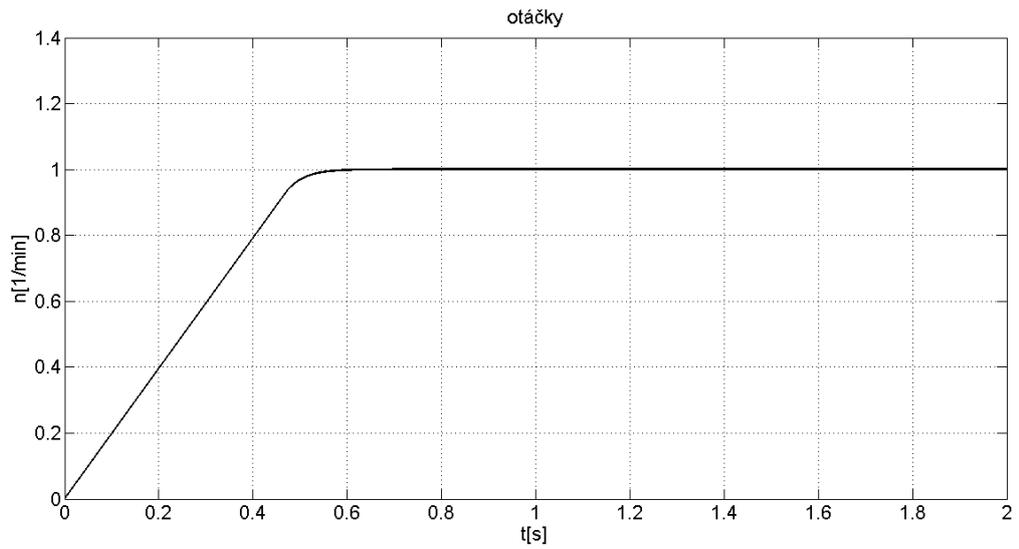
5.2.1 Moment stroje bez pulzací



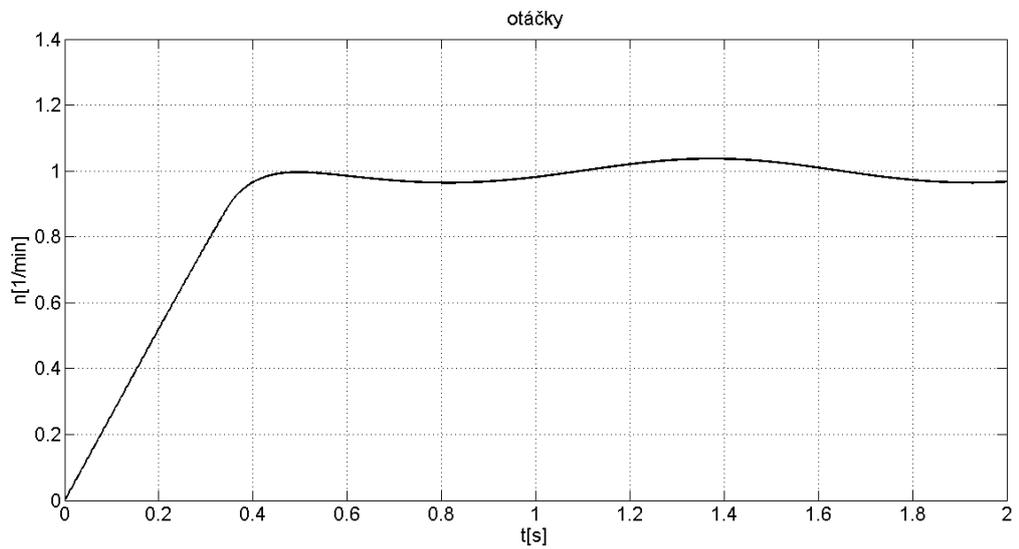
5.2.2 Moment stroje s "pomalým" regulátorem



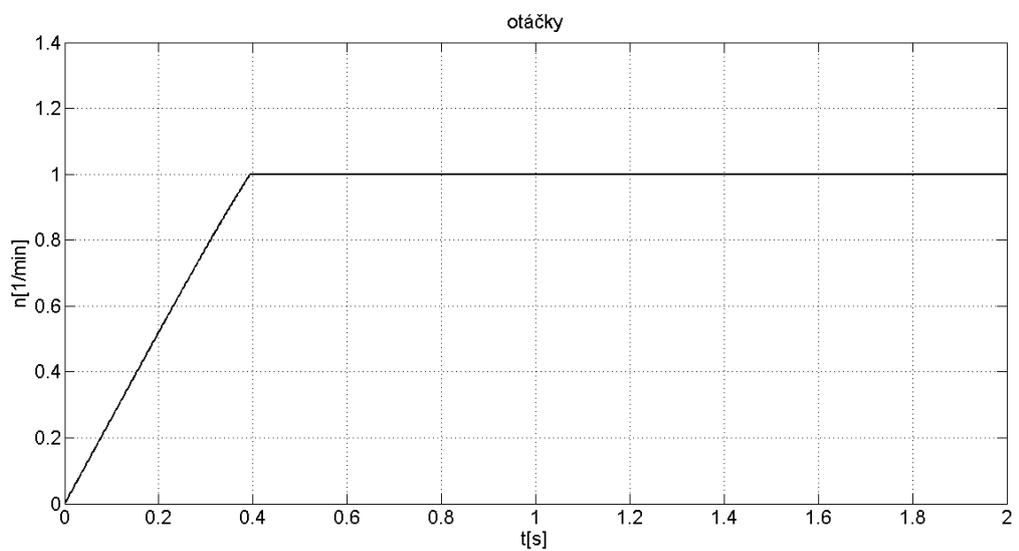
5.2.3 Moment stroje s "rychlým" regulátorem



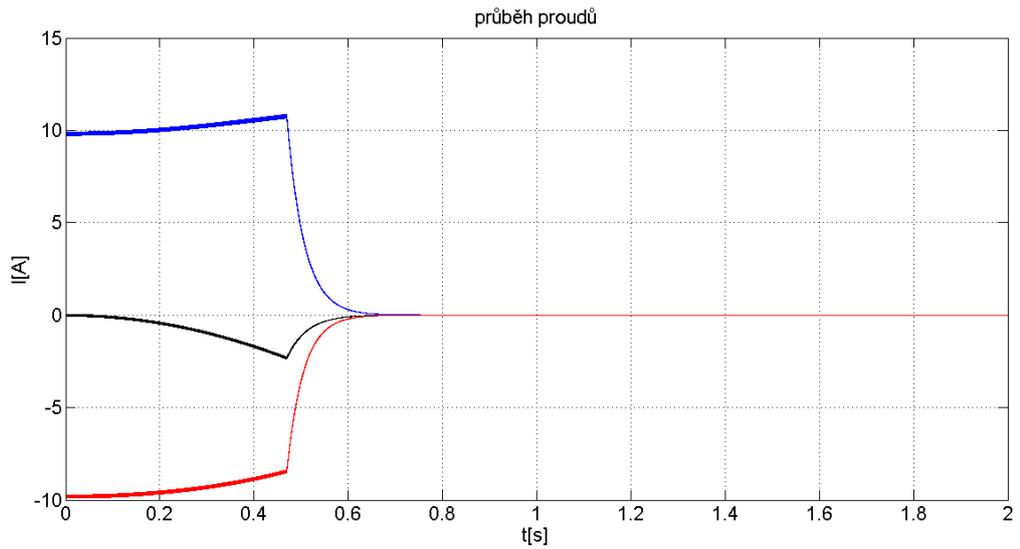
5.2.4 Mechanické otáčky stroje bez pulzací



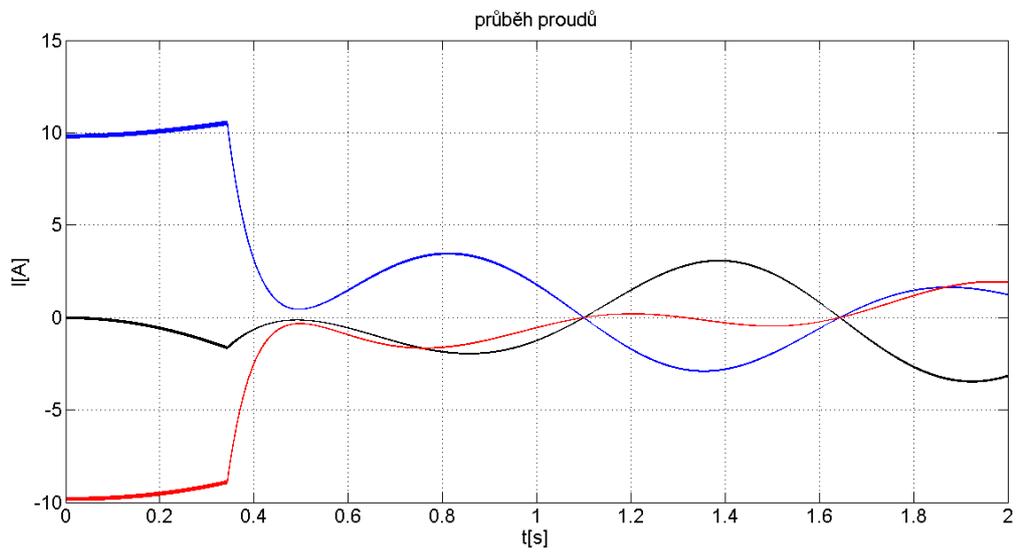
5.2.5 Mechanické otáčky stroje s "pomalým" regulátorem



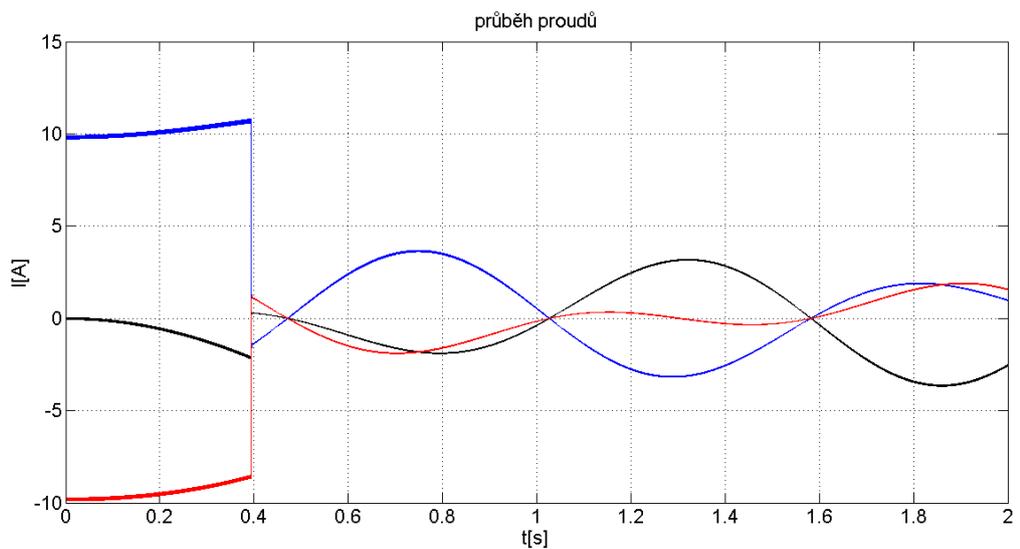
5.2.6 Mechanické otáčky stroje s "rychlým" regulátorem



5.2.7 Fázové proudy statoru stroje bez pulzací v abc systému



5.2.8 Fázové proudy statoru stroje s "pomalým" regulátorem v abc systému



5.2.9 Fázové proudy statoru stroje s "rychlým" regulátorem v abc systému

6 Závěr

V první kapitole jsou popsány základní principy, konstrukce, rozdělení synchronních strojů, synchronních strojů s permanentními magnety a jejich matematický model použitý v simulaci.

V další kapitole jsou popsány možné zdroje pulzací PMSM, které vznikají na základě napájecího napětí a nerovnoměrného rozložení vodičů v drážkách.

V třetí kapitole je popsán základ vektorového řízení, Parkovy a Clarkovy transformace a jejich následná aplikace v simulaci.

Čtvrtá kapitola je zaměřena na popis modelu pohonu, který je vytvořený v simulačním prostředí Simulink.

Poslední kapitola principiálně ukazuje rozdíly mezi „ideálními“ stroji, stroji s pulzacemi a rozdíly v použitém řízení pohonu. Na obrázku 5.1.2 je vidět zvlněný moment způsobený krokujícím momentem. Oproti „ideálnímu“ stroji (obr. 5.1.1) je hodnota záběrného momentu ve špičce větší o 10 Nm. Zvlněním momentu dochází i ke zvlnění mechanických otáček (obr. 5.1.5). V dalším případě (obr. 5.1.3) je také vidět zvlnění, které je způsobeno nesinusovým indukovaným napětím, ale zvlnění mechanických otáček není už tolik znatelné (obr. 5.1.6). Na obrázku 5.1.9 jsou vidět sinusové proudy i přes to, že je nesinusové indukované napětí. Je to dané vektorovým řízením, to zajišťuje konstantní proudy i_d a i_q . Aby se moment vyhladil, museli by se zvlnit proudy v protifázi.

U řízení s přidaným regulátorem rychlosti lze vhodným nastavením regulátoru rychlosti docílit, aby výsledný moment měl průběh ideálního stroje obr. 5.2.3 a tím i v ustáleném stavu konstantní otáčky obr. 5.2.6. Avšak i zde je vidět, že záběrný moment je vyšší o hodnotu pulzací.

7 Literatura

- [1] CHMELÍK KAREL, *Asynchronní a synchronní elektrické stroje*, Vysoká škola báňská, Ostrava 2002
- [2] BARTOŠ V., *Elektrické stroje I, II*, Vysoká škola strojní a elektrotechnická, Plzeň 1986
- [3] PROF. ING. JIŘÍ SKALICKÝ, CSC., *Elektrické servopohony*, Vysoké učení technické v Brně
- [4] HRABAVCOVÁ V., JANOUŠEK L., RAFAJDUS P., LIČKO M., *Moderné elektrické stroje*, Žilinská univerzita, Žilina 2000
- [5] JOACHIM HOLTZ, *Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives*, IEEE 1996
- [6] JIŘÍ FLAJTINGR, LUMÍR KULE, *Elektrické pohony se střídavými motory a polovodičovými měniči*, Západočeská univerzita 2002