

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY
A VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Řídící algoritmy synchronního motoru
s permanentními magnety**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2015/2016

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jan MERGL**
Osobní číslo: **E12B0040P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**
Název tématu: **Řídicí algoritmy synchronního motoru 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. Shrňte dosavadní teoretické poznatky dané problematiky.
2. Vytvořte simulaci vhodného řídicího algoritmu pro zadaný pohon s PMSM.
3. Zhodnoťte získané poznatky.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 20 - 30 stran

Forma zpracování bakalářské práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

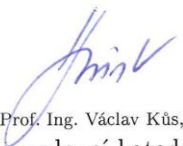
Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Štěpán Janouš**
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **15. října 2015**
Termín odevzdání bakalářské práce: **2. června 2016**


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




Prof. Ing. Václav Kús, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2015

Abstrakt

Tato bakalářská práce je zaměřena na řídicí algoritmy synchronního motoru s permanentními magnety. Následně je provedena simulace jedné varianty řízení, s porovnáním výsledků.

Klíčová slova

Řídicí algoritmy, Synchronní motor, Permanentní magnety, Simulace, PWM, DTC

Abstract

This bachelor work is focused on direction algorithms of synchronous motor with permanent magnets. After that was made simulation of one variants direction, with comparing results.

Key words

Direction algorithms, Synchronic motor, Permanent magnets, Simulation, PWM, DTC

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 3.6.2016

Jan Mergl

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Štěpánu Janoušovi, za profesionální vedení a odbornou pomoc s realizací této práce.

Obsah

OBSAH	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
ÚVOD	1
SYNCHRONNÍ MOTOR	2
1.1 PRINCIP FUNKCE SYNCHRONNÍHO MOTORU	2
1.1.1 <i>Funkce statoru</i>	2
1.1.2 <i>Funkce rotoru</i>	3
1.2 ROTOR - VINUTÝ	3
1.3 ROTOR – PERMANENTNÍ MAGNETY.....	3
2 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ	3
2.1 PROSTOROVÝ VEKTOR.....	4
2.2 PRINCIP VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ	5
2.3 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ S NAPĚŤOVÝM STRÍDAČEM	5
3 PŘÍMÉ ŘÍZENÍ MOMENTU	6
3.1 PRINCIP PŘÍMÉHO ŘÍZENÍ.....	7
3.2 DEPENBROCKOVA METODA VYHODNOCOVÁNÍ SEPNUTÍ TRANZISTORŮ	8
3.3 TAKAHASHIHO METODA VYHODNOCOVÁNÍ SEPNUTÍ TRANZISTORŮ	8
3.4 DVOUHODNOTOVÁ REGULACE MOMENTU	9
3.5 VÝBĚR VEKTORU NAPĚTÍ.....	10
4 SIMULACE	12
4.1 SCHÉMA SIMULACE	12
4.2 SEZNAM A POPIS UŽITÝCH BLOKŮ	12
4.2.1 <i>Regulátor otáček</i>	12
4.2.2 <i>Regulátory proudů</i>	13
4.2.3 <i>Dopředná vazba, Feed Forward</i>	13
4.2.4 <i>Parkova transformace, inverzní Parkova transformace, d-q/x-y</i>	14
4.2.5 <i>Clarkova transformace, inverzní Clarkova transformace, x-y/a-b-c</i>	14
4.2.6 <i>Pulzně-šířková modulace, PWM</i>	15
4.2.7 <i>Napěťový střídač</i>	16
4.2.8 <i>Model PMSM</i>	17
4.3 VÝSLEDKY SIMULACE	19
4.3.1 <i>Proměnný moment zátěže motoru</i>	19
4.3.2 <i>Porovnání spínací frekvence</i>	27
4.3.3 <i>Nastavení regulátorů</i>	32
5 ZÁVĚR	34
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	35
PŘÍLOHY	36

Seznam symbolů a zkratk

PMSM..... synchronní motor s permanentními magnety (Permanent Magnet Synchronous Machine)

DTCpřímé řízení motoru (Direct Torque Control)

FOCvektorové řízení (Field Oriented Control)

$I_{d(q)}$ složka d (q) vektoru proudu (A)

$I_{dw(qw)}$ požadovaná hodnota složky d (q) vektoru proudu (A)

$I_{x(y)}$ složka x (y) vektoru proudu (A)

$U_{d(q)}$ složka d (q) vektoru napětí (A)

$U_{x(y)}$ složka x (y) vektoru napětí (A)

$U_{a,b,c}$ napětí statoru (V)

\vec{X} prostorový vektor

$x_{a,b,c}$ okamžité hodnoty

$i_{a,b,c}$ fázové proudy (A)

ω úhlová rychlost (rad·s⁻¹)

ω_m úhlová rychlost motoru (rad·s⁻¹)

ω_ψ úhlová rychlost statorového magnetického toku (rad·s⁻¹)

ω_w požadovaná úhlová rychlost (rad·s⁻¹)

ω_n úhlová rychlost v kroku n (rad·s⁻¹)

U_s napětí statoru motoru (V)

$\bar{\Psi}$ magnetický tok (Wb)

$\bar{\Psi}_{pm}$ magnetický tok permanentních magnetů (Wb)

$\bar{\Psi}_s$ magnetický tok statoru (Wb)

$\bar{\Psi}_R$ magnetický tok rotoru (Wb)

$\bar{\Psi}_{d(q)}$ požadovaný magnetický tok statoru (Wb)

$\bar{\Psi}_{pm}$ složka d (q) vektoru magnetického toku (Wb)

- ϑ poloha rotoru (rad)
- $R_{id} (I_q)$ regulátor proudu I_d (I_q)
- α úhel mezi magnetickým tokem a napětím statoru (rad)
- β úhel mezi osou x a napětím statoru (rad)
- M moment motoru (Nm)
- M_w požadovaný moment motoru (Nm)
- M_z zátěžný moment (Nm)
- k_p konstanta Parkovy transformace
- p_p počet pólpárů motoru
- MATLAB Matrix laboratory
- K_R zesílení regulátoru
- τ_R časová konstanta regulátoru
- τ_i časová konstanta I části regulátoru
- R_s odpor vinutí statoru (Ω)
- L_s indukčnost vinutí statoru (H)
- $L_{d(q)}$ složka d (q) indukčnosti statoru
- IGBT bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
- PWM..... pulzně-šířková modulace (Pulse-Width Modulation)
- J moment setrvačnosti (Nms²)
- F koeficient tření (Nms)
- T_e elektrický moment (Nm)
- P_{sw} spínací ztráty (W)

Úvod

Tato práce je zaměřena na různé varianty řízení synchronního motoru s permanentními magnety, spolu s realizací simulací pro názornější ukázkou simulovaných metod. Dále pro lepší možnost porovnání vlastností těchto variant řízení synchronních motorů s permanentními magnety (Permanent Magnet Synchronous Machine, ve zkratce PMSM).

Z historického hlediska, je využití PMSM relativně nepříliš starou záležitostí. Dříve se při nutnosti přesné regulace otáček využívaly téměř výhradně stejnosměrné motory. Právě kvůli své schopnosti regulace magnetického toku v rotoru, užitím regulace proudu tekoucího rotorem. Nevýhodou u stejnosměrného motoru je potřeba komutátoru, který navyšuje rozměry stroje, údržba komutátoru, jiskření. Například při využití uhlíkových kartáčků, které se opotřebovávají, a je tedy nutné je měnit. Z toho důvodu došlo k částečné náhradě stejnosměrných motorů, motory střídavými.

Dnes se většinou vyrábějí asynchronní motory, kvůli své nižší finanční náročnosti, jednoduchosti konstrukce a velkému spektru využití v mnoha aplikacích. Jedny z nejpoužívanějších metod řízení pohonů jsou metody přímého řízení momentu a vektorového řízení, případně skalárního řízení. U asynchronních motorů lze využít všechny tyto metody řízení pohonů [3].

Na trhu jsou také dostupné pohony využívající místo asynchronního motoru motor synchronní. Případně některé z jeho modifikací jako například synchronní motor s permanentními magnety (Permanent Magnet Synchronous Machine ve zkratce PMSM). U PMSM je možné využít metody vektorové řízení a přímé řízení momentu. Skalární řízení je u synchronních motorů obecně nepoužitelné [1].

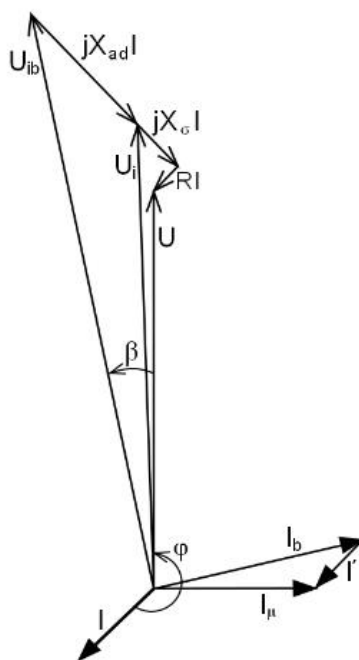
Synchronní motor

1.1 Princip funkce synchronního motoru

Točivé magnetické pole statoru reaguje s magnetickým polem rotoru. Následkem této reakce je unášení rotoru podle směru otáčení magnetického pole statoru. V praxi se realizuje několik variant vybuzení magnetického pole rotoru. Například permanentní magnety, kde k buzení rotorového toku není potřeba elektrických veličin. Na rozdíl od PMSM je u vinutých rotorů problém s přivedení napětí do rotoru, protože je nutné přivádět proud do vinutí, které rotuje. Napětí přivádí jako stejnosměrný pomocí uhlíkových kartáčků, střídavě (pomocí indukce) následně je na rotoru usměrněn.

1.1.1 Funkce statoru

Na statorové vinutí motoru přivedeme třífázové střídavé napětí, to vyvolá ve vinutí elektrický proud. Tento proud vyvolá magnetické pole (magnetický tok $\bar{\Psi}$), které je časově proměnné a to podle časového průběhu napětí na statoru. Vzhledem k proměnnosti magnetického pole (magnetického toku statorem $\bar{\Psi}_s$) a prostorového rozložení vinutí vznikne točivé magnetické pole. Popis synchronního stroje lze provést také pomocí fázového diagramu na obr.1.1.



Obrázek 1.1 Fázorový diagram synchronního motoru s hladkým rotorem [7]

1.1.2 Funkce rotoru

V případě vinutého rotoru přivedeme stejnosměrný proud, který v rotoru vytvoří statický rotorový magnetický tok $\overline{\Psi}_r$. U PMSM není potřeba vytvářet magnetické pole rotoru elektricky.

1.2 Rotor - vinutý

V praxi se tyto stroje převážně používají jako generátory [5]. Například jako generátory pro energetické sítě. Protože možnost změny velikosti budícího proudu I_B umožňuje regulaci výstupního statorového svorkového napětí, tedy výkon. Nevýhodou je složitější konstrukce. V dnešní době se používají dva způsoby dodání proudu do rotoru. Za prvé je to pomocí kartáčů (například uhlíkových). Za druhé bezkartáčové, využitím transformátorového principu na přenos energie do rotoru a následného využití řízeného usměrňovače pro úpravu velikosti budícího proudu I_B .

1.3 Rotor – permanentní magnety

Při realizaci rotoru pomocí permanentních magnetů odpadá potřeba dodávat proud do rotoru pro vybuzení magnetického toku $\overline{\Psi}_{pm}$. Výhodou PMSM je zvýšený poměr výkon/rozměry oproti jiným typům střídavých motorů, tato vlastnost předurčuje PMSM k využití málo rozměrných prostorech. Například v nízkopodlažních tramvajích či trolejbusích, v neposlední řadě jako pohon elektromobilů. Hlavní nevýhodou je vysoká cena, které klade značné omezení využití těchto strojů.

2 Vektorové řízení

Princip vektorové řízení spočívá v odděleném řízení momentu motoru a magnetického toku motoru. Tyto veličiny se nastavují pomocí řízení proudů I_d a I_q , protože právě tyto proudy odpovídají magnetickému indukčnímu toku a momentu motoru. Provedení tohoto řízení existuje více možností. Pokud je vektorové řízení správně navrženo a realizováno, tak jsou statické a dynamické vlastnosti stejně jako chování v ustálených stavech na velmi dobré úrovni. K realizaci napájení pohonu pracujícím na principu vektorového řízení lze použít proudový případně napěťový střídač [1]. .

2.1 Prostorový vektor

Jedná se nejpoužívanější transformaci užitou v elektrických pohonech. Prostorový vektor užívá okamžitých hodnot. Jeho definice jsou pro neharmonické a harmonické veličiny v ustáleném případně v přechodném stavu.

Matematický zápis (uvažujeme symetrickou zátěž):

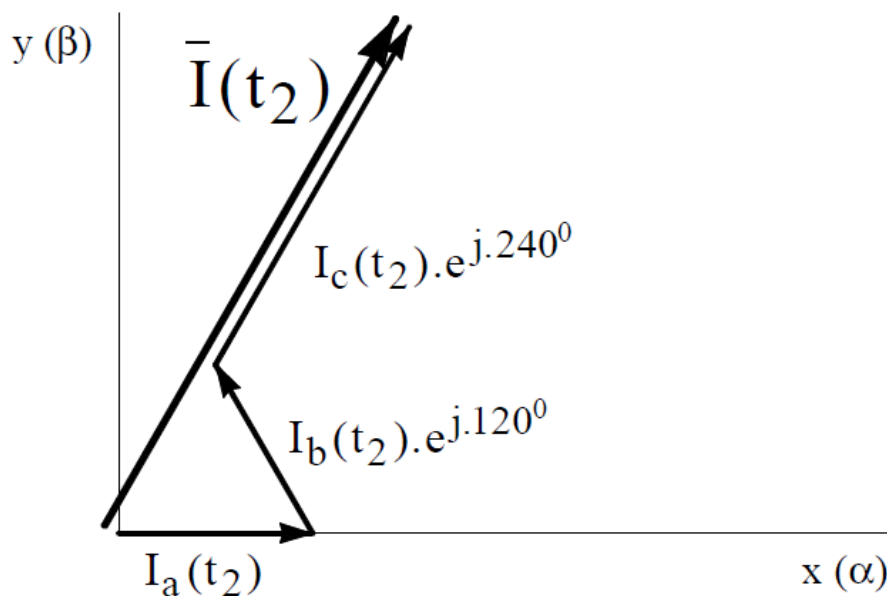
$$\bar{X} = k(x_a + \bar{a}x_b + \bar{a}^2x_c) ; \bar{a} = e^{j120^\circ} \quad (2.1)$$

x_a, x_b, x_c ... zastupují okamžité hodnoty

k ... konstanta popisující typ transformace (výkonová, proudová) [1]

po dosazení

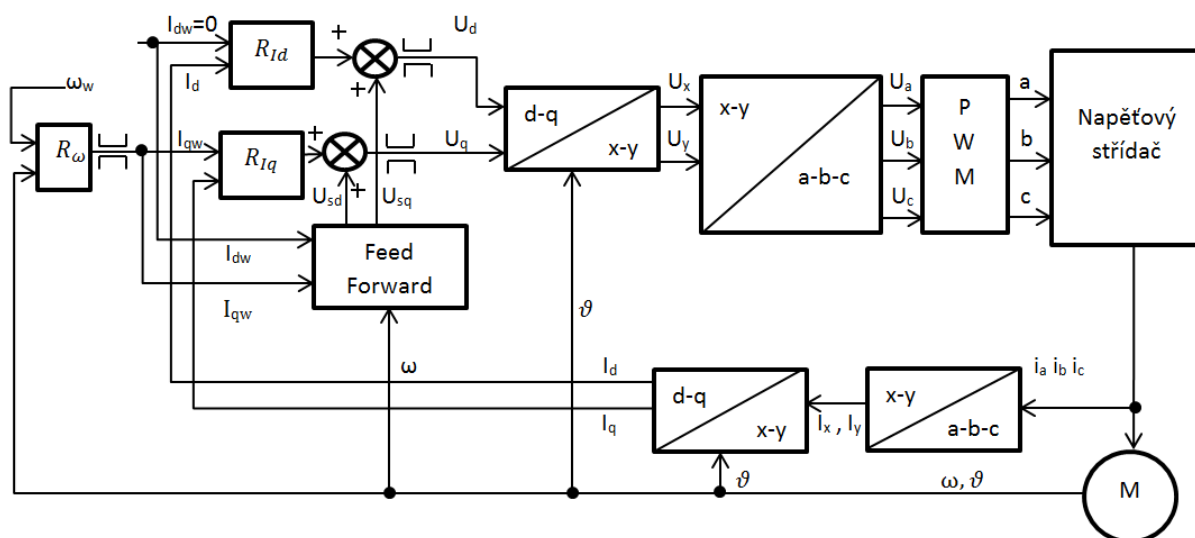
$$\bar{X} = k(x_a + x_b e^{j120^\circ} + x_c e^{j240^\circ}) \quad (2.2)$$



Obrázek 2.1 Grafické znázornění prostorového vektoru proudu [3]

2.2 Princip vektorového řízení

Vektorové řízení převádí prostorový vektor do rotujícího d-q souřadného systému. Osa d odpovídá vektoru magnetického toku rotoru $\overline{\Psi}_R$, osa q je kolmá k ose d. Pomocí tohoto převodu dokážeme separovat proud do dvou složek. Tedy do složky I_d , která je úměrná vektoru magnetického toku rotoru $\overline{\Psi}_R$, a do složky I_q jež je úměrná velikosti momentu motoru. Pomocí vhodného řízení velikosti proudů I_d a I_q lze ovlivnit momentové charakteristiky aby byly podobné jako u stejnosměrných strojů. Pro převod do d-q souřadného systému (Parkova transformace) je bezpodmínečně nutné znát polohu rotoru. Z toho plyne potřeba buď čidla polohy, nebo v případně jeho absence nahradit složitou algoritmickou funkcí Tato funkce nemusí být v některých případech přesná.



Obrázek 2.2 Principiální schéma vektorového řízení

2.3 Vektorové řízení s napěťovým střídačem

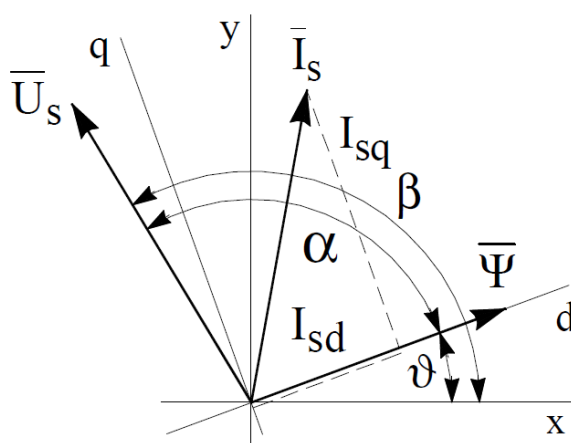
Realizace s pomocí napěťového střídače je náročnější, protože proud musíme nastavovat nepřímou (pomocí napětí). Na základě požadovaných proudů I_{dw} a I_{qw} je potřeba určit výstupní napětí střídače. Toho napětí dosahujeme přivedením měřených proudů I_d a I_q do regulátorů, které nastavují požadované proudy pomocí napětí U_{dw} a U_{qw} .

Protože platí:

$$\frac{dI_d}{dt} = f(I_d, I_q, U_d, \omega) \quad (2.3)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = f(I_d, I_q, |\overline{\Psi}_{pm}|, U_q, \omega) \quad (2.4)$$

Z výše uvedených rovnic vyplývá, že U_d a U_q ovlivňují derivace proudů I_d a I_q . Z toho je patrná vhodnost využití přiřazení U_d a U_q výstupům z regulátorů. Tato řídicí napětí (v rotujícím souřadném systému d-q) jsou následně převedena pomocí inverzní Parkovy transformace do statického souřadného systému (do x-y), poté s pomocí inverzní Clarkovy transformace do jednotlivých fází (a-b-c).



Obrázek 2.3 Fázorový diagram vektorového řízení s napěťovým střídačem [4]

3 Přímé řízení momentu

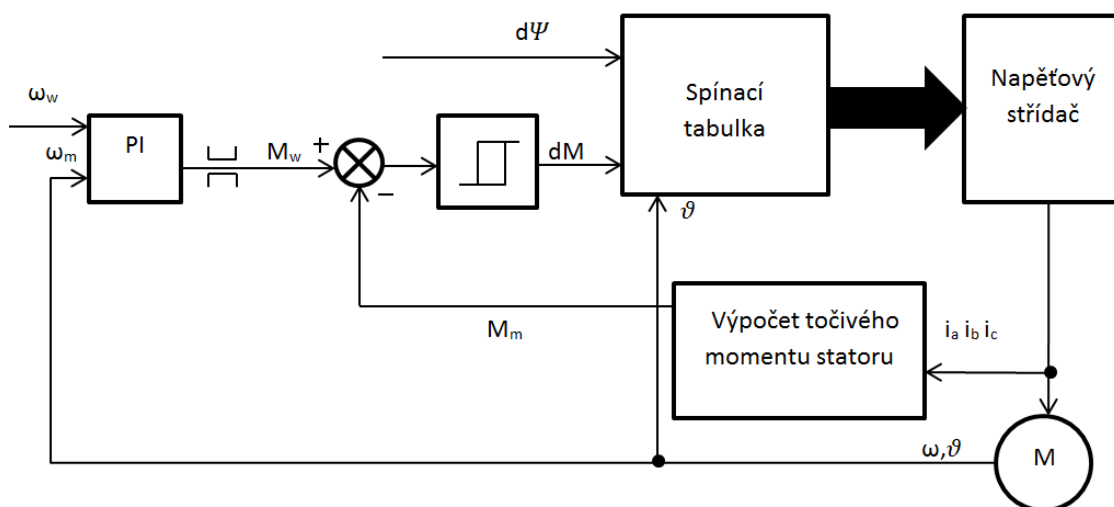
Přímé řízení momentu ve zkratce DTC z anglického Direct Torque Moment. Vychází ze stejné teorie, a to z oddělené regulace momentu a magnetického toku statoru. Hlavní rozdíly oproti vektorovému řízení spočívají, ve způsobu regulace magnetického toku statoru $\overline{\Psi}_s$ a způsobu kterým této regulace dosahujeme. U přímého řízení využíváme dvouhodnotové regulace. Existuje několik variant metod pracujících na principu DTC, zejména pak velice využívané metody zjišťování sepnutí tranzistorů Takahashiho a Depenbrockova. Oproti vektorovému má DTC nekonstantní spínací frekvenci, závislou na hysterezi dvouhodnotové regulace.

3.1 Princip přímého řízení

Princip přímého řízení momentu spočívá v oddělené regulaci momentu a magnetického toku statoru $\overline{\Psi}_s$. Změna magnetického statorového toku odpovídá vektoru statorového napětí. Matematicky:

$$\overline{\Psi}_s = \int \overline{u}_s dt \tag{3.1}$$

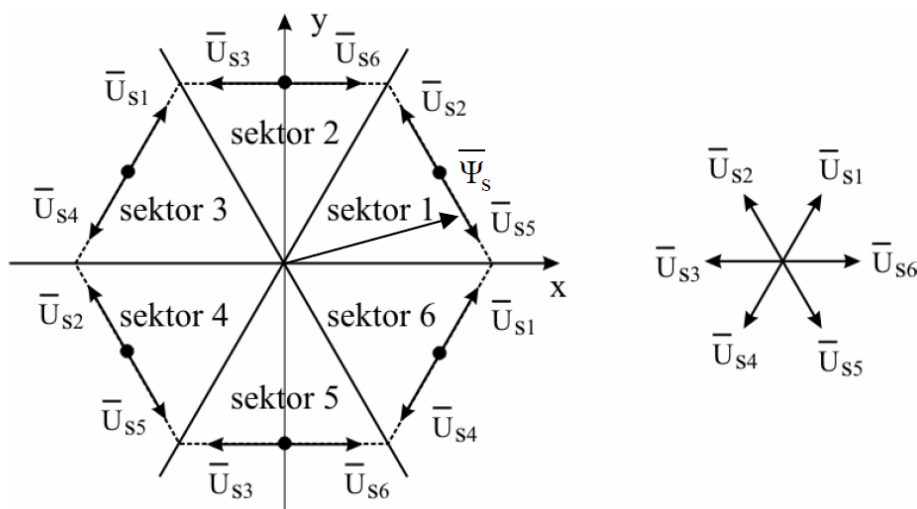
Tím pádem změnou vektoru statorového napětí vyvoláme změnu magnetického statorového toku a tedy i pohyb rotoru v závislosti na vektoru napětí statoru. Změna vektoru statorového napětí se provádí po kružnici v případě Takahashiho metody, po šestiúhelníku při využití Depenbrockovy metody, pomocí 6 aktivních a 2 nulových vektorů (v případě dvou hladinového napěťového střídače) [1]. Vyhodnocování sepnutých tranzistorů probíhá pomocí dvouhodnotové regulace a z požadavku na rotaci magnetického pole [6].



Obrázek 3.1.1 Principiální schéma přímého řízení momentu DTC [9]

3.2 Depenbrockova metoda vyhodnocování sepnutí tranzistorů

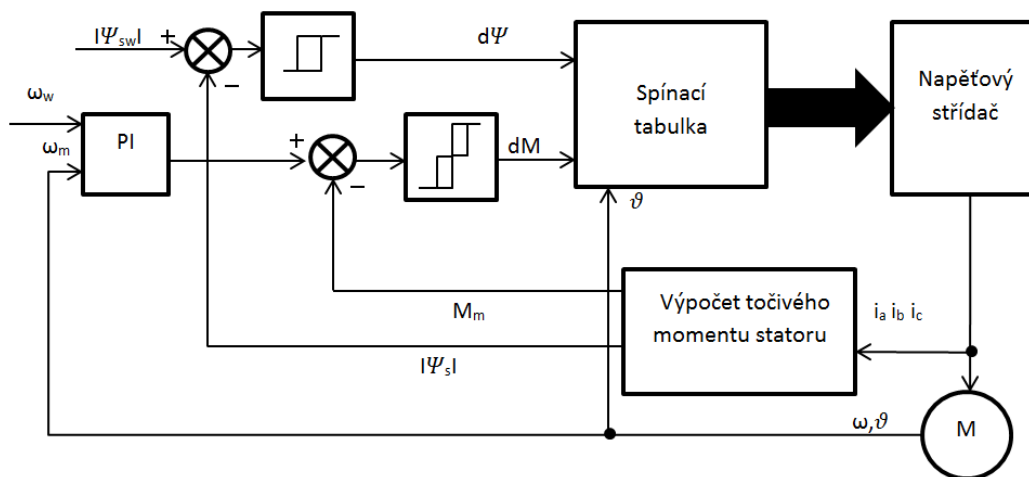
Koncový bod vektoru magnetického toku statoru se pohybuje po 6ti úhelníkové trajektorii. Dvuhodnotová regulace momentu pracuje podle následujícího obrázku.



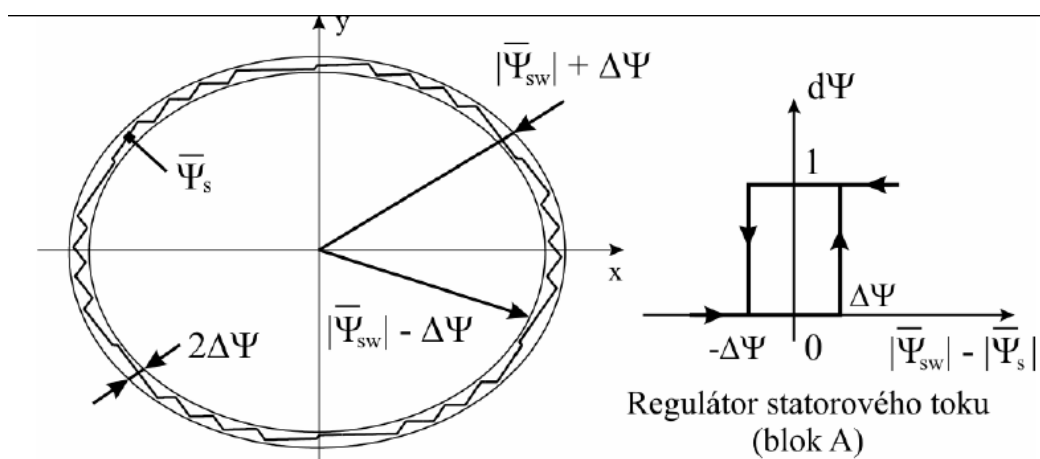
Obrázek 3.2 Rozdělení roviny a definice využívaných vektorů [1]

3.3 Takahashiho metoda vyhodnocování sepnutí tranzistorů

Využívá nejen dvuhodnotové regulace momentu ale i dvuhodnotové regulace magnetického toku. Díky tomu se vrchol vektoru magnetického toku statoru pohybuje po úzkém mezikruží, to je při rotaci proměnné. Tato podobnost kružnici je ovšem vykoupena složitějším postupem (obsahuje navíc dvuhodnotovou regulaci momentu) oproti Depenbrockově metodě.



Obrázek 3.3.1 Zjednodušené schéma DTC pomocí Takahashiho metody [9]



Obrázek 3.3.2 Dvouhodnotová regulace statorového toku [4]

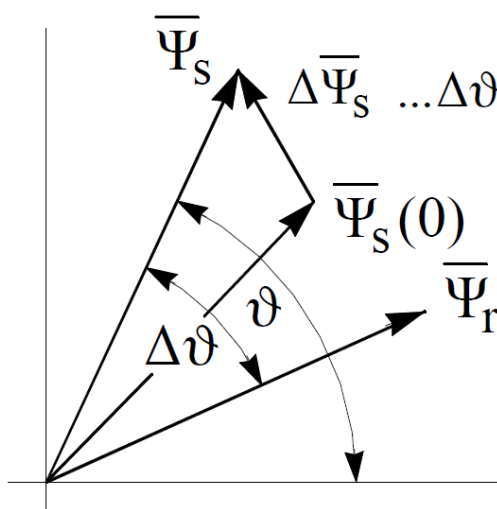
3.4 Dvouhodnotová regulace momentu

Vychází ze základní rovnice:

$$M = k * |\bar{\Psi}_s| * |\bar{\Psi}_{pm}| * \sin(\Delta\vartheta) \tag{3.4}$$

k... konstanta popisující typ motoru

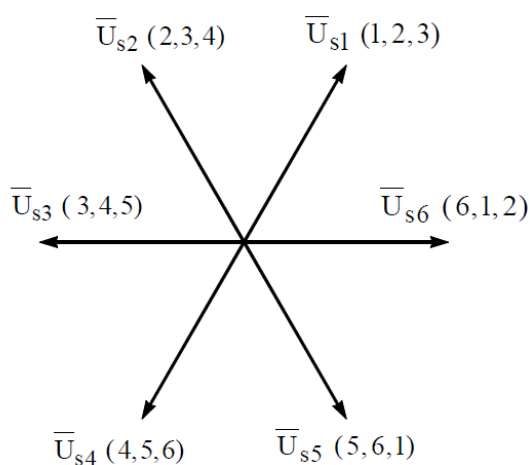
Při ustáleném stavu rotuje rotorový magnetický tok (tok permanentních magnetů) konstantní rychlostí. Spolu s vhodnou volbou sepnutí trojce tranzistorů (nastavení vektoru napětí viz obr. 3.5) můžeme měnit velikost a natočení $\Delta\Psi_s$, která ovlivňuje směr a velikost momentu. [4]



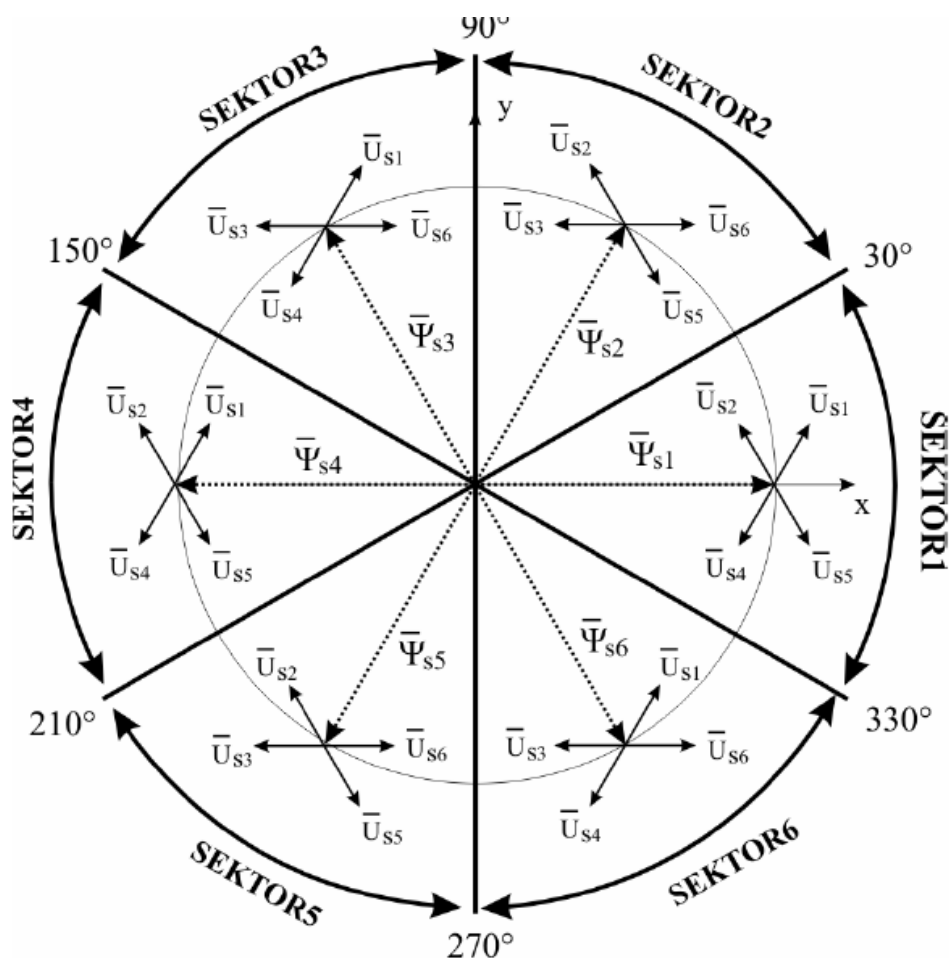
Obrázek 3.4 Princip regulace momentu ($|\bar{\Psi}_{pm}| = |\bar{\Psi}_r|$) [4]

3.5 Výběr vektoru napětí

Výběr probíhá pomocí hysterezních regulátorů a polohy rotoru. Volba probíhá podle výstupních hodnot dM , $d\Psi$, ϑ (uvažujeme Takahashiho metodu). Vybírá se ze spínací tabulky, kde jsou uvedena jednotlivá nastavení vektorů napětí. Spínací tabulka je nutná, protože použitelné napěťové vektory se mění s polohou rotoru. Napěťové vektory jsou patrné na obr. 3.5.2, ze kterého byla odvozena spínací tabulka (3.5.3). Napěťové vektory \overline{U}_{s0} a \overline{U}_{s7} jsou nulové vektory, proto nejsou zakresleny do použitých obrázků[1].



Obrázek 3.5.1 Možné využitelné vektory napětí



Obrázek 3.5.2 Odvození spínací tabulky [4]

Tabulka 3.5 Spínací tabulka [4]

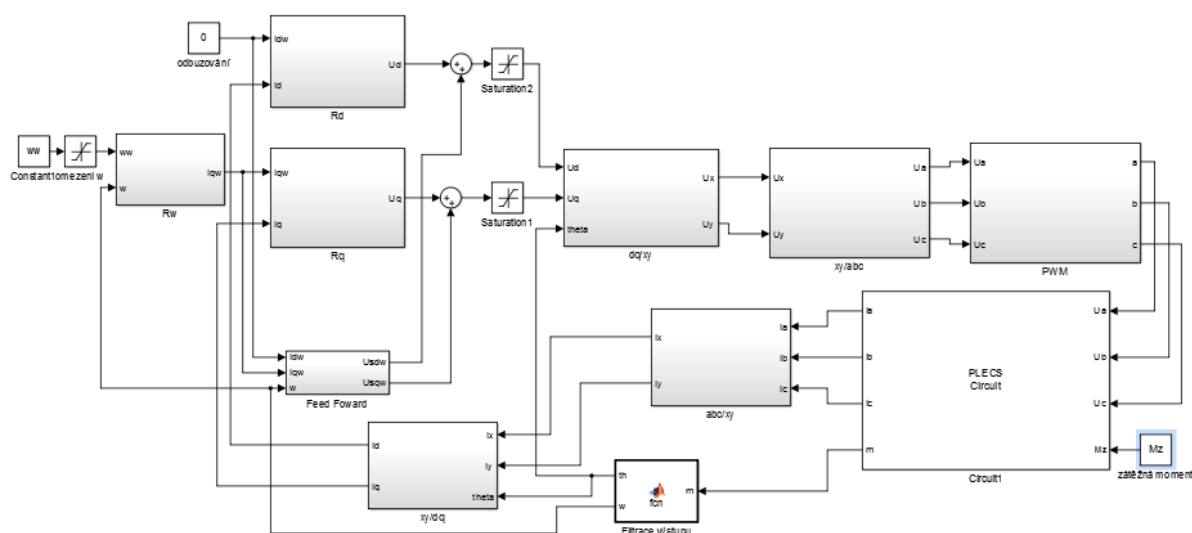
dΨ	Výběr vektoru napětí					
	0			1		
dM	1	0	-1	1	0	-1
Sektor 1	$\overline{U_{s2}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s4}}$	$\overline{U_{s1}}$	$\overline{U_{s7}}$	$\overline{U_{s5}}$
Sektor 2	$\overline{U_{s3}}$	$\overline{U_{s7}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s2}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s6}}$
Sektor 3	$\overline{U_{s4}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s3}}$	$\overline{U_{s7}}$	$\overline{U_{s1}}$
Sektor 4	$\overline{U_{s5}}$	$\overline{U_{s7}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s4}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s2}}$
Sektor 5	$\overline{U_{s6}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s5}}$	$\overline{U_{s7}}$	$\overline{U_{s3}}$
Sektor 6	$\overline{U_{s1}}$	$\overline{U_{s7}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s6}}$	$\overline{U_{s0}}$	$\overline{U_{s4}}$

4 Simulace

Tato simulace je prováděna a zaměřena na vysvětlení a názornou ukázkou vlastností vektorového řízení při řízení pohonu PMSM. Simulace je prováděna v prostředí MATLAB s využitím jeho nástaveb Simulink a PLECS.

4.1 Schéma simulace

Reálné schéma simulace (viz příloha 2) se odlišuje od teoretického, kvůli úpravě způsobené nutností přizpůsobení a funkční realizace simulace.



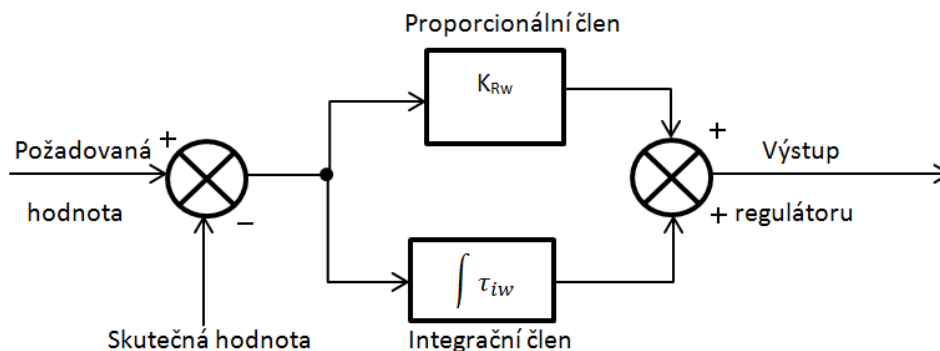
Obrázek 4.1 Zjednodušené blokové schéma simulace

4.2 Seznam a popis užitých bloků

4.2.1 Regulátor otáček

K regulaci otáček byl využit PI regulátor. Regulátor PI se díky svým vlastnostem řadí mezi nejčastěji využívané způsoby spjité regulace užívané v elektrických pohonech.

PI regulátor je realizován paralelní kombinací P a I regulátorů. Do obou částí je přivedena regulační odchylka (rozdíl mezi požadovanou a skutečnou hodnotou otáček), výstup z P a I složek je následně sečten a tím získáme výstupní proud regulátoru I_{qw} . Maximální výstupní proud je kvůli ochraně motoru nastaven na $\pm I_{max}$.



Obrázek 4.2.1 Blokové schéma PI regulátoru

Přenos regulátoru PI lze zapsat jako: $F_R(p) = K_{Rw} * \frac{1}{\tau_{iw}p}$, K_R je proporční zesílení τ_{iw} je časová konstanta I regulátoru, po dosazení do předchozí rovnice dostaneme . Hodnoty regulátorů v simulaci jsou nastaveny na zesílení $K_{Rw} = 2$ a časová konstanta $\tau_{iw} = 0,01$.

4.2.2 Regulátory proudů

Regulátory proudů I_d a I_q oba využívají PI regulátorů. Jejich parametry jsou zesílení $K_R = 3,5$ a $\tau_i = 0,01$ totožné pro oba regulátory. Jedná se o regulátory proudů. Regulátory proudů nastavují napětí tak, aby bylo dosaženo nastavovaného proudu do motoru. Protože výstupní proud řídí požadovanou velikost napětí, tak můžeme považovat napětí U_d a U_q jako výstupy regulátorů. Oba regulátory mají omezení maximální hodnoty napětí $\pm U_{max}$.

4.2.3 Dopředná vazba, Feed Forward

Dopředná vazba z anglického Feed forward se používá ke zlepšení vlastností regulace. Provádí se pomocí přičtení hodnot vypočítaných dopředným modelem s výstupními hodnotami regulátoru. Korekce se provádí s cílem snížit vliv křížné vazby motoru. Potřebná vstupní konstanty motoru jsou: elektrický odpor statoru R_S , vlastní indukčnost statoru L_S a magnetický indukční tok permanentních magnetů Ψ_{pm} . Dále je potřebné získávat proměnné parametry motoru: vstupní proudy regulátorů I_{dw} a I_{qw} a okamžitou hodnotu otáček ω . Výpočet probíhá podle rovnic:

$$U_{sq} = R_S I_{qw} + L_S I_{dw} + \omega \Psi_{pm} \quad (4.1)$$

$$U_{sd} = R_S I_{dw} - \omega I_{qw} \quad (4.2)$$

4.2.4 Parkova transformace, inverzní Parkova transformace, d-q/x-y

Parkova transformace slouží k transformaci statického souřadného systému x-y do rotujícího souřadného systému d-q svázaného s polohou rotoru. Zpětný převod využívá inverzní funkci, tedy inverzní Parkovu transformaci. Protože se jedná o převod do rotujícího souřadného systému, tak je nutné znát kromě souřadnic systému, který chceme převést i úhel rotace ϑ . Transformace dokáže převádět proudy i napětí. Rovnice jsou uvedeny ve formátu užitém v simulaci. Parkova transformace x-y/d-q, rovnice:

$$I_d = I_{sx} \cos \vartheta + I_{sy} \sin \vartheta \quad (4.2)$$

$$I_q = I_{sy} \cos \vartheta - I_{sx} \sin \vartheta \quad (4.3)$$

Inverzní Parkova transformace d-q/x-y, rovnice:

$$U_x = U_d \cos \vartheta - U_q \sin \vartheta \quad (4.4)$$

$$U_y = U_q \cos \vartheta + U_d \sin \vartheta \quad (4.5)$$

4.2.5 Clarkova transformace, inverzní Clarkova transformace, x-y/a-b-c

Clarkova transformace slouží k převodu prostorového vektoru a-b-c do x-y složek jednotlivých fází. Zpětný převod užívá inverzní funkci, tedy inverzní Clarkovu transformaci. Transformace dokáže převádět proudy i napětí. V prostorové transformaci na prostorový $k = \frac{2}{3}$ [1]. Rovnice jsou uvedeny ve formátu užitém v simulaci.

Clarkova transformace a-b-c/x-y, uvažujeme $I_a + I_b + I_c = 0$, poté rovnice:

$$I_x = I_a \quad (4.6)$$

$$I_y = \frac{I_b - I_c}{\sqrt{3}} \quad (4.7)$$

Inverzní Clarkova transformace, rovnice:

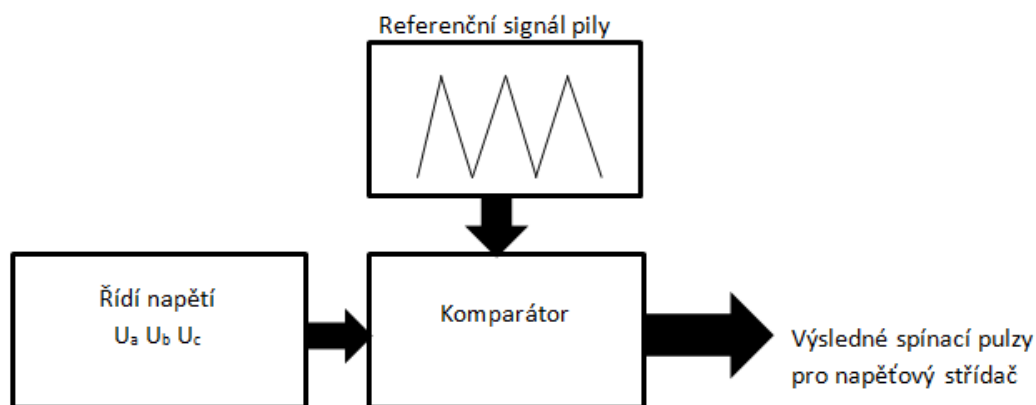
$$U_a = U_x \tag{4.8}$$

$$U_b = -\frac{1}{2}U_x + \frac{\sqrt{3}}{2}U_y \tag{4.9}$$

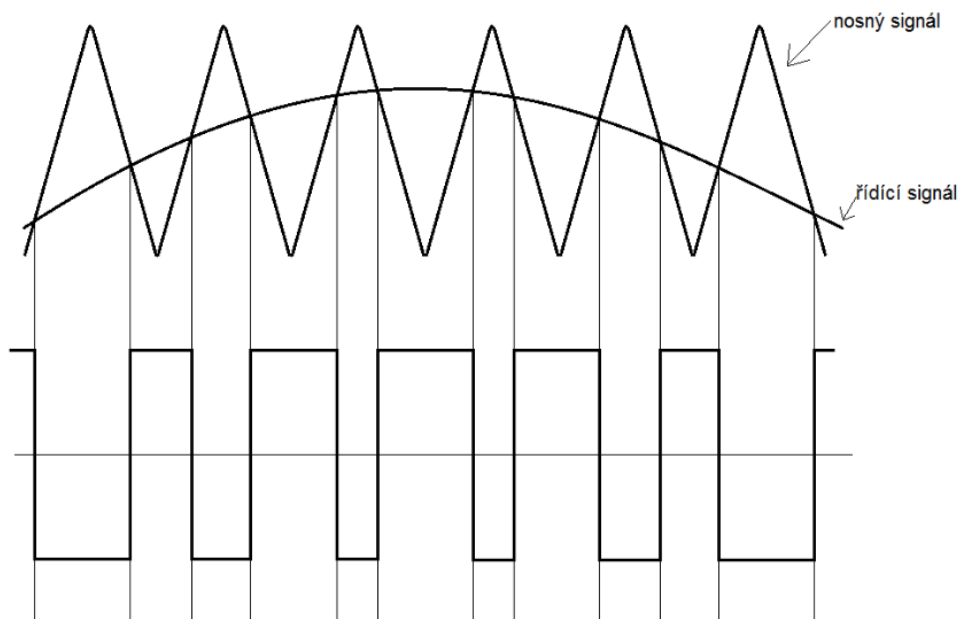
$$U_c = -\frac{1}{2}U_x - \frac{\sqrt{3}}{2}U_y \tag{4.10}$$

4.2.6 Pulzně-šířková modulace, PWM

Pulzně šířková modulace, z anglického Pulse-Width modulation je v dnešní době jeden z nejužívanějších způsobů řízení napět'ových střídačů. Hlavní myšlenkou PWM je porovnávání řídicího napětí s referenčním napětím pily. Výsledné spínací pulzy jsou přiváděny na jednotlivé spínací prvky střídače. Podle frekvence referenčního napětí pily dělíme PWM a asynchronní a synchronní. U asynchronní modulace má referenční pila konstantní frekvenci. Synchronní modulace má svázanou frekvenci s první harmonickou požadovaného napětí. V simulaci byla použita asynchronní PWM modulace.



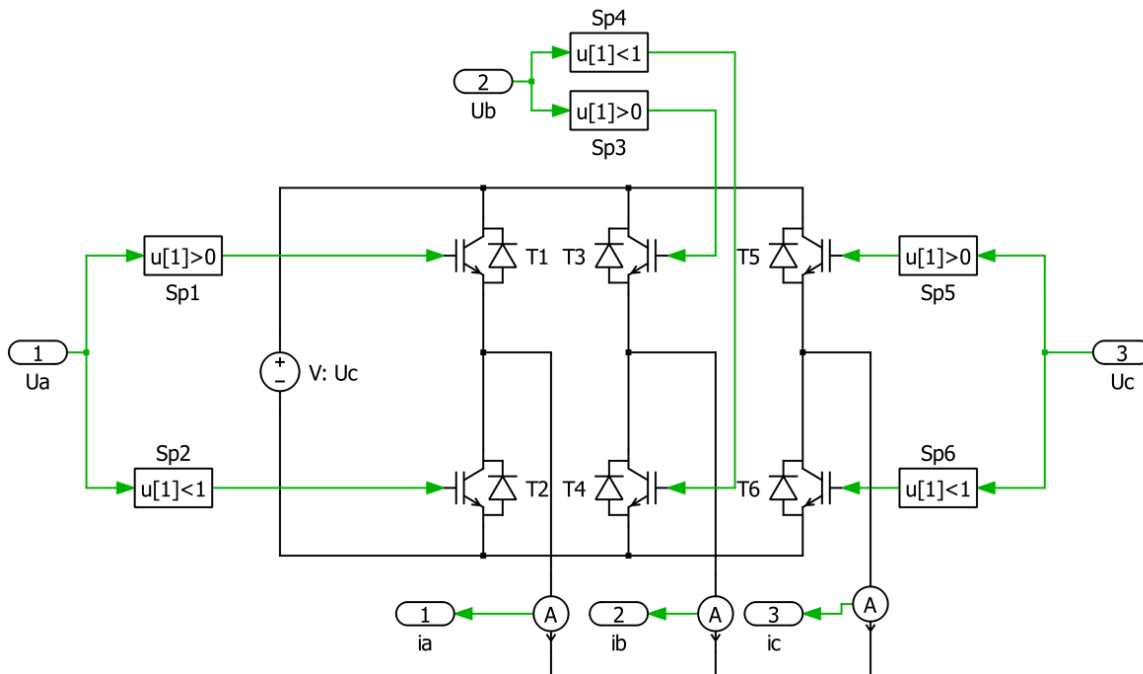
Obrázek 4.2.6.1 Schéma PWM



Obrázek 4.2.6.2 Princip PWM [10]

4.2.7 Napěťový střídač

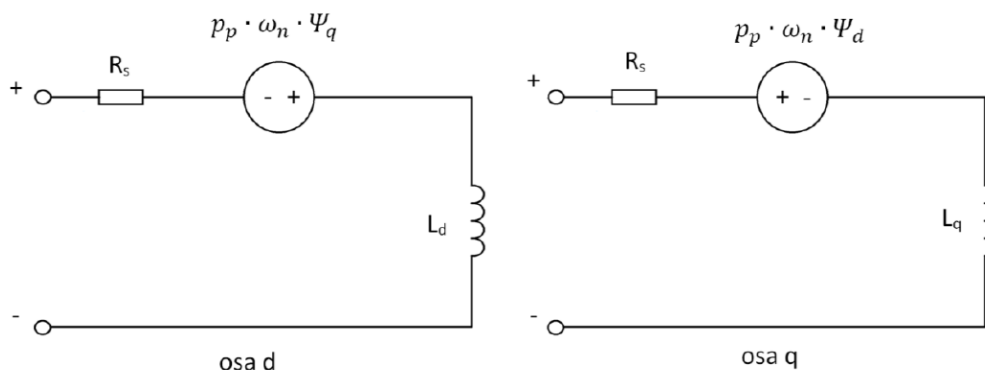
Napěťový střídač použitý v simulaci je můstkový 6 pulzní plně řízený třífázový napěťový střídač. Realizovaný pomocí nastavy PLECS.



Obrázek 4.2.7 Schéma napěťového střídače spolu s řízením

4.2.8 Model PMSM

Model PMSM použitý v simulaci je z nastavby PLECS. Model dokáže pracovat v motorickém režimu (kladná orientace otáček a momentu) i generátorickém režimu (záporná orientace otáček a momentu). Parametry a elektrické veličiny jsou přepočítávány na veličiny statoru.



Obrázek 4.2.8 Zjednodušené náhradní schéma modelu PMSM z PLECS

Modelu PMSM je potřeba nastavit parametry modelu: statorový odpor R_s (Ω), vlastní indukčnost statoru L_s zadávaná pomocí L_d a L_q (H), magnetický indukční tok permanentních magnetů Ψ_{pm} (Wb), moment setrvačnosti rotoru J (Nms^2), počet pólpárů p_p , nastavení počáteční rychlosti motorů ω_{m0} ($rads^{-1}$) ostatní parametry nebyly využity. Další možné nastavitelné parametry: počáteční polohu rotoru (rad), koeficient tření F (Nms), počáteční hodnota statorového proudu (A). Proměnné hodnoty vstupující do modelu jsou statorové proudy i_a , i_b , i_c (A) zátěžný moment motoru T_m (Nm) v simulaci nastavovaný jako M_z (Nm). Výstupní hodnoty jsou z modelu získávány jako vektor m , kde jeho jednotlivé složky popisují: okamžitou rychlost ω_m ($rads^{-1}$), polohu rotoru ϑ (rad), elektrická moment T_e (Nm). Model PMSM pracuje v několika krocích, níže uvedených [8].

Nejprve dojde k převodu statorových proudů i_a , i_b , i_c pomocí Clarkovy a Parkovy transformace do rotujícího souřadného systému d-q. Následně spočítá magnetický tok statoru rovnicemi:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{pm} \tag{4.11}$$

$$\Psi_q = L_q i_q \tag{4.12}$$

Poté se vypočítá z těchto magnetických toků elektromagnetický moment T_e užitím rovnice:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p (\Psi_d i_q + \Psi_q i_d) \quad (4.13)$$

Rychlost v daném kroku n se vypočítá z rychlosti v předchozím kroku a pomocí elektrického momentu T_e spolu s parametry PMSM.

$$\omega_n = \frac{1}{J} (T_e - F \omega_{n-1} + M_z) \quad (4.14)$$

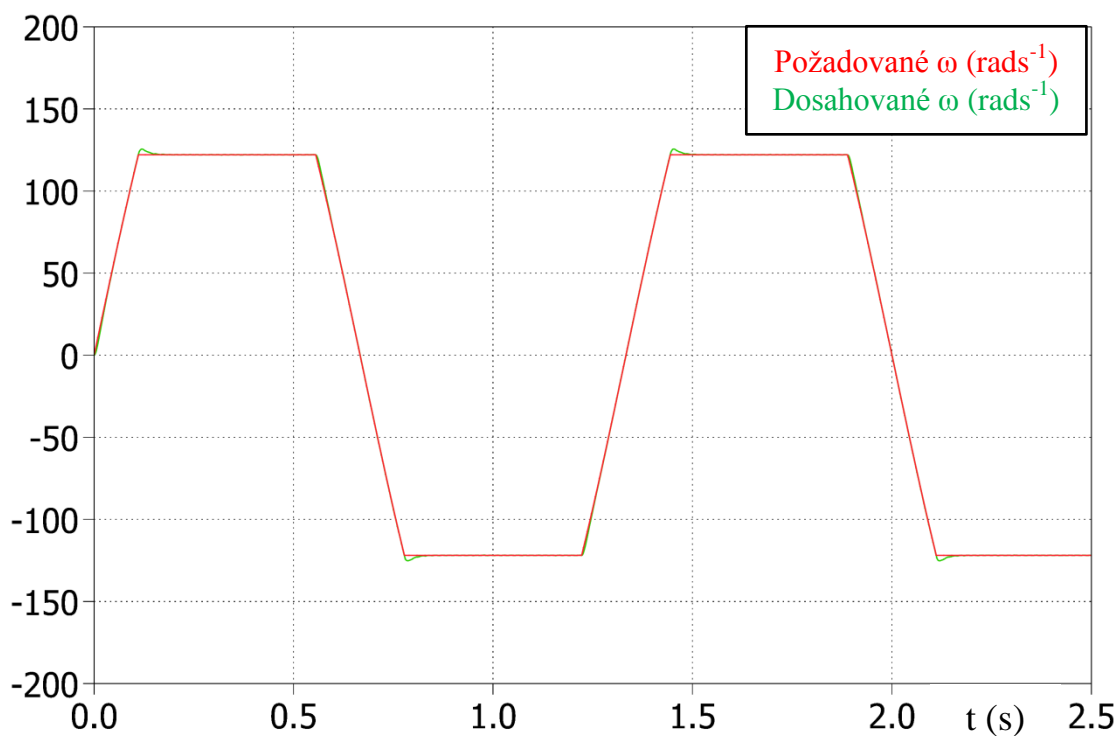
ω_{n-1} Rychlost v předchozím kroku

Poloha rotoru ϑ_n odpovídá hodnotě v kroku předchozím $\vartheta_n \cong \omega_{n-1}$. Parametry užití v simulaci jsou uvedené v příloze 2. Koeficient tření zanedbáváme $F=0$. [8]

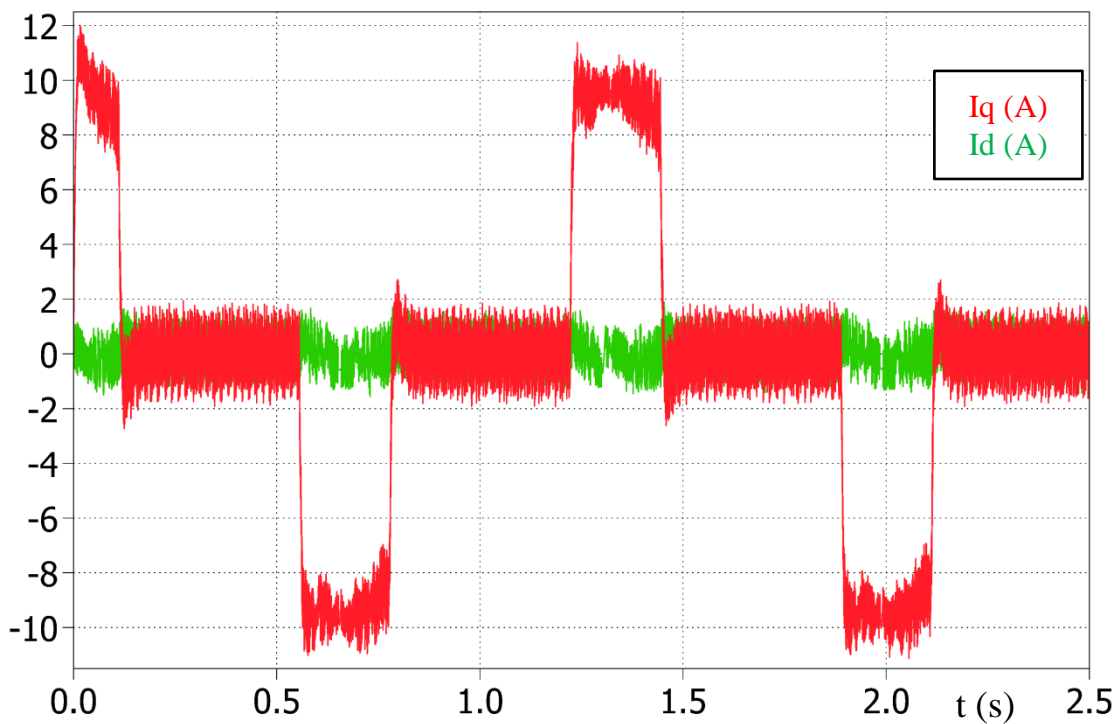
4.3 Výsledky simulace

4.3.1 Proměnný moment zátěže motoru

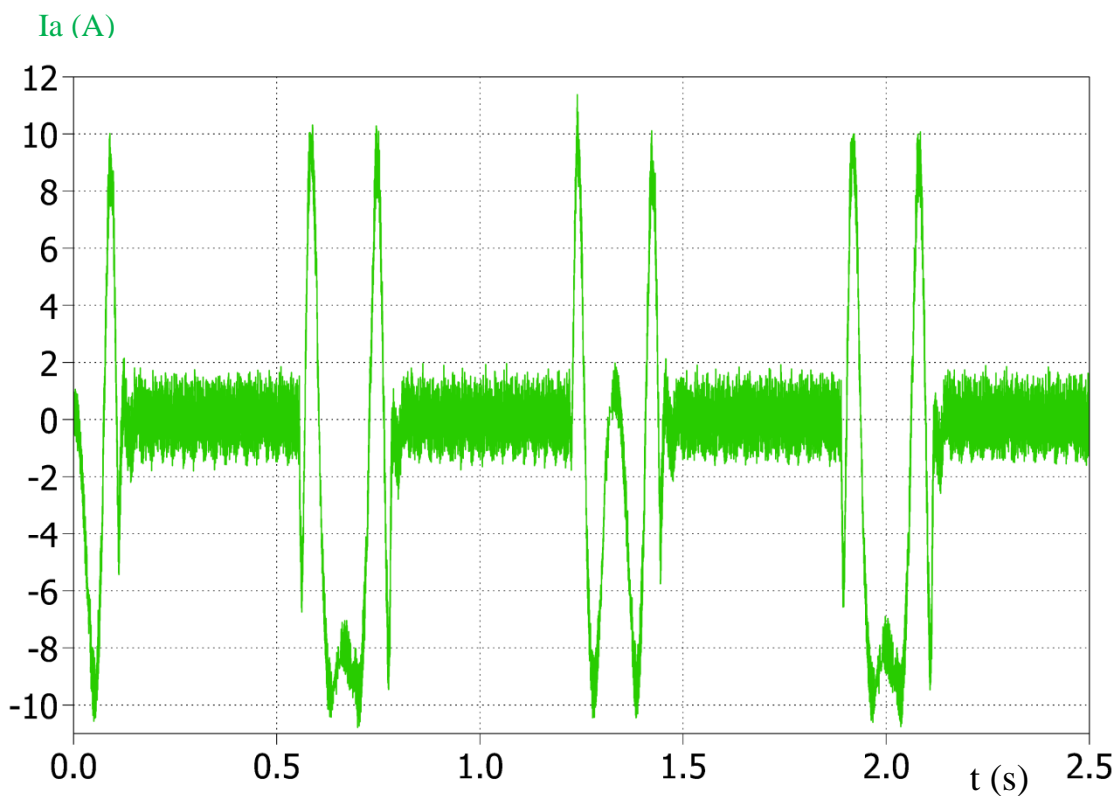
V této části jsou realizovány změny momentů zátěže motoru, nejprve při proměnných otáčkách, poté s konstantními. Zátěžné momenty nabývají hodnot $M_z = 0; 10; 25; 45$ Nm poté při konstantních otáčkách s lichoběžníkovou změnou zátěže motoru.



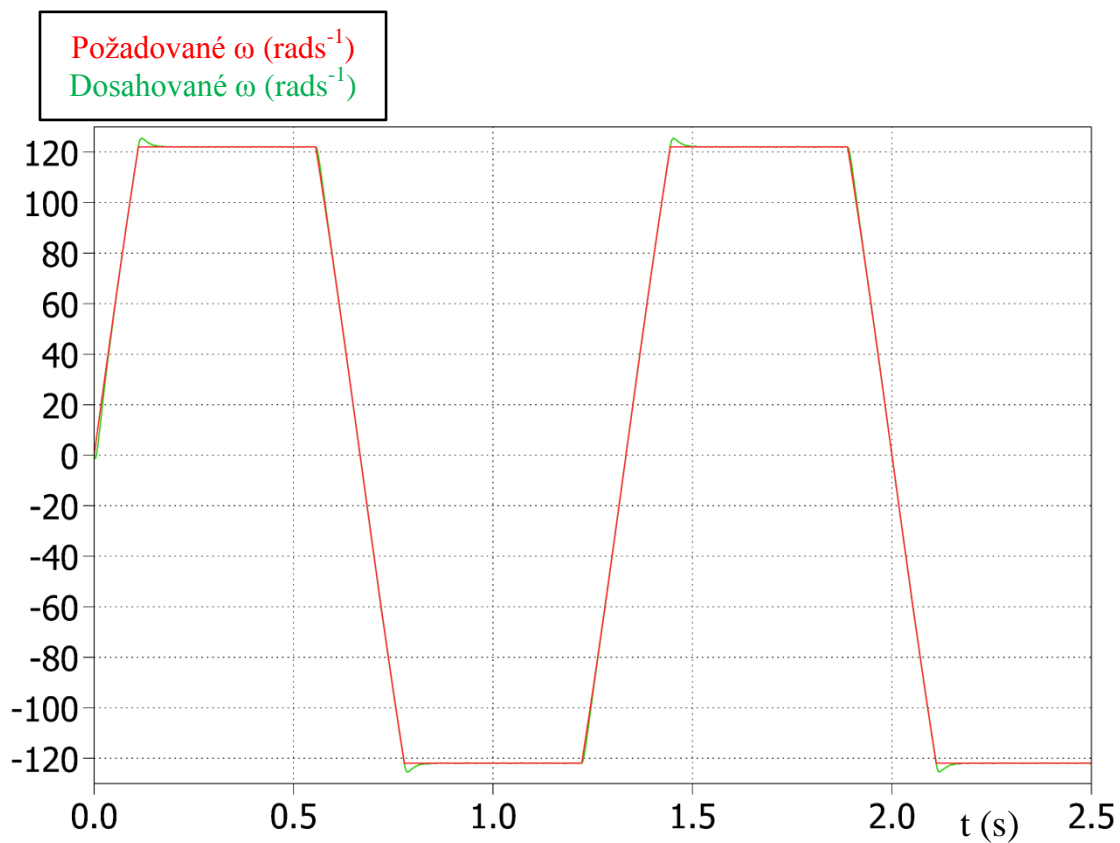
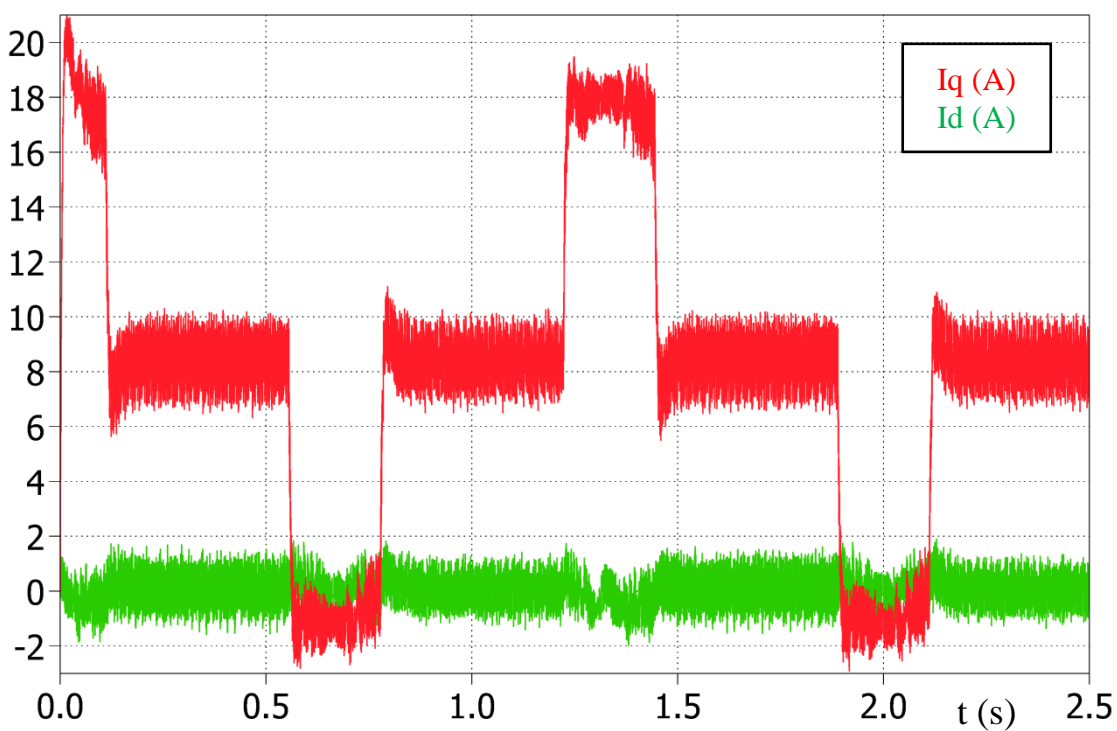
Obrázek 4.3.1.1 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při $M_z=0$ Nm

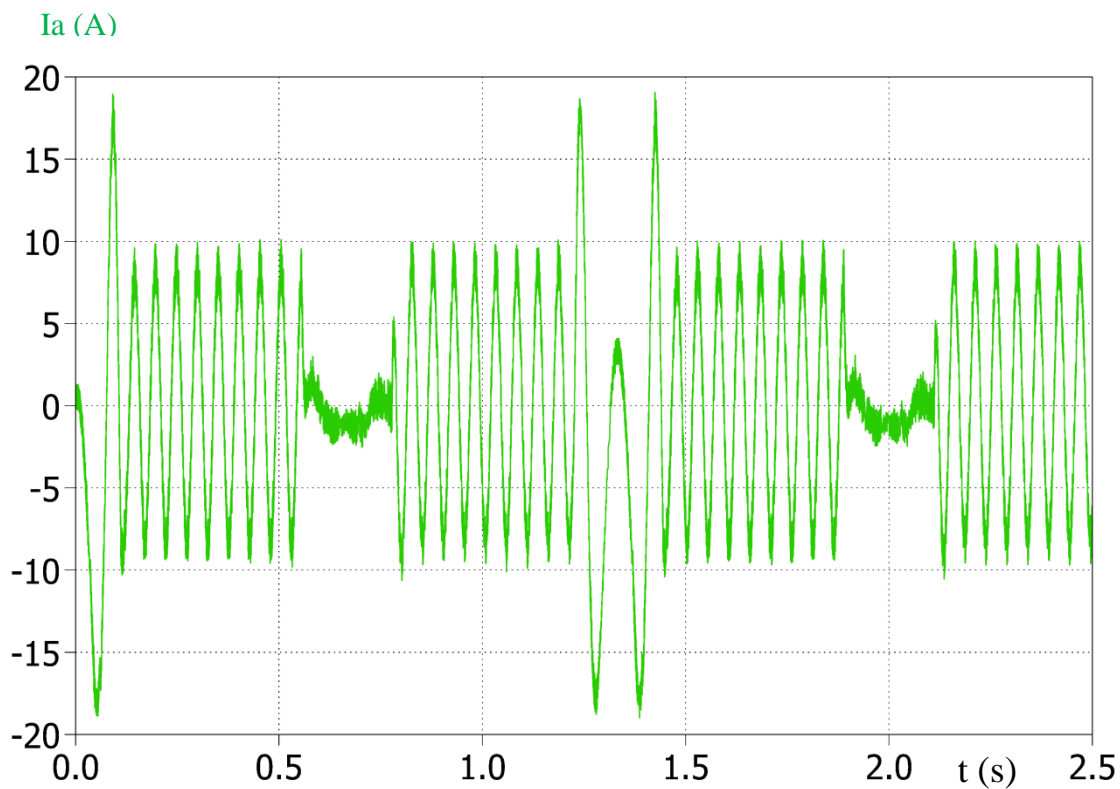
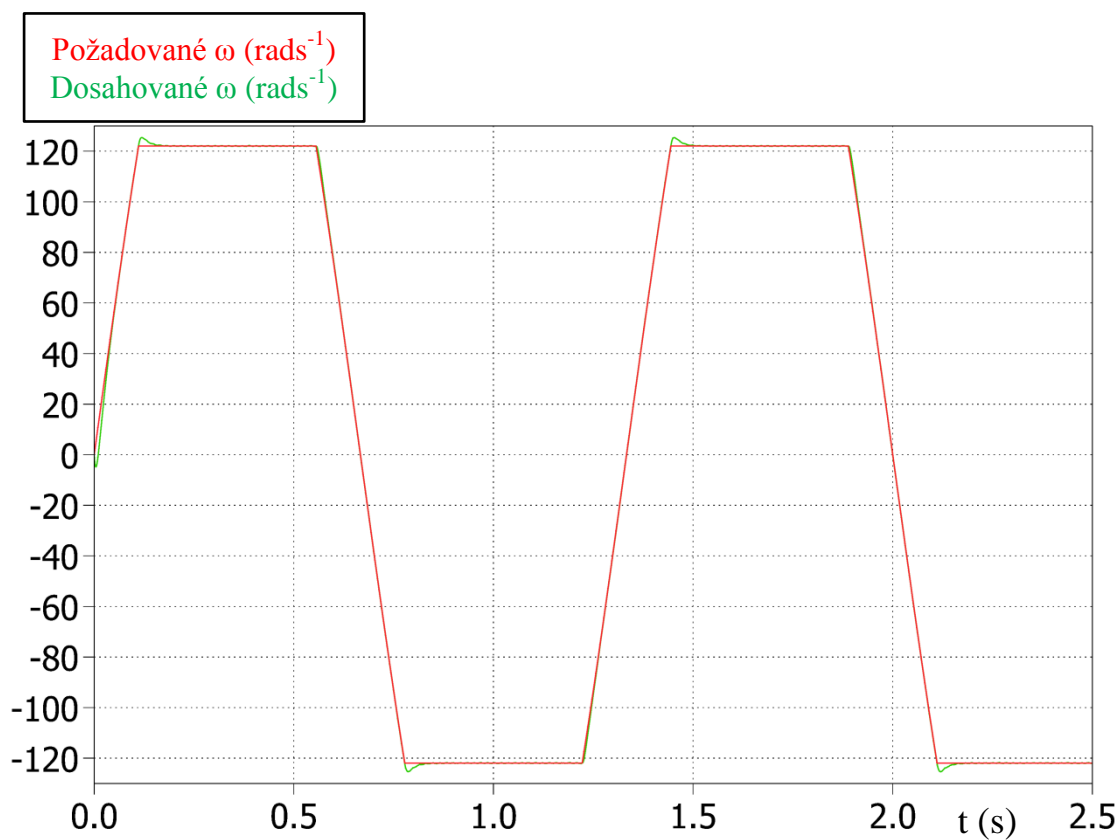


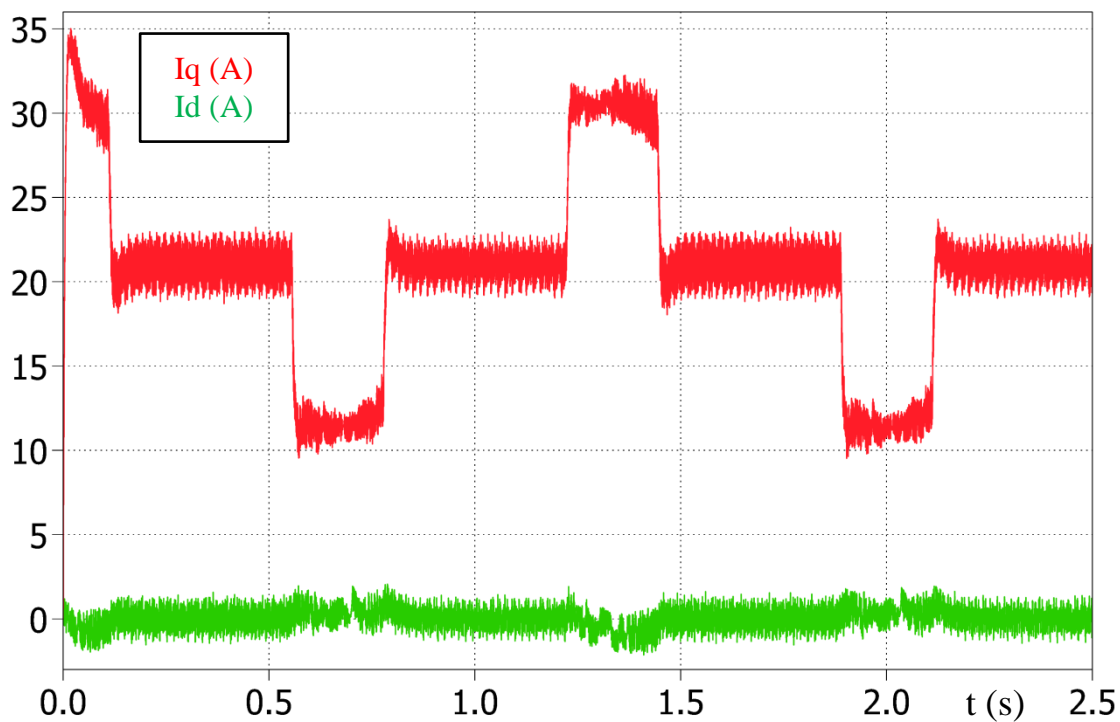
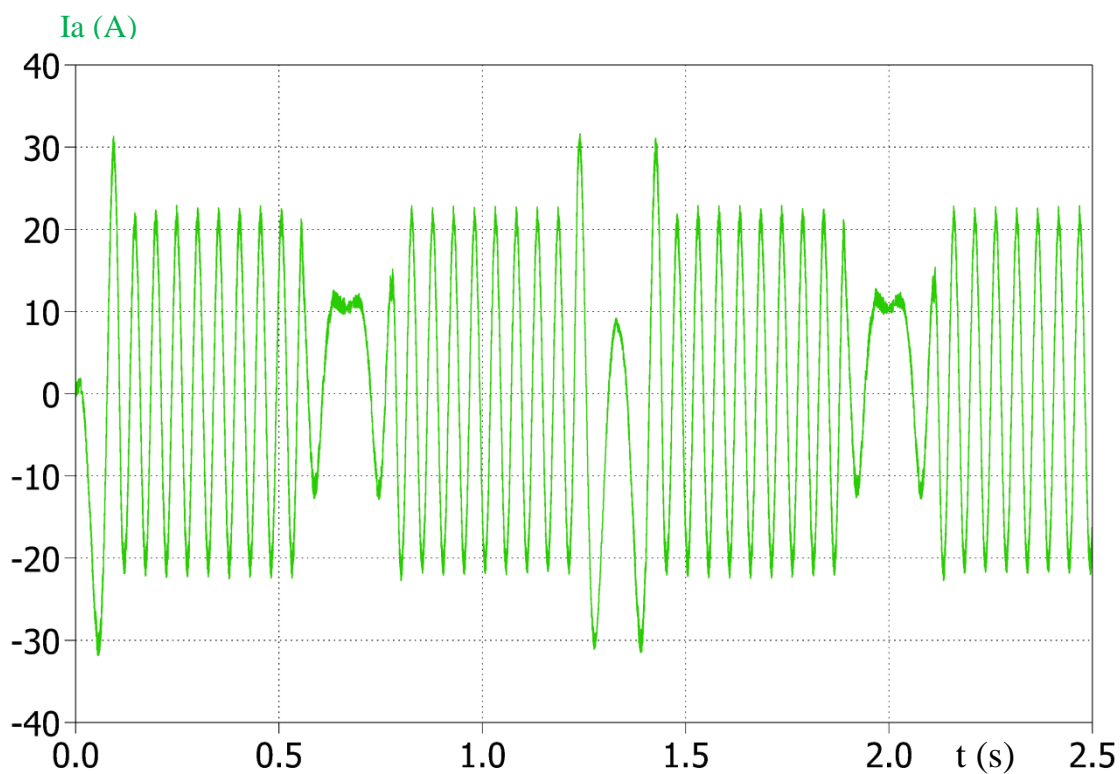
Obrázek 4.3.1.2 Časový průběh proudů I_d a I_q při $M_z=0\text{Nm}$

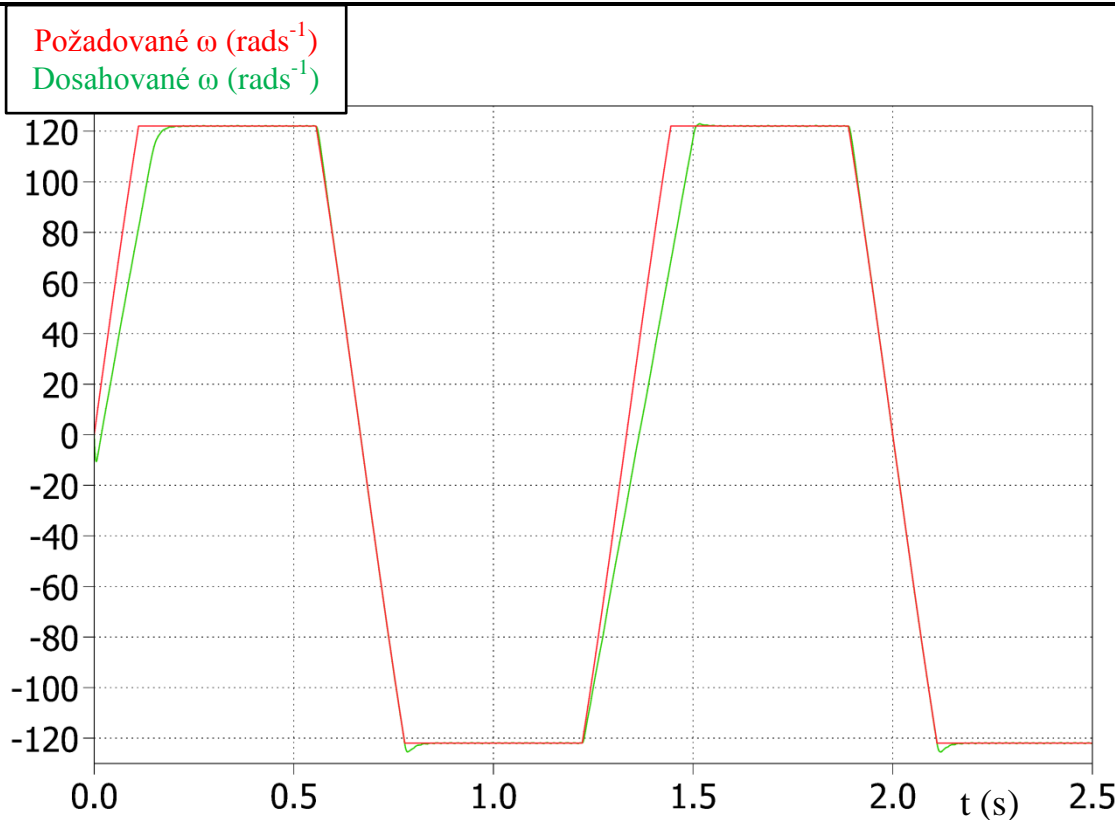


Obrázek 4.3.1.3 Časový průběh statorového proudu motoru při $M_z=0\text{Nm}$

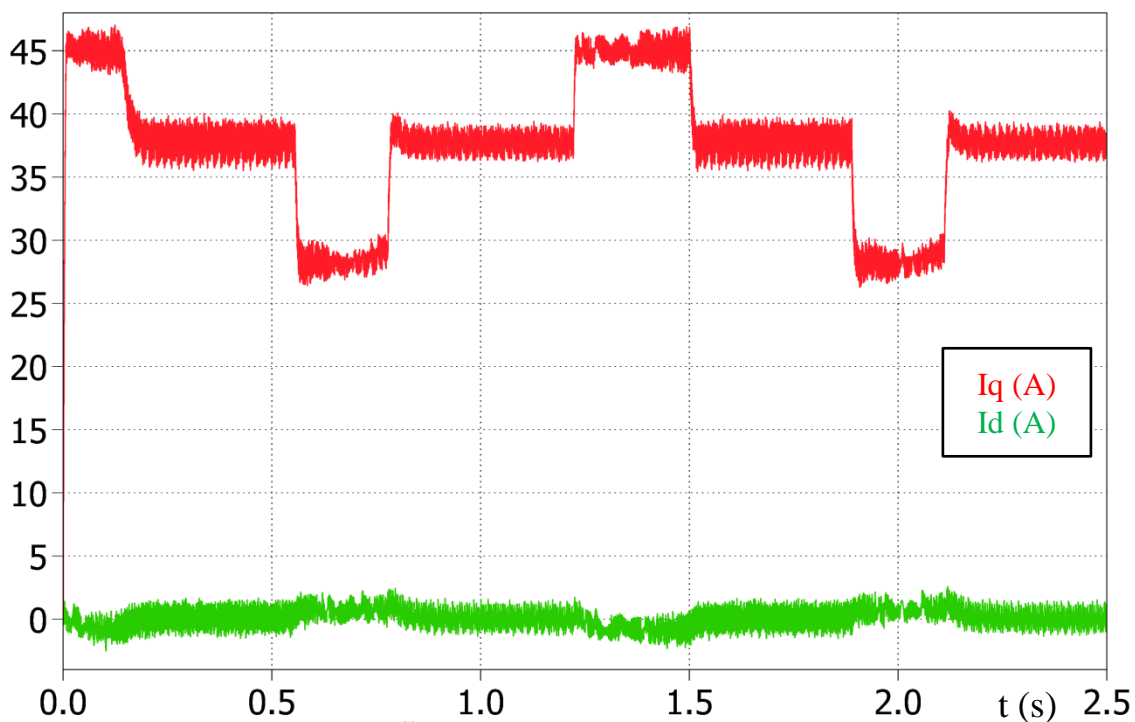
Obrázek 4.3.1.4 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při $M_z=10\text{Nm}$ Obrázek 4.3.1.5 Časový průběh proudů I_d a I_q při $M_z=10\text{Nm}$

Obrázek 4.3.1.6 Časový průběh statorového proudu motoru při $M_z=10\text{Nm}$ Obrázek 4.3.1.7 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při $M_z=25\text{Nm}$

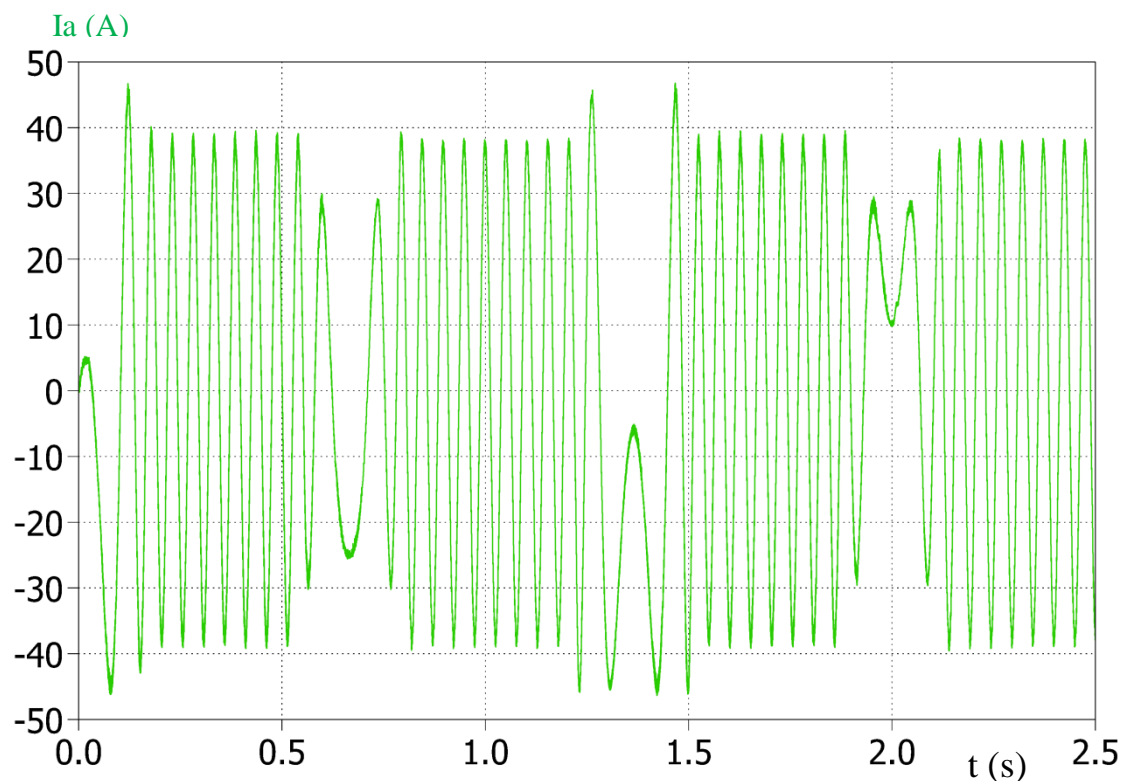
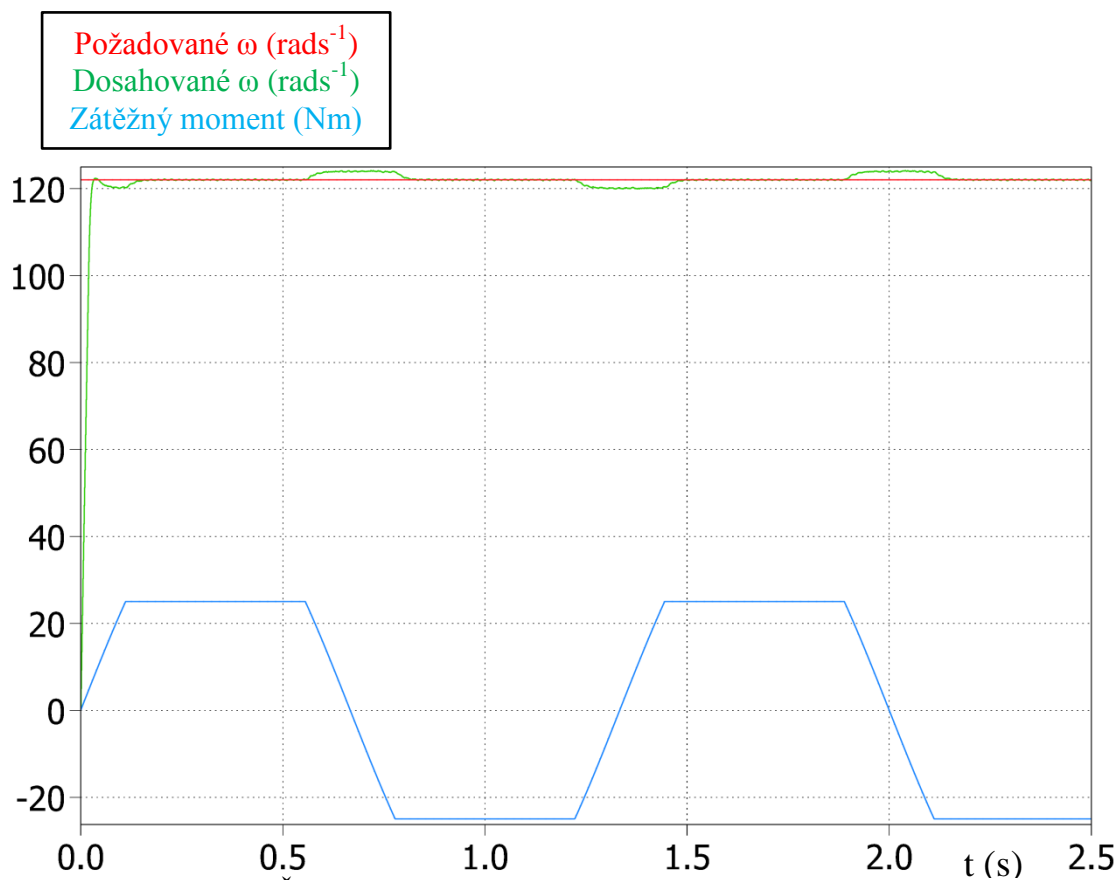
Obrázek 4.3.1.8 Časový průběh proudů I_d a I_q při $M_z=25\text{Nm}$ Obrázek 4.3.1.9 Časový průběh statorového proudu motoru při $M_z=25\text{Nm}$



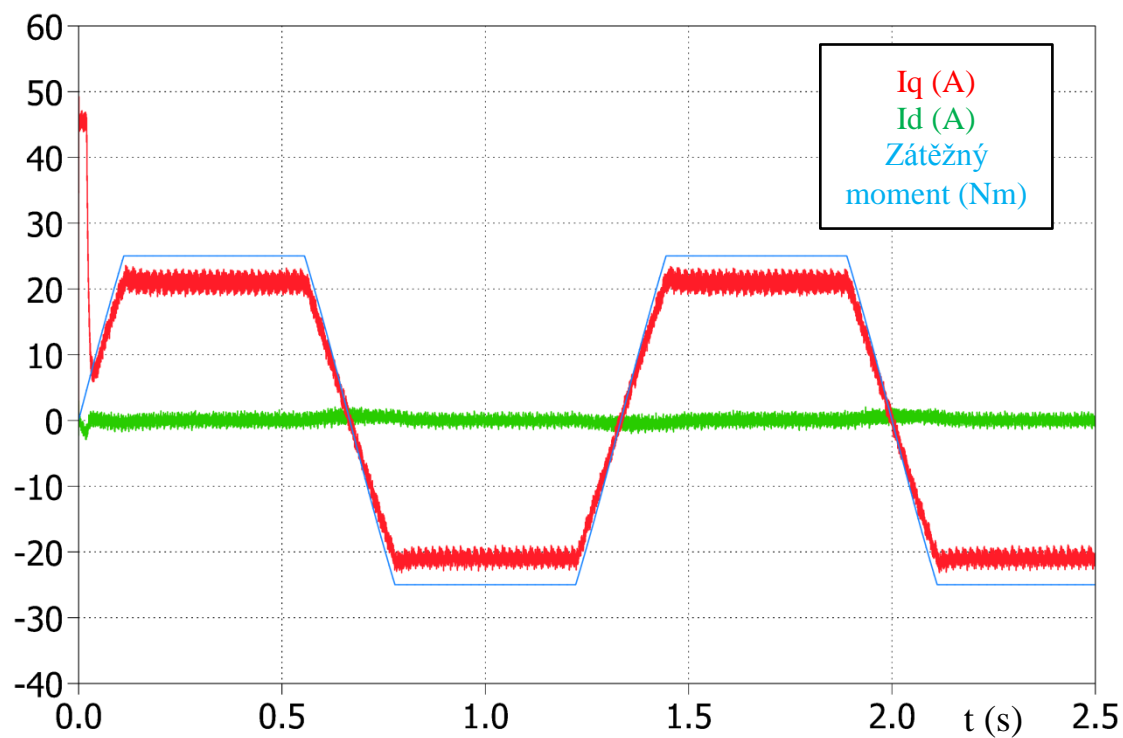
Obrázek 4.3.1.10 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při $M_z=45\text{Nm}$



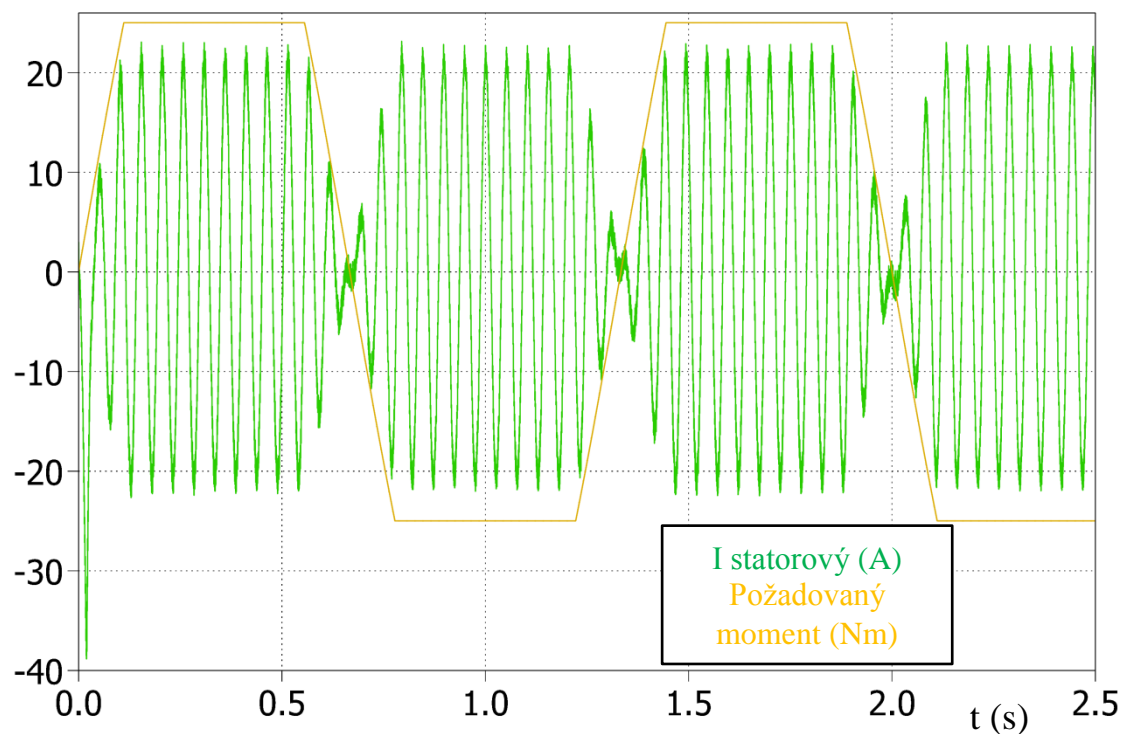
Obrázek 4.3.1.11 Časový průběh proudů I_d a I_q při $M_z=45\text{Nm}$

Obrázek 4.3.1.12 Časový průběh statorového proudu motoru při $M_z=45\text{Nm}$ 

Obrázek 4.3.1.13 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při proměnném (lichoběžníkovém) zátěžném momentu motoru



Obrázek 4.3.1.14 Časový průběh proudů I_d a I_q při proměnném (lichoběžníkovém) zátěžném momentu motoru



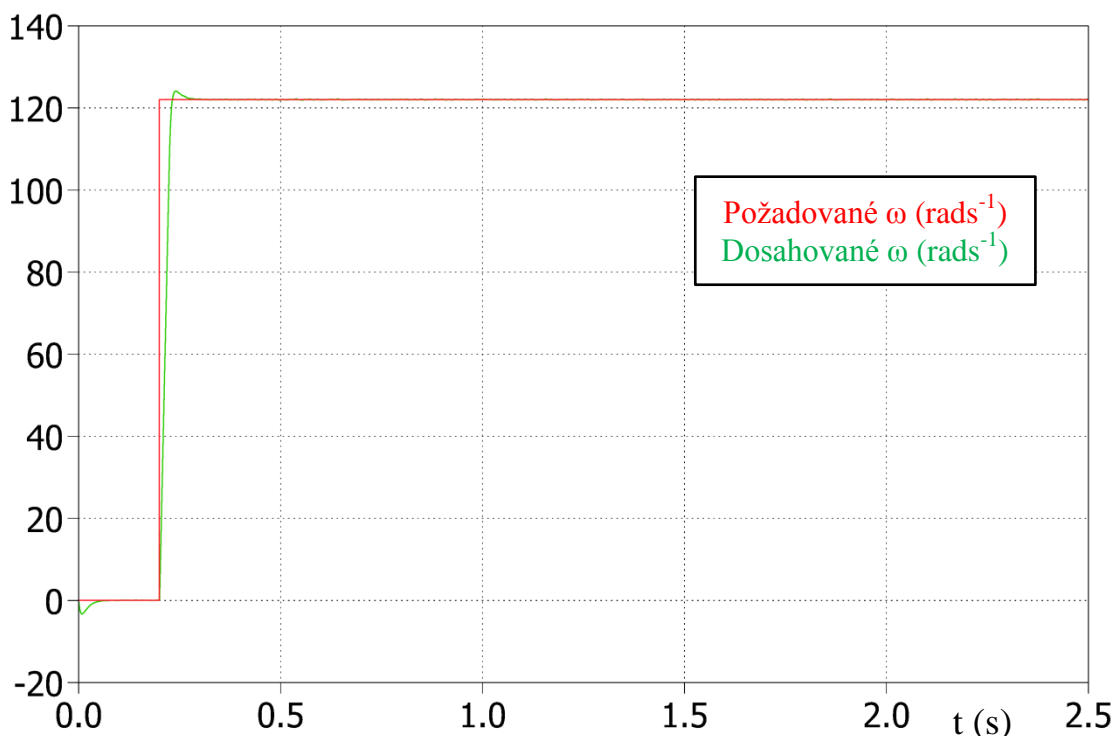
Obrázek 4.3.1.15 Časový průběh satorového proudu motoru při proměnném (lichoběžníkovém) zátěžném momentu motoru

Průběh proudu I_q odpovídá teorii vektorového řízení, protože proud roste spolu s rostoucím zátěžným momentem motoru. Proud I_d se příliš nemění, protože v simulaci není realizováno odbuzování motoru.

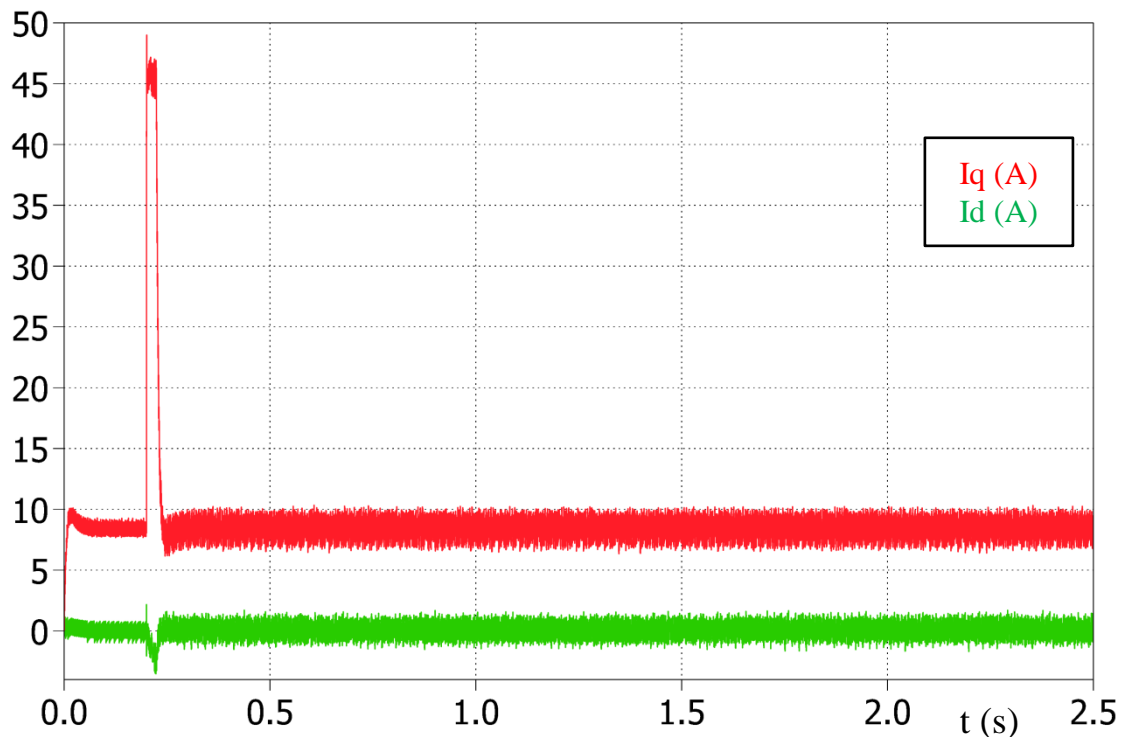
Při zvýšení zátěžného momentu na hodnotu 45Nm se měřené otáčky odlišují od požadovaných ztelněji než v případech s nižší zátěží rotoru. Příčinou je omezení proudu I_q na 45A, aby nedošlo k přílišnému namáhání motoru.

4.3.2 Porovnání spínací frekvence

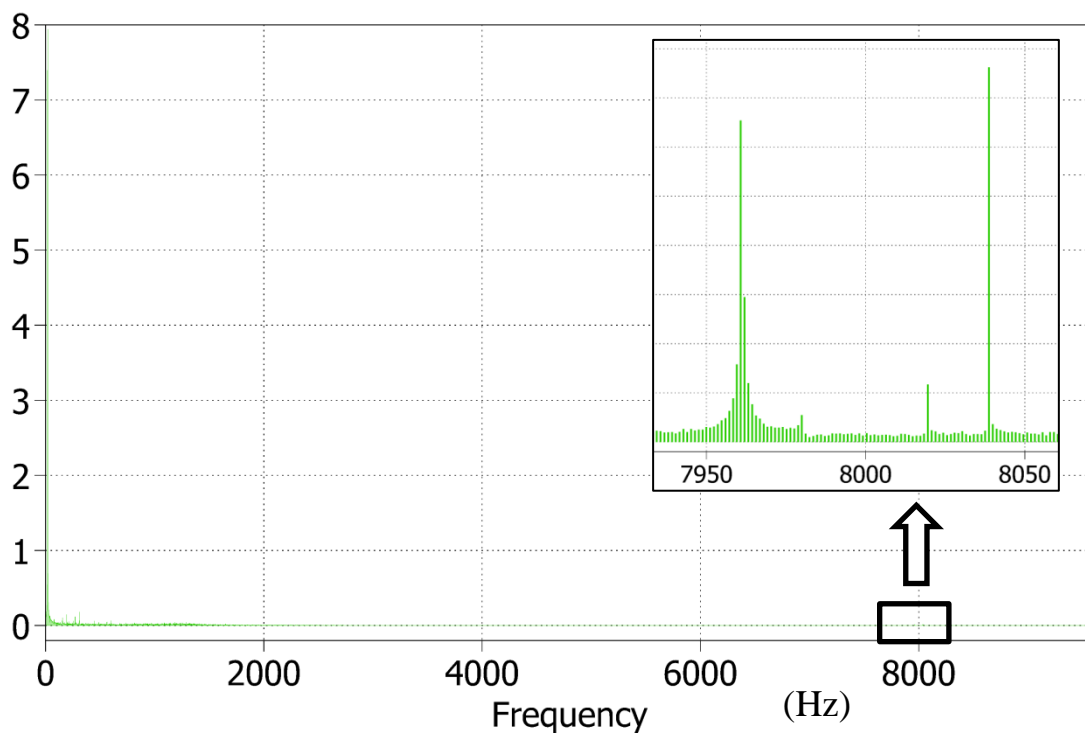
Změna spínací frekvence se provádí nastavení frekvence referenčního pilového signálu. V realizované simulaci se tento parametr nastavuje změnou parametru hr , a je zadáván jako doba trvání jedné periody $T = \frac{1}{f}$ (s). Simulace je provedena při spínací frekvenci 8kHz které odpovídá perioda 125 μ s. Pro porovnání spínací frekvenci byly dále realizovány spínací frekvenci 5kHz (odpovídá 200 μ s) a 12,5kHz (80 μ s). Frekvenční analýza byla prováděna v ustáleném stavu.



Obrázek 4.3.2.1 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při spínací frekvenci 8kHz

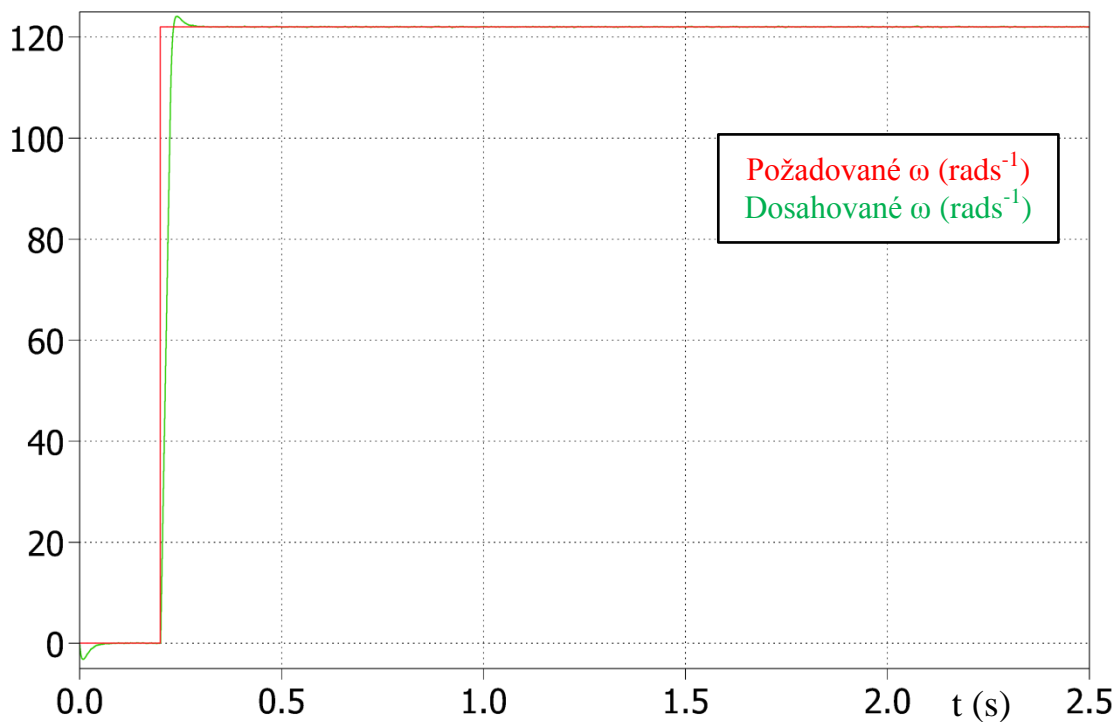


Obrázek 4.3.2.2 Časový průběh proudů I_d a I_q při spínací frekvenci 8kHz

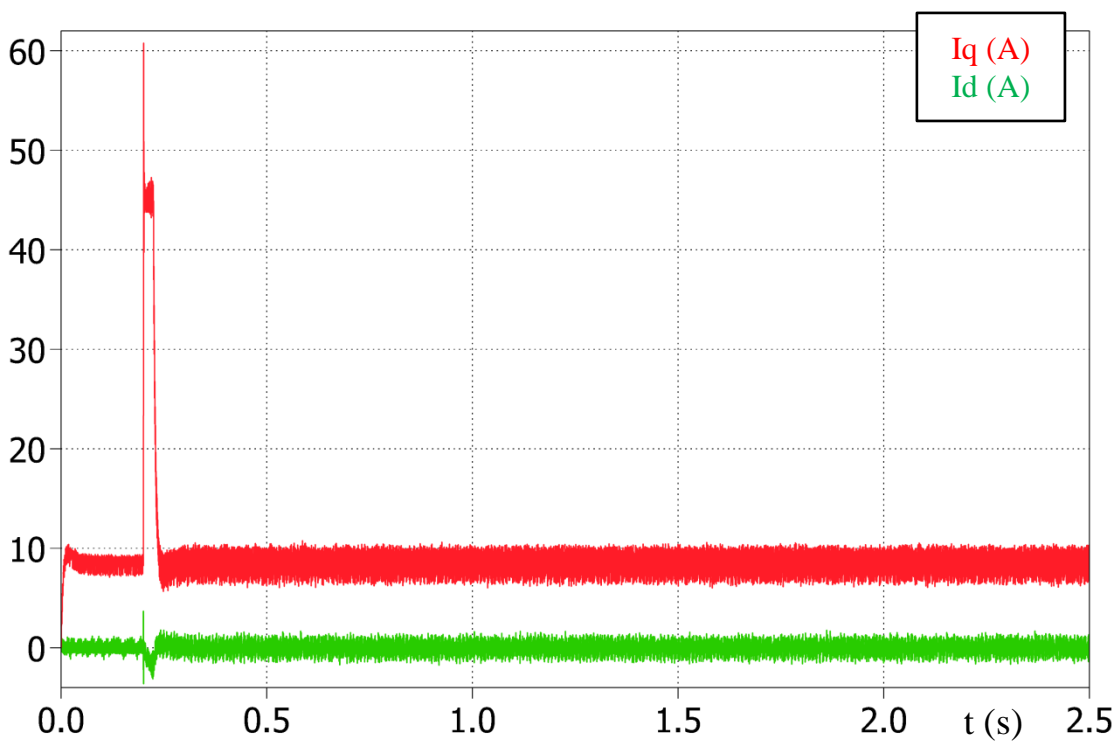


Obrázek 4.3.2.3 Frekvenční spektrum statorového proudu při spínací frekvenci 8kHz

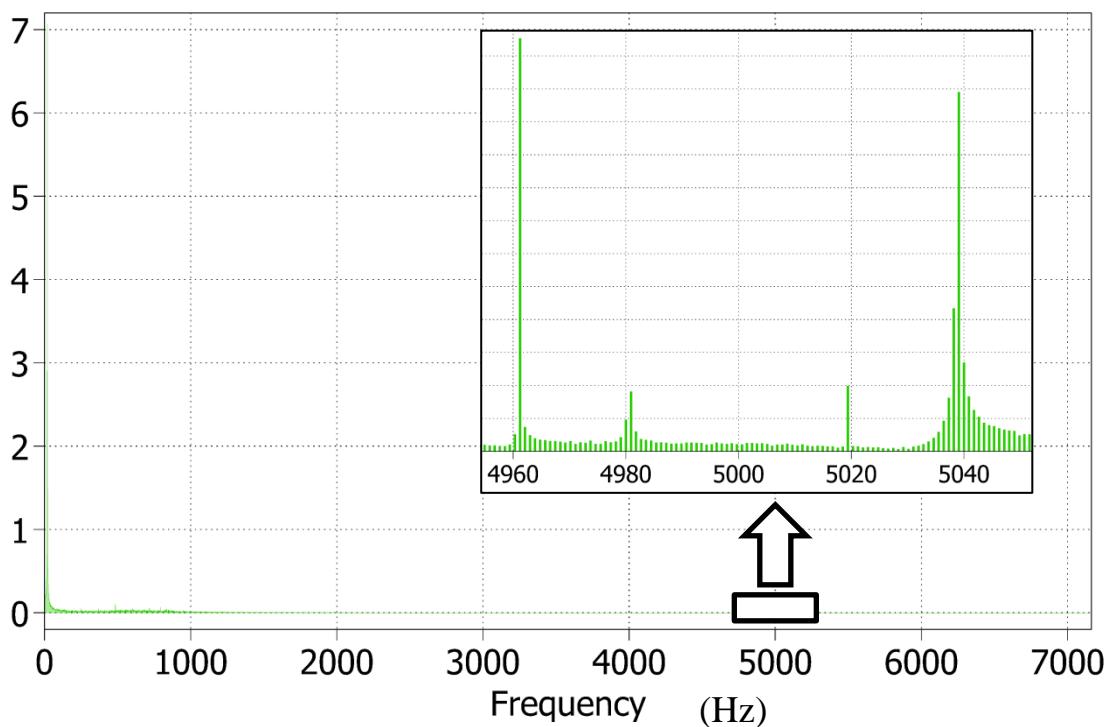
Spínací frekvence se ve spektru neprojevuje tolik co 1. harmonická frekvence statorového proudu. Proto je oblast výskytu spínací frekvence zvětšena.



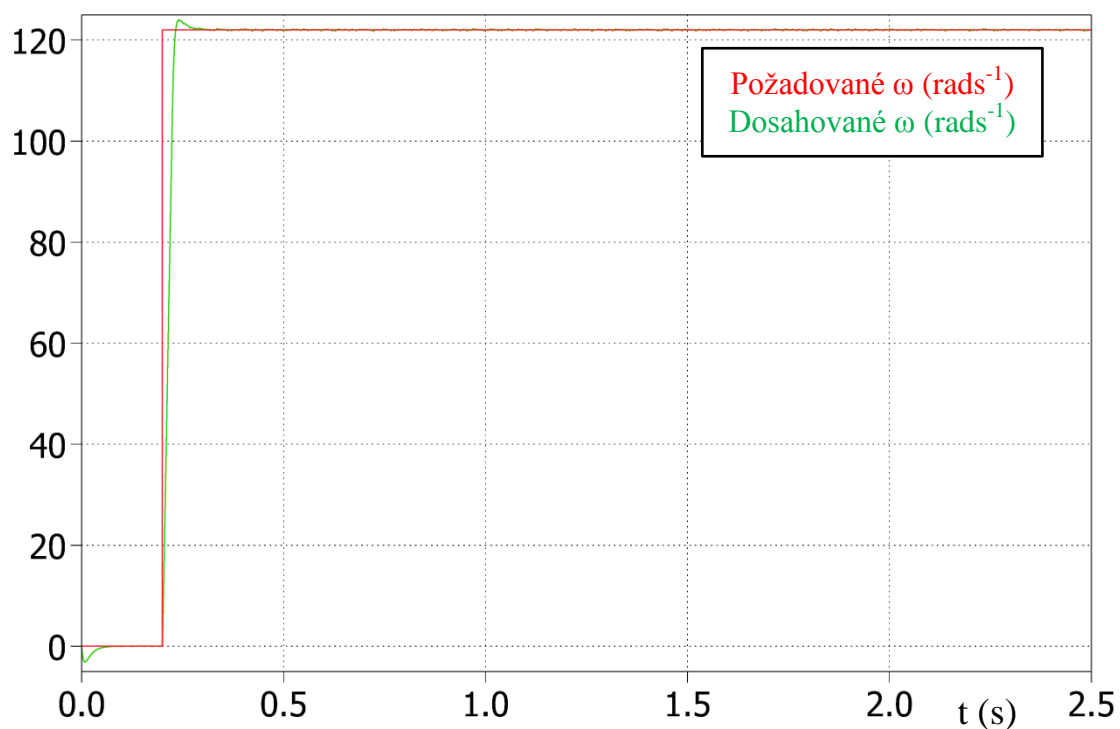
Obrázek 4.3.2.4 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při spínací frekvenci 5kHz



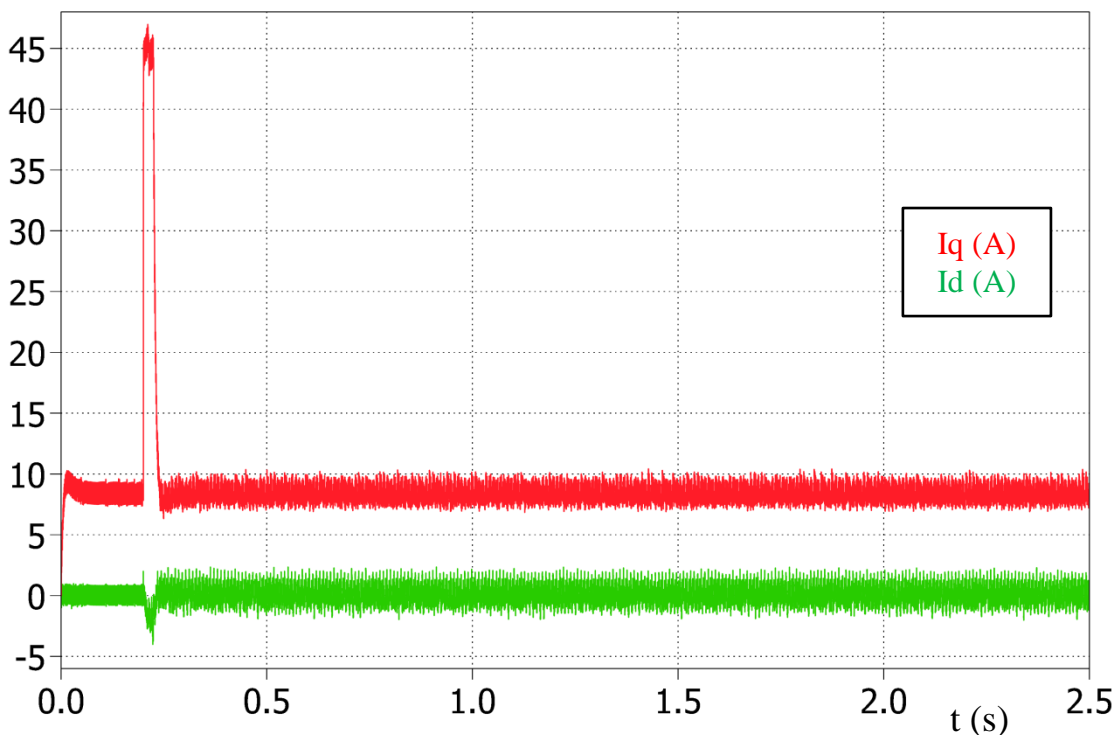
Obrázek 4.3.2.5 Časový průběh proudů I_d a I_q při spínací frekvenci 5kHz



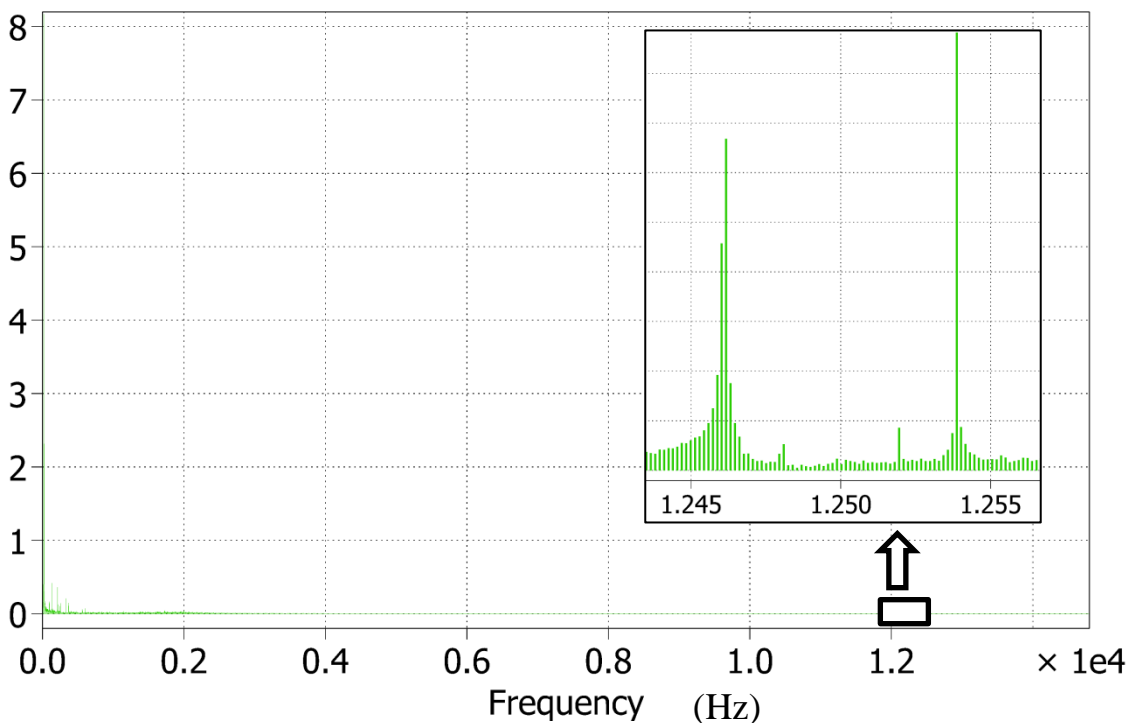
Obrázek 4.3.2.6 Frekvenční spektrum při spínací frekvenci 5kHz



Obrázek 4.3.2.7 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při spínací frekvenci 12,5kHz



Obrázek 4.3.2.8 Časový průběh proudů I_d a I_q při spínací frekvenci 12,5kHz



Obrázek 4.3.2.9 Frekvenční spektrum při spínací frekvenci 12,5kHz

Tabulka 4.3.2 Porovnání průměrného zvlnění statorového proudu I_a

spínací frekvence f (kHz)	zvlnění statorového proudu I_a (A)
5	1,7
8	1,3
12,5	0,8

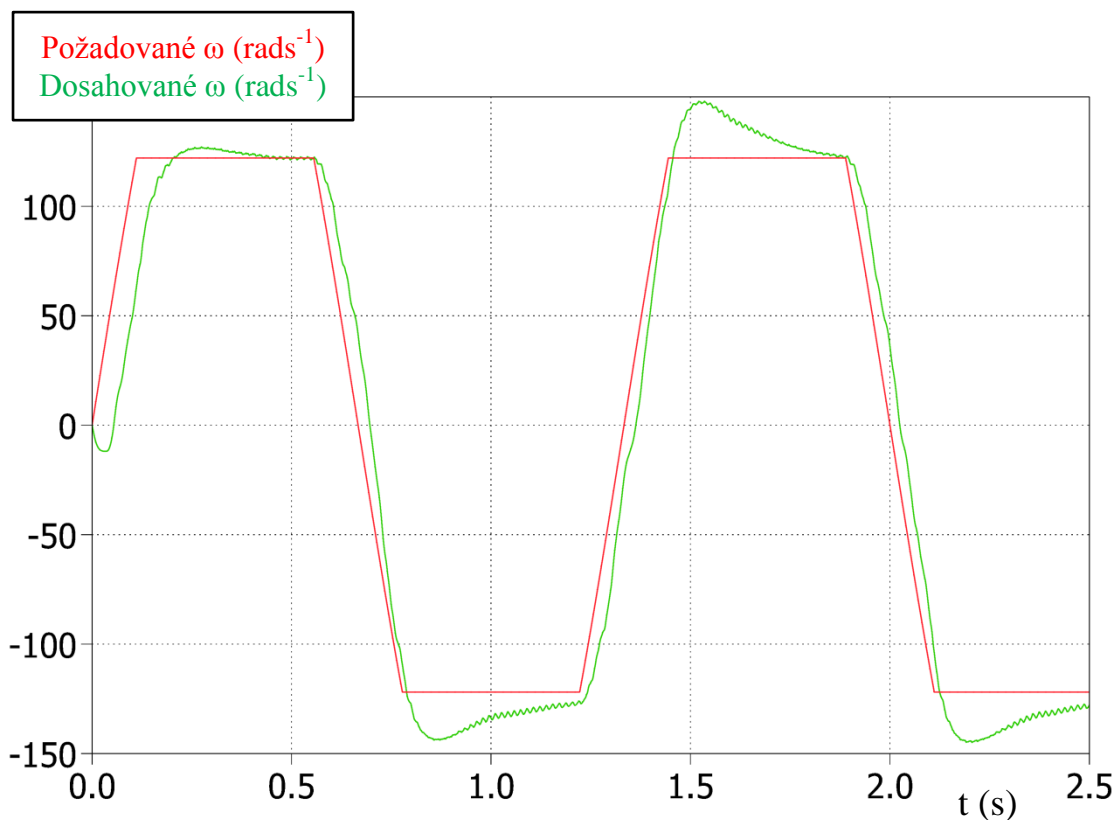
Pokud provedeme frekvenční spektrum statorového proudu, tak je spínací frekvence tranzistorů v průběhu patrná. Z více uvedené tabulky vyplývá, že zvlnění proudu s rostoucí spínací frekvencí klesá.

4.3.3 Nastavení regulátorů

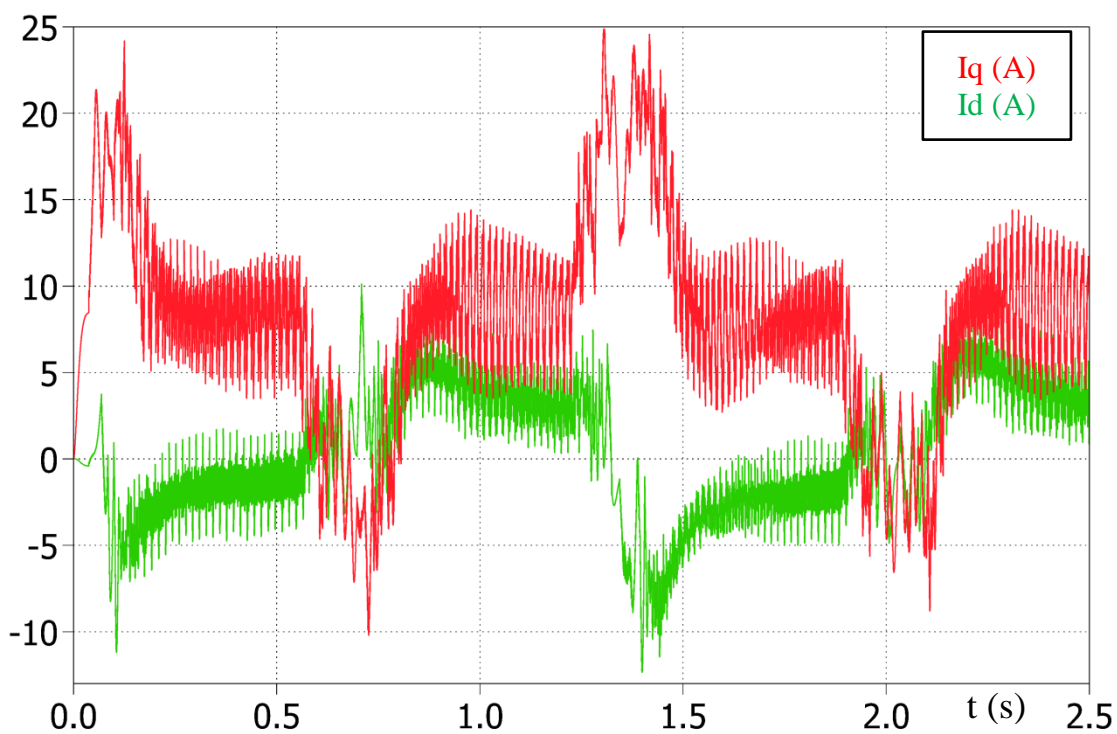
Zde je provedeno rozladění regulátorů pro názornou ukázkou jejich vlivu na kvalitu regulace. Moment zátěže byl konstantní 10Nm, požadované otáčky jsou nastavovány lichoběžníkovým pulzem.

Průběhy při vhodném nastavení regulátorů s touto zátěží, byly simulovány v části 4.3.1. Není tedy nutné vkládat totožná data, která jsou uvedena v obrázcích 4.3.1.4, 4.3.1.5, 4.3.1.6.

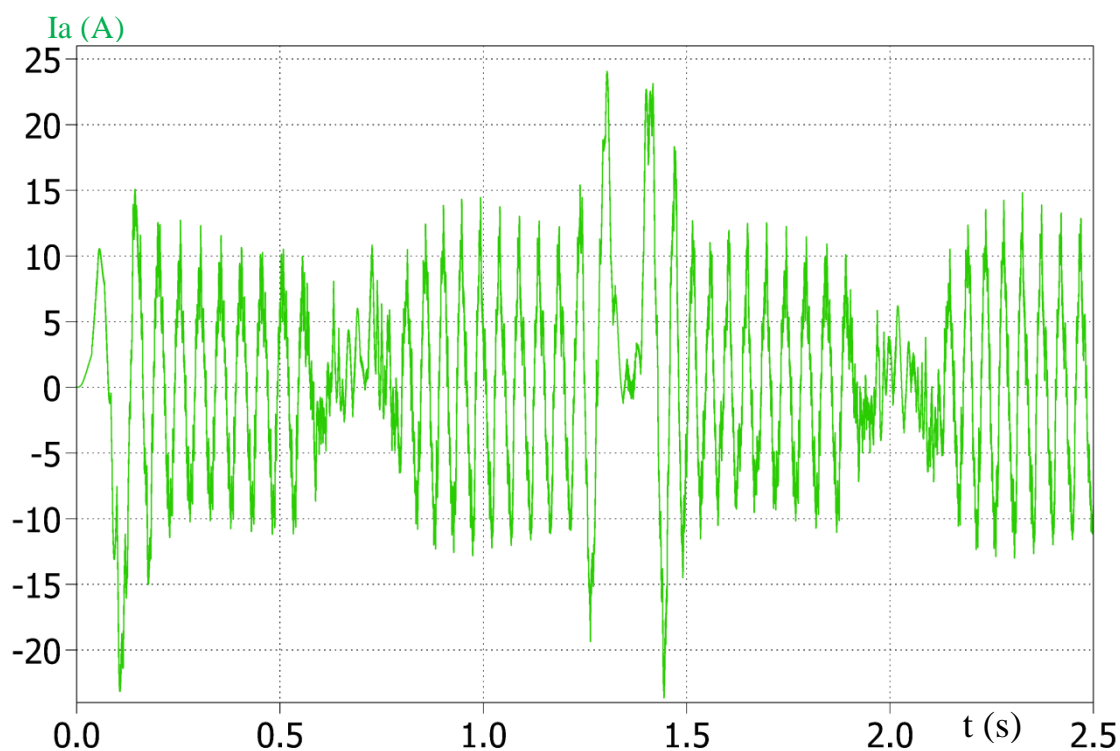
Rozladěné regulátory nabývají hodnot: $K_R = 0,3$; $\tau_i = 0,7$; $K_{Rw} = 0,2$; $\tau_{iw} = 0,8$. Charakteristiky pro srovnání jsou uvedeny níže.



Obrázek 4.3.3.1 Časový průběh požadovaný a dosahovaných otáček motoru při rozladění regulátorů



Obrázek 4.3.3.2 Časový průběh proudů I_d a I_q při rozladění regulátorů



Obrázek 4.3.3.3 Časový průběh statorového proudu motoru při rozladění regulátoru

Z výše uvedených obrázků je patrná nutnost vhodného nastavení regulátoru. Při nevhodném nastavení nebudou charakteristiky dosahovat potřebných kvalit. Tedy celá kvalita vektorového řízení bude nízká.

5 Závěr

Simulace potvrzuje teoretické poznatky k vektorovému řízení. Vhodné nastavení regulátorů je nutností správné funkce řízení. Zvlnění statorového proudu motoru je závislé mimo jiné i na spínací frekvenci, s rostoucí frekvencí klesá zvlnění. Spínací frekvence je určována frekvencí referenčního pilového signálu PWM.

Porovnání přímého řízení momentu s vektorovým řízením. DTC má obecně lepší dynamiku, protože nastavuje moment „přímo“. V případě vhodného nastavení regulátorů dosahuje FOC podobné dynamiky jako DTC. U FOC je spínací frekvence konstantní, protože je FOC kompatibilní s PWM. DTC má frekvenci proměnou, její průměrná hodnota se určuje hysterezí dvouhodnotového regulátoru.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. 2004. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2004. ISBN 80-7043-350-7.
- [2] Vaidiš, Robin. *Moderní metody řízení pohonů pro dopravní prostředky*. Plzeň, 2015. Bakalářská práce (Bc.). Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická
- [3] ZEMAN, Karel. *Elektrické pohony: Výťah z přednášek* [online]. Plzeň, 2016 [cit. 2016-05-16]. Dostupné také z: <https://portal.zcu.cz/CoursewarePortlets2/DownloadDokumentu?id=116682>.
- [4] ZEMAN, Karel. *Automatická regulace pohonů: Výťah z Přednášek* [online]. Plzeň, 2013 [cit. 2016-05-16]. Dostupné také z: <https://portal.zcu.cz/CoursewarePortlets2/DownloadDokumentu?id=105464>
- [5] Noháč, Karel. *Elektrarny2- Přednáška číslo 5* [online]. Plzeň, 2016 [cit. 2016-05-23]. Dostupné také z: <https://portal.zcu.cz/CoursewarePortlets2/DownloadDokumentu?id=98752>
- [6] ZEMAN, Karel, Jiří Peroutka. *Elektrické pohony: Principy* [online]. Plzeň, 2016 [cit. 2016-05-16]. Dostupné také z: <https://portal.zcu.cz/CoursewarePortlets2/DownloadDokumentu?id=118625>
- [7] Václavík, Martin. *Ostrovní režim synchronních strojů*. Plzeň, 2013. Bakalářská práce (Bc.). Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická
- [8] PLEXIM. *PLECS User Manual* [online]. 2014. [cit. 2016-05-30]. Dostupné z: <http://www.plexim.com/files/plecsmanual.pdf>
- [9] M. Aguirre, C. Calleja, A. Lopez-de-Heredia, J. Poza, A. Aranburu and T. Nieva, "FOC and DTC comparison in PMSM for railway traction application," *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, Birmingham, 2011, pp. 1-10.
- [10] Poljak, Vladimír. *Vektorová PWM pro třístupňový měnič s upínacími diodami*. Plzeň, 2013. Diplomová práce (Ing.). Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická

Přílohy

Příloha 1

Kompletní simulace ve formátu .mdl je uložena na přiloženém CD

Příloha 2

Parametry simulace ve formátu .m jsou uloženy na přiloženém CD