

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Simulace pohonu se synchronním motorem s
permanentsními magnety**

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Miloš KONEČNÝ**
Osobní číslo: **E11B0040P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**
Název tématu: **Simulace pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety**
Zadávací 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 :

1. Popište základní konstrukce a princip funkce motoru.
2. Popište motor v ustáleném stavu.
3. Popište simulace pohonu v ustálených a vybraných přechodných stavech.
4. Sestavte závěrečné zhodnocení výsledků.



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


1. Zeman, K., Spíral, L.: Automatická regulace v elektrických pohonech I. a II. část. VŠSE v Plzni, 1987.
2. Zeman, K., Peroutka, Z., Janda, M.: Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. ZČU v Plzni, 2004.
3. Bartoš, V.: Elektrické stroje. ZČU v Plzni, 2001.
4. Databáze IEEE Xplore <http://ieeexplore.ieee.org>

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

Práce se zabývá simulací dvou způsobů vektorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Úvodní kapitola se věnuje konstrukci a principu synchronního stroje, dále je vysvětlen princip vektorového řízení a jeho použití. V poslední části této práce jsou uvedeny jednotlivé varianty použitých metod řízení, pro které byly sestaveny simulační modely, a následné porovnání výsledků simulačních běhů pro vybrané přechodné stavy.

Klíčová slova

Synchronní motor s permanentními magnety, vektorové řízení, pulzně šířková modulace, PWM, dvouhodnotové řízení, simulace

Abstract

The thesis deals with the simulation of two vector control methods for synchronous motor with permanent magnets. The introductory chapter is devoted to the design and principle behaviour of synchronous machines, further the principle of vector control and its use is featured and explained. In the last part of this paper, the different variants of the control methods are explained and simulated. Consequently, the simulation results have been discussed for chosen transient effects.

Keywords

Synchronous motor with permanent magnets, vector control, pulse width modulation (PWM), two value control, simulation

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 1.6.2015

Miloš Konečný

Poděkování

Rád bych touto cestou poděkoval Ing. Davidu Uzlovi za jeho odborné vedení, podnětné rady a motivaci k problematice řízení trakčních pohonů.

Obsah

OBSAH	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
ÚVOD	13
KONSTRUKCE SYNCHRONNÍHO STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY	14
1.1 STATOR SYNCHRONNÍHO STROJE	14
1.2 ROTOR SYNCHRONNÍHO STROJE.....	14
1.3 PERMANENTNÍ MAGNETY	17
1.4 PRINCIP FUNKCE SYNCHRONNÍHO MOTORU	17
2 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ	19
2.1 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ PMSM.....	19
2.1.1 Náhradní schéma a fázorový diagram stroje s permanentními magnety	19
2.1.2 Principiální schéma vektorového řízení.....	21
3 SIMULACE VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ PMSM	22
3.1 ŘÍZENÍ S PULZNĚ ŠÍRKOVOU MODULACÍ.....	22
3.2 DVOUHODNOTOVÉ ŘÍZENÍ	24
3.3 SIMULACE VYBRANÝCH STAVŮ PMSM.....	25
3.3.1 Výchozí parametry simulovaného synchronního motoru s permanentními magnety	25
3.3.2 Rozběh synchronního motoru s permanentními magnety.....	26
3.3.3 Rozběh synchronního motoru s permanentními magnety s vyřazenou regulací otáček	28
3.3.4 Reverzace otáček synchronního motoru s permanentními magnety.....	31
3.3.5 Reverzace momentu synchronního motoru s permanentními magnety pro $I_{sd} = 0$	33
3.3.6 Reverzace momentu synchronního motoru s permanentními magnety pro $I_{sd} \neq 0$	35
3.4 POROVNÁNÍ VARIANT S PWM A DVOUHODNOTOVÝM MODULÁTOREM	37
3.4.1 Výchozí parametry použitého synchronního motoru s permanentními magnety.....	38
3.4.2 Dvuhodnotové řízení	38
3.4.3 Řízení s pulzně šířkovou modulací (PWM)	40
ZÁVĚR	42
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	44
SEZNAM OBRÁZKŮ	45
PŘÍLOHY	46

Seznam symbolů a zkratk

1	Náboj rotoru z feromagnetického materiálu (obr. 2)
2	Permanentní magnety (obr. 2)
3	Hliník zalitý mezi póly (obr. 2)
4	Pólové nástavce z feromagnetického materiálu s klecovým vinutím (obr. 2)
Al	Hliník
B	Bor
Ba	Baryum
Co	Kobalt
d, q	Rotující souřadný systém spjatý s polohou rotoru
E	Napětí indukované magnetickým tokem z permanentních magnetů
f	Frekvence
F	Magnetické napětí
$i_{fa,fb,fc}$	Fázový harmonický proud v jednotlivých fázích
I_{min}	Minimální mez proudu
I_{max}	Maximální mez proudu
I_s	Statorový proud
$i_{sa,b,c}$	Okamžité hodnoty statorových proudů jednotlivých fází
$I_{sa,b,c}$	Statorové proudy jednotlivých fází
I_{sd}	Statorový proud v ose d
I_{sdg}	Složka vektoru statorového proudu v ose d pro generátorický režim
I_{sdm}	Složka vektoru statorového proudu v ose d pro motorický režim
I_{sdw}	Požadovaný statorový proud v ose d
$I_{sdw=0}$	Požadovaný statorový proud v ose d roven 0
I_{sq}	Statorový proud v ose q
I_{sqmax}	Maximální statorový proud v příčné ose q
I_{sqw}	Požadovaný statorový proud v ose q
I_{smax}	Maximální vektorová hodnota statorového proudu
$I_{s\alpha,\beta}$	Statorový proud ve složkách stojícího souřadného systému

$I_{s\alpha w}$	Složka α požadovaného vektoru statorového proudu ve stojícím souřadném systému
$I_{s\beta w}$	Složka β požadovaného vektoru statorového proudu ve stojícím souřadném systému
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor (Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem)
j	Imaginární jednotka
J	Moment setrvačnosti
J_p	Kladný pól
k_p	Konstanta transformace
$K_p - I_s$	Proporcionální zesílení regulátoru statorového proudu
$K_p - \omega$	Proporcionální zesílení regulátoru úhlové rychlosti
L_s	Náhradní statorová indukčnost reakce kotvy
L_d	Indukčnost v příčné ose d
L_q	Indukčnost v podélné ose q
M	Točivý moment
M_z	Zátěžný moment
<i>MATLAB</i>	Matrix laboratory
Nd	Neodym
Ni	Nikl
O_p	Omezovač proudu
<i>PM</i>	Permanentní magnet
<i>PMSM</i>	Permanent Magnet Synchronous Motors (Synchronní motor s permanentními magnety)
p_p	Počet pólpárů
Pt	Platina
<i>PWM</i>	Pulzně šířková modulace
R_{Isd}	Regulátor statorového proudu v podélné ose d
R_{Isq}	Regulátor statorového proudu v podélné ose q
R_s	Odpor jedné fáze statorového vinutí

R_U	Regulátor napětí
$R_{U_{sw}}$	Regulátor požadovaného statorového napětí
R_ω	Regulátor otáček
S_p	Záporný pól
t	Časový interval simulace
$T_r - I_s$	Integrační složka regulátoru statorového proudu
$T_r - \omega$	Integrační složka regulátoru úhlové rychlosti
U_C	Napětí na kondenzátoru
U_i	Indukované napětí
U_{ig}	Indukované napětí v generátorickém režimu
U_{im}	Indukované napětí v motorickém režimu
U_s	Napájecí statorové napětí
U_{sd0}	Statorové napětí v ose d v ustáleném stavu
U_{sdw}	Požadované statorové napětí v ose d
U_{sq0}	Statorové napětí v ose q v ustáleném stavu
U_{sqw}	Požadované statorové napětí v ose q
U_{sw}	Požadované statorové napětí
$U_{s\alpha w}$	Požadované statorové napětí ve složce stojícího souřadného systému α
$U_{s\beta w}$	Požadované statorové napětí ve složce stojícího souřadného systému β
VR	Vektorové řízení
α, β	Složky stojícího souřadného systému
β	Zátěžný úhel mezi vektory magnetických toků
δ	Úhel mezi vektorem statorového proudu v ose q a magnetického toku
ε	Úhel mezi statorovým proudem a indukovaným napětím mag. toku
φ	Úhel mezi statorovým proudem a napětím
θ	Úhel mezi vektorem proudu a magnetickým tokem
ϑ	Poloha rotoru v elektrické úhlové míře
ϑ_m	Mechanická poloha rotoru
τ	Libovolný časový interval ve sledovaných grafech

ω	Úhlová rychlost
ω_m	Mechanická úhlová rychlost
ω_s	Synchronní úhlová rychlost
ω_w	Požadovaná úhlová rychlost
ψ	Magnetický tok
ψ_v	Celkový magnetický tok rotoru
ψ_d	Magnetický tok rotoru v ose d
ψ_q	Magnetický tok rotoru v ose q
ψ_{PM}	Magnetický tok permanentních magnetu

Úvod

Synchronní stroje jsou dnes velmi hojně využívány. V minulosti nacházely největší uplatnění jako stroje v elektrárnách sloužící jako synchronní generátory, kde tvoří hlavní součást napájecí elektrizační soustavy. Jedná se o klasické provedení generátoru, kde stator má třífázové vinutí a buzení rotoru je zajištěno stejnosměrným proudem. Dříve se neuvážovalo o použití těchto strojů jako o pohonech z důvodu nezvládnutého účinného řízení. Postupem času docházelo ke změně a synchronní motory se začaly využívat v oblasti průmyslu. Zjistilo se, že pro některé strojní zařízení je řízení přes synchronní motor lepším řešením než volba jiného druhu motoru. V současnosti, zásluhou nedávného velmi prudkého vývoje polovodičových prvků a měničů, lze dané stroje efektivně řídit změnou frekvence a tak pohony synchronního typu pokrývají velmi široký rozsah výkonů, tj. od hodnot mW až do mezních hodnot. Například pro malé pohony elektrokol, větších výkonů pro tramvaje 15T ForCity, až pro vysoké výkony použitých ve vysokorychlostních vlcích AGV, které nabývají desítek MW [1]. Právě ono řízení z velké části určuje vlastnosti celého pohonu, proto je nutná velmi podrobná principiální znalost jeho chování.

Konstrukce synchronního stroje s permanentními magnety

Synchronní motor se skládá ze dvou hlavních částí, jimiž je stator a rotor.

1.1 Stator synchronního stroje

Stator synchronního motoru se konstrukčně podobá asynchronnímu motoru. Tělo statoru je složeno z elektrotechnických plechů z magneticky měkkého materiálu, který tvoří dutý válec s podélnými drážkami. Elektromagnetické plechy jsou od sebe navzájem odizolovány. Odizolování elektromagnetických plechů se provádí například lakováním nebo oxidací. Do drážek se vkládá vinutí, které je třífázové. Jedna strana třífázového vinutí se nejčastěji zapojuje do hvězdy. Druhá strana jednotlivých vinutí je vyvedena na svorkovnici, která je nejčastěji napájena třífázovou harmonickou sítí. [8]

1.2 Rotor synchronního stroje

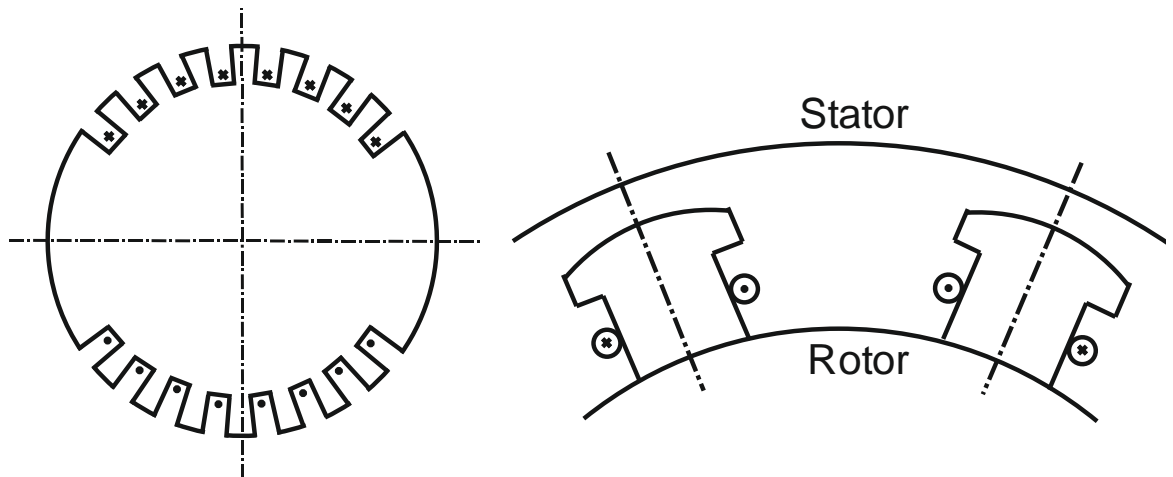
Rotor synchronního stroje má dva způsoby provedení. Používá se motor s hladkým rotorem (*obr. 1a*) nebo s vyjádřenými póly (*obr. 1b*). Synchronní stroje s hladkým rotorem (turbostroje) dosahují vysokých otáček, používají se například jako alternátory u tepelných nebo jaderných elektrárn, kde jsou poháněny turbínou. [4]

Můžeme také říci, což je patrné z *obr. 1*, že stroj s válcovým rotorem má konstantní vzduchovou mezeru, kdežto u stroje s vyniklými póly toto tvrzení neplatí a vzduchová mezera je proměnná po obvodu stroje. Znamená to, že magnetická vodivost je konstantní (*obr. 1a*) nebo proměnná (*obr. 1b*) dle použití rotoru. [4]

Rotor je proveden jako dlouhý válec o malé osové délce. Na povrchu válce se nacházejí podélné drážky, které jsou osově rovnoběžné. Do drážek se ukládá budící vinutí, které je vyvedeno na kroužky a kartáče, odkud je napájen stejnosměrným napětím. [3]

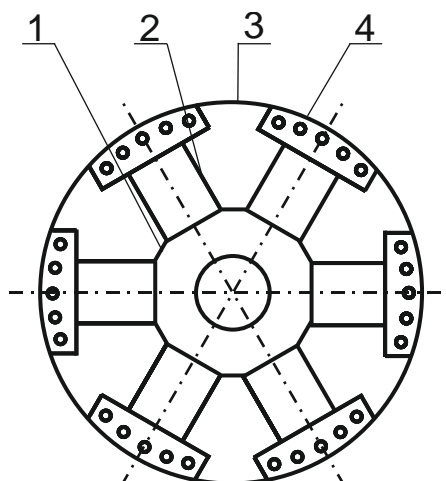
Rotor s vyniklými póly neboli hydrostroje dosahují menších otáček, používají se jako alternátory ve vodních elektrárnách. Hydrostroje jsou tvořeny rotorovým kolem a pólovými nástavci, na kterých jsou umístěny cívky budícího vinutí napájené stejnosměrným napětím.

Provedení rotoru je jiný než u předchozího způsobu, zde uvažujeme velký průměr rotorového válce a velký počet pólů. [3]



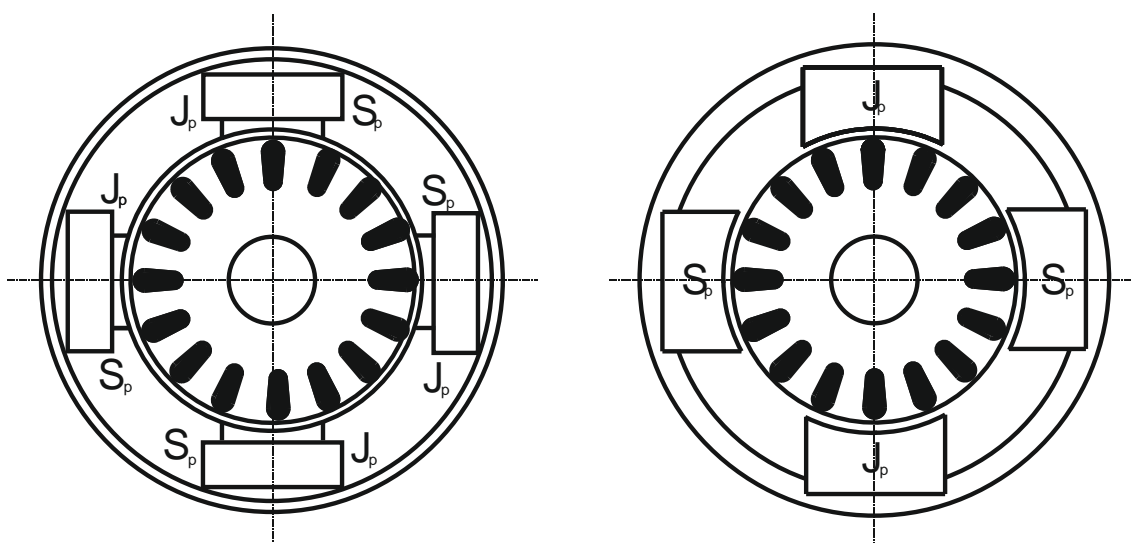
Obr. 1 Náčrt provedení motoru; a) turbo stroje b) s vyniklými póly. (převzato ze [4])

Provedení statoru synchronních motorů s permanentními magnety (obr. 2) je stejné jako u předešlých způsobů provedení a je též napájen třífázovým harmonickým napětím. Budící magnetický tok rotoru je ovšem vytvořen permanentními magnety. Díky tomu není třeba zdroj stejnosměrného proudu, který napájí budící vinutí, uhlíky kartáčů a kroužků, jako tomu je u motoru s hladkým rotorem a s vyvedenými póly. Jedna z možností jak konstruovat permanentní magnety je ta, že je připevníme jednou stranou k náboji rotoru 1 (obr. 2), pólové nástavce s klecovým vinutím 4 jsou z druhé strany magnetu. Náboj i nástavce jsou z feromagnetického materiálu. Celý rotor se někdy zalévá do hliníku, takže má tvar hladkého rotoru. [2]



Obr. 2 Schéma do hliníku zalitého rotoru synchronního stroje s permanentními magnety, tvořící vyniklé póly. (převzato z [2])

Permanentní magnety mohou být umístěny také na vnější části rotoru (tedy stator stroje má stále třífázové napájení, ale uvnitř rotoru jsou upevněny magnety), což je konstrukčně znázorněno níže (obr. 3). Na obr. 3 je proveden stroj, u kterého byly použity při výrobě permanentních magnetů slitiny hliníku, niklu a kobaltu. Díky tomuto provedení je možné, aby permanentní magnety byly relativně dlouhé a úzké, ale pozor na to, aby kostra stroje byla pro omezení rozptylových toků z nemagnetických materiálů. Na obr. 3b jsou použity pro konstrukci permanentních magnetů prvky vzácných zemin jako je samarium a kobalt. [2]



Obr. 3 Schéma stroje s permanentními magnety na vnější straně rotoru; a) magnety ze slitin AlNiCo, b) magnety ze vzácných zemin. (převzato z [2])

1.3 Permanentní magnety

Permanentní magnety se dříve vyráběly z uhlíkaté oceli, chromové oceli nebo také ze slitin Al-Ni-Co, Al-Ni atd. Později se začaly používat magneticky tvrdé ferity (Ba, Pt-Co), které se vyrábí za pomoci práškové metalurgie a využívají se dodnes. Velký vzestup kvality přišel při využití materiálu na bázi vzácných zemin, jako je například samarium nebo neodym (*obr. 4*), které vytvářejí sloučeniny s kovy kobaltu a železa. Sloučeniny materiálů se pak mechanicky chovají jako keramika. Tyto materiály mají výhodu vůči feritům v tom, že mají vyšší odolnost proti demagnetizaci dosahující až k 1800 kA/m vůči 250 kA/m u feritů. Další výhodou je návrat do původního stavu po demagnetizaci. Jejich nevýhodou je, že u některých sloučenin dochází k omezení velikosti magnetického toku permanentních magnetů (z důvodu jejich nadměrného zahřívání), jako tomu je například u materiálu Nd-Fe-B a další nevýhodou je, že podléhají korozi. [5]



Obr. 4 Neodymové magnety NdFeB. (převzato z [10])

1.4 Princip funkce synchronního motoru

Synchronní motor, jako všechny ostatní slouží k přeměně elektrické energie na mechanickou. Spouštění provádíme přivedením třífázového napětí na svorkovnici, ke které připojíme statorové vinutí stroje. Díky přivedenému proudu statoru se začne vytvářet točivé magnetické pole, které se otáčí rychlostí ω_s . Rotor je napájen stejnosměrným proudem přes kroužky na hřídeli motoru z budiče nebo z polovodičového usměrňovače. V synchronních strojích působí dvě magnetická napětí. První je vybuzeo vícefázovými proudy, druhé je vybuzeo stejnosměrným proudem rotoru. Magnetické pole magnetů obíhá s točícím se polem rotoru konstantní rychlostí a indukuje ve vinutí statoru napětí. Při zatížení protékající třífázový proud vytvoří své vlastní kruhové točivé magnetické pole magnetů tedy synchronní a odtud je i název strojů. Rychlost otáčení magnetického pole je dána frekvencí napájecího

zdroje a počtem pólových dvojic motoru. Popisuje ji vztah 1.1 a mluvíme o synchronní rychlosti. [8]

$$\omega_s = \frac{2\pi \cdot f}{p_p} \quad (1.1)$$

Záběrem obou magnetických polí se vytvoří točivý moment. Sevřením dvou magnetických polí F1 a F2 nám vzniká zátěžný úhel β (má konstantní hodnotu), důsledkem toho je, že střední hodnota momentu je nenulová. Pokud tato podmínka není splněna a zátěžný úhel β není konstantní, vede to k nulové střední hodnotě momentu. [1]

$$M \approx F_1 \times F_2 \quad (1.2)$$

$$M \approx F_1 \times F_2 \cdot \sin \beta \quad (1.3)$$

$$M = k_p \cdot \psi_{PM} \cdot I_{sq} \cdot p_p \quad (1.4)$$

Porovnáme-li klasické synchronní stroje a synchronní stroje s permanentními magnety, můžeme říci, že jsou principiálně shodné. Zásadní rozdíl vzniká ve způsobu buzení stroje. Synchronní stroje s PM nepotřebují stejnosměrné buzení od vnějšího zdroje, díky tomu také odpadá potřeba přivádět přes kluzké kontakty buzení do rotoru. Vše nahradí permanentní magnety, které si vytvářejí své vlastní konstantní magnetické pole, což vede také ke snížení zejména Joulových ztrát. [1]

2 Vektorové řízení

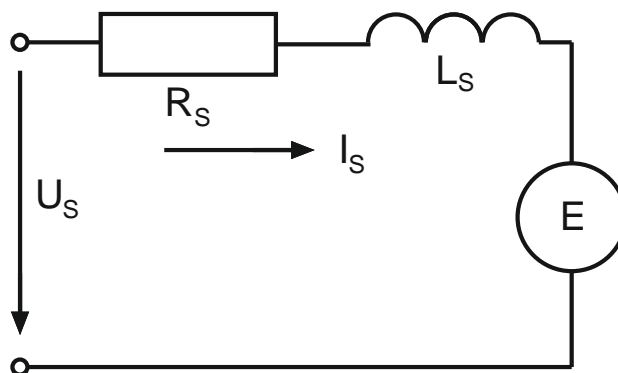
Základní myšlenka vektorového řízení funguje na principu rozložení vektoru statorového proudu do dvou složek, které jsou na sebe navzájem kolmé v rotujícím souřadném systému. Můžeme tedy s jistotou říci, že se nacházíme v systému orientovaných souřadnic. Složky vektorů statorového proudu spolu s vektorem magnetického toku určují moment a magnetizaci stroje. [14]

2.1 Vektorové řízení PMSM

U elektrických strojů jsou základními regulovanými veličinami magnetický tok a vnitřní elektromagnetický moment. Uvedené veličiny lze regulovat přímo nebo nepřímo. Magnetický tok a moment jsou těžko měřitelné, lze to provést, ale provedení měření je nákladné a málo přesné, proto se většinou nepoužívá. Proto se vychází z hodnot, které jdou jednoduše změřit (statorové proudy, napětí, otáčky, poloha rotoru). [9] Na základě všeobecných elektrotechnických znalostí lze tedy přijmout tvrzení, že příčná složka proudu $I_{sq} \approx$ točivému momentu M a podélná složka proudu $I_{sd} \approx$ magnetickému toku ψ_v (v ustáleném stavu). [11]

2.1.1 Náhradní schéma a fázorový diagram stroje s permanentními magnety

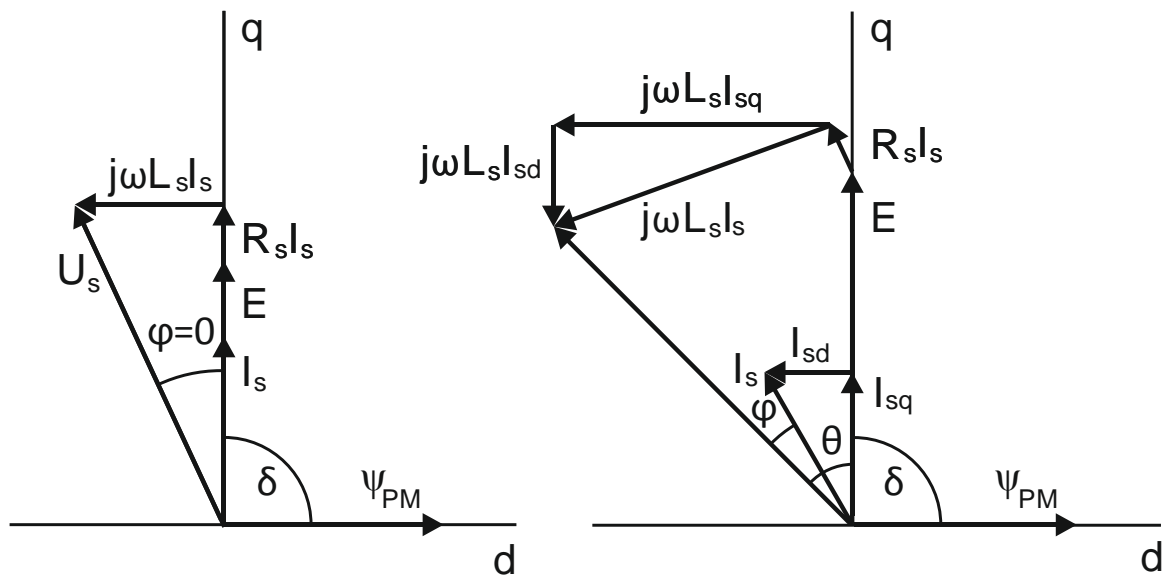
Vektorové řízení je podobné jako u asynchronního motoru. Liší se pouze v tom, že synchronní motor s permanentními magnety má namísto čidla otáček, zabudované čidlo polohy, kterým určujeme vztažný úhel rotoru. Takže na rozdíl od asynchronního motoru dokáže čidlo polohy určit pro daný čas přesnou polohu rotoru. Na obr. 5 je znázorněno náhradní schéma motoru s PM. [7]



Obr. 5 Náhradní schéma synchronního motoru s permanentními magnety. (převzato ze [7])

Na obr. 6a je fázorový diagram pro provozní stav s nízkými otáčkami. Velikost fázoru indukovaného napětí E je úměrné úhlové rychlosti rotoru ω , protože magnetický tok permanentních magnetů ψ_{PM} lze považovat za konstantní (při konstantní: teplotě zahřátí PM, magnetické závislosti a reverzibilních ztrátách). [převzato ze 7]. Motor vyvine maximální možný moment, pokud je fázor magnetického toku ψ_{PM} kolmý na statorový proud I_s . Ve složkové soustavě os d , q leží magnetický tok na ose d a statorový proud na ose q . Fázový posun fázoru U_s a E je dán hodnotami R_s , L_s a velikostí E a I_s . Z fázorového diagramu jsme schopni odečíst velikost napětí U_s . [7]

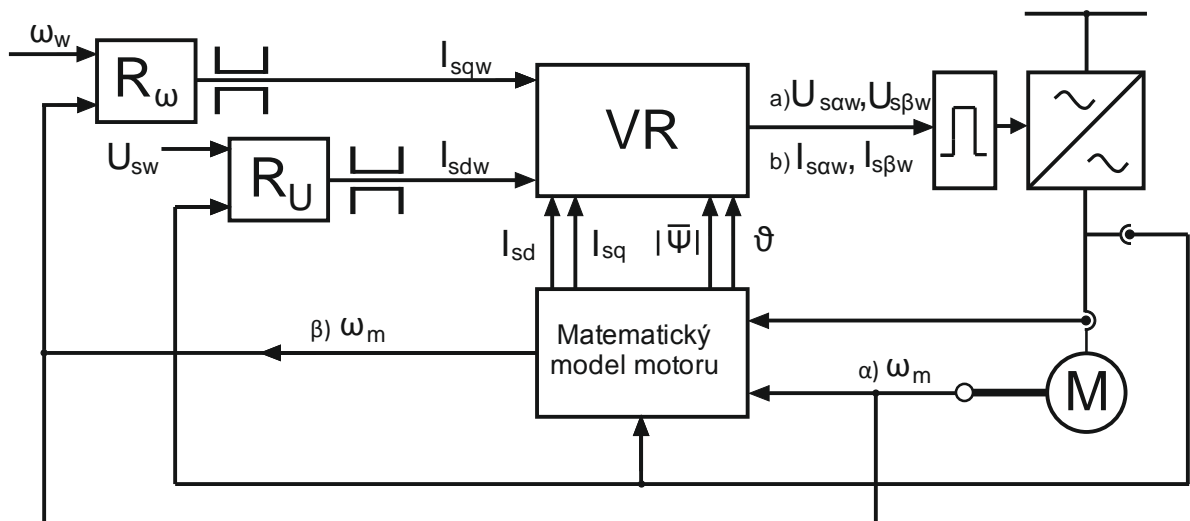
Může také nastat stav, že požadovaná úhlová rychlost ω_w rotoru je vyšší obr. 6b, tím pádem je zapotřebí větší napětí zdroje U_s . Pokud nastane situace, že napětí zdroje je menší než požadované napětí, musí se použít metoda odbuzování. Protože přímé řízení magnetického toku ψ_{PM} permanentních magnetů nelze provést, provedeme odbuzení nepřímo a to tak, že přivedeme složku I_s v závěrném směru osy d . Proud I_s se rozdělí na proudy I_{sd} a I_{sq} . Proudová složka I_{sq} vytvoří moment motoru a proudová složka I_{sd} dodává potřebný magnetický tok. [7]



Obr. 6 Fázorové diagramy synchronního motoru s permanentními magnety a) pro nízké otáčky b) pro vysoké otáčky s nepřímým odbuzováním. (převzato ze [7])

2.1.2 Principiální schéma vektorového řízení

Principiální schéma je uvedeno na *obr. 7*. Z regulátoru otáček dostáváme první požadovanou složku proudu I_{sq} , druhou požadovanou složku proudu I_{sd} získáme z regulátoru napětí. Blok „VR“ slouží k výpočtu potřebné velikosti vektoru napětí nebo proudu. Záleží, zda je motor napájen zdrojem napětí (*obr. 7a*) či proudu (*obr. 7b*). Při výpočtu vektoru napětí nebo proudu je nutné ještě dodat skutečné hodnoty proudů I_{sq} , I_{sd} a velikost s úhlem pootočení magnetického toku. Tyto hodnoty jsou vypočteny v bloku „Matematický model“ motoru. Pro proudový zdroj přepočítává blok „VR“ (*obr. 7b*) pouze vektor proudu ze souřadného systému (d, q) do souřadného systému (α , β). [6]



Obr. 7 Principiální schéma vektorového řízení; a) motor napájen zdrojem napětí, b) motor napájen zdrojem proudu, α) řízení s čidlem otáček, β) řízení bez čidla polohy. (převzato z [6])

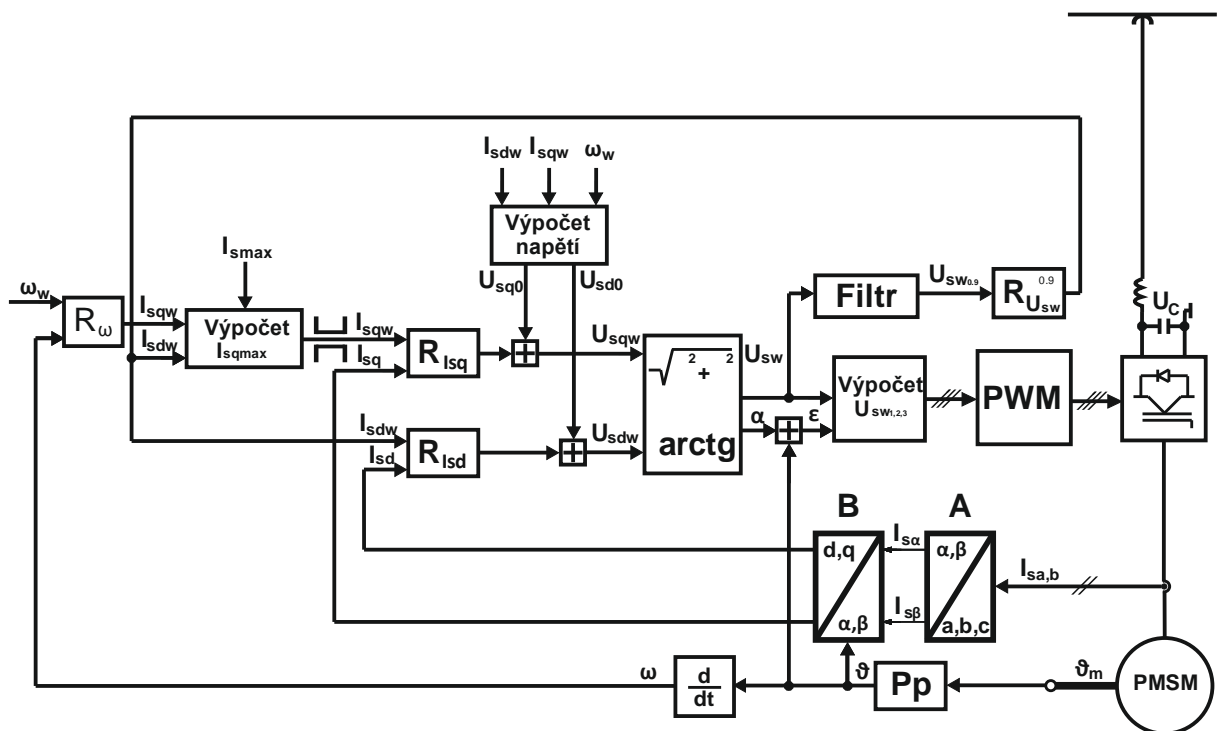
Při rozběhu motoru je omezovač regulátoru otáček přesycen. To znamená, že proud I_{sq} je při rozběhu maximální. Odsycení regulátoru R_U nastane tehdy, kdy se dosáhne jmenovitého napětí. Při tom klesá hodnota proudu I_{sd} a motor se odbudí. Dosáhnutím požadovaných otáček se odsytí regulátor úhlové rychlosti R_ω a moment klesne na zatěžovací hodnotu. Otáčky jsou konstantní. [6]

3 Simulace vektorového řízení PMSM

Simulace byla provedena v programu Matlab simulink, který umožňuje počítačovou simulaci, analýzu a prezentaci dat. V Matlabu byly vytvořeny dvě varianty vektorového řízení. Varianta první obsahuje PWM modulátor na svém konci. Varianta druhá dvouhodnotově řízený požadavek proudu. Cílem simulace dvou řízení bylo porovnat tyto dvě varianty řízení motoru ve stavech, které jsme si stanovili.

3.1 Řízení s pulzně šířkovou modulací

Pulzně šířková modulace, neboli ve zkratce PWM, je diskrétní modulace. Modulace slouží k přenosu analogového signálu, který využívá dvouhodnotové signály. Dvouhodnotová veličina může zastupovat napětí, proud a další možné měřené veličiny, jako je například světelný tok. K přenosu signálu dochází za pomoci střídavy. Cyklus, kdy dojde k přenosu jedné střídavy, se nazývá perioda. Znamená to, že může nabývat hodnot zapnuto nebo vypnuto, tj. logická 1 nebo 0. Pro demodulaci takového signálu pak stačí dolnofrekvenční propust. [12]



Obr. 8 Blokové schéma vektorového řízení s PWM.

Schéma blokového řízení uvedeno na *obr. 8* odpovídá skutečnému zapojení použitého při simulaci. Požadavek na úhlovou rychlost ω_w přivedeme na regulátor otáček. Regulátor otáček R_{ω} zadává potřebnou složku příčného proudu I_{sqw} . Velikost hodnoty podélného proudu I_{sdw} vypočítává regulátor $R_{U_{sw}}$, před kterým je umístěn filtr s funkcí dolní propust. Blok „Výpočet I_{sqmax} “ vypočítává maximální hodnotu příčného proudu I_{sqw} dle vztahu 2.1. Dále projde proud I_{sqw} omezovačem proudu, kde se omezí jeho hodnota na maximální nastavenou. Regulátory $R_{I_{sq}}$ a $R_{I_{sd}}$ spolu s blokem „Výpočet napětí“ dle vztahu 2.2 vyhodnocují z přijatých hodnot I_{sqw} , I_{sq} , I_{sdw} , I_{sd} a ω_w požadované složky napětí U_{sdw} a U_{sqw} . V následujícím bloku dojde k přepočtu na reálnou a imaginární složku napětí a k okamžitému výpočtu absolutní hodnoty a velikosti úhlu napětí U_{sw} a úhlu α . Blok „Výpočet $U_{sw1,2,3}$ “ vypočte jednotlivá napětí pro U_{s1} , U_{s2} a U_{s3} dle vztahu 2.3. V bloku „PWM“ se generují pulzy pro napěťový střídač, po kterém je na jejím výstupu signál o hodnotách -1 , 0 , 1 . Signál 0 představuje potřebnou hodnotu, kterou je třeba vložit mezi vypnutí jedné a zapnutí druhé polovodičové součástky připojené ke stejnému vývodu zátěže. Tento interval nazýváme mrtvý čas. Signál je přiveden do třífázového napěťového střídače, kde dochází k porovnání vstupních hodnot, tedy zda je hodnota na první fázi $u(1) < 0$ neboli $u(1) > 0$, stejná podmínka platí i u zbylých dvou fází. Dle podmínky spínání jsou řízeny IGBT tranzistory, kterými je řízen chod motoru. Složky harmonického proudu I_{sa} , I_{sb} , I_{sc} se přivedou ze vstupu motoru do bloku „A“, kde dojde k přepočtu do složek stojícího souřadného systému (α , β) na hodnoty proudů $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$. V bloku „B“ se složky proudu $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ stojícího souřadného systému (α , β) převedou na příčné a podélné proudy I_{sd} , I_{sq} souřadného systému (d , q), kde tyto informace fungují jako zpětná vazba.

$$I_{sq\max} = \sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sdw}^2} \quad (2.1)$$

$$U_{sd} = R_s \cdot I_{sdw} - \omega_w \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (2.2)$$

$$U_{sq} = R_s \cdot I_{sqw} + \omega_w \cdot L_{sd} \cdot I_{sdw} + \omega_w \cdot \psi_{PM}$$

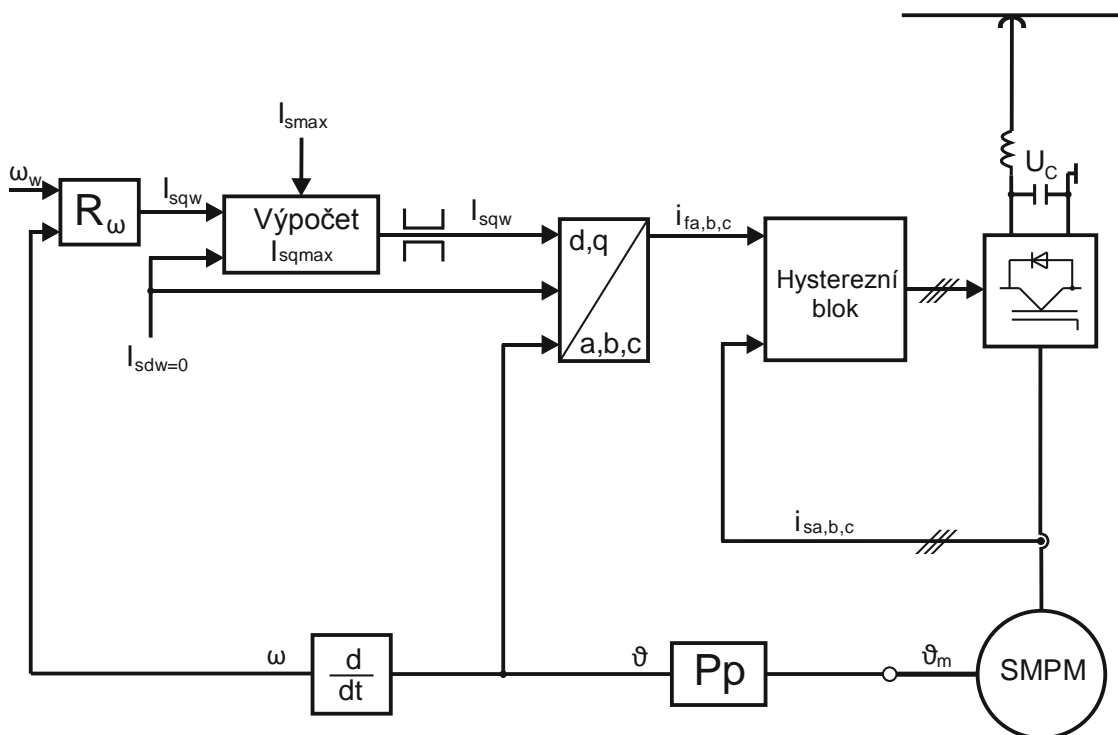
$$u_{sw1} = \frac{|U_{sw}|}{\frac{U_c}{2}} \cdot \cos(\alpha) \quad (2.3)$$

$$u_{sw2} = \frac{|U_{sw}|}{\frac{U_c}{2}} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$u_{sw3} = \frac{|U_{sw}|}{\frac{U_c}{2}} \cdot \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)$$

3.2 Dvouhodnotové řízení

Jak název už sám o sobě napovídá, řízená hodnota se bude pohybovat v určitém intervalu dvou hodnot. Řízení je založeno na sledování veličiny pohybující se kolem vygenerovaného signálu v určitém pásu, minimální mez proudu I_{min} a maximální meze proudu I_{max} . V tomto pásu hodnota měřené veličiny roste nebo klesá, ale jakmile dosáhne na omezovací mez, řízení dostane pokyn snížit nebo zvýšit hodnotu proudu až zase do hodnoty opačné meze. V řízení není použit žádný výpočet proudu, využíváme pouze zpětnou vazbu s informací polohy a úhlové rychlosti.



Obr. 9 Blokové schéma dvouhodnotového vektorového řízení.

Blokové schéma z obr. 9 odpovídá skutečnému blokovému zapojení použitého v této práci. Na vstupu dostáváme požadavek na úhlovou rychlost ω_w , odkud jde signál do regulátoru otáček. Do regulátoru otáček přichází také zpětná vazba okamžité rychlosti pohonu, která je vypočtena jako časová derivace polohy motoru. Regulátor otáček R_ω zadává požadovanou složku proudu I_{sqw} , tento proud projde blokem „Výpočet I_{sqmax} “, kde proběhne výpočet maximální hodnoty příčného proudu I_{sqw} a to dle vztahu 2.1. Dále projde proud I_{sqw} omezovačem proudu, kde se omezí jeho hodnota na maximální nastavenou. V „Transformačním bloku“, do kterého vstupují hodnoty požadovaného příčného a podélného proudu s polohou rotoru, dojde k převedení hodnot z příčné a podélné složky proudu I_{sdw} a $I_{sqw=0}$ souřadného systému (d, q) na složky fázového harmonického proudu i_{fa} , i_{fb} a i_{fc} . V následujícím bloku „Hysterezní blok“ jsou vstupy okamžité hodnoty fázových proudů i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} a složky harmonické fázové i_{fa} , i_{fb} a i_{fc} . Zde se provede přepočítání na výstupní hodnoty nabývající 1, 0 a -1. Ty posléze míří do porovnávací funkce třífázového napětového střídače. U první fáze vycházíme z podmínky $u(1) < 0$ neboli $u(1) > 0$, stejná podmínka platí i u zbylých dvou fází. Dle podmínky spínání jsou řízeny IGBT tranzistory dané větve, kterými je řízen chod motoru. Signál 0 byl vysvětlen v předchozí kapitole 3.1.

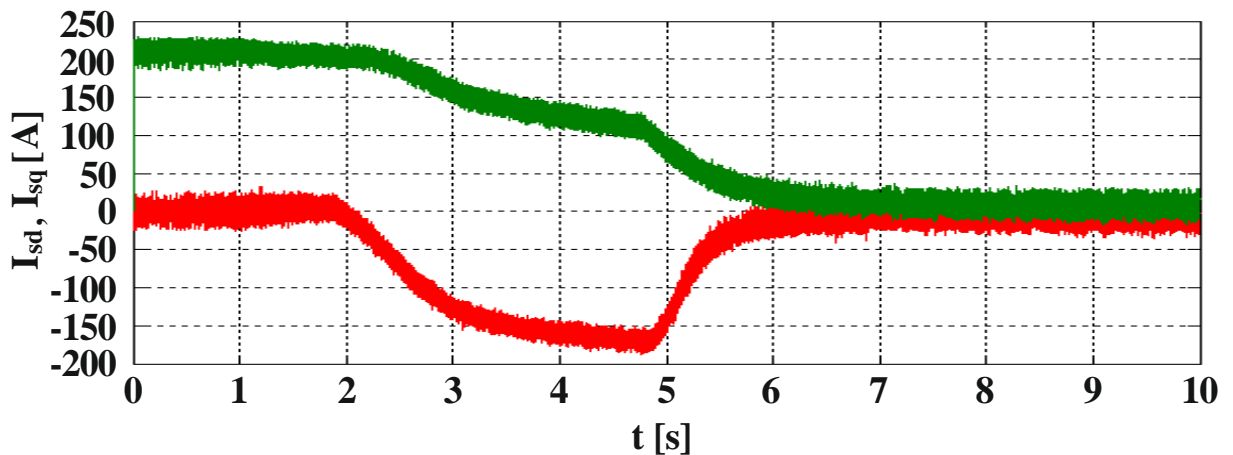
3.3 Simulace vybraných stavů PMSM

3.3.1 Výchozí parametry simulovaného synchronního motoru s permanentními magnety

Parametry synchronního motoru s PM odpovídají reálnému motoru z tramvaje T15 ForCity. Velikost statorového odporu $R_s = 0,2085 \Omega$. Indukčnosti v podélné a příčné ose L_{sd} a $L_{sq} = 2,5$ mH. Permanentními magnety protéká magnetický tok $\psi_{PM} = 0,398$ Wb. Moment setrvačnosti je nastaven na hodnotu $J = 400$ Nm. Počet použitých pólových dvojic neboli pólpárů $p = 22$. Regulátor otáček je nastaven: proporcionální zesílení $K_{p_\omega} = 2$, integrační člen $T_{r_\omega} = 0,01$. Regulátory proudů jsou nastaveny: proporcionální zesílení $K_{p_{I_s}} = 10$, integrační člen $T_{r_{I_s}} = 0,01$, tyto hodnoty jsou stejné i pro regulátor napětí. Omezovače proudu jsou nastaveny: $O_p = \langle -212, 212 \rangle$ A. Filtr má charakter dolní propusti: vstupní vzorkovací frekvence je 8000 Hz, spodní propustné pásmo je 200 Hz, horní propustné pásmo je 400 Hz, design metoda FIR. Motor je v čase $t = 0$ v klidu, což znamená, že nevykonává žádný pohyb ($\omega_w = 0$ rad/s). Zátěžný moment je 100 Nm. Hodnota frekvence $f = 256,7$ Hz při 700 otáček za minutu.

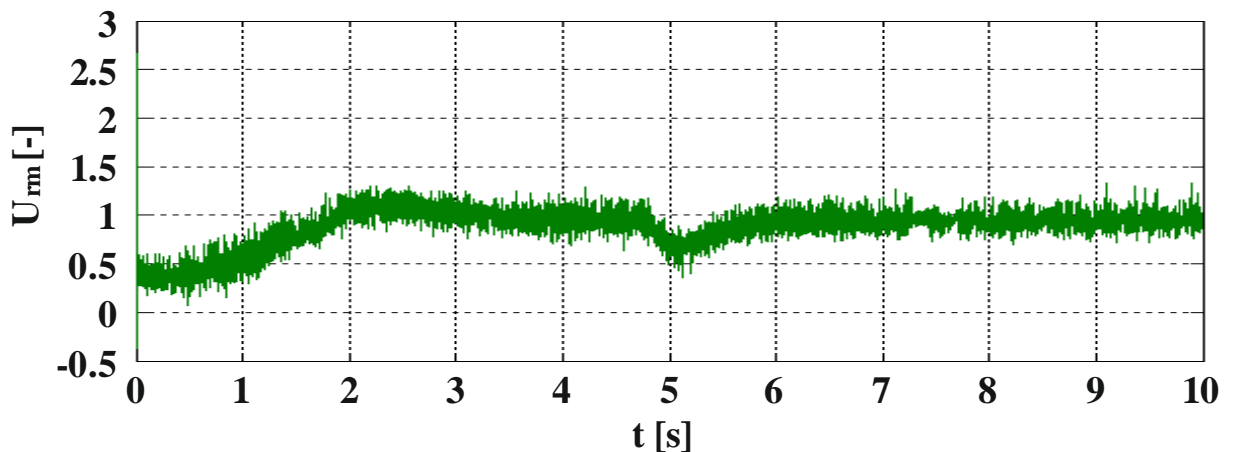
3.3.2 Rozběh synchronního motoru s permanentními magnety

Simulace rozběhu synchronního motoru s PM byla provedena za podmínky, že se motor rozjížděl z nulové rychlosti až na požadovanou úhlovou hodnotu 1612 rad/s. Ostatní hodnoty odpovídají výchozím parametrům, viz kapitola 3.3.1.



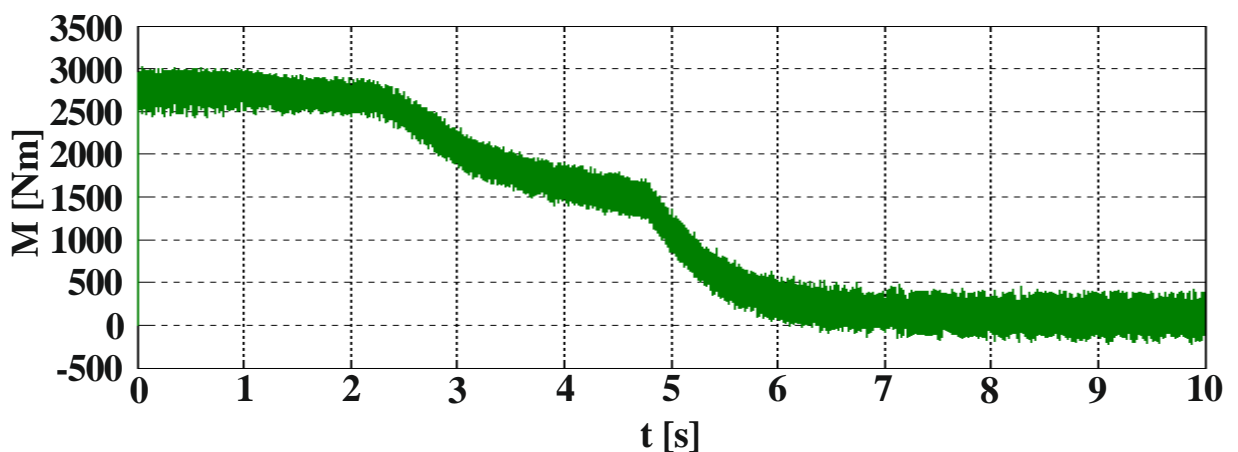
Obr. 10 Statorové proudy ve složkovém souřadném systému (d, q) v závislosti na čase.

Na obr. 10 jsou vykresleny charakteristiky proudu, při čemž zelená barva znázorňuje proud I_{sq} a červená barva proud I_{sd} . Takto tomu je u všech charakteristik proudu, kde zobrazují příčnou a podélnou velikost proudu v této práci. Počáteční hodnoty proudů vychází z vlastnosti řízení, při rozběhu motoru je složka proudu I_{sq} maximální, což znamená nasycený regulátor otáček. Proud I_{sd} je zpočátku nulový, není třeba motor v počátečním stavu odbuzovat, poněvadž ještě není dosaženo maximálního napětí. Celý průběh amplitudy řídicího napětí je vidět na obr 11.



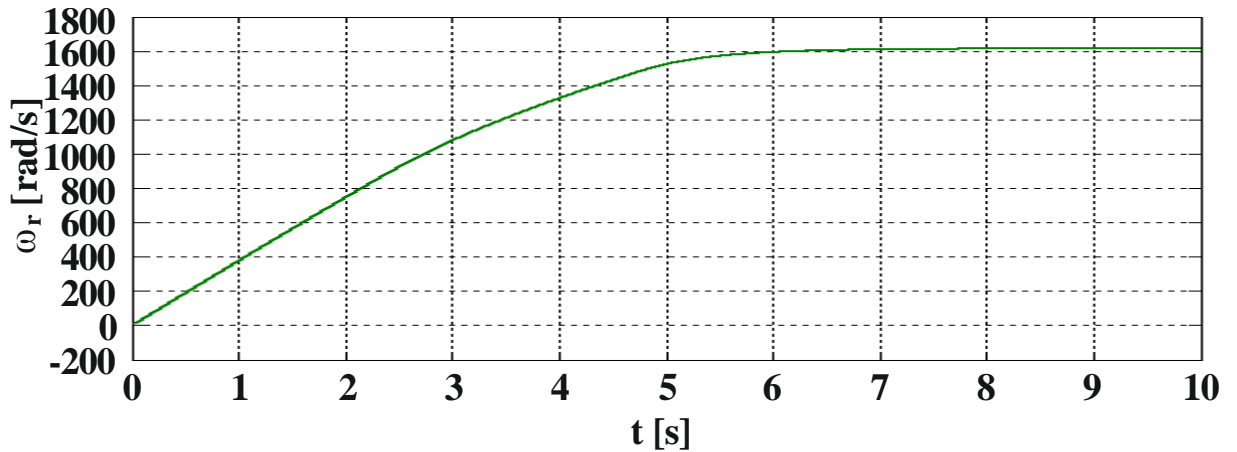
Obr. 11 Amplituda řídicího napětí (hloubka modulače) v závislosti na čase.

Dosáhne-li pohon maximálního napětí střídače, začne se snižovat magnetický tok, který je přímo úměrný proudu I_{sd} , což vede k odbuzování motoru. Jelikož odbuzujeme, nezbyvá na I_{sq} plný proud, proto velikost příčné složky proudu I_{sq} a tím i velikost momentu klesá (obr. 12). Blíží-li se rychlost otáčení motoru k zadané hodnotě rychlosti, dojde u regulátoru otáček ke snížení požadavku na moment, tedy proud I_{sq} klesá rychleji. Velikost momentu se sníží na hodnotu danou provozními odpory (valivý odpor, odpor ložisek atd.), jelikož nejsou v simulaci uvažovány, moment klesá k hodnotě zátěžného momentu. Snížením momentu poklesne požadavek na napětí motoru, není nutné odbuzování, tedy proud I_{sd} klesá, což vede také ke konstantnímu řídicímu napětí. Nesnížení odbuzení by bylo neefektivní z pohledu využití proudů, vedlo by to ke zbytečným ztrátám. Tím tedy napětí udržujeme na konstantní hodnotě a proud I_{sd} jde k nule.



Obr. 12 Točivý moment v závislosti na čase.

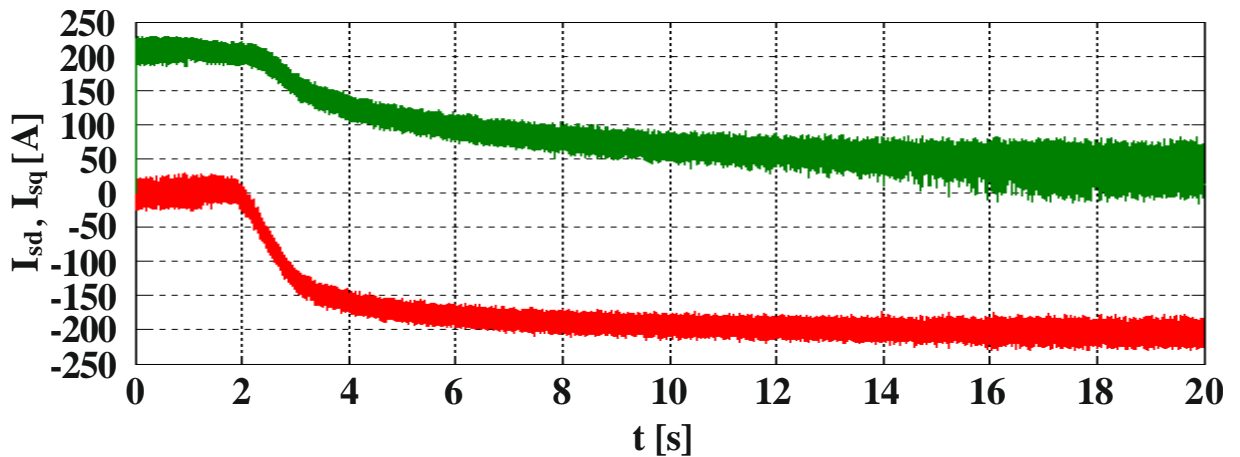
Pokud porovnáme průběh proudu I_{sq} (obr. 10) a točivý moment (obr. 12), můžeme tvrdit, že moment je přímo úměrný proudu I_{sq} . Jejich rozdíl velikosti je dán násobnou transformační konstantou k_p . Tedy o jeho průběhu platí totéž, co bylo napsáno u děje proudu I_{sq} . Regulace otáček je nastavena bez překmitu (obr. 13), tedy pozvolné zrychlení na zadanou úhlovou rychlost ω_w .



Obr. 13 Rychlost otáčení v závislosti na čase.

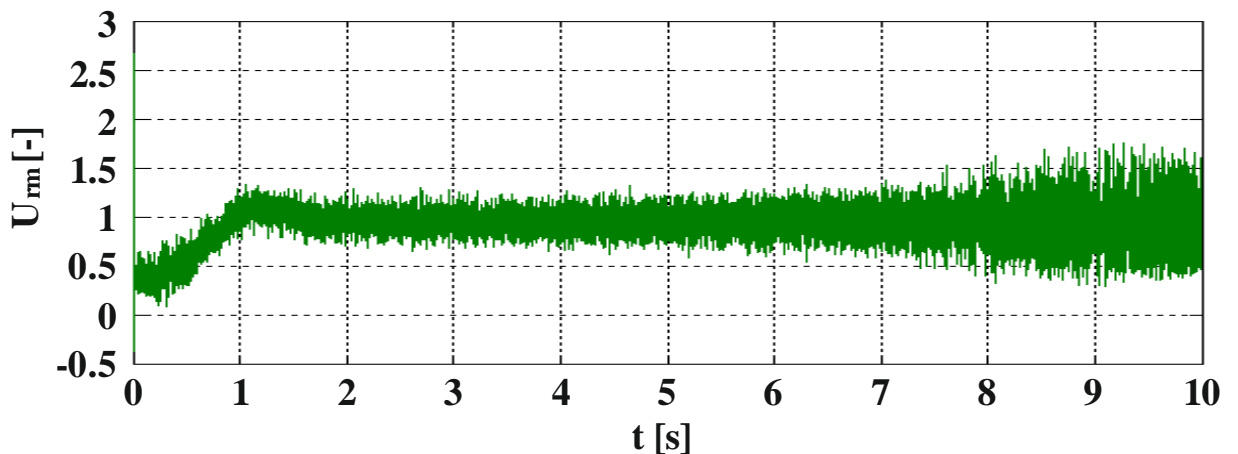
3.3.3 Rozběh synchronního motoru s permanentními magnety s vyřazenou regulací otáček

Simulace rozběhu PMSM byla provedena za podmínky, že motor se rozjížděl z nulové rychlosti, regulátor otáček je vyřazen a místo něj je nastavena konstantní hodnota $I_{sqw} = I_{smax}$ (212A). Ostatní hodnoty odpovídají výchozím parametrům, viz kapitola 3.3.1.



Obr. 14 Statorové proudy ve složkovém souřadném systému (d , q) v závislosti na čase při vyřazení regulátoru otáček.

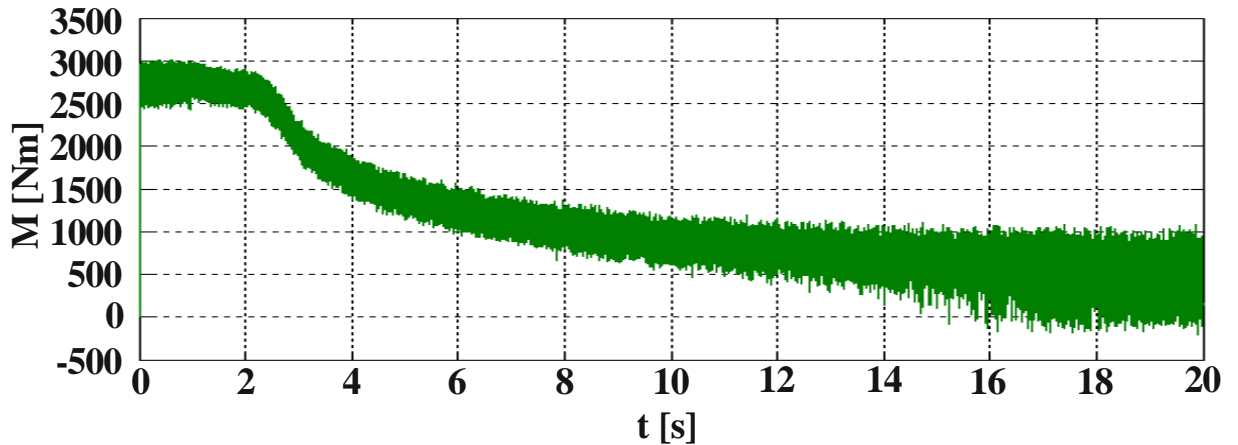
Hodnota časové osy u této simulace byla zvýšena na dvojnásobek. Díky tomu se lépe zviditelní směr obou složek proudu I_{sq} a I_{sd} v časovém intervalu, které se ve své limitě jdoucí do nekonečna blíží I_{sq} k nule a u I_{sd} k maximální omezené hodnotě proudu (obr. 14).



Obr. 15 Amplituda řídicího napětí (hloubka modulace) v závislosti na čase.

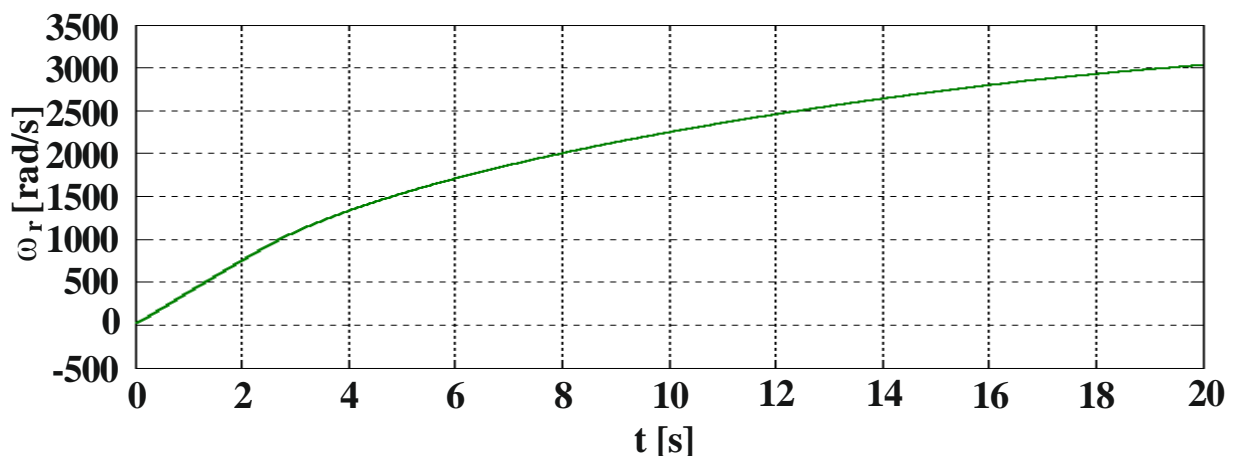
Průběhy na obr. 14, obr. 15, obr. 16 a obr. 17 můžeme rozdělit na dvě části. První část znázorňuje rozběh motoru v době, kdy řízení nedosáhlo plného napětí. Dodáváme maximální možný moment, s tím souvisí i maximální možná podélná složka proudu I_{sq} . Odbuzování v této chvíli není potřeba $I_{sd} = 0$. Jakmile dosáhneme maximální hranice napětí, tak pro další zrychlení musíme začít odbuzovat. Hodnota podélné složky proudu se rovná maximální

možné. Veškeré proudy procházejí pouze přes I_{sd} a $I_{sq} = 0$. Moment motoru se tedy blíží limitně k nule a veškerý proud statoru je aplikován na odbuzování stroje.



Obr. 16 Točivý moment v závislosti na čase při vyřazení regulátoru otáček.

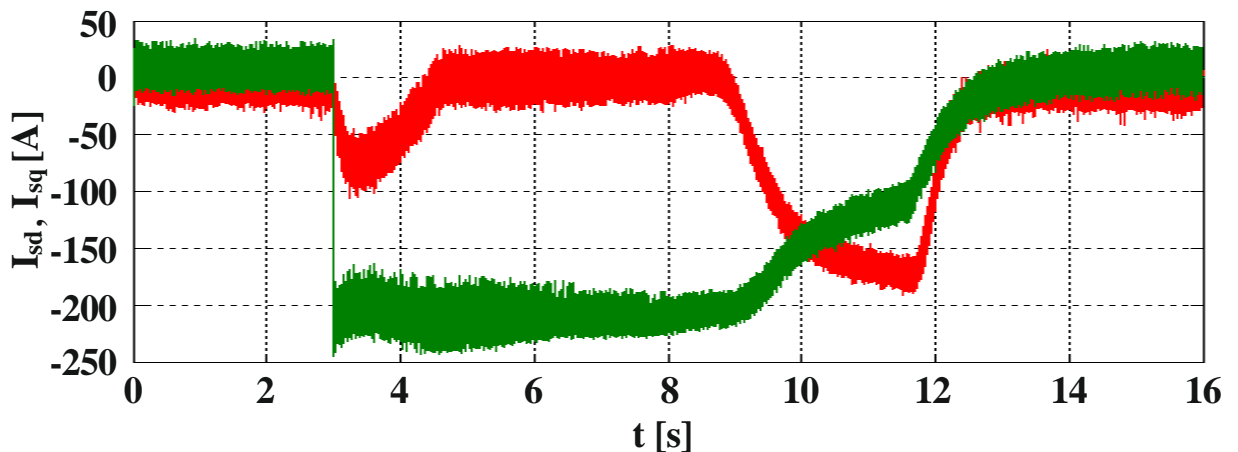
Z charakteristiky rychlosti otáčení (obr. 17) je pohon z pohledu otáček neřízen. Je možné vysledovat klesající směrnici rychlosti dle pohybové rovnice v závislosti na klesajícím momentu motoru.



Obr. 17 Rychlost otáčení v závislosti na čase při vyřazení regulátoru otáček.

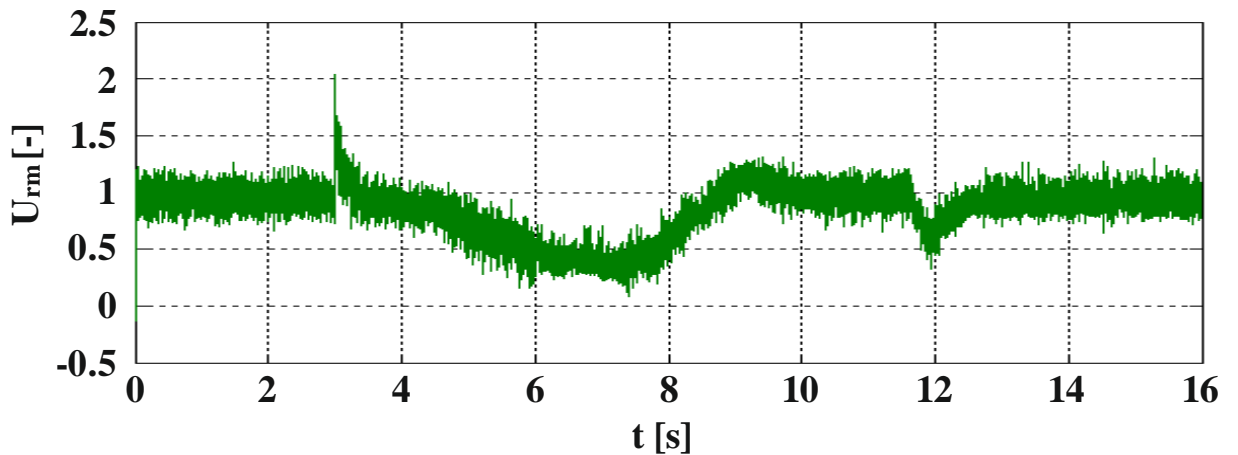
3.3.4 Reverzace otáček synchronního motoru s permanentními magnety

Simulace změny rychlosti PMSM byla provedena za podmínky: nenulové počáteční rychlosti v čase 0. Úhlová rychlost v čase $t = 0$ byla 1612 rad/s. V čase $t = 3$ byl dán požadavek na změnu ze současné úhlové rychlosti 1612 rad/s v motorickém režimu na úhlovou rychlost 1612 rad/s v generátorickém režimu. Ostatní hodnoty odpovídají výchozím parametrům, viz kapitola 3.3.1.



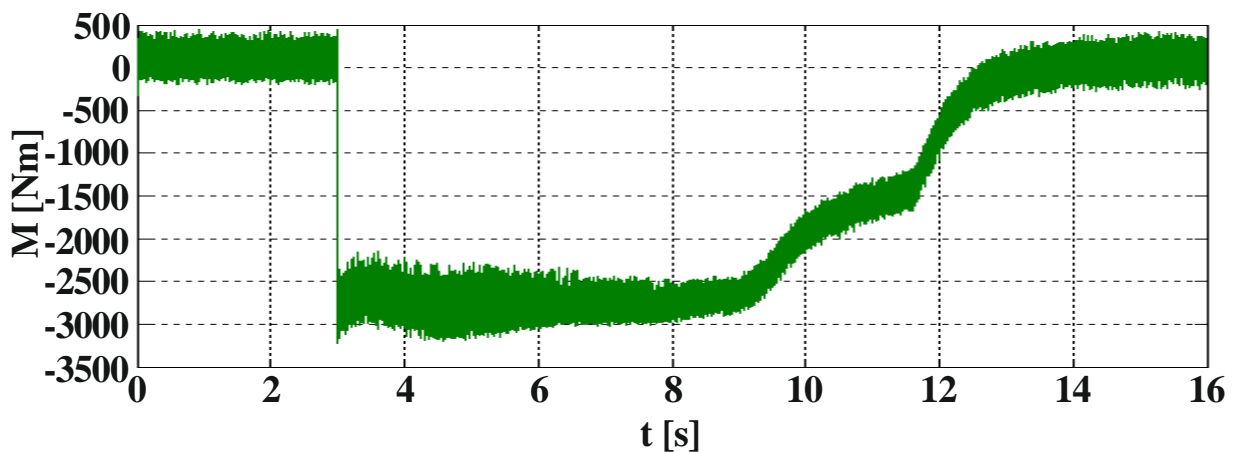
Obr. 18 Statorové proudy ve složkovém souřadném systému (d, q) v závislosti na čase při změně otáček.

Na počátku simulace vidíme konstantní hodnoty, dá se říci všech sledovaných veličin, proud I_{sd} je roven nule (obr. 18). V tento okamžik není potřeba motor odbuzovat nebo vytvářet potřebný záběrný moment z důvodu rovnosti požadované a skutečné hodnoty otáček. Velikost momentu se před změnou rovná zátěžnému momentu $M_z = 100$ Nm. Proud I_{sq} si udržuje potřebnou hodnotu pro požadované otáčky stroje. Napětí je v tuto chvíli maximální (obr. 19). V čase $t = 3$ nastává změna. Řízení je dán požadavek, aby motor zreverzoval z pohledu otáček, což vede na změnu režimu pohonu do generátorického režimu v oblasti kladných otáček.



Obr. 19 Amplituda řídicího napětí (hloubka modulace) v závislosti na čase.

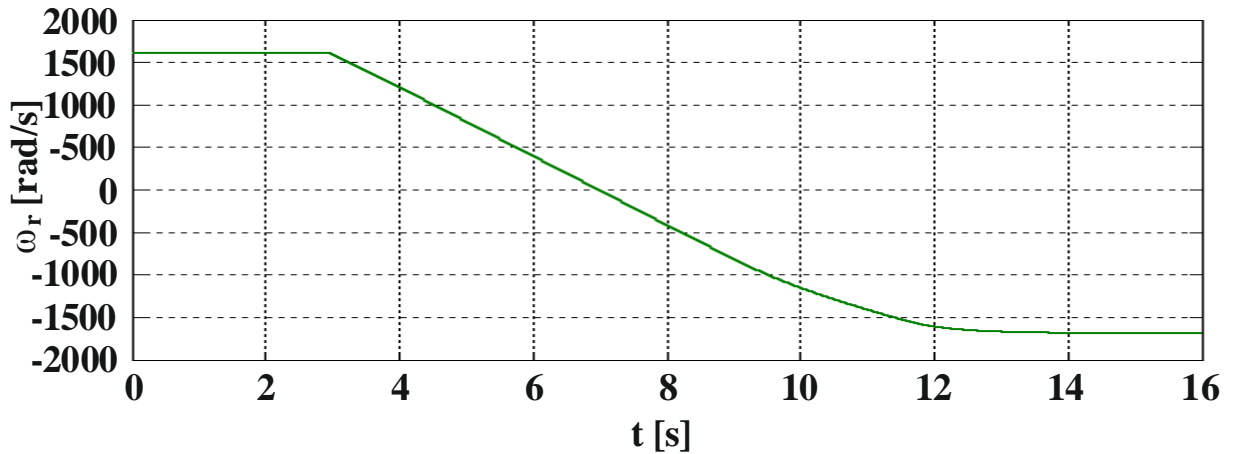
V tu chvíli vidíme následnou reakci příčné složky proudu a točivého momentu. Změna požadavku na daný stav proběhne v řádech milisekund (obr. 20). Motor odebrává rázovou napěťovou špičku, kterou vyvolává náhlá záporná změna velikosti příčného proudu I_{sq} (obr. 18). Velikost napětí vypočteme dle vztahu 2.2. Regulátor proudu R_{Isd} reaguje na napěťovou špičku, tím pádem začne vzrůstat záporná podélná složka proudu I_{sd} , a tedy v tuto chvíli motor odbuzujeme.



Obr. 20 Točivý moment v závislosti na čase při změně otáček.

Regulátor otáček je stále přesycen, a tím pádem je potřeba stále maximální proud příčné složky proudu I_{sq} a tedy i záběrného momentu. Napětí klesá, jakmile se úhlová rychlost

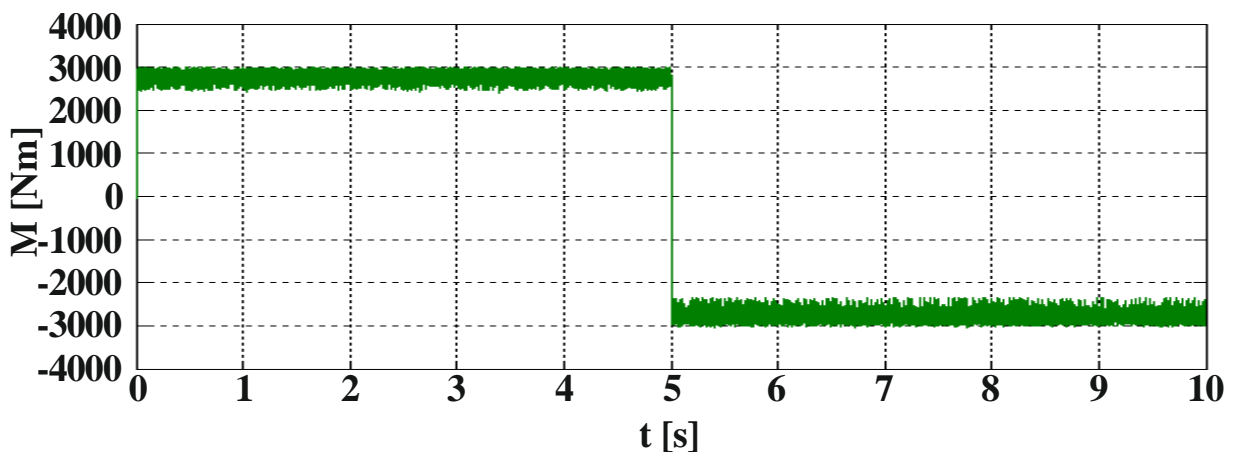
přibližuje k nulové rychlosti otáčení motoru až k rozběhové hodnotě napětí. Zbytek průběhu je shodný jako v kapitole 3.3.3.



Obr. 21 Úhlová rychlost otáčení v závislosti na čase při změně otáček.

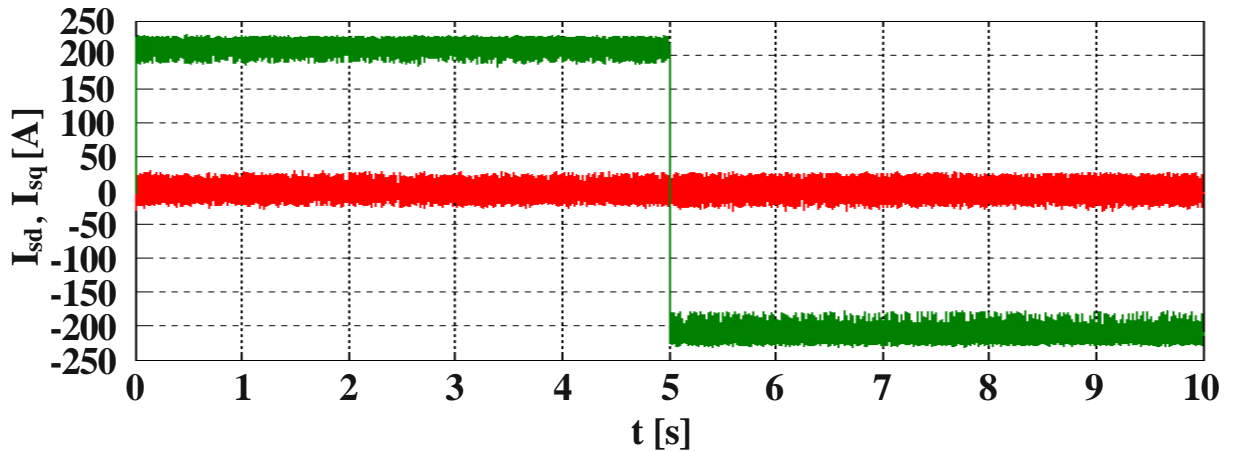
3.3.5 Reverzace momentu synchronního motoru s permanentními magnety pro $I_{sd} = 0$

Reverzace u obr. 22. a 23. byla provedena v době, kdy motor ještě neodbuzoval, to znamená, že složka proudu $I_{sd} = 0$ A. Toho docílíme tak, že u motoru nastavíme malou úhlovou rychlost, např. 5 rad/s v našem případě. Nastavená rychlost je po celou dobu simulace konstantní, což nám zajistí velký moment setrvačnosti, např. $J = 400$ kNm. Ostatní hodnoty odpovídají výchozím parametrům, viz kapitola 3.3.1.



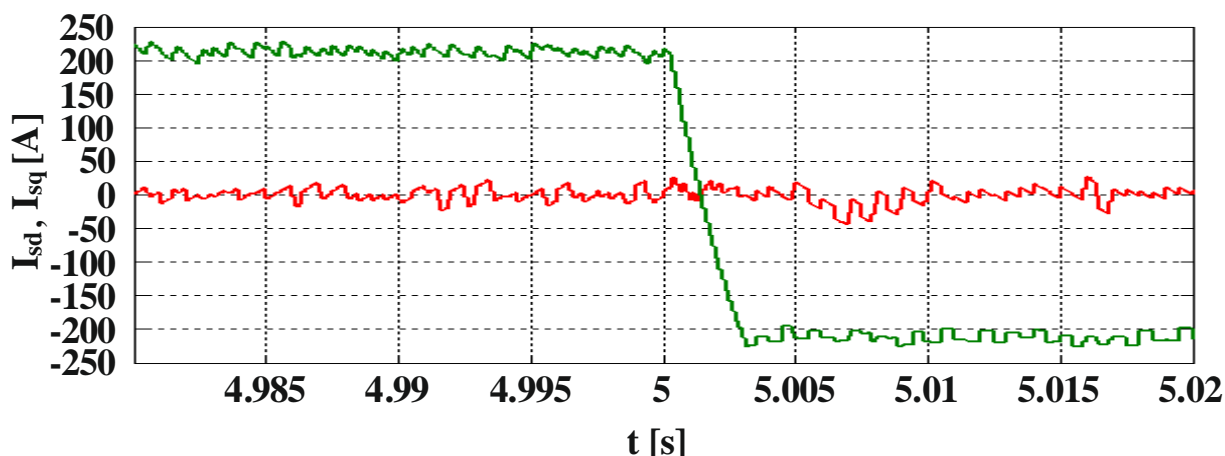
Obr. 22 Točivý moment v závislosti na čase při reverzaci momentu a proudu $I_{sd} = 0$.

Z vykreslené charakteristiky (*obr. 22*) vyplývá, že v čase $t = 5$ přišel signál na požadavek reverzace. Motor se nachází od $t = 0 - 5$ v motorickém režimu a v časovém intervalu $t = 5 - 10$ v generátorickém režimu. Z momentové charakteristiky je vidět, že tento přechod nastává takřka okamžitě v řádech milisekund. Absolutní hodnota točivého momentu se jak v motorickém, tak v generátorickém režimu sobě velikostně rovnají.



Obr. 23 Charakteristiky statorových proudů ve složkovém souřadném systému (d, q) v závislosti na čase při reverzaci momentu a proudu $I_{sd} = 0$.

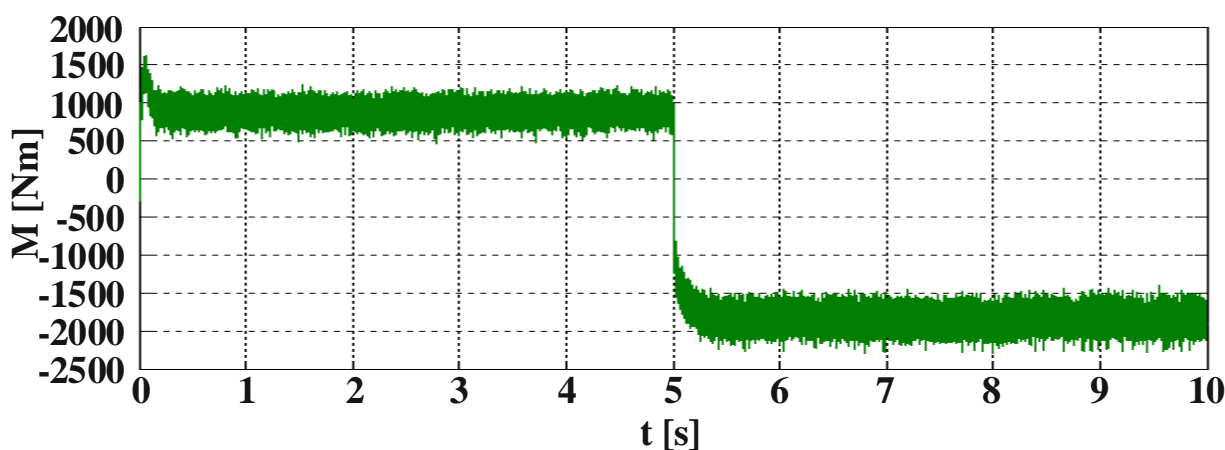
Je to z toho důvodu, že motor ještě neodbuzoval. To znamená, že složka $I_{sd} = 0$ A. Tedy nedochází k žádným změnám velikosti momentu a ani velikosti příčné složky proudu I_{sq} , která má stejný průběh změny jako točivý moment v daném časovém intervalu t . Doba, po kterou se změna uskutečňuje, vidíme v *obr. 23*. Jedná se přibližně o 3 milisekundy.



Obr. 24 ZOOM z Obr. 23 Statorové proudy ve složkovém souřadném systému (d, q) v závislosti na čase při reverzaci momentu a proudu $I_{sd}=0$.

3.3.6 Reverzace momentu synchronního motoru s permanentními magnety pro $I_{sd} \neq 0$

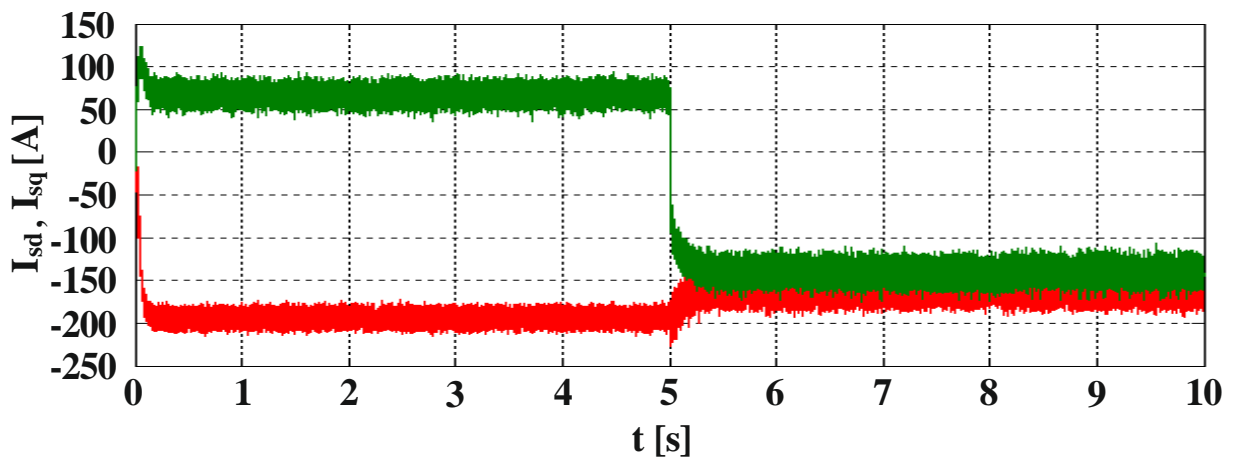
Reverzace u obr. 25 a 26 byla provedena v době, kdy motor již odbuzoval, což znamená, že proud $I_{sd} \neq 0$. Tím pádem úhlová rychlost musela být vyšší než u předešlého příkladu, například 40 rad/s. Moment setrvačnosti zůstal zachován jako v kapitole 3.3.5. Ostatní hodnoty odpovídají výchozím parametrům, viz kapitola 3.3.1.



Obr. 25 Točivý moment v závislosti na čase při reverzaci momentu a proudu $I_{sd} \neq 0$.

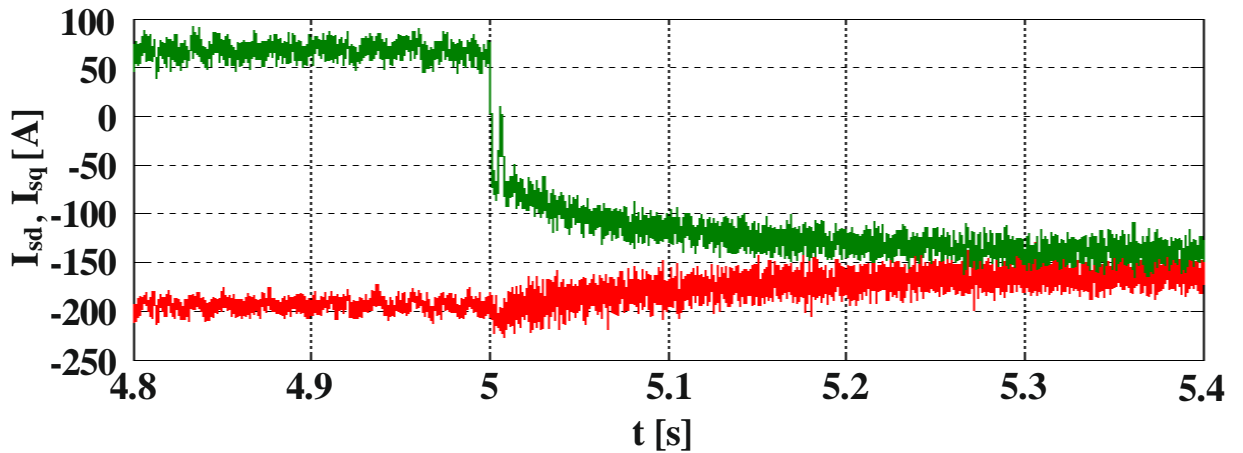
Z vykreslené charakteristiky (obr. 25) vyplývá, že v čase $t = 5$ přišel signál na požadavek reverzace, tedy motor se v čase $t = 0 - 5$ nachází v motorickém režimu a v časovém intervalu

$t = 5 - 10$ v generátorickém režimu, jako tomu bylo u předešlé kapitoly. Z momentové charakteristiky je vidět, že v absolutní hodnotě se velikost v generátorickém a motorickém stavu velikostně nerovná. Rozdíl způsobuje v motorickém stavu úbytek napětí na odporu, o který je menší. V generátorickém režimu naopak odpor přispívá do obvodu, velikost momentu i proudu se zvýší o úbytek napětí na odporu, díky snížení požadavku na proud I_{sd} od regulátoru napětí.



Obr. 26 Statorové proudy ve složkovém souřadném systému (d, q) v závislosti na čase při reverzaci momentu a proudu $I_{sd} \neq 0$.

Je také vidět, že v generátorickém režimu není potřeba takového odbuzování (obr. 26), jako tomu bylo v motorickém režimu. Díky tomuto efektu docílíme větší hodnoty příčné složky proudu I_{sq} a záběrného momentu. Na obr. 27 je znázorněn zoom proudu I_{sd} a I_{sq} . Změna proudů zde není ostrá, jako tomu bylo u obr. 24, důvodem je přídatný vliv zásahu regulátoru odbuzení při $I_{sd} \neq 0$.



Obr. 27 ZOOM z Obr. 26 Statorové proudy ve složkovém souřadném systému (d, q) v závislosti na čase při reverzaci momentu a proudu $I_{sd} \neq 0$.

Pro motorický režim platí rovnice dle vztahu (2.4).

$$U_s > U_i \Rightarrow I_{sq} > 0 \quad (2.4)$$

Pro generátorický režim platí rovnice dle vztahu (2.5).

$$U_s < U_i \Rightarrow I_{sq} < 0, U_i \sim I_{sd} \quad (2.5)$$

Závěr z rovnic 2.4 a 2.5 vyplývá, že napětí v generátorickém režimu nabývá větší hodnoty než napětí v motorickém režimu $U_{ig} > U_{im}$. Také platí, že velikost statorového proudu v generátorickém režimu je menší než v motorickém režimu $|I_{sdg}| < |I_{sdm}|$.

3.4 Porovnání variant s PWM a dvouhodnotovým modulátorem

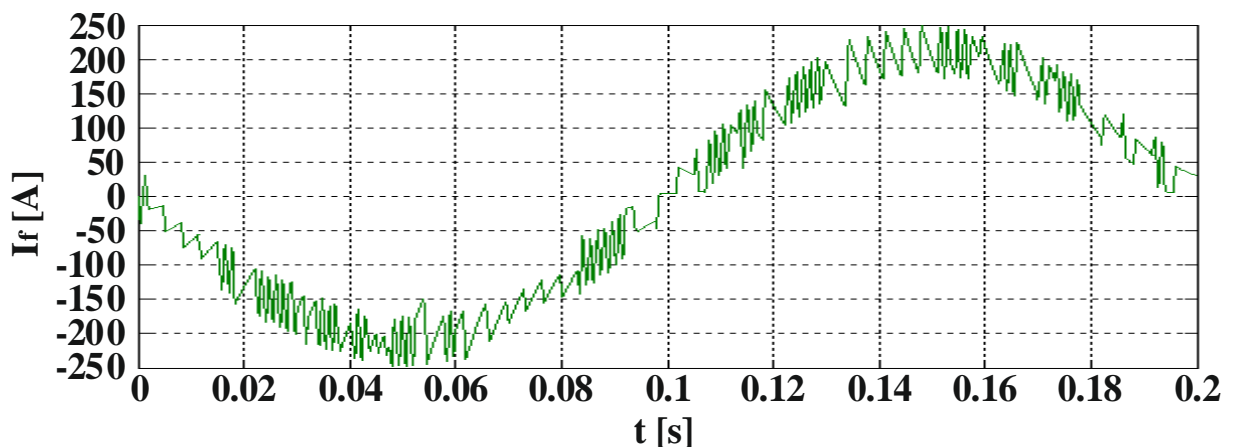
Pokud chceme přivést třífázové napětí na motor, je nutné spínat postupně tři větve střídače. V následných obrázcích, v kapitolách 3.4.2 a 3.4.3, je vše znázorněno pouze pro jednu fázi. V ostatních dvou fázích nabývá počet spínání IGBT tranzistorů náběžných hran stejné hodnoty. Výsledky u dalších dvou typů obrázků mají podobný charakter průběhu jako ve zbylých fázích, liší se ve fázovém posunutí, kde fázové posunutí činí pro druhou fázi 120° a pro třetí fázi 240° .

3.4.1 Výchozí parametry použitého synchronního motoru s permanentními magnety

Simulace obou řízení byly provedeny za stejných podmínek a to z toho důvodu, aby bylo možné výsledné vykreslené hodnoty porovnat a určit, které řízení je pro ovládání motoru přijatelnější. Simulace byla nastavena pro stejné hodnoty motoru jako u předešlých simulací, viz kapitola 3.3.1, pro přehlednější znázornění se snížila časová konstanta t . Moment setrvačnosti je nastaven na velkou hodnotu $J = 40 \text{ MNm}$. Motor byl při simulaci roztočen na konstantní úhlovou rychlost ω_w .

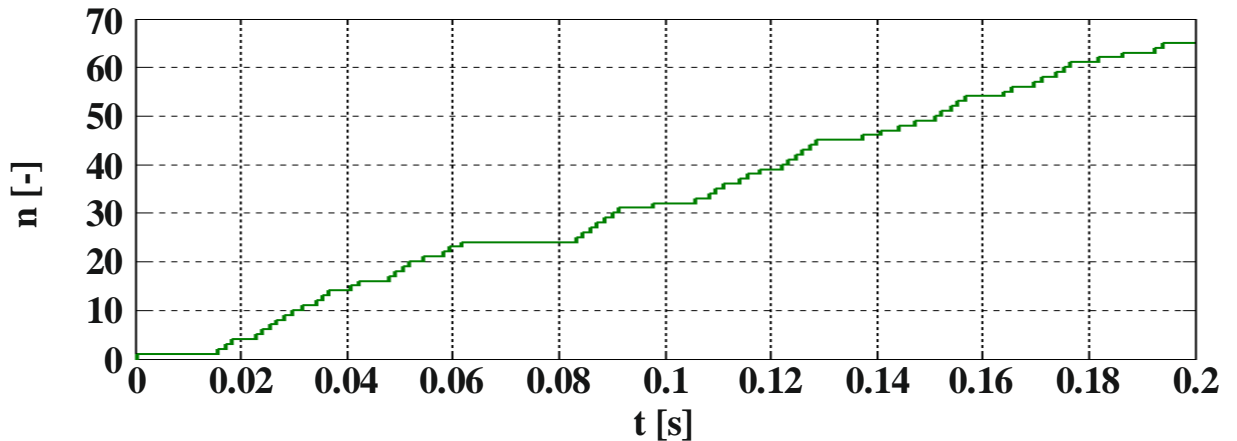
3.4.2 Dvuhodnotové řízení

Jak už bylo popsáno v kapitole 3.2, toto řízení porovnává horní a dolní mez požadovaného pásma proudu. Tento interval se nastavuje v hysterezním bloku, viz *obr. 9*. Pro simulaci stavu platí to, co bylo uvedeno v kapitole 3.4 a v 3.4.1. Na *obr. 28* znázorňujeme charakter protékajícího proudu v časovém okamžiku $t = 0.2$. Z průběhu charakteristiky vidíme, že v určitých periodách τ se velikost amplitudy sledovaného proudu nechová stejně. V jeden časový okamžik τ_1 velikost proudu narůstá strměji, a tedy i rychleji dosáhne maximální hodnoty amplitudy. V jiný časový okamžik, například τ_2 , je nárůst proudu méně strmý, a tedy i dosažení maximální amplitudy trvá déle. Tranzistor je tím pádem déle sepnut.



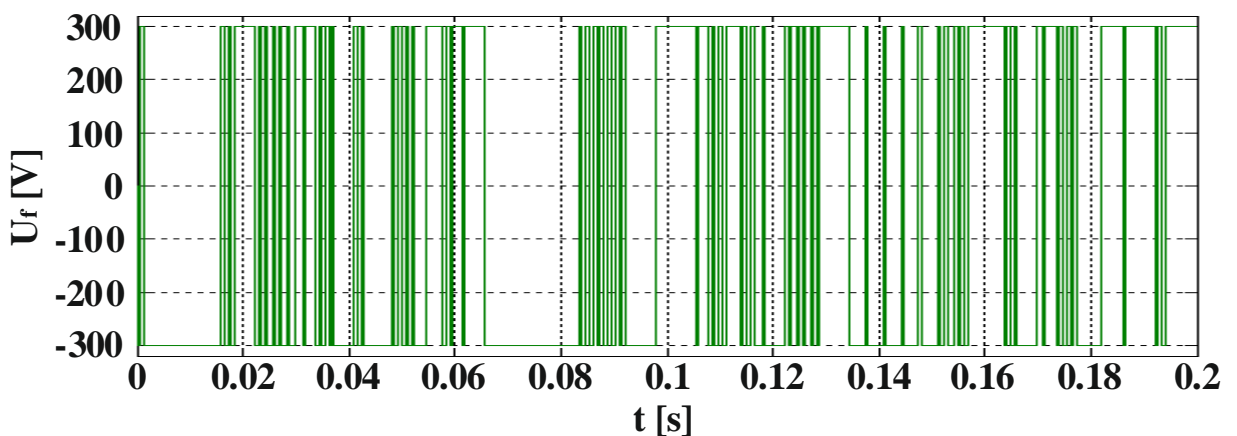
Obr. 28 Fázový proud v závislosti na čase jedné fáze.

Po zhlédnutí charakteristiky počtu sepnutí (*obr. 29*) můžeme ještě zřejmě ji doložit to, co již bylo napsáno k *obr. 28* o délce sepnutí jednotlivých IGBT tranzistorů. V časovém intervalu $t = 0 - 0.2$ bylo zaznamenáno 65 sepnutí.



Obr. 29 Počet sepnutí IGBT tranzistorů pro náběžnou hranu v závislosti na čase.

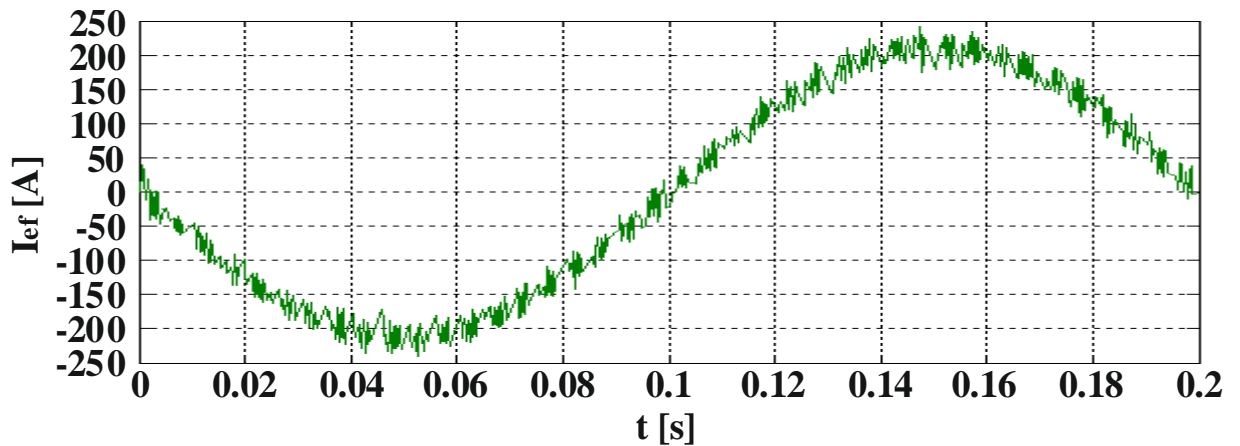
Dále uvádíme na *obr. 30* charakteristiku fázového napětí, která je pevně spjata s *obr. 29*. Poněvadž každé sepnutí IGBT tranzistoru znamená kladnou hodnotu napětí na *obr. 30*, a tedy i na vstupu motoru jedné fáze. Pokud bychom vykreslili charakteristiku sepnutí sestupné hrany vypnutí IGBT tranzistoru, měla by stejný charakter jako změna polarity napětí na *obr. 30*. Tedy co jedna záporná změna napětí, to jedno vypnutí IGBT tranzistoru.



Obr. 30 Fázové napětí v závislosti na čase jedné fáze.

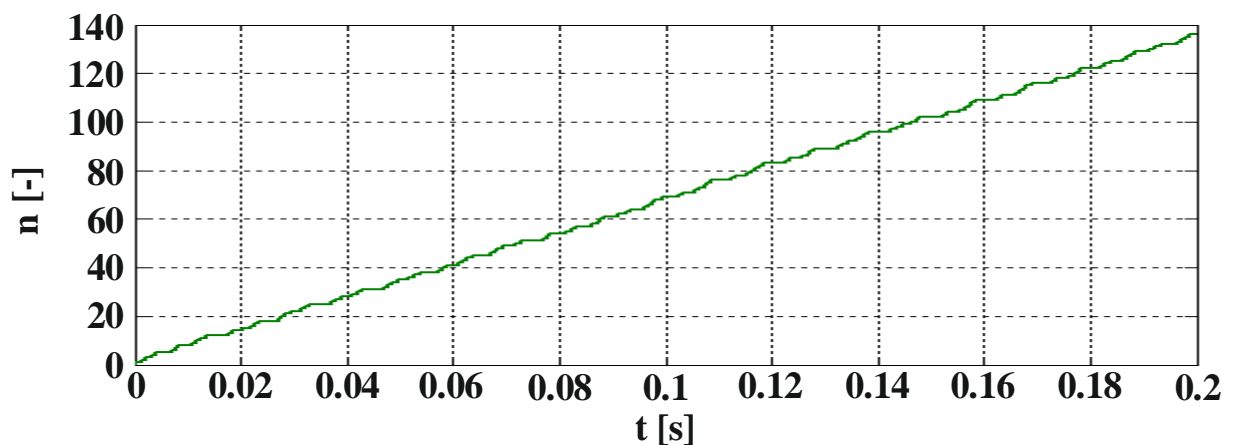
3.4.3 Řízení s pulzně šířkovou modulací (PWM)

Pro simulaci stavu platí to, co bylo uvedeno v kapitole 3.4 a v 3.4.1. Řídíme-li pohon pulzně šířkovou modulací (PWM), jak můžeme pozorovat na *obr. 31* (kde znázorňujeme průběh jednoho fázového proudu), je vidět pravidelný pokles a nárůst proudové hodnoty v libovolné časové konstantě τ .



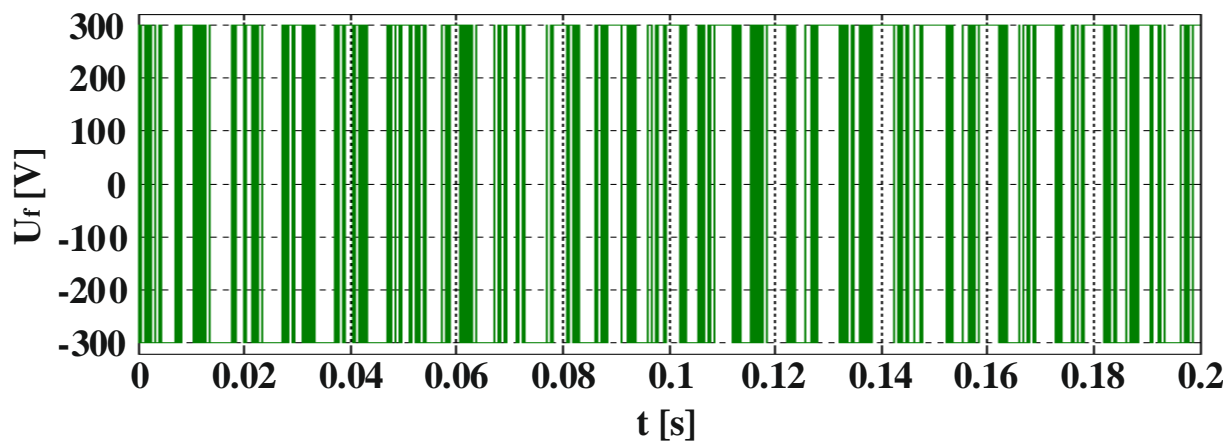
Obr. 31 Fázový proud na zátěži v závislosti na čase jedné fáze.

Pravidelné spínání a vypínání IGBT tranzistorů je způsobeno tím, že PWM je časováno přivedeným pilovým signálem. U dvouhodnotového řízení toto neplatí, protože zde je vymezen přesný interval, při kterém součástka spíná.



Obr. 32 Počet sepnutí IGBT tranzistorů pro náběžnou hranu v závislosti na čase.

Spínání náběžných hran IGBT tranzistorů (*obr. 32*) má téměř pravidelnou časovou periodu τ sepnutí jednoho tranzistoru. V časovém intervalu $t = 0 - 0.2$ bylo zaznamenáno 133 sepnutí. U *obr. 32* a *obr. 33* platí, co již bylo zmíněno předešlé kapitole 3.4.2 k *obr. 29* a *obr. 30*.



Obr. 33 Fázové napětí v závislosti na čase jedné fáze.

Závěr

Práce se zabývala dvěma druhy řízení synchronního motoru s PM. Na začátku práce se nachází krátký přehled o konstrukci a principu motoru s uvedenými typy permanentních magnetů, které se dnes používají. V další části je vysvětlen, pomocí fázorového diagramu, princip vektorového řízení a následné použití v řízení motoru. Třetí kapitolu tvoří smysl této bakalářské práce a tím je simulování určitých provozních stavů. Provozní stavy byly simulovány jedním řízením ze dvou určených. Dále jsem vybral jeden provozní stav, na kterém znázorňuji rozdíl řízení za použití pulzně šířkové modulace (PWM) a dvouhodnotového řízení.

Realizace byla provedena v programu Matlab simulink, který umožňuje počítačovou simulaci. Provozní stavy, které jsme zkoumali, byly: rozběh, rozběh bez regulátoru otáček, reverzace z motorického do generátorického režimu v určitých závislostech. V kapitole 3.3.3, kde se zabýváme rozběhem motoru bez regulátoru otáček, simulace nebyla sledována do ustáleného stavu. Zabránilo to použití studentské verze programu. Můžeme předpokládat dva stavy, co by nastaly. Zprvė dosáhli bychom maximálního podélného statorového proudu I_{sq} , nulová složka I_{sq} nevytváří žádný záběrný moment, motor už nemá možnost více zrychlit a rychlost motoru by se ustálila na konstantní hodnotě. Druhou možností výsledku by mohl být kolaps regulátorů. Regulátory se mohou přesytit a následovalo by jejich vyřazení a ukončení řízení, které by bylo odstaveno pro chybu nadproudu.

V kapitolách 3.4.2 a 3.4.3 zkoumám řízení v ustáleném stavu, jak je popsáno v kapitole 3.4 a 3.4.1. U dvouhodnotového řízení dochází k nepravidelnému spínání, což má vliv na horší dimenzování střídače vlivem spínacích ztrát. Řízení může produkovat plné spektrum frekvencí. Z pohledu odebíraných frekvencí ze sítě, nebo zpětného vlivu na ni produkuje řízení široké spektrum frekvencí, které se problematicky odstraňuje. Hlavní výhoda je v jednoduchosti řízení. Pro požadované proudy není potřeba žádných přepočtů ve výpočetních blocích, a to vede také k menší pořizovací ceně, ale jsou s tím spojeny problémy, které byly v jednotlivých kapitolách s touto problematikou popisovány. Řízení za pomoci pulzně šířkové modulace (PWM) má pravidelné spínání, a tedy lze jednoduše dimenzovat měnič. Pevná spínací frekvence je výhodná z pohledu odrušení pohonu a pravidelností spínání součástek. Řízení je složitější a cenově nákladnější, dochází zde ke složitějším přepočtům sledovaných

a potřebných veličin. Důsledkem toho potom ale je pravidelnější řízení, což umožňuje například aplikaci synchronních modulací.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] https://otik.uk.zcu.cz/bitstream/handle/11025/9393/BP_Radek_Tesarek_2013.pdf?sequence=1 (01. 3. 2015)
- [2] Petrov G. N.: *Elektrické stroje 2., asynchronní - synchronní stroje*. 1. vydání, Praha: Academica, 1982. 732 s.
- [3] Bartoš V.: *Elektrické stroje*, 1. vydání, ZČU Plzeň, 1995. 221s.
- [4] Bartoš V.: *Elektrické stroje I, II.*, 1. vydání, VŠSE v Plzni – ediční středisko, 1986. 240s.
- [5] Bartoš V.; Červený J.; Hruška J.; Kotlanová A.; Skala B.: *Elektrické stroje*, 1. vydání, ZČU Plzeň, 2006. 140s.
- [6] Zeman K.; Peroutka Z.; Janda M.: *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*, 1. vydání, ZČU Plzeň, 2004. 204s
- [7] Pavelka J.; Čeřovský Z.; Javůrek J.: *Elektrické pohony*, 1. vydání, ČVUT Praha, 2003.221s
- [8] https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=16036 (20. 9.2014)
- [9] Javůrek J.: *Regulace moderních elektrických pohonů*. 1. vydání, Grada Publishing a.s., 2003. 264s.
- [10] <http://www.neomag.cz/cz/katalog/neodymove-magnety> (21. 09. 2014)
- [11] <https://courseware.zcu.cz> (17. 11. 2014)
- [12] http://beranek.lsd.spsejecna.net/I3B/Pe%C5%A1ekFilip_PWM.pdf (02. 02. 2015)
- [13] <http://p.kobrlle.sweb.cz/pohony/fm.pdf> (10. 03. 2015)
- [14] https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=39450 (14. 04. 2015)

Seznam obrázků

OBR. 1 NÁČRT PROVEDENÍ MOTORU; A) TURBO STROJE B) S VYNIKLÝMI PÓLY. (PŘEVZATO ZE [4]).....	15
OBR. 2 SCHÉMA DO HLINÍKU ZALITÉHO ROTORU SYNCHRONNÍHO STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY, TVOŘÍCÍ VYNIKLÉ PÓLY. (PŘEVZATO Z [2]).....	16
OBR. 3 SCHÉMA STROJE S PERMANENTNÍMI MAGNETY NA VNĚJŠÍ STRANĚ ROTORU; A) MAGNETY ZE SLITIN ALNiCo, B) MAGNETY ZE VZÁCNÝCH ZEMIN. (PŘEVZATO Z [2])	16
OBR. 4 NEODYMOVÉ MAGNETY NdFeB. (PŘEVZATO Z [10])	17
OBR. 5 NÁHRADNÍ SCHÉMA SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY. (PŘEVZATO ZE [7])	19
OBR. 6 FÁZOROVÉ DIAGRAMY SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY A) PRO NÍZKÉ OTÁČKY	20
OBR. 7 PRINCIPÁLNÍ SCHÉMA VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ; A) MOTOR NAPÁJEN ZDROJEM NAPĚTÍ, B) MOTOR NAPÁJEN ZDROJEM PROUDU, A) ŘÍZENÍ S ČIDLEM OTÁČEK, B) ŘÍZENÍ BEZ ČIDLA POLOHY. (PŘEVZATO Z [6])	21
OBR. 8 BLOKOVÉ SCHÉMA VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ S PWM.....	22
OBR. 9 BLOKOVÉ SCHÉMA DVOUHODNOTOVÉHO VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ.	24
OBR. 10 STATOROVÉ PROUDY VE SLOŽKOVÉM SOUŘADNÉM SYSTÉMU (D, Q) V ZÁVISLOSTI NA ČASE.....	26
OBR. 11 AMPLITUDA ŘÍDÍCÍHO NAPĚTÍ (HLOUBKA MODULACE) V ZÁVISLOSTI NA ČASE.....	27
OBR. 12 TOČIVÝ MOMENT V ZÁVISLOSTI NA ČASE.	27
OBR. 13 RYCHLOST OTÁČENÍ V ZÁVISLOSTI NA ČASE.....	28
OBR. 14 STATOROVÉ PROUDY VE SLOŽKOVÉM SOUŘADNÉM SYSTÉMU (D, Q) V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI VYŘAZENÍ REGULÁTORU OTÁČEK.	29
OBR. 15 AMPLITUDA ŘÍDÍCÍHO NAPĚTÍ (HLOUBKA MODULACE) V ZÁVISLOSTI NA ČASE.....	29
OBR. 16 TOČIVÝ MOMENT V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI VYŘAZENÍ REGULÁTORU OTÁČEK.....	30
OBR. 17 RYCHLOST OTÁČENÍ V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI VYŘAZENÍ REGULÁTORU OTÁČEK.	30
OBR. 18 STATOROVÉ PROUDY VE SLOŽKOVÉM SOUŘADNÉM SYSTÉMU (D, Q) V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI ZMĚNĚ OTÁČEK.	31
OBR. 19 AMPLITUDA ŘÍDÍCÍHO NAPĚTÍ (HLOUBKA MODULACE) V ZÁVISLOSTI NA ČASE.....	32
OBR. 20 TOČIVÝ MOMENT V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI ZMĚNĚ OTÁČEK.	32
OBR. 21 ÚHLOVÁ RYCHLOST OTÁČENÍ V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI ZMĚNĚ OTÁČEK.	33
OBR. 22 TOČIVÝ MOMENT V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI REVERZACI MOMENTU A PROUDU $I_{sd} = 0$	33
OBR. 23 CHARAKTERISTIKY STATOROVÝCH PROUDŮ VE SLOŽKOVÉM SOUŘADNÉM SYSTÉMU (D, Q) V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI REVERZACI MOMENTU A PROUDU $I_{sd} = 0$	34
OBR. 24 ZOOM Z OBR. 23 STATOROVÉ PROUDY VE SLOŽKOVÉM SOUŘADNÉM SYSTÉMU (D, Q) V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI REVERZACI MOMENTU A PROUDU $I_{sd} = 0$	35
OBR. 25 TOČIVÝ MOMENT V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI REVERZACI MOMENTU A PROUDU $I_{sd} \neq 0$	35
OBR. 26 STATOROVÉ PROUDY VE SLOŽKOVÉM SOUŘADNÉM SYSTÉMU (D, Q) V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI REVERZACI MOMENTU A PROUDU $I_{sd} \neq 0$	36
OBR. 27 ZOOM Z OBR. 26 STATOROVÉ PROUDY VE SLOŽKOVÉM SOUŘADNÉM SYSTÉMU (D, Q) V ZÁVISLOSTI NA ČASE PŘI REVERZACI MOMENTU A PROUDU $I_{sd} \neq 0$	37
OBR. 28 FÁZOVÝ PROUD V ZÁVISLOSTI NA ČASE JEDNÉ FÁZE.....	38
OBR. 29 POČET SEPNUTÍ IGBT TRANZISTORŮ PRO NÁBĚŽNOU HRANU V ZÁVISLOSTI NA ČASE.	39
OBR. 30 FÁZOVÉ NAPĚTÍ V ZÁVISLOSTI NA ČASE JEDNÉ FÁZE.....	39
OBR. 31 FÁZOVÝ PROUD NA ZÁTĚŽI V ZÁVISLOSTI NA ČASE JEDNÉ FÁZE.	40
OBR. 32 POČET SEPNUTÍ IGBT TRANZISTORŮ PRO NÁBĚŽNOU HRANU V ZÁVISLOSTI NA ČASE.	40
OBR. 33 FÁZOVÉ NAPĚTÍ V ZÁVISLOSTI NA ČASE JEDNÉ FÁZE.....	41

Přílohy

Přílohy jsou uloženy na cd (jedná se o jednotlivé simulace ke kapitolám):

3.3.2 Rozběh synchronního motoru s permanentními magnety

3.3.3 Rozběh synchronního motoru s permanentními magnety s vyřazenou regulací otáček

3.3.4 Reverzace otáček synchronního motoru s permanentními magnety

3.3.5 Reverzace synchronního motoru s permanentními magnety pro $I_{sd} = 0$

3.3.6 Reverzace synchronního motoru s permanentními magnety pro $I_{sd} \neq 0$

3.4.2 Dvouhodnotové řízení

3.4.3 Řízení s pulzně šířkovou modulací (PWM)