



ZÁPADOČESKÁ  
UNIVERZITA  
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická  
Katedra výkonové elektroniky a strojů

# DIPLOMOVÁ PRÁCE

Regulace pohonů s PMSM motory elektrické motokáry

Autor práce: Bc. Jiří Krych  
Vedoucí práce Ing. Jakub Talla, Ph.D

Plzeň 2021

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2020/2021

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Jiří KRYCH**  
Osobní číslo: **E19N0022P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**  
Téma práce: **Regulace pohonů s PMSM motory elektrické motokáry**  
Zadávající katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

### Zásady pro vypracování

Tato práce se zabývá návrhem regulace pohonů elektrické motokáry. Motokára má dva samostatné pohony se synchronními motory s permanentními magnety umožňující nezávislé řízení levého a pravého zadního kola.

1. Vytvořte matematický model pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety (PMSM) a jednoduchým modelem motokáry.
2. Navrhněte vektorové řízení pohonu s PMSM.
3. Navrhněte algoritmus elektronického diferenciálu oddělených pohonů kol.
4. Proveďte implementaci algoritmu do mikroprocesoru.

Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**  
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**  
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. Javůrek, Jiří: Regulace moderních elektrických pohonů.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jakub Talla, Ph.D.**  
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce: **9. října 2020**  
Termín odevzdání diplomové práce: **27. května 2021**

  
**Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.**  
děkan



  
**Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.**  
vedoucí katedry

# Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem vektorového řízení a elektronického diferenciálu pro pohon elektrické motokáry.

Vektorové řízení je jedním z nejvhodnějších řízení pro PMSM motory. Pohonu zajišťuje velmi vysokou dynamiku. Zakomponováním elektronického diferenciálu se zvýší stabilita průjezdu motokáry v zatáčkách a sníží se opotřebování pneumatik.

Teoretická část diplomové práce se věnuje rozboru synchronních motorů s permanentními magnety a možnostmi jeho řízení. V praktické části práce je nejdříve soupis hlavních komponent elektrické motokáry a navržené vektorové řízení pro PMSM motory. Dále je zde navržené zakomponování elektronického diferenciálu do regulačního schématu. V prostředí MATLAB/Simulink jsou vytvořeny modely řízení a zároveň je ověřena funkčnost, jak řízení pohonu, tak elektronického diferenciálu.

## Klíčová slova

PMSM, vektorové řízení, elektronický diferenciál, motokára

# Abstract

Krych, Jiří. *Control of PMSM drives of electrical kart [Regulace pohonů s PMSM motory elektrické motokáry]*. Pilsen, 2021. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Power Electronics and Machines. Supervisor: Jakub Talla

---

This diploma thesis focuses on a design of vector control and electronic differential for electric go-kart drive.

Vector control is one of the most suitable controls for PMSM motors. The drive provides very high dynamics. Incorporating an electronic differential will increase the stability of go-karts in corners and reduce tire wear.

The theoretical part of this work is dealing with the analysis of synchronous motors with permanent magnets and the possibilities of their control. The practical part of the work contain a list of the main components of the electric go-kart and the proposed vector control for PMSM motors. Furthermore, the incorporation of an electronic differential into the control scheme is proposed here. Control models are created in the MATLAB / Simulink environment and at the same time the functionality of both the drive control and the electronic differential is verified here.

## Keywords

PMSM, vector control, electronic differential, go-kart

## Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 26. května 2021

Bc. Jiří Krych



.....  
Podpis

# Obsah

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	ix
Seznam symbolů a zkratek	x
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Matematický model motokáry</b>	<b>3</b>
2.1 Odpor valivý . . . . .	3
2.2 Odpor vzdušný . . . . .	4
2.3 Odpor stoupání . . . . .	4
2.4 Odpor zrychlení . . . . .	5
2.5 Měření jízdních odporů . . . . .	5
<b>3 Synchronní motor</b>	<b>6</b>
3.1 Synchronní motor s permanentními magnety . . . . .	7
3.1.1 Konstrukce . . . . .	7
3.1.1.1 PMSM s radiálním tokem . . . . .	8
3.1.1.2 PMSM s axiálním tokem . . . . .	10
3.2 Matematický model motoru s permanentními magnety . . . . .	11
3.2.1 Transformace vztahů pro magnetické toky . . . . .	11
3.2.2 Napěťové rovnice motoru . . . . .	12
3.2.2.1 Souřadný systém statoru . . . . .	13
3.2.2.2 Souřadný systém rotoru . . . . .	13
3.2.3 Moment motoru s permanentními magnety . . . . .	14
<b>4 Řízení pohonu</b>	<b>16</b>
4.1 Transformace souřadnic . . . . .	16
4.1.1 Transformace Clarkeové . . . . .	16
4.1.2 Transformace Parkova . . . . .	17
4.2 Možnosti řízení pohonu . . . . .	18
4.2.1 Skalární řízení . . . . .	18

4.2.2	DTC . . . . .	18
4.2.3	Vektorové řízení . . . . .	19
4.3	Princip vektorového řízení PMSM motoru . . . . .	19
4.4	Řízení napěťového střídače . . . . .	21
4.4.1	Napěťový střídač . . . . .	21
4.4.2	Typy modulací . . . . .	21
4.4.2.1	Komparační PWM . . . . .	22
4.4.2.2	Komparační PWM s implementací 3. harmonické . . . . .	23
4.4.2.3	Vektorová PWM . . . . .	24
<b>5</b>	<b>Elektronický diferenciál oddělených pohonů kol</b>	<b>27</b>
5.1	Princip diferenciálu . . . . .	27
5.2	Výpočet obvodových rychlostí kol . . . . .	28
<b>6</b>	<b>Elektrická motokára NeoFELis</b>	<b>30</b>
6.1	Příslušný matematický model motokáry . . . . .	30
6.1.1	Sestavení zjednodušeného matematického modelu motokáry . . . . .	31
6.2	Motor . . . . .	33
6.3	Střídač . . . . .	35
6.4	Baterie . . . . .	35
6.5	Navržené vektorové řízení . . . . .	35
6.5.1	Regulační smyčky proudů . . . . .	36
6.5.2	Regulátor odbuzení . . . . .	36
6.6	Simulace motoru . . . . .	37
6.6.1	Rozběh motoru na jmenovité otáčky . . . . .	37
6.6.2	Reverzace otáček motoru . . . . .	39
6.7	Simulace jízdy motokáry . . . . .	41
6.8	Implementace elektronického diferenciálu . . . . .	43
6.8.1	Návrh elektronického diferenciálu . . . . .	43
6.8.2	Simulace jízdy motokáry zatáčkou . . . . .	45
6.8.2.1	Pravotočivá zatáčka při konstantní rychlosti . . . . .	45
6.8.2.2	Levotočivá zatáčka při konstantní rychlosti . . . . .	47
6.8.2.3	Zatáčení při proměnné rychlosti . . . . .	49
6.8.3	Ověření správnosti elektronického diferenciálu . . . . .	50
<b>7</b>	<b>Přípravení algoritmu pro implementaci do mikroprocesoru</b>	<b>53</b>
7.1	Struktura kódu . . . . .	53
7.1.1	soubor <i>transformace.c</i> . . . . .	54
7.1.2	soubor <i>regulace.c</i> . . . . .	55
7.1.3	soubor <i>normovani.c</i> . . . . .	55
7.1.4	soubor <i>vektorove_rizeni.c</i> . . . . .	55



7.1.5	soubor <i>diferencial.c</i> . . . . .	56
7.1.6	soubor <i>parametry.c</i> . . . . .	56
7.2	Ověření vytvořeného algoritmu v jazyce C . . . . .	56
<b>8</b>	<b>Závěr</b>	<b>59</b>
	<b>Reference, použitá literatura</b>	<b>61</b>
	<b>Přílohy</b>	<b>63</b>
<b>A</b>	<b>Vytvořené soubory .c</b>	<b>63</b>
A.1	transformace.c . . . . .	63
A.2	regulace.c . . . . .	64
A.3	normovani.c . . . . .	64
A.4	vektorove_rizeni.c . . . . .	65
A.5	diferencial.c . . . . .	65
A.6	parametry.c . . . . .	66
<b>B</b>	<b>Vytvořené soubory .h</b>	<b>67</b>
B.1	transformace.h . . . . .	67
B.2	regulace.h . . . . .	67
B.3	normovani.h . . . . .	67
B.4	vektorove_rizeni.h . . . . .	67
B.5	diferencial.h . . . . .	68
B.6	parametry.h . . . . .	68

# Seznam obrázků

2.1	Způsob měření čelní plochy vozidla  Převzato z [1]  . . . . .	4
2.2	Výpočet odporu stoupání  Převzato z [2]  . . . . .	4
3.1	Synchronní motor s permanentními magnety  Převzato z [8]  . . . . .	6
3.2	Synchronní motor s permanentními magnety uvnitř rotoru  Převzato z [4]  . . . . .	7
3.3	a) RF-PMSM, b) AF-PMSM  Převzato z [3]  . . . . .	8
3.4	Možnosti uložení magnetů  Převzato z [4]  . . . . .	9
3.5	RF-PMSM s vnějším rotorem  Převzato z [4]  . . . . .	9
3.6	Základní topologie AF-PMSM  Převzato z [7]  . . . . .	10
3.7	Vliv uložení permanentních magnetů na moment motoru  Převzato z [12]  . . . . .	14
4.1	Parkova transformace (převod mezi $\alpha\beta$ a $dq$ )  Převzato z [12]  . . . . .	17
4.2	Princip vektorového řízení  Převzato z [11]  . . . . .	19
4.3	Základní regulační schéma vektorového řízení PMSM  Převzato z [11]  . . . . .	20
4.4	Princip PWM modulace  Převzato z [19]  . . . . .	23
4.5	Upravený modulační signál pro zvýšení $m_i$  Převzato z [19]  . . . . .	24
4.6	Vektorová PWM modulace  Převzato z [19]  . . . . .	25
5.1	Geometrický model vozidla navržený Ackermanem a Jeantadem  Převzato z [10]  . . . . .	28
5.2	Blokové schéma výpočtu rozdílných obvodových rychlostí  Převzato z [10]  . . . . .	29
6.1	Závislost jízdnic odporů na rychlosti . . . . .	32
6.2	Průběh jízdnic odporů, zrychlení a rychlosti při rozjezdu motokáry . . . . .	33
6.3	Indukované napětí ve fázi motoru . . . . .	34
6.4	Vektorový diagram při odbuzování PMSM  Převzato z [11]  . . . . .	37
6.5	Rozběh motoru na 9 000 ot/min při $I_{s(max)} = 107$ A . . . . .	38
6.6	Rozběh motoru na 9000 ot/min při $I_{s(max)} = 107$ A . . . . .	38
6.7	Rozběh motoru na 9000 ot/min při $I_{s(max)} = 215$ A . . . . .	38
6.8	Rozběh motoru na 9000 ot/min při $I_{s(max)} = 215$ A . . . . .	39
6.9	Reverzace otáček motoru při $I_{s(max)} = 107$ A . . . . .	39
6.10	Reverzace otáček motoru při $I_{s(max)} = 107$ A . . . . .	40
6.11	Reverzace otáček motoru při $I_{s(max)} = 215$ A . . . . .	40
6.12	Reverzace otáček motoru při $I_{s(max)} = 215$ A . . . . .	40

6.13	Blokové schéma pohonu motokáry . . . . .	41
6.14	Průběhy proudu a momentu jednoho motoru při jízdě motokáry . . . . .	41
6.15	Průběhy rychlosti a zrychlení motokáry při jízdě . . . . .	42
6.16	Průběhy jízdních odporů při jízdě motokáry . . . . .	42
6.17	Blokové schéma pohonu motokáry s elektronickým diferenciálem . . . . .	43
6.18	Průběhy rychlostí a rozdíl rychlostí kol při průjezdu pravotočivou zatáčkou	45
6.19	Průběhy proudů $I_{dq}$ a momentů motorů při průjezdu pravotočivou zatáčkou	46
6.20	Průběhy proudů jedné fáze motorů při průjezdu pravotočivou zatáčkou . .	47
6.21	Průběhy $\omega_m$ motorů a detail $I_{saL}$ při průjezdu pravotočivou zatáčkou . . .	47
6.22	Průběhy rychlostí a rozdíl rychlostí kol při průjezdu levotočivou zatáčkou .	47
6.23	Průběhy proudů $I_{dq}$ a momentů motorů při průjezdu levotočivou zatáčkou	48
6.24	Průběhy proudů jedné fáze motorů při průjezdu levotočivou zatáčkou . . .	48
6.25	Průběhy $\omega_m$ motorů a detail $I_{saL}$ při průjezdu levotočivou zatáčkou . . . .	48
6.26	Průběhy rychlostí a rozdíl rychlosti kol při zatáčení ( $I_{s(max)} = 107$ A) . . .	49
6.27	Průběhy proudů $I_{dq}$ a momentu při zatáčení ( $I_{s(max)} = 107$ A) . . . . .	49
6.28	Průběhy rychlostí a rozdíl rychlosti kol při zatáčení ( $I_{s(max)} = 215$ A) . . .	50
6.29	Průběhy proudů $I_{dq}$ a momentu při zatáčení ( $I_{s(max)} = 215$ A) . . . . .	50
7.1	Průběh proudu jedné fáze motoru a jeho navzorkování do mikroprocesoru .	54
7.2	Struktura algoritmu pro pohon motokáry . . . . .	54
7.3	Vytvořený model pohonu v prostředí Simulink . . . . .	56
7.4	Detail bloku Řízení pohonu a bloku PLECS z obr. 7.3 . . . . .	57
7.5	Záložka Outputs bloku S-Function Builderu . . . . .	57
7.6	Průběhy proudů a rychlostí při řízení kódem v jazyce C ( $I_{s(max)} = 107$ A) .	58
7.7	Průběhy proudů a rychlostí při řízení kódem v jazyce C ( $I_{s(max)} = 215$ A) .	58

# Seznam tabulek

6.1	Štítkové hodnoty použitých motorů . . . . .	33
6.2	Parametry motorů potřebné pro simulaci . . . . .	34
6.3	Parametry PS regulátoru proudu $I_q$ . . . . .	36
6.4	Parametry PS regulátoru proudu $I_d$ . . . . .	36
6.5	Parametry PS regulátoru odbuzení $U_{RM}$ . . . . .	37
6.6	Parametry PS regulátoru otáček $R_\omega$ . . . . .	44
6.7	Rozměry motokáry . . . . .	45
6.8	Hodnoty pro ověření elektronického diferenciálu pro $\delta = 20^\circ$ . . . . .	52
6.9	Hodnoty pro ověření elektronického diferenciálu pro $\delta = -20^\circ$ . . . . .	52

# Seznam symbolů a zkratek

$O_f$ .....	valivý odpor kola [N]
$f_K$ .....	součinitel valivého odporu [-]
$O_V$ .....	vzdušný odpor [N]
$v$ .....	rychlost vozidla [ $km/hod$ ], [ $m/s$ ]
$c_x$ .....	součinitel vzdušného odporu [-]
$S_x$ .....	čelní plocha vozidla [ $m^2$ ]
$\rho$ .....	měrná hustota vzduchu [ $kg/m^3$ ]
$O_s$ .....	odpor stoupání [N]
$m$ .....	hmotnost vozidla [kg]
$g$ .....	gravitační zrychlení [ $m/s^2$ ]
$s$ .....	sklon stoupání
$O_Z$ .....	odpor zrychlení [N]
$a$ .....	zrychlení [ $m/s^{-2}$ ]
$J_r$ .....	moment setrvačnosti rotujících částí [ $kg \cdot m^2$ ]
$rd$ .....	dynamický poloměr kola [m]
$\vartheta_J$ .....	součinitel vlivu rotačních hmot
PMSM .....	Permanent Magnet Synchronous Motor
RF-PMSM .....	Radial Flux PMSM
AF-PMSM .....	Axial Flux PMSM
$L_d$ .....	indukčnost v ose $d$ [H]
$L_q$ .....	indukčnost v ose $q$ [H]
$\omega_m$ .....	mechanická úhlová rychlost [rad/s]
$\omega_I$ .....	úhlová rychlost statorového v souřadném systému statoru [rad/s]
$\omega_{II}$ .....	úhlová rychlost statorového v souřadném systému rotoru [rad/s]
$\omega_m$ .....	mechanická úhlová rychlost [rad/s]
$p_p$ .....	počet pól párů [-]
$\vartheta$ .....	poloha rotoru [rad]
$l_{sx}$ .....	indukčnost jednotlivých fází [H]
$L_{s\sigma}$ .....	rozptylová indukčnost statoru [H]
$\Psi_{bI}$ .....	magnetický tok permanetních magnetů v souřadném systému statoru [Wb]

$\Psi_{bII}$ .....	magnetický tok permanetních magnetů v souřadném systému rotoru [Wb]
$\Psi_{sx}$ .....	magnetické toky spřažené s jednotlivými fázemi [Wb]
$\Psi_{sI}$ .....	magnetický tok v souřadném systému statoru [Wb]
$\Psi_{sII}$ .....	magnetický tok v souřadném systému rotoru [Wb]
$u_{sx}$ .....	jednotlivá fázová napětí [V]
$R_s$ .....	odpor statorového vinutí [ $\Omega$ ]
$i_{sx}$ .....	jednotlivé fázové proudy [A]
$\bar{u}_{sI}$ .....	prostorový vektor napětí v souřadném systému statoru [v]
$u_{sx}/u_{s\alpha}$ .....	hodnota prostorového vektoru napětí v ose x (souřadný systém statoru) [V]
$u_{sy}/u_{s\beta}$ .....	hodnota prostorového vektoru napětí v ose y (souřadný systém statoru) [V]
$\bar{u}_{sII}$ .....	prostorový vektor napětí v souřadném systému rotoru [v]
$u_{sd}$ .....	hodnota prostorového vektoru napětí v ose d (souřadný systém rotoru) [V]
$u_{sq}$ .....	hodnota prostorového vektoru napětí v ose q (souřadný systém rotoru) [V]
M .....	moment motoru [Nm]
$i_{sd}$ .....	statorový proud v ose d [A]
$i_{sq}$ .....	statorový proud v ose q [A]
$\beta$ .....	zátěžný úhel
$I_{sdw}$ .....	požadovaný proud v ose d [A]
$I_{sqw}$ .....	požadovaný proud v ose q [A]
$I_{smax}$ .....	maximální statorový proud [A]
$U_{sdw}$ .....	požadované napětí v ose d [V]
$U_{sqw}$ .....	požadované napětí v ose q [V]
$m_A$ .....	hloubka modulace [-]
$m_f$ .....	modulační poměr [-]
$m_i$ .....	modulační index [-]
$T_p$ .....	perioda nosného signálu [s]
$T_r$ .....	perioda sepnuté součástky [s]
$z$ .....	poměrné sepnutí
$L_w$ .....	rozvor podvozku motokáry [m]
$d_w$ .....	rozchod kol motokáry [m]
R .....	poloměr zatáčení [m]
$\delta$ .....	úhel natočení kol
$v_L$ .....	obvodová rychlost levého kola [km/hod], [m/s]
$v_R$ .....	obvodová rychlost pravého kola [km/hod], [m/s]
$\omega_{rL}$ .....	úhlová rychlost levého kola [rad/s]

$\omega_{rP}$ .....	úhlová rychlost pravého kola [rad/s]
$U_n$ .....	nominální napětí motoru [V]
$n_n$ .....	nominální otáčky motoru [ot/min]
$P_n$ .....	výkon motoru [kW]
$m$ .....	počet fází [-]
$\eta_{mot}$ .....	účinnost motoru [-]
$\cos\varphi_n$ .....	účiník motoru [-]
$K_p_x$ .....	proporcionální zesílení PI regulátoru X
$T_i_x$ .....	časová konstanta PI regulátoru X

# Kapitola 1

## Úvod

Čím dál častěji jsou v automobilovém průmyslu využívány elektrické motory jako pohon vozidla. V hybridních vozech jsou elektromotory použity při rozjezdu vozidla pro snížení spotřeby paliva při rozjezdu, kdy je spotřeba paliva téměř největší. V elektrických automobilech slouží elektromotor jako hlavní pohonná jednotka. Se zdokonalujícím se vývojem a zvyšováním hustoty výkonu elektromotorů se začíná s elektromotory experimentovat a používat v aplikacích, kdy to dříve z určitých důvodů nebylo možné.

Jako jednou z hlavních novinek je využití elektromotoru pro pohon formule a závodění v soutěži Formula E. Do podobného konceptu, ovšem do nižší kategorie, než jsou formule, patří motokáry. Nahrazení spalovacích motorů elektromotory sebou nese řadu výhod i nevýhod. Jednou z hlavních výhod je dosažení velmi vysoké účinnosti elektromotoru oproti spalovacímu a velmi vhodného tvaru momentové charakteristiky, která umožňuje jízdu s plným momentem již od nízkých otáček.

Zatím asi největší nevýhodou je zajištění dostatečného množství energie pro motory. Bateriové články značně navýší hmotnost vozidla a jsou prostorově nákladné.

Tato práce se zabývá návrhem regulace pohonů pro elektrickou motokáru, která je vyvíjena na elektrotechnické fakultě Západočeské univerzity v Plzni. Navržená regulace je vektorová. V práci je rovněž vytvořen návrh na zakomponování elektronického diferenciálu pro zvýšení stability motokáry při jízdě. Dále je vytvořen algoritmus v jazyce C pro implementaci řízení do mikroprocesoru.

Celá práce je členěna do osmi kapitol. Ve druhé kapitole je popsán matematický model motokáry, jeho využití, z jakých odporů se skládá a jaké jsou možnosti pro zjištění těchto odporů. Ve třetí kapitole je po teoretické a konstrukční stránce rozebrán synchronní motor s permanentními magnety a matematický model tohoto motoru. Čtvrtá kapitola je věnována možnosti řízení pohonu a možnosti modulace napěťového střídače. V páté kapitole je popsána funkce mechanického a elektronického diferenciálu a teorie výpočtu obvodových rychlostí na základě natočení volantů. V šesté kapitole je kompletní popis motokáry a jejích komponent. Dále jsou zde provedeny simulace pro roztočení a reverzaci motoru a simulace jízdy motokáry. Rovněž je uvedeno regulační schéma při zakomponování elektronického diferenciálu a simulace pro ověření jeho funkčnosti. Před-



poslední sedmá kapitola je věnována převedení algoritmu do jazyka C pro možnou implementaci do mikroprocesoru. Poslední kapitola je závěr práce, kde jsou zhodnoceny dosažené výsledky a další možnosti pro budoucí rozvoj.

# Kapitola 2

## Matematický model motokáry

Matematický model motokáry popisuje reálné chování motokáry. To jest, jaké na ni působí síly při jízdě. Ať už při zrychlování, při průjezdu zatáčkou či při jízdě po nakloněné rovině. Stěžejní bod pro vytvoření matematického modelu spočívá v určení jízdních odporů. Matematický model je využit při návrhu regulace pohonu pro zjištění přibližného reálného chování motokáry v provozu.

Jízdní odpory působící na motokáru jsou odpor valivý, odpor vzdušný, odpor stoupání a odpor zrychlení.

### 2.1 Odpor valivý

Valivý odpor je způsoben deformací pneumatiky a vozovky. Při uvažování, že motokára je určena jen pro jízdu na okruhu, tedy tuhé vozovce, dochází jen k deformaci pneumatiky. V přední části místa doteku pneumatiky s vozovkou dochází ke stlačování pneumatiky do roviny vozovky a část obvodu pneumatiky ztrácí kruhový tvar. Moment  $M_f$ , který působí z vozovky na kolo vyvolá vodorovnou reakci  $O_{fK}$ . Proto ze středu kola musí působit vodorovná síla  $F_f = O_f$ , aby byla zachována rovnováha sil. Vodorovná reakce  $O_f$  se nazývá *valivý odpor kola*. [1]

Deformace pneumatiky je závislá především na huštění. Při nízkých rychlostech (cca 80 km/h - osobní automobily) je možné považovat valivý odpor za nezávislý na rychlosti jízdy. [1]

S valivým odporem se pojí i další odpory, například vlivem nerovnosti vozovky vznikají přidavné deformace pneumatiky, sbíhavost předních kol a odpor pneumatik při vytočení kol do zatáčky. [1]

Ve zjednodušeném matematickém modelu budou odpory pojící se s valivým odporem zanedbány a uvažován pouze konstantní valivý odpor.

## 2.2 Odpor vzdušný

Při jízdě motokáry obtéká část vzduchu horní část karosérie a část prostorem mezi vozovkou a spodní částí karosérie. Vzdušný odpor  $O_V$  vzniká tím, že se proudnice vzniklé prouděním vzduchu kolem karosérie neuzavírají, ale nastává víření. [1]

Vztah pro vzdušný odpor se určí z aerodynamického vztahu:

$$O_V = c_x \cdot \frac{\rho}{2} \cdot S_x \cdot v^2 \quad (2.1)$$

Kde  $v$  je rychlost proudění vzduchu kolem motokáry (při bezvětří se rovná rychlosti motokáry),  $S_x$  je čelní plocha vozidla,  $\rho$  je měrná hustota vzduchu a  $c_x$  je součinitel vzdušného odporu. [1]



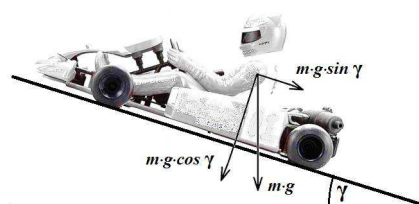
Obrázek 2.1: Způsob měření čelní plochy vozidla |Převzato z [1]|

Hodnota plochy  $S_x$  se získá čelní projekcí vozidla na projekční stěnu. Hodnota součinitele odporu vzduchu  $c_x$  je závislá na tvaru vozidla a je ji možno získat měřením na modelech nebo skutečných vozidlech v aerodynamickém tunelu. [1]

## 2.3 Odpor stoupání

Odpor stoupání je odpor, který musí motokára překonat při jízdě do kopce. Jeho velikost je určena složkou tíhy vozidla rovnoběžnou s povrchem vozovky. [1]

$$O_S = m \cdot g \cdot \sin \gamma \quad (2.2)$$



Obrázek 2.2: Výpočet odporu stoupání |Převzato z [2]|

Pro zjednodušení výpočtu je místo úhlu stoupání používán sklon  $s$  (převýšení v určité délce). Toto zjednodušení je možné využívat do úhlu stoupání  $17^\circ$ .

$$s = \frac{h}{l} = tg\gamma \quad (2.3)$$

Pro malé úhly stoupání:

$$O_S = m \cdot s \quad (2.4)$$

## 2.4 Odpor zrychlení

Aby bylo možné motokáru zrychlovat, musí být překonána setrvačná síla, která se nazývá odpor zrychlení. Odpor zrychlení se skládá ze složky odporu zrychlení posuvné části  $O_{Zp}$  a z odporu zrychlení otáčejících částí  $O_{Zr}$ . [1]

$$O_Z = O_{Zp} + O_{Zr} = m \cdot a + \frac{J_r}{r_d^2} \cdot a \quad (2.5)$$

Kde  $a$  je zrychlení,  $J_r$  je moment setrvačnosti rotujících částí, přepočítaný na osu zadního kola a  $r_d$  je dynamický poloměr kola. Vzorec 2.5 je pak možné doplnit o součinitel vlivu rotačních hmot  $\vartheta$ . [2]

$$O_Z = \left(1 + \frac{J_r}{m \cdot r_d^2}\right) \cdot m \cdot a = \vartheta \cdot m \cdot a \quad (2.6)$$

## 2.5 Měření jízdních odporů

Jízdní odpory pro motokáru můžeme změřit pomocí tzv. dojezdové zkoušky. Dojezdová zkouška spočívá v rozjetí vozidla na určitou rychlost a následného samovolného zpomalování vozidla vlivem jízdních odporů, při kterém se zaznamenává přesná rychlost vozidla v určité časové okamžiky. Zkouška by měla být prováděna při bezvětří a vyskytuje-li se stoupání, měla by být zkouška prováděna v obou směrech dráhy a následně zprůměrována, nebo by měl být brán v úvahu odpor stoupání vypočtený podle vzorce 2.4.

Sestavením matematického modelu motokáry zjistíme potřebou tažnou sílu, kterou musí být schopny motory vyprodukovat.

$$F_K = O_f + O_V + O_S + O_Z \quad (2.7)$$

# Kapitola 3

## Synchronní motor

Synchronní motor je elektromagnetický točivý stroj, jehož statorové a rotorové magnetické pole má stejné otáčky, obě pole se točí synchronní rychlostí. Dříve za dob, kdy nebyly moc rozšířené frekvenční měniče, se synchronní motory využívaly jen v aplikacích pro pohon velkých zařízení s velkým výkonem při konstantní rychlosti a tam, kde nebyla potřeba změna směru otáčení. Dnes, když je frekvenční měnič běžným zařízením, se počet aplikací se synchronními motory hojně zvýšil. Synchronní motory se vyznačují velkou účinností a velkou hustotou výkonu, proto jsou dnes využívány v řadě průmyslových aplikacích nebo například v elektrické trakci, či elektromobilech.



**Obrázek 3.1:** Synchronní motor s permanentními magnety [Převzato z [8]]

Stator synchronního stroje, téměř identický jako stator indukčního (asynchronního) stroje, je složen z navzájem izolovaných plechů. Ve statoru je uložené střídavé třífázové vinutí, které vytváří točivé magnetické pole. Pro ideální sinusový průběh magnetického toku je vinutí pootočené o  $120^\circ$  elektrických.

Rotor synchronního stroje může být pak hladký nebo s vyniklými póly. Pro vytvoření magnetického pole rotoru existují dvě varianty. První z variant je budící vinutí, napájené stejnosměrným proudem, umístěné v drážkách hladkého rotoru (vysokootáčkové stroje) nebo navinuto na pólových nástavcích v případě stroje s vyniklými póly. Druhou variantou pro vytvoření magnetického pole rotoru je použití permanentních magnetů, umístěných v rotoru.

Další části práce budou věnovány pouze variantě synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM)

### 3.1 Synchronní motor s permanentními magnety

V poslední době, kdy vzrostl výzkum permanentních magnetů a klesla cena drahých kovů na jejich výrobu, se synchronní motory s permanentními magnety (dále jen PMSM) dostaly do popředí využití jako pohonné jednotky.

PMSM motory mají oproti asynchronním motorům nebo klasickým synchronním motorům celé spektrum výhod. Díky budícímu magnetickému toku z permanentních magnetů není zapotřebí žádného vinutí v rotoru. S tím odpadá potřeba zdroje budícího napětí a jeho problematické přivedení na svorky rotorového vinutí. Další z výhod jsou až třikrát větší úspora objemu a hmotnosti oproti asynchronním motorům, možnost velké momentové přetížitelnosti a větší účinnosti motoru díky absenci rotorového vinutí a netvoření Jouleových ztrát v rotoru.

Na vzdory všem výhodám najdeme u PMSM i řadu nevýhod. Jedna z nich je složitá konstrukce a technologie výroby. Dále bezpečné upevnění magnetů na rotor. Další negativní vlastnosti souvisejí s vlastnostmi permanentních magnetů, jsou to například vysoká teplotní závislost vlastností, malá odolnost vůči korozi a stále vysoká cena. [5] [6]

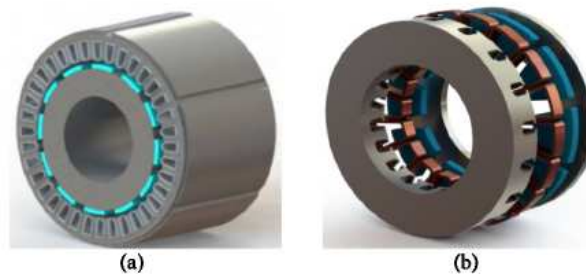


**Obrázek 3.2:** Synchronní motor s permanentními magnety uvnitř rotoru [Převzato z [4]]

#### 3.1.1 Konstrukce

Z hlediska působení magnetického toku na rotor, lze PMSM motory rozdělit na motory s radiálním tokem (RF-PMSM) a axiálním tokem (AF-PMSM).

Díky zdokonalení výrobní technologie a inovací jsou synchronní motory s axiálním tokem (dále jen AF-PMSM) široce používány a je známo, že mají větší hustotu výkonu, než synchronní motory s radiálním tokem (dále jen RF-PMSM). Další jejich výbornou vlastností je lepší ventilace a s ní spojené chlazení motoru, vyšší točivý moment v poměru



**Obrázek 3.3:** a) RF-PMSM, b) AF-PMSM |Převzato z [3]|

k hmotnosti motoru díky použití méně materiálu na jádro motoru, z toho vyplývá nižší celková hmotnost a rovněž produkují nižší hluk a vibrace, než RF-PMSM motory. [3]

### 3.1.1.1 PMSM s radiálním tokem

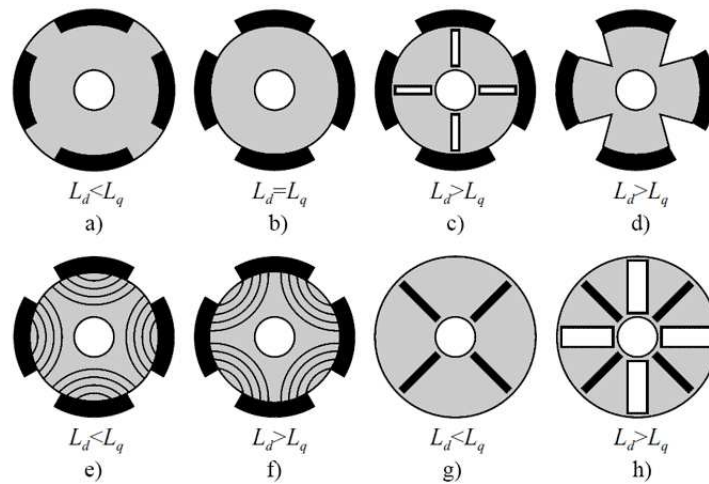
RF-PMSM je dále možné rozdělit na dvě podskupiny, a to na motory s vnitřním nebo vnějším rotorem.

Provedení motorů s vnitřním rotorem je klasické uspořádání, kdy se uvnitř statoru otáčí rotor, jehož osa je spojena s osou poháněného ústrojí. Stator je skládaný z elektrotechnických plechů o tloušťkách desetin milimetru (0,35 mm, 0,5 mm, 0,65 mm). Drážky statoru jsou vykládány izolací pro zvýšení elektrické pevnosti a rovněž pro potlačení mechanického poškození vloženého vinutí. Do takto ošetřených drážek je vloženo měděné vinutí. Jedná-li se o stator s otevřenými drážkami, je vinutí zajištěno vkládáním klínů či vyléváním epoxidovou pryskyřicí, která svou tepelnou vodivostí (lepší než vzduch) zlepšuje teplotní vlastnosti. [5] [6]

Konstrukci motoru bychom dále mohli rozdělit na variantu s permanentními magnety na povrchu rotoru a variantu s permanentními magnety uvnitř rotoru. Z konstrukční složitosti je jednodušší varianta s magnety na povrchu rotoru. Toto umístění je charakterizováno nejvyšší možnou magnetickou indukcí ve vzduchové mezeře, jelikož magnetický tok není snižován dalším materiálem mezi magnetem a vzduchovou mezerou. Zápornou vlastností toho provedení je omezení maximálních otáček vlivem mechanického upevnění magnetu. Mechanické upevnění lze zvýšit omotáním skelnou bandáží. V tomto provedení jsou rotorové indukčnosti v osách  $d$  a  $q$  stejné. [5] [6]

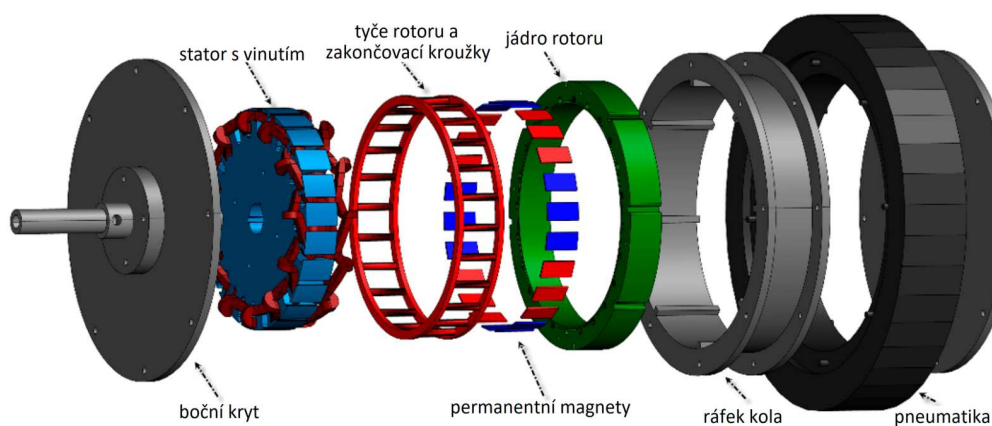
Druhou variantou provedení motorů s vnitřním rotorem je umístění magnetů do rotoru. Existuje řada variant jakým způsobem uložit magnet v rotoru. Magnety mohou být pouze zapuštěny v povrchu rotoru nebo umístěny uvnitř rotoru. Tyto varianty umožňují větší rotační rychlosti, jelikož nehrozí odtržení magnetu. Ovšem vlivem dalšího materiálu mezi magnetem a vzduchovou mezerou dochází ke snížení magnetické indukce ve vzduchové mezeře. Změnou polohy uložení magnetů v rotoru lze docílit zvýšení či snížení indukčnosti  $L_d$  či  $L_q$ . [5] [6]

Na obr. 3.4 jsou znázorněny možnosti uložení magnetů v rotoru:



Obrázek 3.4: Možnosti uložení magnetů [Převzato z [4]]

- a) magnety zapuštěné v povrchu rotoru
- b) magnety umístěné na povrchu rotoru
- c) magnety umístěné na povrchu rotoru s dutinami v rotoru
- d) magnety umístěné na povrchu rotoru s výsečemi v rotoru
- e) magnety umístěné na povrchu axiálně vrstveného rotoru
- f) magnety umístěné na povrchu axiálně vrstveného rotoru
- g) radiálně vložené magnety
- h) radiálně vložené magnety s dutinami v rotoru



Obrázek 3.5: RF-PMSM s vnějším rotorem [Převzato z [4]]

Druhou variantou provedení motoru s radiálním tokem jsou motory s vnějším rotorem. Tato varianta provedení se nejčastěji aplikuje v kolových pohonech. U těchto pohonů je



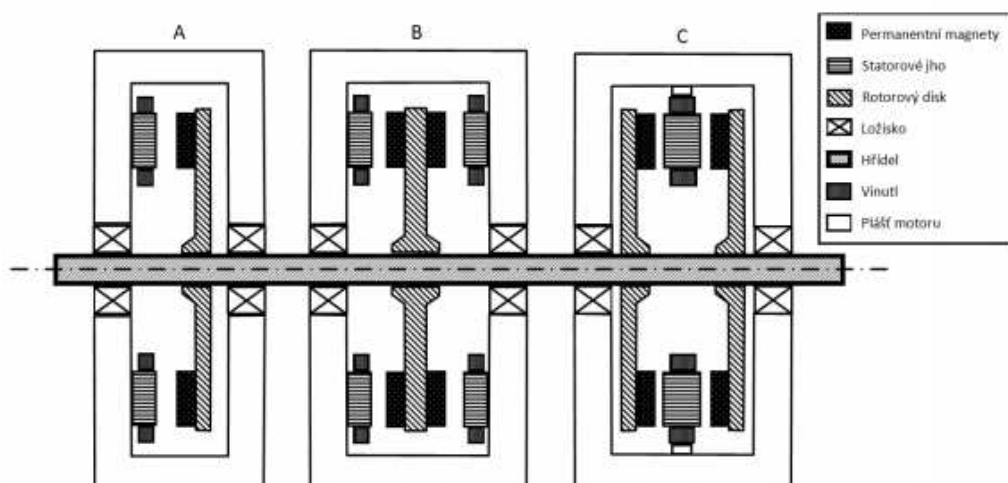
motor přímo součástí kola. Stator je napevno spojen s osou kola a tvoří tzv. střed kola a rotor s permanentními magnety je součástí otáčejícího kola, které kopíruje vnější obvod statoru. Napájení statoru a možnost řízení motoru je totožná jako u motoru s vnitřním rotorem. Motor je schopen vytvořit vyšší moment při zachování stejného objemu. Horší je ovšem odvod tepla z vnitřního prostoru motoru.[5] [6]

### 3.1.1.2 PMSM s axiálním tokem

Motory s axiálním tokem mají diskovou konstrukci, relativně velký průměr a malou osovou délku. Magnetický tok působí v axiálním směru, čili vinutí musejí být umístěna v radiálním směru. AF-PMSM mohou být jednostranné, či oboustranné, s vnitřními či vnějšími rotory, jednostupňové nebo vícečetné. [5] [6]

U jednostranné varianty je výhodou jednodušší konstrukce na úkor menšího momentu motoru. U oboustranné varianty existují dva způsoby provedení. Varianta s vnitřním rotorem, má rotorový disk obložený permanentními magnety z obou stran. Statorové vinutí je pak dvojí, na obou vnitřních stranách pláště motoru. Oboustranné provedení s vnitřním statorem, též s dvojitým rotorem, má dva rotorové disky obložené z vnitřní strany permanentními magnety.[5] [6]

Výhodou různých variant provedení je odlišná vzduchová mezera, velký moment při nízkých otáčkách. Pro další navýšení momentu je možné provádět konstrukce jako více kotoučové (dvojité, trojité, ...). Velikost momentu je pak omezena mechanickými vlastnostmi jednoho disku (axiální síla na ložiska, tuhost disku, spojení mezi diskem a hřídelí).[5] [6]



Obrázek 3.6: Základní topologie AF-PMSM |Převzato z [7]|

## 3.2 Matematický model motoru s permanentními magnety

Matematický model slouží k popsání různých přechodových dějů a stavů, ve kterých se může motor vyskytovat. Pomocí matematického modelu jsme schopni popsat elektrické a magnetické děje vyskytující se v motoru. Odlišnost modelu synchronního stroje od ostatních střídavých pohonů je ve výskytu indukovaného napětí, které je vytvářeno otáčením rotoru. Nezbytnou součástí při používání matematického modelu je respektování zjednodušujících předpokladů.

### 3.2.1 Transformace vztahů pro magnetické toky

Pro určení magnetických toků uvažujeme předpoklady, že magnetické pole ve vzduchové mezeře neobsahuje prostorové harmonické, veličiny rotoru jsou přepočtené na stator a magnetizační charakteristika je lineární. Rovnice matematického modelu motoru jsou pro souřadné systémy statoru (označovány římskou číslicí I) a souřadné systémy rotoru (označovány římskou číslicí II). Rychlost rotace souřadného systému rotoru je:

$$\omega_{II} = \frac{d\vartheta}{dt} = p_p \cdot \omega_m \quad (3.1)$$

kde  $p_p$  je počet pólpárů a  $\omega_m$  mechanická rychlost rotoru. Indukčnosti vinutí jednotlivých fází statoru:

$$l_{sa} = l_{sb} = l_{sc} = l_s = L_{s\sigma} + l_h \quad (3.2)$$

kde  $L_{s\sigma}$  je rozptylová indukčnost statoru a  $l_h$  je magnetická indukčnost jedné fáze statoru. Vzájemná indukčnost fází statoru:

$$l_{sab} = l_h \cdot \cos(120^\circ) \quad (3.3)$$

Magnetický tok permanentních magnetů v souřadném systému rotoru:

$$\Psi_{bII} = \Psi_b \quad (3.4)$$

Po přijetí uvedených zjednodušujících předpokladů, můžeme určit magnetické toky sprážené s fázemi statoru:

$$\Psi_{sa} = (L_{s\sigma} + l_h) \cdot i_{sa} + l_h \cdot \cos(120^\circ) \cdot i_{sb} + l_h \cdot \cos(240^\circ) \cdot i_{sc} + \bar{\Psi}_{bII} \cdot \cos\vartheta \quad (3.5)$$

$$\Psi_{sb} = l_h \cdot \cos(240^\circ) \cdot i_{sa} + (L_{s\sigma} + l_h) \cdot i_{sb} + l_h \cdot \cos(120^\circ) \cdot i_{sc} + \bar{\Psi}_{bII} \cdot \cos(120^\circ - \vartheta) \quad (3.6)$$

$$\Psi_{sc} = l_h \cdot \cos(120^\circ) \cdot i_{sa} + l_h \cdot \cos(240^\circ) \cdot i_{sb} + (L_{s\sigma} + l_h) \cdot i_{sc} + \bar{\Psi}_{bII} \cdot \cos(240^\circ - \vartheta) \quad (3.7)$$

Pro převedení rovnic do souřadného systému statoru použijeme výraz:

$$\bar{\Psi}_{sI} = k \cdot (\Psi_{sa} + \bar{a} \cdot \Psi_{sb} + \bar{a}^2 \cdot \Psi_{sc}) \quad (3.8)$$

Zavedeme-li konstantu  $k = \frac{2}{3}$  pro přepočítávání veličin mezi souřadnými systémy, dostaneme přepočtenou magnetizační indukčnost:

$$L_h = \frac{2}{3} \cdot l_h \quad (3.9)$$

a z té pak celkovou indukčnost statoru:

$$L_s = L_{s\sigma} + L_h \quad (3.10)$$

Vektor magnetického toku permanentních magnetů přepočtený do statorového systému je:

$$\bar{\Psi}_{bI} = \bar{\Psi}_{bII} \cdot e^{j\theta} \quad (3.11)$$

$$\bar{\Psi}_{bII} = \Psi_b = konst. \quad (3.12)$$

Roznásobením rovnice 3.8 a použitím předchozích vztahů lze určit vztah pro výsledný vektor statorového toku:

$$\bar{\Psi}_{sI} = L_s \cdot \bar{i}_{sI} + \bar{\Psi}_{bI} = L_s \cdot \bar{i}_{sI} + \Psi_b \cdot e^{j\theta} \quad (3.13)$$

Obdobně lze vektory magnetického toku přepočítat do souřadného systému rotoru:

$$\bar{\Psi}_{sII} = L_s \cdot \bar{i}_{sII} + \Psi_b \quad (3.14)$$

### 3.2.2 Napěťové rovnice motoru

Napěťové rovnice pro synchronní motor uvažujeme opět pro dva druhy souřadných systémů. Souřadný systém statoru je rozložen do dvou os, osy  $x$  a  $y$ . Jedná se o stojatý souřadný systém a rychlost rotace je tedy nulová.

Souřadný systém rotoru oproti statorovému souřadnému systému rotuje rychlostí:

$$\omega_{II} = p_p \cdot \omega_m \quad (3.15)$$

a je rozložen do os  $d$  a  $q$ .

Připojíme-li motor ke třífázovému napětí, můžeme napsat rovnice pro jednotlivá fázová napětí:

$$u_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\Psi_{sa}}{dt} \quad (3.16)$$

$$u_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\Psi_{sb}}{dt} \quad (3.17)$$

$$u_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\Psi_{sc}}{dt} \quad (3.18)$$

### 3.2.2.1 Souřadný systém statoru

Napěťové rovnice v souřadném systému statoru je možné využívat u motorů se symetrickým magnetickým obvodem. Pojem symetrický magnetický obvod znamená, že indukčnosti v osách  $d$  a  $q$  jsou si rovny ( $L_d=L_q$ ). Pro stanovení rovnic je potřeba převést fázová napětí motoru na prostorový vektor ve statorovém souřadném systému.

$$\bar{u}_{sI} = k \cdot (u_{sa} + \bar{a} \cdot u_{sb} + \bar{a}^2 \cdot u_{sc}) = R_s \cdot \bar{i}_{sI} + \frac{d\bar{\Psi}_{sI}}{dt} \quad (3.19)$$

Využitím rovnice 3.13 můžeme rovnici 3.19 rozložit na:

$$\bar{u}_{sI} = R_s \cdot \bar{i}_{sI} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{sI}}{dt} + \frac{d\Psi_{bI}}{dt} \quad (3.20)$$

Dále pomocí rovnic 3.11 a 3.12 můžeme napsat:

$$\bar{u}_{sI} = R_s \cdot \bar{i}_{sI} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{sI}}{dt} + j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot e^{j\vartheta} \cdot \Psi_b \quad (3.21)$$

Po rozložení prostorového vektoru  $\bar{u}_{sI}$  do os  $x$  a  $y$ :

$$\boxed{u_{sx} = R_s \cdot i_{sx} + L_s \cdot \frac{di_{sx}}{dt} - p_p \cdot \omega_m \cdot \Psi_b \cdot \sin\vartheta} \quad (3.22)$$

$$\boxed{u_{sy} = R_s \cdot i_{sy} + L_s \cdot \frac{di_{sy}}{dt} + p_p \cdot \omega_m \cdot \Psi_b \cdot \cos\vartheta} \quad (3.23)$$

### 3.2.2.2 Souřadný systém rotoru

Souřadný systém rotoru bere v úvahu rozdílné indukčnosti v ose  $d$  a  $q$ . Pro výpočet napětí v osách  $d$  a  $q$  vycházíme z rovnice 3.19.

$$\bar{u}_{sII} \cdot e^{j\vartheta} = R_s \cdot \bar{i}_{sII} \cdot e^{j\vartheta} + \frac{d\bar{\Psi}_{sII}}{dt} \cdot e^{j\vartheta} + j \frac{d\vartheta}{dt} \cdot \bar{\Psi}_{sII} \cdot e^{j\vartheta} \quad (3.24)$$

Zkrácením exponentu a dosazením za  $\frac{d\vartheta}{dt}$  a  $\bar{\Psi}_{sII}$  z rovnic 3.1 a 3.14 dostaneme:

$$\bar{u}_{sII} = R_s \cdot \bar{i}_{sII} + L_s \cdot \frac{d\bar{i}_{sII}}{dt} + j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot (L_s \cdot \bar{i}_{sII} + \Psi_b) \quad (3.25)$$

Následným rozložením rovnice 3.25 do osy  $d$  a  $q$ :

$$\boxed{\bar{u}_{sd} = R_s \cdot \bar{i}_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} - p_p \cdot \omega_m \cdot L_{sq} \cdot \bar{i}_{sq}} \quad (3.26)$$

$$\boxed{\bar{u}_{sq} = R_s \cdot \bar{i}_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} + p_p \cdot \omega_m \cdot (L_{sd} \cdot \bar{i}_{sd} + \Psi_b)} \quad (3.27)$$

### 3.2.3 Moment motoru s permanentními magnety

Pomocí napěťové rovnice 3.25 pro souřadný systém statoru lze určit tok energie motorem. Vynásobíme-li obě strany rovnice komplexně sdruženým proudem  $\bar{i}_{sII}^*$ , rozdělíme rovnici na čtyři složky. Složku přivedeného výkonu, Jouleových ztrát, výkonu potřebného na změnu magnetického toku a na složku výkonu na hřídeli  $P_m$ .

$$\bar{u}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^* = R_s \cdot \bar{i}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^* + \frac{d\bar{\Psi}_{sII}}{dt} \cdot \bar{i}_{sII}^* + j \cdot p_p \cdot \omega_m \cdot \bar{\Psi}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^* \quad (3.28)$$

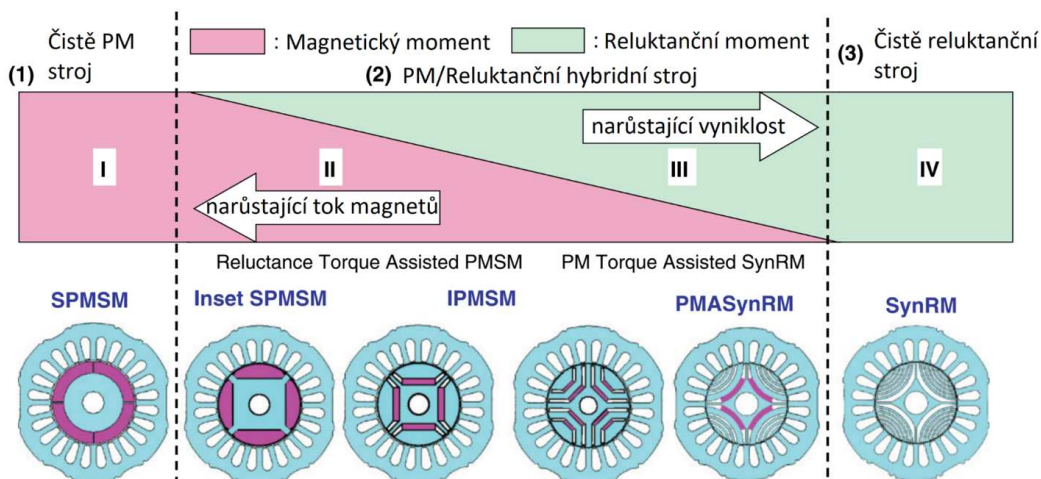
- $k_p \cdot \mathbf{R}\{\bar{u}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^*\}$  ... Přivedený výkon
- $k_p \cdot \mathbf{R}\{R_s \cdot \bar{i}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^*\}$  ... Jouleovy ztráty
- $k_p \cdot \mathbf{R}\{\frac{d\bar{\Psi}_{sII}}{dt} \cdot \bar{i}_{sII}^*\}$  ... Výkon spotřebovaný na změnu magnetického toku
- $k_p \cdot \mathbf{R}\{j p_p \omega_m \cdot \bar{\Psi}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^*\}$  ... Výkon na hřídeli  $P_m$

Využitím složky výkonu na hřídeli jsme schopni vypočítat moment na hřídeli:

$$M = \frac{P_m}{\omega_m} = k_p \cdot \mathbf{R}\{j p_p \omega_m \cdot \bar{\Psi}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^*\} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (i_{sq} \cdot \Psi_{sd} - i_{sd} \cdot \Psi_{sq}) \quad (3.29)$$

Jedná-li se o motor se symetrickým magnetickým obvodem, kde se indukčnosti v osách  $d$  a  $q$  rovnají ( $L_d = L_q$ ), můžeme vzorec pro výpočet momentu zjednodušit. Dosazením rovnice 3.14 do rovnice 3.29:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \mathbf{R}\{j \cdot [\Psi_b + L_s \cdot (i_{sd} + j \cdot i_{sq})] \cdot (i_{sd} - j \cdot i_{sq})\} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_b \cdot i_{sq} \quad (3.30)$$



**Obrázek 3.7:** Vliv uložení permanentních magnetů na moment motoru |Převzato z [12]|

Jedná-li se o motor s nesymetrickým magnetickým obvodem, kde si indukčnosti v osách  $d$  a  $q$  nejsou rovny ( $L_d \neq L_q$ ), obsahuje moment motoru dvě složky. Složku elektromagnetického momentu a složku reluktančního momentu.

Statorový magnetický tok v rotorovém souřadném systému je pak:

$$\bar{\Psi}_{sII} = \Psi_b + L_{sd} \cdot i_{sd} + j \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \mathbf{R}\{j \cdot [\Psi_b + L_{sd} \cdot i_{sd} + j \cdot L_{sq} \cdot i_{sq}] \cdot (i_{sd} - j \cdot i_{sq})\} \\ &= \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot [\Psi_b \cdot i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd} \cdot i_{sq}] \end{aligned} \quad (3.32)$$

- $\frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_b \cdot i_{sq}$  ... Elektromagnetický moment
- $\frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd} \cdot i_{sq}$  ... Reluktanční moment

Jak již bylo zmíněno v kapitole 3.1.1.1, rozdílné indukčnosti v osách  $d$  a  $q$  jsou způsobeny rozložením permanentních magnetů v rotoru. Indukčnostmi  $L_d$  a  $L_q$  je tedy značně ovlivněn moment motoru.

# Kapitola 4

## Řízení pohonu

Princip řízení elektrických pohonů spočívá v regulaci základních veličin, kterými jsou v pohonech magnetický tok a vnitřní elektromagnetický moment. Magnetický tok a elektromagnetický moment nejsme schopni změřit přímo, a proto jsme nuceni vycházet z veličin, které jsou snadno měřitelné. Jsou jimi statorové proudy, napětí a otáčky, eventuálně poloha rotoru. Z těchto veličin jsou za pomoci matematického modelu motoru vyjádřeny všechny veličiny nutné pro regulaci.

Z matematického modelu synchronního motoru (kapitola 3.2) je patrné, že jednotlivé složky statorového proudu v rotorových souřadnicích jsou zodpovědné za moment motoru a buzení motoru. Těmito složkami jsou momentotvorná složka proudu ( $I_{sq}$ ) a tokotvorná složka proudu ( $I_{sd}$ ).

### 4.1 Transformace souřadnic

Ke zjednodušení analýzy třífázových systémů a pro transformaci veličin mezi souřadnými systémy slouží Clarkové a Parkova transformace.

#### 4.1.1 Transformace Clarkeové

Tato transformace slouží pro převod veličin ze třífázového systému ( $abc$ ) do stojícího souřadného systému v komplexní rovině ( $\alpha\beta$ , případně  $xy$ ). Transformace Clarkeové transformuje fázové skalární veličiny na rotující vektor a netočivou (nulovou) složku.

V mnohých literaturách je tato transformace nazývána transformace na *prostorový vektor*.

$$\bar{x} = [x_\alpha, x_\beta] = x_\alpha + jx_\beta = f(x_a, x_b, x_c) \quad (4.1)$$

$$\bar{x} = k(x_a + \bar{a}x_b + \bar{a}^2x_c) \quad (4.2)$$

$$x_0 = k_0(x_a + x_b + x_c) \quad (4.3)$$

dosadíme-li za  $\bar{a}$  a  $\bar{a}^2$ :

$$\bar{a} = e^{j120^\circ} = \cos(120^\circ) + j\sin(120^\circ) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.4)$$

$$\bar{a}^2 = e^{j240^\circ} = \cos(240^\circ) + j\sin(240^\circ) = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (4.5)$$

Konstanta  $k$  se určuje na základně amplitudové či výkonové invariantnosti. Pro transformaci Clarkeové amplitudově invariantní platí, že  $k = \frac{2}{3}$ . Pro transformaci výkonově invariantní platí, že  $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ . Amplitudově invariantní Clarkeové transformace:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = C_A \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

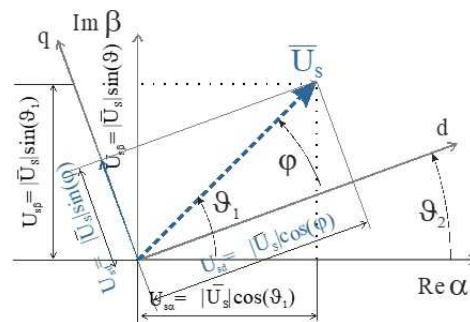
Pro opačný postup, kdy potřebujeme transformovat rotující vektor v komplexní rovině do třífázového systému, použijeme inverzní transformaci Clarkeové: [12]

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = C_A^{-1} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

#### 4.1.2 Transformace Parkova

Parkova transformace slouží pro transformaci prostorového vektoru (komplexoru) do souřadného systému  $dq$ , který rotuje synchronní rychlostí. Souřadný systém  $dq$  je totožný se souřadným systémem rotoru motoru. Transformace provede tzv. "zastavení" rotace komplexoru. Vyjádříme-li komplexor:[12]

$$\bar{U}_s(t) = \begin{bmatrix} U_{s\alpha}(t) \\ U_{s\beta}(t) \end{bmatrix} = |\bar{U}_s| e^{j(\omega t + \vartheta_1)} \quad (4.8)$$



Obrázek 4.1: Parkova transformace (převod mezi  $\alpha\beta$  a  $dq$ ) [Převzato z [12]]



Následně provedeme "zastavení" komplexoru odečtením fázového posuvu rotujícího souřadného systému  $dq$  vůči stojícímu souřadnému systému  $\alpha\beta$ : [12]

$$\bar{U}_{sdq} = |\bar{U}_s| e^{j(\omega t + \vartheta_1)} e^{-j(\omega t + \vartheta_2)} = |\bar{U}_s| e^{j(\vartheta_1 - \vartheta_2)} = |\bar{U}_s| e^{j(-\varphi)} \quad (4.9)$$

Má-li komplexor konstantní amplitudu, pak se  $\bar{U}_{sdq}$  nemění v čase. Vektor pak rotuje vůči souřadnému systému  $dq$  s úhlem  $-\varphi$ .

$$\bar{U}_{sdq} = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \cos(-\varphi) & -U_{s\beta} \sin(-\varphi) \\ U_{s\alpha} \sin(-\varphi) & U_{s\beta} \cos(-\varphi) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Aplikujeme-li pravidlo sudé a liché funkce, pak:

$$\bar{U}_{sdq} = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = R_{dq} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Matice  $R_{dq}$  je nazývána matice rotační a platí, že její inverze je i její transpozice. Proto při požadavku na zpětnou Parkovu transformaci, kdy potřebujeme převést veličiny ze souřadného systému  $dq$  do stojícího souřadného systému statoru, využijeme inverzní rotační matici. [12]

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha(t)} \\ U_{s\beta(t)} \end{bmatrix} = R_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

## 4.2 Možnosti řízení pohonu

### 4.2.1 Skalární řízení

Základní řízení střídavých strojů se nazývá skalární, či frekvenční řízení. Skalární řízení má řadu nevýhod a jeho použitím pro řízení synchronního stroje další nevýhody přibývají. Skalární řízení není schopno zajistit dostatečnou dynamiku pohonu, jaké jsme schopni dosáhnout v jiných typech řízení. Hlavní nevýhoda skalárního řízení nastává při přechodových dějích po skokové změně kmitočtu. Motoru hrozí vypadnutí ze synchronizmu. Z těchto důvodů není skalární řízení pro pohon synchronních strojů použitelné. [11]

### 4.2.2 DTC

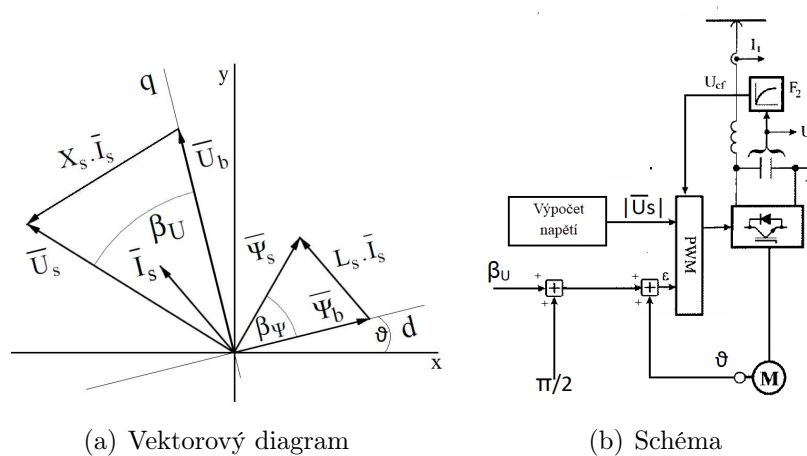
Další z možností řízení pohonu je přímé řízení momentu (DTC - Direct Torque Control). Původně byla tato metoda založena pro řízení momentu indukčního stroje (Takashiho a Depenbrockova metoda). Tuto koncepci lze také použít pro řízení momentu synchronního stroje. Metoda DTC pracuje na principu dvouhodnotové regulace momentu, která je realizována vhodnou volbou spínací kombinace tranzistorů napěťového střídače, jenž zajišťuje vznik točivého magnetického pole. Hodnotu požadovaného momentu se snažíme udržet v určité hysterzezi. Čím je hysterzeze menší tím je průběh momentu méně zvlňný

a tedy hladší. Čím je větší požadavek na hladší průběh momentu, tím je zapotřebí větší spínací frekvence výkonových polovodičových součástek střídače. [16]

Oproti vektorovému řízení není u metody DTC zapotřebí regulátorů proudů  $I_d$  a  $I_q$ , transformace souřadnic a modulátoru napětí. Na druhou stranu je zde i řada nevýhod. Již zmíněná variabilní spínací frekvence, zkreslení proudu a točivého momentu způsobené změnami sektoru, vysoká vzorkovací frekvence potřebná pro digitální implementaci hysterézních komparátorů. [16]

### 4.2.3 Vektorové řízení

Základní myšlenkou vektorového řízení je vnucování požadovaného vektoru napětí  $\bar{U}_s$ , jehož poloha je stále pevně svázána s polohou rotoru, do motoru.



**Obrázek 4.2:** Princip vektorového řízení [Převzato z [11]]

Základní funkci vektorového řízení je znázorněna na obr. 4.2. Mimo okolí nulových otáček, kdy je satorový odpor vzhledem k reaktancím motoru zanedbatelný, se zátěžný úhel  $\beta_U$  rovná úhlu  $\beta_\Psi$ . Úhel  $\beta_U$  se nachází mezi vektory satorového napětí ( $\bar{U}_s$ ) a napětím budícím. Úhel  $\beta_\Psi$  se nachází mezi toky od budícího proudu či permanentních magnetů ( $\beta_b/\beta_{PM}$ ) a celkovým magnetickým tokem ( $\bar{\Psi}_\Sigma$ ).

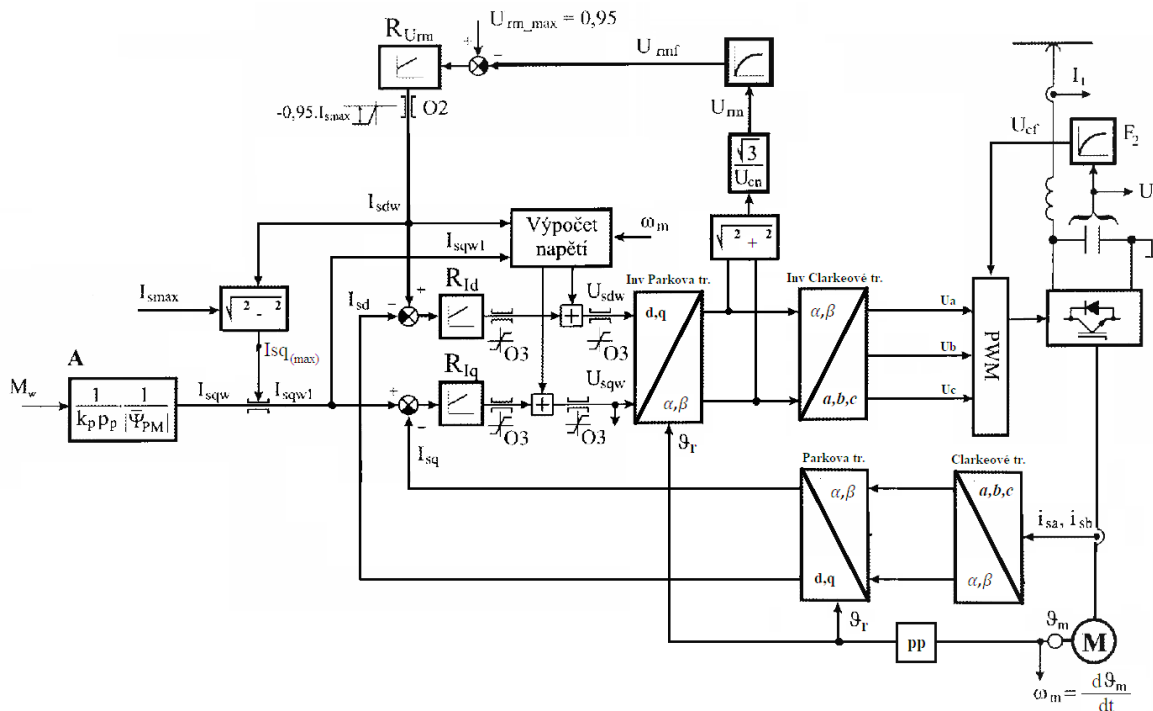
Při řízení se zadává požadavek na moment, který je v tomto případě úměrný zátěžnému úhlu  $\beta_U$ . K tomuto úhlu je připočítáno  $\frac{\pi}{2}$  a úhel  $\vartheta$ , z důvodu vnucení motoru vektor napětí  $\bar{U}_s$  v požadovaném souřadném systému. Úhel  $\vartheta$  je úhel natočení rotoru vůči satoru a může být zjištěn čidlem polohy.

Uvedené vektorové řízení znázorňuje princip funkce, využívaná vektorová řízení mají složitější strukturu popsanou dále.

## 4.3 Princip vektorového řízení PMSM motoru

Vektorové řízení spočívá v regulaci momentotvorné a tokotvorné složky satorového proudu na základě požadavku na velikost momentu a nabuzení motoru. Vyskytuje-li se motor v

otáčkách, které jsou menší, než jmenovité, pracuje motor s konstantním budícím magnetickým tokem vyvolaným v našem případě (motor PMSM) pouze tokem permanentních magnetů. Čili při  $\omega < \omega_n$  je proud  $I_{sd} = 0$ . Při vysokých otáčkách indukuje magnetický tok permanentních magnetů do statorového vinutí napětí  $U_b$ , které je větší než nominální statorové napětí motoru. Proto je nutné motor odbudit. Odbuzení se realizuje vhodným pootočením vektoru magnetického toku buzeného proudem statoru.



**Obrázek 4.3:** Základní regulační schéma vektorového řízení PMSM [Převzato z [11]]

Na obr. 4.3 je znázorněno blokové schéma použité vektorové regulace PMSM motoru. Hodnota požadovaného momentu  $M_w$  vstupuje do bloku A, který využitím rovnice 3.30 stanoví velikost požadovaného momentotvorného proudu  $I_{sqw}$ . Ten je omezen v závislosti maximálním možným statorovým proudem, který je schopen motor snést a velikostí požadavku na tokotvorný proud  $I_{sdw}$ . Maximální hodnota momentotvorného proudu je pak:

$$I_{sq(max)} = \sqrt{I_{s(max)}^2 - I_{sdw}^2} \quad (4.13)$$

Požadavek na velikost tokotvorného proudu  $I_{sdw}$  je stanoven regulátorem  $R_{U_{rm}}$ . Regulátor  $R_{U_{rm}}$  umožňuje odbuzení motoru. Jsou-li otáčky motoru menší než nominální otáčky, pak je požadováno maximální nabuzení, omezovač O2 je nasycen ( $I_{sd} = 0$ ). V oblasti vyšších otáček generuje regulátor  $R_{U_{rm}}$  požadovaný proud  $I_{sd} < 0$ . Motor se pak odbuzuje.

Odchytky vstupující do regulátorů proudů  $R_{Id}$  a  $R_{Iq}$  vzniknou porovnáním požadovaných a skutečných proudů. Skutečné proudy  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$  dostaneme změřením proudů  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  a

případně  $i_{sc}$ . Tyto proudy následně převedeme pomocí transformace Clarkeové do souřadného systému statoru ( $\alpha\beta$ ). Dále díky známé poloze rotoru od čidla polohy transformujeme proudy  $i_\alpha$  a  $i_\beta$  Parkovou transformací do souřadného systému rotoru ( $dq$ ).

Výstupem regulátorů proudů  $R_{Id}$  a  $R_{Iq}$  jsou požadavky na velikost napětí v příslušných osách. Požadovaná napětí v osách  $U_{sdw}$  a  $U_{sqw}$  jsou pomocí inverzní Parkovy transformace převedeny do statorového souřadného systému a následně pomocí inverzní transformace Clarkeové do třífázového souřadného systému.

Blok *Výpočet napětí* slouží pro dopředný výpočet požadovaných napětí v osách  $dq$ . Jeho činnost zjednodušuje práci regulátorům proudu ( $R_{Id}$  a  $R_{Iq}$ ). Požadované hodnoty napětí jsou dopočítávány z požadovaných hodnot proudů v osách  $dq$  a úhlové rychlosti stroje. Hodnoty napětí jsou v tomto bloku dopočítávány pomocí rovnic 3.26 a 3.27.

## 4.4 Řízení napěťového střídače

### 4.4.1 Napěťový střídač

Pro napájení synchronního stroje je použit třífázový napěťový střídač. Střídač je na své stejnosměrné straně připojen ke zdroji stejnosměrného napětí. Třífázový střídač se skládá ze tří větví. Každá větev obsahuje dvě spínací polovodičové součástky se zpětnou diodou. Nejčastěji se jako spínací polovodičové součástky používají IGBT tranzistory, či již novější SiC mosfet tranzistory. Spínací polovodičové součástky jsou řízeny pulzy, které generuje mikrokontroler. [17]

To jakým způsobem se mají spínat výkonové spínací součástky se nazývá modulace. Pro přesné generování zadaného průběhu zvolené výstupní veličiny (napětí) je zapotřebí složitých modulačních algoritmů. Současně je zapotřebí zajistit změnu více parametrů generovaného průběhu (kmitočet, velikost základní harmonické složky a tvar křivky u nesinusového průběhu). [17]

### 4.4.2 Typy modulací

Základní druh modulace se nazývá obdélníkové řízení. Obdélníkového řízení není v praxi příliš využíváno, neboť pomocí této modulace jsme schopni řídit pouze výstupní kmitočet. Vzhledem k jednoduchosti spínání, kdy jsou součástky sepnuté po určitou dobu danou úhlem sepnutí, není možné měnit amplitudu základní harmonické výstupního napětí. Výhoda této modulace je ve výstupním napětí s vysokým podílem základní harmonické. K obdélníkovému řízení může dojít například při přemodulování PWM (modulační signál má větší amplitudu, než signál nosný). Tím se dostáváme k nejčastěji využívané modulaci. Tou je pulzně šířková modulace (PWM - Pulse Width Modulation). Mezi další možné modulace patří PWM s injektáží třetí harmonické či vektorová modulace. Pro porovnání modulací je důležité uvést základní pojmy modulace:

**Hloubka modulace ( $m_A$ ):** je dána poměrem velikosti právě nastavené amplitudy základní harmonické ku největší největší možné nastavitelné velikosti amplitudy příslušným řízením.

$$m_A = \frac{U_{Zm(1)}}{U_{Zm(1)M}} \dots 0 \leq m_A \leq 1 \quad (4.14)$$

**Modulační poměr ( $m_f$ ):** je dán poměrem periody základní harmonické výstupního napětí střídače ku periodě nosného trojúhelníkového průběhu.

$$m_f = \frac{T}{T_p} = \frac{f_p}{f} \quad (4.15)$$

Čím je větší nosný kmitočet ( $f_p$ ), tím narůstá kvalita modulace ale přináší to nevýhodu v podobě nárůstu spínacích ztrát.

**Modulační index ( $m_i$ ):** značí, v jakém poměru se zmenší základní harmonická napětí zátěže oproti maximální hodnotě při obdélníkovém řízení vlivem zavedení modulace.

$$m_i = \frac{U_{Zm(1)M}}{U_{Zm(1)MObd}} \quad (4.16)$$

#### 4.4.2.1 Komparační PWM

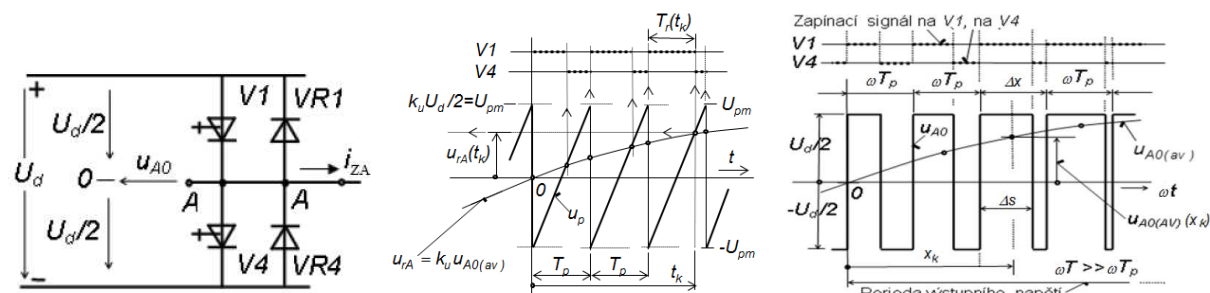
Jak již bylo zmíněno obdélníkové řízení sebou nese řadu nevýhod. Pro napájení střídavých strojů nastává problém z hlediska vysokého činitele vyšších harmonických při obdélníkovém řízení. Značné zlepšení nastává při zavedení šířkového pulzně modulovaného řízení (ŠPM, neboli PWM (Pulse Width Modulation)). [19]

Při PWM modulaci se řídí napětí jednotlivých pólů, jedná-li se o třífázový střídač, řídí se fázové napětí střídače. Napětí jsou řízena na základě porovnávání dvou signálů. První ze signálů je nosný signál, pilového průběhu o značně vyšší frekvenci než je signál druhý modulační. Modulační signál představuje požadovaný signál, kterého by mělo být docíleno na výstupu PWM (po aplikaci Furiérový transformace na obdélníkový průběh). [19]

Na základě koincidence pilového a modulačního signálu je spínán horní či spodní tranzistor ve větvi. Princip je znázorněn na obr. 4.4. V průběhu periody  $T$  změnou poměru  $\frac{T_r}{T_p}$  se mění i střední hodnota průběhu  $u_{A0}$ . Spojnicí těchto středních hodnot vznikne průběh  $u_{A0(av)}$ . [19]

Nosný signál ve tvaru pily může být buď symetrický nebo nesymetrický. Symetrický signál se od asymetrického liší tím, že interval  $T_r$  vychází uprostřed intervalu  $T_p$ . U napěťových střídačů je častěji využíván symetrický signál. [19]

Dále je možné řízení rozdělit na asynchronní a synchronní. Asynchronní řízení znamená, že perioda nosného signálu ( $T_p$ ) je konstantní, z toho vyplývá, že modulační poměr ( $m_f$ ) je číslo proměnné s periodou  $T$ . Synchronní řízení, které není tak často využíváno,



(a) Schéma jedné větve střídače (b) Nosný a modulační signál (c) Vzniklý obdélníkový průběh

**Obrázek 4.4:** Pricnip PWM modulace [Převzato z [19]]

udržuje modulační poměr ( $m_f$ ) jako celé číslo tak, že perioda nosného signálu ( $T_p$ ) je proměnná s periodou  $T$ . Realizace synchronního řízení je náročnější, avšak oproti asynchronnímu řízení preciznější, a to především při menších hodnotách  $m_f$ . [19]

Při výpočtu modulačního indexu PWM modulace vycházíme z maximálně možné velikosti amplitudy základní harmonické napětí střídače (tj. fázového napětí zátěže)  $U_{Zm(1)M} = \frac{U_d}{2}$  při  $m_A = 1$ . Pro výpočet modulačního indexu potřebujeme znát rovněž tuto hodnotu při obdélníkovém řízení ( $U_{Zm(1)MObd} = \frac{2d}{\pi}$ ). Modulační index je poté: [19]

$$m_i = \frac{U_{Zm(1)M}}{U_{Zm(1)MObd}} = \frac{U_d \cdot \pi}{4 \cdot U_d} = 0,785 \quad (4.17)$$

Metoda, kterou je možné zvýšit modulační index komparační PWM a dosáhnout tak vyšší velikosti amplitudy základní harmonické výstupního napětí střídače se docílí injekcí 3. harmonické modulačního signálu.

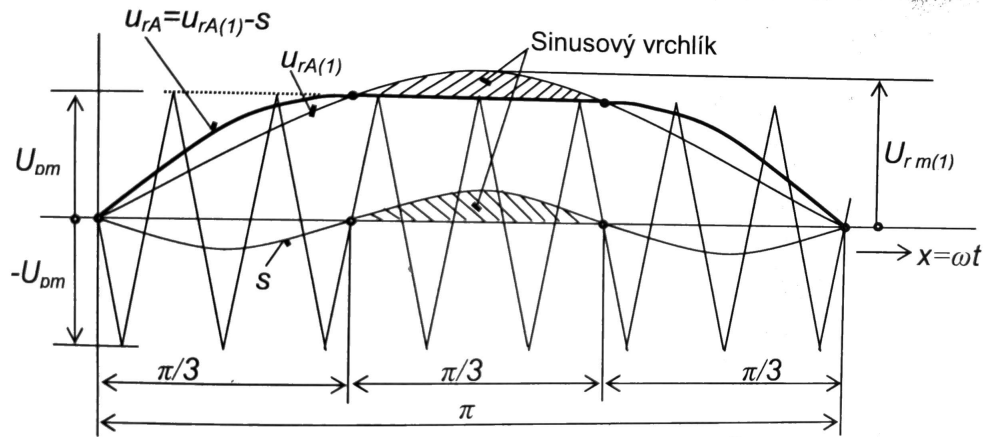
#### 4.4.2.2 Komparační PWM s implementací 3. harmonické

Rozborem průběhů fázových napětí střídače a zátěže lze stanovit, že jsou-li fázová napětí střídače trojfázově symetrická, pak liché harmonické, které nejsou násobky tří se přenášejí beze změny, ale pro liché harmonické o násobku tří toto neplatí. Liché harmonické o násobku tří jsou ze sdruženého i fázového napětí zátěže odfiltrovány. Základní harmonická se přenáší též beze změny. Za účelem zvýšení modulačního indexu je možné na stávající modulační signál superponovat střídavou složku o frekvenci třetí harmonické modulačního signálu. Amplituda této střídavé složky je stanovena na základě výpočtu tak, aby výsledný modulační signál nikde nepřevyšoval amplitudu nosného signálu a nedošlo tak k přemodulování. [19]

Z obr. 4.5 je patrné, že:

$$U_{pm} = U_{rm(1)M} \cdot \sin \frac{\pi}{3} = \frac{U_d}{2} \quad (4.18)$$

Maximální hodnota amplitudy základní harmonické ( $U_{Zm(1)M}$ , která se přenáší na stranu zátěže beze změny musí být analogická k rovnici 4.18, tedy:



Obrázek 4.5: Upravený modulační signál pro zvýšení  $m_i$  [Převzato z [19]]

$$\frac{U_d}{2} = U_{Zm(1)M} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \quad (4.19)$$

$$U_{Zm(1)M} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \quad (4.20)$$

Modulační index varianty komparační PWM s upraveným modulačním signálem pak vychází:

$$m_i = \frac{U_{Zm(1)M}}{U_{Zm(1)MObd}} = \frac{U_d \cdot \pi}{2\sqrt{3} \cdot U_d} = 0,906 \quad (4.21)$$

Tato varianta převyšuje maximální hodnotu základní harmonické napětí zátěže při komparační PWM bez úpravy modulačního signálu o 12 %. [19]

#### 4.4.2.3 Vektorová PWM

Pro popis této modulace je využívána práce s prostorovým vektorem. Prostorový vektor dostaneme pomocí transformace Clarkeové (4.1.1). Transformace spočívá v zobrazení harmonického průběhu pomocí komplexoru v komplexní rovině. Komplexor pak v tomto souřadném systému rotuje rychlostí  $\omega$ . [19]

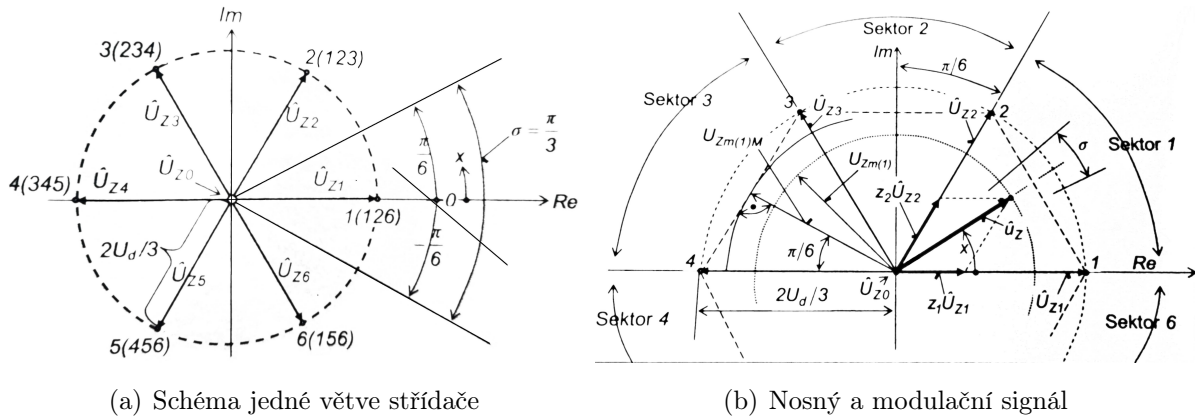
Pro prostorový vektor tedy platí rovnice:

$$\hat{u}_Z = \frac{2}{3}(u_{ZA} + \bar{a} \cdot u_{ZB} + \bar{a}^2 \cdot u_{ZC}) \quad (4.22)$$

Dle stanoviska, že všechny harmonické (s výjimkou třetí a jejích násobků) jsou přenášeny ze strany střídače na stranu zátěže beze změny, je prostorový vektor  $\hat{u}_Z$  určený z fázových napětí střídače totožný s prostorovým vektorem určeným z napětích zátěže. [19]

Pohyb prostorového vektoru při obdélníkovém řízení střídače při úhlu řízení  $\pi$  vytváří šest základních zátěžových vektorů a dva nulové vektory. Takto vytvořené vektory se nazývají reálné a poloha jednotlivých vektorů se zjistí z rovnice 4.22. Reálné vektory jsou vůči sobě posunuty o el. úhel  $\frac{\pi}{3}$ . Na obr. 4.6 (a) jsou znázorněny polohy jednotlivých

reálných vektorů a jim příslušející spínací kombinace. Pro první větev střídače značí číslo 1 sepnutý horní spínač a číslo 4 dolní spínač. Pro druhou větev pak sepnutý horní spínač značí číslo 3 a dolní 6. Pro třetí větev značí číslo 5 sepnutý horní spínač a číslo 2 dolní spínač. Sepnutím všech horních prvků (135), nebo všech spodních prvků (462) je možné vytvořit vektor nulový, tudíž zátěž je zkratována. [19]



**Obrázek 4.6:** Vektorová PWM modulace [Převzato z [19]]

Vytvoření požadovaného fiktivního vektoru, který se nachází v sektoru mezi dvěma reálnými vektory, se zajistí spínáním těchto dvou sousedních reálných vektorů a vektoru nulového po určitou krátkou dobu. Fiktivní, též nazývaný referenční, vektor lze vytvořit kdekoli uvnitř šestiúhelníku tvořeného koncovými body reálných vektorů. Referenční vektor odpovídající určitému harmonickému napětí rotuje v komplexní rovině rychlostí  $\omega$ . V ideálním případě by pak koncový bod referenčního vektoru opisoval kružnici. V reálu se této situaci snažíme přiblížit vytvořením určitého počtu referenčních vektorů. Polohy vektorů pak rozdělí periodu základní harmonické napětí zátěže do  $q$  sektorů o intervalu elektrického úhlu  $\sigma$ . Sektory jsou určeny tak, že vždy referenční vektor je středem sektoru  $\sigma$ . [19]

$$\sigma = \frac{2\pi}{q} = \omega T_\sigma = \sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 \quad (4.23)$$

$$z_1 = \frac{\sigma_1}{\sigma} = \frac{T_1}{T_\sigma} \quad z_2 = \frac{\sigma_2}{\sigma} = \frac{T_2}{T_\sigma} \quad z_3 = \frac{\sigma_3}{\sigma} = \frac{T_3}{T_\sigma} \quad (4.24)$$

Poměrné sepnutí pro vytvoření referenčního vektoru se určí z obr. 4.6 (b):

$$z_2 = \frac{|\hat{u}_Z| \cdot \sin(x)}{|\hat{U}_{Z2}| \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} = \frac{\sqrt{3} \cdot |\hat{u}_Z| \sin(x)}{U_d} \quad (4.25)$$

$$z_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot |\hat{u}_Z| \sin\left(\frac{\pi}{3} - x\right)}{U_d} \quad (4.26)$$



Při optimálním řízení, kdy je generován dostatečný počet referenčních vektorů, aby koncové body vektorů tvořili téměř kružnici, pak poloměr této kružnice je amplitudou základní harmonické napětí zátěže. Maximální možná tato amplituda je pak poloměrem kružnice vepsané do šestiúhelníka tvořeného koncovými body reálných vektorů. Hloubku modulace pak lze určit jako:

$$m_A = \frac{U_{Zm(1)}}{U_{Zm(1)M}} = \frac{|\hat{u}_Z|}{|\hat{U}_{Z2}| \cdot \cos \frac{\pi}{6}} = \frac{\sqrt{3}|\hat{u}_{Z2}|}{U_d} \quad (4.27)$$

Výpočet hodnot poměrných sepnutí lze zobecnit pomocí definované hloubky modulace a zavedením úhlu  $x_S$ , který je měřen od začátku sektoru značeného číslem  $k$ . [19]

$$x_S = x - (k - 1) \frac{\pi}{3} \quad (4.28)$$

$$z_k(x) = m_A \sin\left(\frac{\pi}{3} - x_S\right) \quad z_{k+1}(x) = m_A \sin(x_S) \quad z_0(x) = 1 - z_k - z_{k+1} \quad (4.29)$$

Vektorová PWM modulace může být synchronní nebo asynchronní. Synchronní řízení je využíváno ve složitějších aplikacích s vyššími výkony. Spínací kmitočet součástek zůstává konstantní. Platí, že  $\omega T_\sigma = \sigma = \frac{2\pi}{q}$  je konstantní a celé číslo dělitelné šesti. Při změně  $\omega$  zůstávají poměrná sepnutí stejná.

Při asynchronní vektorové PWM je  $T_\sigma$  konstantní a při změně  $\omega$  se mění i poměrná sepnutí. Kmitočet spínání součástek je rovněž proměnný. [19]

# Kapitola 5

## Elektronický diferenciál oddělených pohonů kol

### 5.1 Princip diferenciálu

Při běžném užívání jakéhokoliv silničního, či terénního vozidla musíme dbát na situace, kdy vozidlo projíždí zatáčkou. Jízdu vozidla do zatáčky se liší obvodové rychlosti kol na vnější (dále od středu) a vnitřní (blíže ke středu) straně. Při průjezdu zatáčkou je potřeba, aby vnější kola měly větší obvodovou rychlost, než kola vnitřní. Zajištěním tohoto požadavku se vyhýbáme stavům, kdy by se jedno z kol hnací nápravy mohlo dostat do smyku. Rovněž nám diferenciál rozdělením poměru otáčení kol zvyšuje přilnavost vozidla k podkladu, zvyšuje stabilitu a ovladatelnost a také přispívá k nižšímu opotřebování pneumatik. [9]

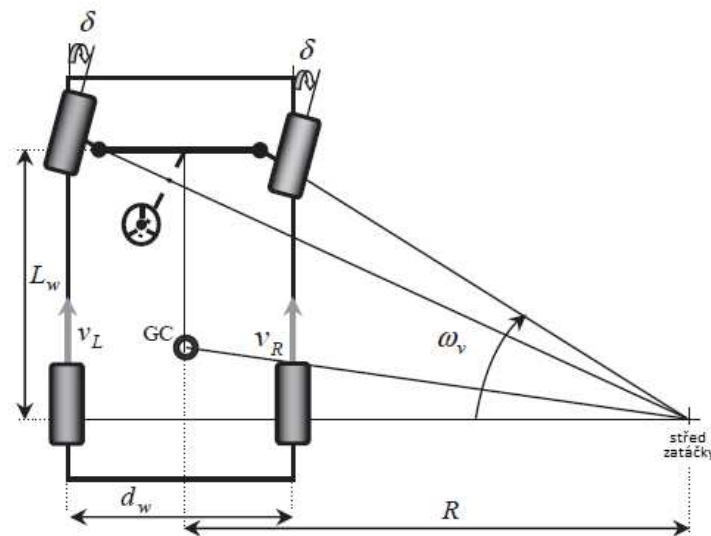
Zařízení sloužící k rozdělení poměru otáčení vnějších a vnitřních kol se nazývá diferenciál. Mechanický diferenciál je součástí téměř všech silničních či terénních vozidel. Mechanický diferenciál je založen na principu planetové převodovky. Jeho funkce je popsána v odstavci výše. Nevýhodou mechanického diferenciálu je situace, kdy se jedno z hnacích kol vyskytuje na povrchu s nízkým koeficientem tření. V této situaci se kolo při rozjezdu vozidla na kluzkém povrchu začne protáčet a kolo na nekluzkém povrchu bude stát. Jelikož diferenciál udržuje výstupní momenty na obou kolech stejné, klesne i trakční síla a moment neprokluzujícího kola. Tuto nevýhodu je možné vyřešit uzavěrkou diferenciálu. [9]

U vozidel, jako je naše motokára, která jsou poháněna dvěma nezávislými motory na zadní oddělené napravě ztrácí mechanický diferenciál smysl a využívá se elektronický diferenciál. Elektronický diferenciál eliminuje ztráty způsobené třením v mechanickém diferenciálu. Je založen na principu snímání natočení volantů a obvodových rychlostí kol a následného výpočtu požadovaných obvodových rychlostí kol. [10]

## 5.2 Výpočet obvodových rychlostí kol

Princip mechanického diferenciálu je tedy založen na aplikování stejného momentu na obě hnací kola. Tento požadavek jsme schopni u elektronického diferenciálu vyřešit řízením momentu v elektrických motorech pohánějících zvlášť každé kolo. Potřebný moment pro každé kolo zvlášť je stanoven na základě požadované obvodové rychlosti tohoto kola. Ta je vypočtena z aktuální úhlové rychlosti vztažené ke středu vozidla a úhlu natočení volantu. [10]

Pro výpočet rozdílných obvodových rychlostí kol je využit geometrický model navržený Ackermanem a Jeantadem (obr. 5.1).



**Obrázek 5.1:** Geometrický model vozidla navržený Ackermanem a Jeantadem [Převzato z [10]]

Na obr. 5.1 jsou vyznačeny parametry důležité pro výpočet obvodových rychlostí. Jsou to: rozchod kol ( $d_w$ ), rozvor podvozku ( $L_w$ ), úhel natočení kol ( $\delta$ ) a poloměr zatáčky ( $R$ ). [10]

Obvodová rychlost každého trakčního kola je vyjádřena jako funkce úhlové rychlosti vozidla a poloměru zatáčky:

$$v_L = \omega_v \cdot \left( R + \frac{d_w}{2} \right) \quad (5.1)$$

$$v_R = \omega_v \cdot \left( R - \frac{d_w}{2} \right) \quad (5.2)$$

Poloměr zatáčky ( $R$ ) je odvozen ze vzdálenosti přední a zadní nápravy (délka vozidla) a z úhlu natočení kol. [10]

$$R = \frac{L_w}{\tan \delta} \quad (5.3)$$

Vložení rovnice 5.3 do výrazu 5.1 a 5.2 získáme rozdílné úhlové rychlosti pro levé a pravé kolo.

$$\omega_{rL} = \frac{L_w + \frac{d_w}{2} \cdot \tan\delta}{L_w} \cdot \omega_v \quad (5.4)$$

$$\omega_{rR} = \frac{L_w - \frac{d_w}{2} \cdot \tan\delta}{L_w} \cdot \omega_v \quad (5.5)$$

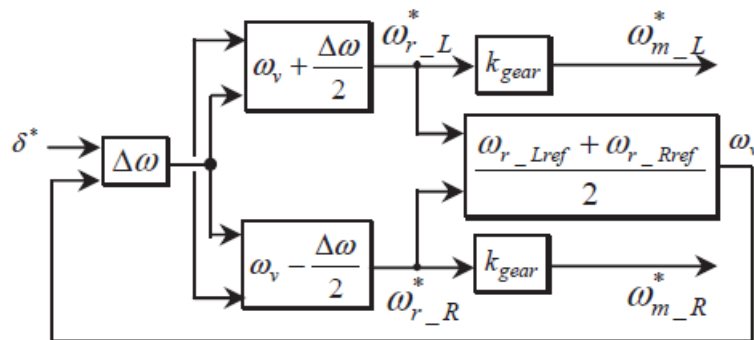
Rozdíl mezi úhlovými rychlostmi kol ( $\Delta\omega$ ):

$$\Delta\omega = \omega_{rL} - \omega_{rR} = \frac{d_w \cdot \tan\delta}{L_w} \cdot \omega_v \quad (5.6)$$

Úhel natočení volantu ( $\delta$ ) je kladný, zatáčí-li vozidlo doprava, záporný, zatáčí-li vozidlo doleva nebo nulový, jede-li vozidlo rovně. Když vozidlo vjíždí do zatáčky, řidič začne otáčet volantem (změna úhlu  $\delta$ ) a systém elektronického diferenciálu začne okamžitě na základě požadavku na rozdílné úhlové rychlosti kol upravovat rychlost vnějšího a vnitřního kola. Požadované úhlové rychlosti levého a pravého kola: [10]

$$\omega_{rL}^* = \omega_v + \frac{\Delta\omega}{2} \quad (5.7)$$

$$\omega_{rR}^* = \omega_v - \frac{\Delta\omega}{2} \quad (5.8)$$



**Obrázek 5.2:** Blokové schéma výpočtu rozdílných obvodových rychlostí |Převzato z [10]|

# Kapitola 6

## Elektrická motokára NeoFELis

Elektrická motokára NeoFELis je konstruována na Západočeské univerzitě katedrou Výkonové elektroniky a strojů (KEV) spadající pod Elektrotechnickou fakultu. Motokára je koncipována do kategorie závodních motokár třídy Super Kart. Motokáry v této kategorii dosahují rychlostí kolem  $200 \frac{km}{h}$ . Zrychlení z 0 na  $100 \frac{km}{h}$  těchto motokár se pohybuje kolem 3 s.

Pohon motokáry je tvořen dvěma motory s permanentními magnety (PMSM). Levé a pravé zadní kolo nejsou na společném hřídeli, ale každé kolo je zvlášť poháněno jedním motorem. Motory jsou napájeny SiC napěťovými střídači. Zdrojem stejnosměrného napětí pro střídače je 1386 článková baterie.

Jelikož nejsou zadní kola motokáry navzájem spojeny osou, ale pouze skrze planetovou převodovku (převod 3) s motorem, je možné pro zvýšení stability motokáry při průjezdu zatáčkou implementovat elektronický diferenciál, který bude upravovat zvlášť rychlost vnitřního a vnějšího kola.

Řízení pohonu zajišťuje vektorová regulace. Pro simulace je využito řízení střídače s komparační PWM.

Dojezd motokáry je koncipován na okruh Nürburgring přibližně na 7,3 kola. Maximální rychlost by měla dosahovat  $240 \frac{km}{h}$ , přičemž nejčastější rychlost by měla být přibližně  $160 \frac{km}{h}$ . Hmotnost motokáry včetně pilota činí cca 380 kg.

### 6.1 Příslušný matematický model motokáry

V této práci je využíván matematický model motokáry, který byl naměřen pro velmi podobnou motokáru. O využívaném modelu motokáry je pojednáváno v práci [2].

V práci [2] byla provedena dojezdová zkouška. Naměřená data rychlosti v závislosti na čase byla proložena polynomem metodou nejmenších čtverců. Vygenerovaný polynom činil:

$$v = -3,39e^{-5} \cdot t^3 + 48,78e^{-4} \cdot t^2 - 473,4e^{-3} \cdot t + 13,75 \quad (6.1)$$

Následným derivováním polynomu pro rychlost byl získán polynom pro zrychlení  $a$ . Převědeme-li závislost zrychlení na čase na závislost zrychlení na rychlosti dostaneme:

$$v = 0,494e^{-3} \cdot v^2 + 10,728e^{-3} \cdot v + 0,2376 \quad (6.2)$$

Základní rovnice pro dojezdovou zkoušku:

$$m \cdot a \cdot \vartheta = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S_x \cdot c_x \cdot v^2 + f_k \cdot m \cdot g \quad (6.3)$$

Polynom 6.2 byl vyneseno do grafu v závislosti na  $v^2$  a následně proložen regresní přímkou:

$$a = k_1 \cdot v^2 + k_2 \quad (6.4)$$

Poté bylo možné z koeficientů  $k_1$  a  $k_2$  získat koeficienty  $c_x$  a  $f_k$  pro výpočet vzdušného a valivého odporu. [2]

Hodnota součinitele vzdušného odporu byla v práci [2] zjištěna  $c_x = 0,58$  a hodnota součinitele valivého odporu  $f_k = 0,0332$ .

### 6.1.1 Sestavení zjednodušeného matematického modelu motokáry

Matematický model motokáry představuje síly, které působí na motokáru ve všech možných stavech, ve kterých se motokára může vyskytovat. Stanovuje tedy to, jakou tažnou sílu musí motokára vyvinout, aby byla schopná zrychlovat.

Tažná síla motokáry se rovná součtu všech jízdních odporů.

$$F_K = O_f + O_V + O_S + O_Z \quad (6.5)$$

Dosadíme-li do rovnice 6.5 za jednotlivé jízdní odpory z kapitol 2.1 až 2.4:

$$F_K = f_k \cdot m \cdot g + c_x \cdot \frac{\rho}{2} \cdot S_x \cdot v^2 + m \cdot g \cdot (s + \vartheta \cdot \frac{a}{g}) \quad (6.6)$$

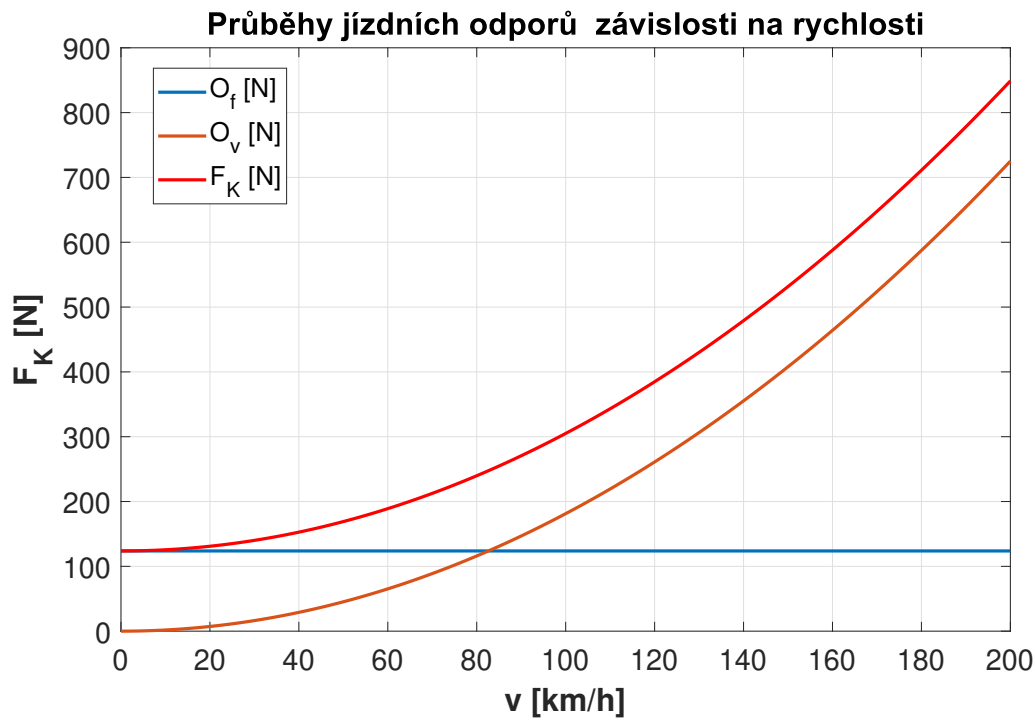
Jelikož pro nově navrhovanou motokáru nejsou zatím vypočteny všechny potřebné součinitele jízdních odporů, vycházíme v této práci s koeficienty pro valivý a vzdušný odpor z práce [2], které byly stanoveny pro velmi podobnou motokáru.

- $f_k = 0,0332$  ... součinitel valivého odporu
- $c_x = 0,58$  ... součinitel vzdušného odporu
- $S_x = 0,628m^2$  ... čelní plocha motokáry
- $\vartheta = 1,06$  ... součinitel vlivu rotačních hmot
- $m = 380kg$  ... hmotnost motokáry s jezdcem
- $g = 9,81$  ... gravitační zrychlení

- $v$  ... rychlost motokáry
- $a$  ... zrychlení motokáry

Pro simulaci potřebné tažné síly budeme uvažovat pouze jízdu po rovině ( $s = 0$ ) a při bezvětří.

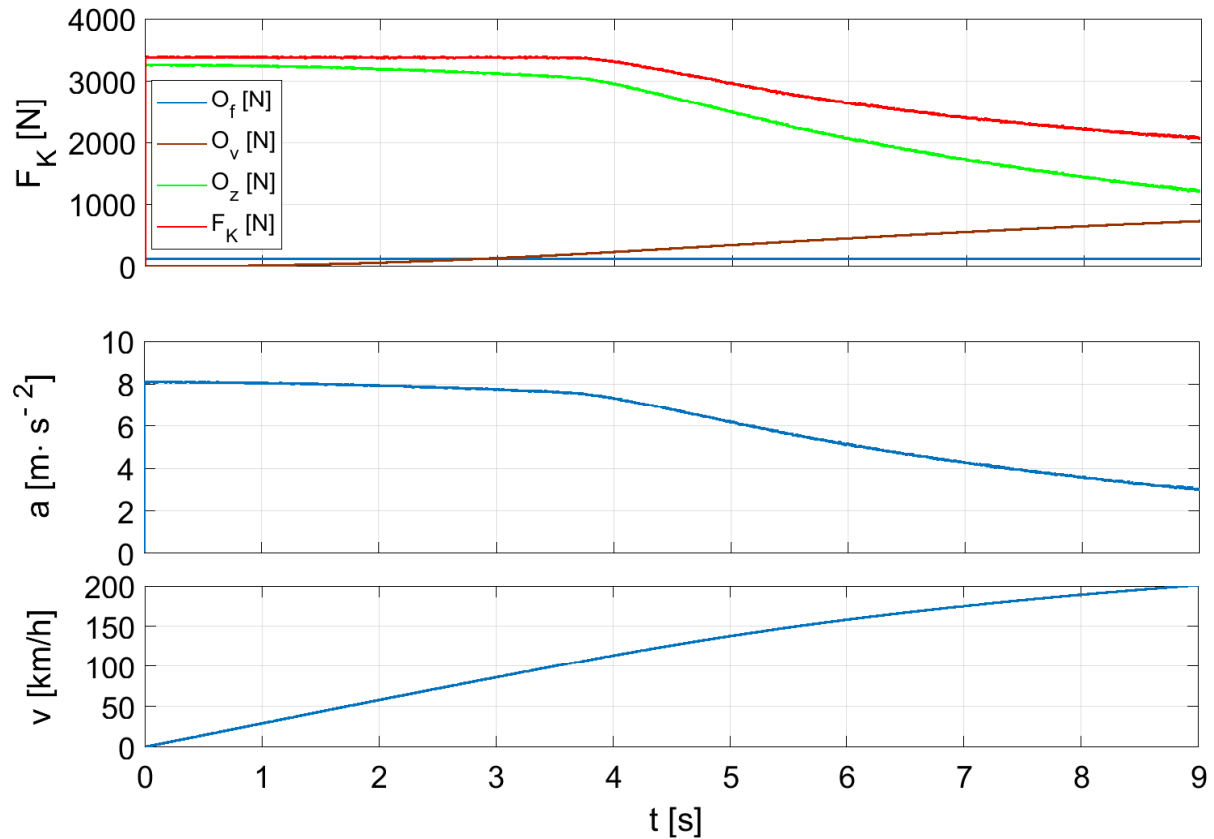
$$F_K = 123,76 + 0,2349348v^2 + 402,8 \cdot a \quad (6.7)$$



**Obrázek 6.1:** Závislost jízdních odporů na rychlosti

Na obr. 6.1 jsou znázorněny průběhy jízdních odporů působících na motokáru, která se pohybuje konstantní rychlostí, po rovné ploše a při bezvětří.

Na obr 6.2 jsou znázorněny průběhy hodnot jízdních odporů, zrychlení a rychlosti motokáry uvažovali bychom stav, kdy se motokára rozjíždí z nulové rychlosti s maximálním možným výkonem (jeden motor 70 kW). Při této simulaci byla zanedbána časová omezenost maximálního zatížení, která je pouze cca 2 sekundy. Motory motokáry pracují téměř do času 4 sekund s konstantním momentem. Mírné snížení zrychlení v intervalu 0 až 4 sekund je způsobeno nárůstem vzdušného odporu, který je úměrný kvadrátu rychlosti. Přibližně od času 4 sekund začíná docházet k odbuzování motorů a tím pádem k poklesu momentotvorného proudu, čili momentu. To se projeví značným poklesem zrychlení motokáry. Při rozjezdu ze zanedbána nedokonalá přilnavost pneumatik k vozovce.



Obrázek 6.2: Průběh jízdnicích odporů, zrychlení a rychlosti při rozjezdu motokáry

## 6.2 Motor

Jak již bylo zmíněno, motokára disponuje dvěma synchronními motory s permanentními magnety PMSM. Motory jsou konstruovány s radiálním tokem (RF-PMSM) a vnitřním rotorem. Více informací o typu této konstrukce je uvedeno v kapitole 3.1.1.1. Permanentní magnety, které motor obsahuje jsou umístěny na povrchu rotoru (viz obr. 3.4 a)).

$U_n$	247,68	V
$n_n$	9000	ot/min
$P_n$	35	kW
$m$	3	fáze
$\eta_{mot}$	0,95	-
$\cos\varphi_n$	0,8	-
$p$	2	-
$f_n$	300	Hz

Tabulka 6.1: Štítkové hodnoty použitých motorů

Nominální výkon motoru činí 35 kW, ovšem jeho velmi velká výhoda spočívá v možnosti chvilkového přetížení po dobu maximálně 1 až 2 sekund na dvojnásobný výkon (až 70 kW).

Nominální moment motoru vypočten z nominálního výkonu a otáček motoru:



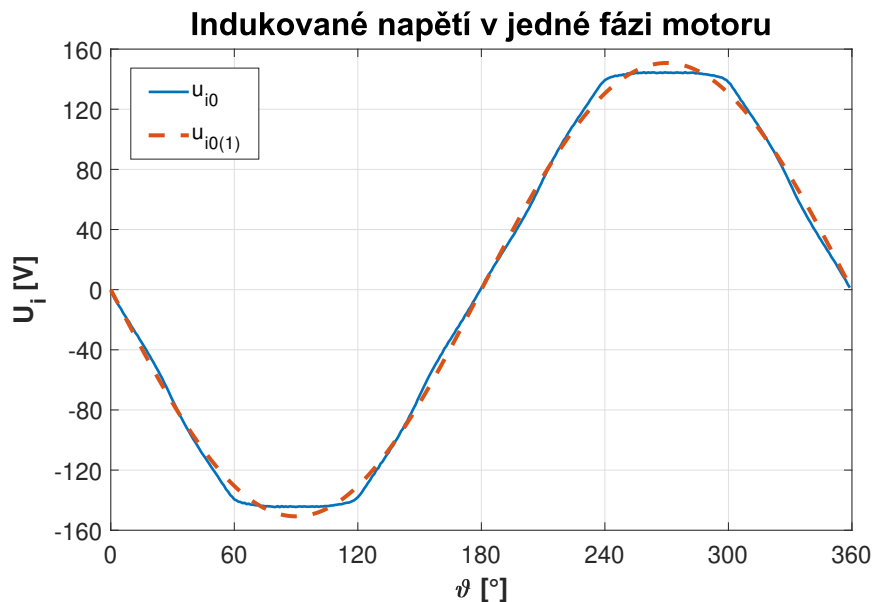
$R_s$	12,04	$m\Omega$
$L_d$	383,97	$\mu H$
$L_q$	383,97	$\mu H$
$J$	0,00188	$kg \cdot m^2$

**Tabulka 6.2:** Parametry motorů potřebné pro simulaci

$$M_{n35} = \frac{P_{mot}}{2 \cdot \pi \cdot \frac{n_n}{60}} = \frac{35000}{2 \cdot \pi \cdot \frac{9000}{60}} \cong 37,1 \text{ Nm} \quad (6.8)$$

Při maximálním přetížení je motor schopen vyprodukovat až dvojnásobný moment (74,3 Nm).

Permanentní magnety použité v motoru jsou typu N40UH. Hodnota magnetického toku permanentních magnetů, která je zapotřebí při návrhu vektorového řízení byla zjištěna z indukovaného napětí při chodu motoru naprázdno. [13]



**Obrázek 6.3:** Indukované napětí ve fázi motoru

$$\bar{U}_{i(t)} = \frac{d\bar{\Psi}_{PM(t)}}{dt} = j\omega |\Psi_{PM}| e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (6.9)$$

$$\Psi_{PM} = \frac{U_{iM(1)}}{p_p \cdot \omega_m} = \frac{150,76}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{9000}{60}} = 0,08 \text{ Wb} \quad (6.10)$$

Přenos tažné síly mezi motory a koly motokáry zajišťují planetové převodovky s převodem  $p=3$ . Převodovka je koncipována do "pomala", čili výstupní moment, který je přivezen na kolo motokáry je 3x větší, než výstupní moment motoru.

## 6.3 Střídač

Každému motoru přísluší jeden střídač. Střídače jsou napájené ze společné akumulátorové baterie. Polovodičové prvky použité ve střídači jsou z polovodičového materiálu SiC. Oproti klasickým Si prvkům mají mnohem lepší statické i dynamické parametry. SiC MOSFET tranzistory mají mnohonásobně nižší všechny typy ztrát (spínací, propustné a vodivostní).

Střídač je navrhován na jmenovitou výstupní frekvenci 300 Hz a maximální 450 Hz. Spínací frekvence střídače je 20 kHz. Proud jednou fází střídače při nominálním zatížení motorem 35 kW činí:

$$I_{a35ef} = \frac{P_{mot}}{\eta_{mot} \cdot 3 \cdot U_{aef} \cdot \cos\varphi} = \frac{35000}{0,95 \cdot 3 \cdot 143 \cdot 0,8} \cong 107 \text{ A} \quad (6.11)$$

Při maximálním zatížení střídače po dobu 1 až 2 sekund, kdy je výkon motoru 70 kW, je odebíraný proud motorem: [15]

$$I_{a70ef} = \frac{P_{mot}}{\eta_{mot} \cdot 3 \cdot U_{aef} \cdot \cos\varphi} = \frac{70000}{0,95 \cdot 3 \cdot 143 \cdot 0,8} \cong 215 \text{ A} \quad (6.12)$$

## 6.4 Baterie

Použité články v baterii jsou typu INR21700-40T. Akumulátorová baterie je tvořena 126ti články do série a 9ti paralelně. Celkem toto zapojení čítá 1386 článků. Celková vypočtená energie baterie je 14,7 kWh. Jeden článek baterie má nominální hodnotu napětí 3,6 V. Celá baterie pak dosahuje nominálního napětí 454 V. Maximální napětí při nabíjení je 529 V. Nejnižší použitelné napětí před kolenem vybíjejí charakteristiky je 365 V. Celková odhadovaná hmotnost baterie je 90 kg. [14]

Požadovaný proud z baterie při nominálním zatížení dvěma 35 kW motory:

$$I_{BAT_{nom}} = \frac{P_{mot}}{\eta_{mot} \cdot \eta_{conv} \cdot U_{BAT_{min}}} = \frac{70000}{0,95 \cdot 0,98 \cdot 365} \cong 206 \text{ A} \quad (6.13)$$

Při maximálním přetížení dosáhne proud až hodnoty:

$$I_{BAT_{max}} = \frac{P_{mot}}{\eta_{mot} \cdot \eta_{conv} \cdot U_{BAT_{min}}} = \frac{140000}{0,95 \cdot 0,98 \cdot 365} \cong 412 \text{ A} \quad (6.14)$$

## 6.5 Navržené vektorové řízení

Navržené vektorové řízení pro regulaci PMSM motorů pohánějících elektrickou motokáru NeoFELis je strukturálně totožné, jako schéma naznačené na obr. 4.3.

Hlavní akční veličinou pro rozjezd motokáry je moment. Jelikož je moment motoru, podle rovnice 3.29 přímo úměrný velikosti proudu  $I_q$  v souřadném systému rotoru, je v regulačním schéma využíván pouze požadavek na velikost proudu  $I_q$ . Velikost požadavku

na proud představuje odezvu sešlápnutí plynového pedálu. Maximální sešlápnutí pedálu, čili požadavek na maximální výkon motoru, znamená požadavek na maximální proud.

### 6.5.1 Regulační smyčky proudů

Pro regulaci proudů, slouží regulátory typu PI obsahující proporcionální a integrační složku. Jelikož jsou motory řízeny mikroprocesorem, je správný název pro regulátor PS (proporcionálně - sumační). Hodnoty regulátoru  $R_{Iq}$  pro proud  $I_q$  jsou uvedené v tab. 6.3.

$Kp_{(Iq)}$	6
$Ti_{(Iq)}$	0,02
$U_{q(max)}$	$\sqrt{2} \cdot \frac{U_n}{\sqrt{3}}$
$U_{q(min)}$	$-\sqrt{2} \cdot \frac{U_n}{\sqrt{3}}$

**Tabulka 6.3:** Parametry PS regulátoru proudu  $I_q$

Hodnoty regulátoru  $R_{Id}$  pro proud  $I_d$  jsou uvedené v tab. 6.4.

$Kp_{(Id)}$	3
$Ti_{(Id)}$	0,0001
$U_{d(max)}$	$\sqrt{2} \cdot \frac{U_n}{\sqrt{3}}$
$U_{d(min)}$	$-\sqrt{2} \cdot \frac{U_n}{\sqrt{3}}$

**Tabulka 6.4:** Parametry PS regulátoru proudu  $I_d$

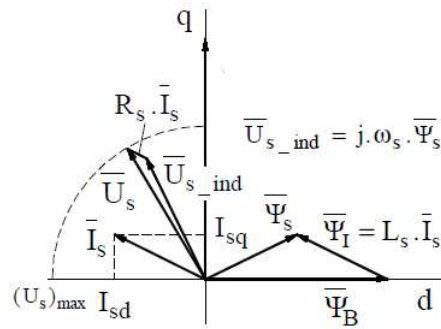
Výstupní hodnoty regulátorů jsou příslušná napětí v osách  $d$  a  $q$ . Tyto hodnoty jsou omezeny maximálně na velikost amplitudy jmenovitého napětí motoru  $U_{fnM} = \sqrt{2} \cdot \frac{247,68}{\sqrt{3}} = 202,23$  V. Práci regulátorům ulehčuje dopředný člen, který vypočítává napětí z požadavku na velikost příslušného proudu vloženého do rovnic 3.26 a 3.27.

### 6.5.2 Regulátor odbuzení

Odbuzování motoru je realizováno regulátorem  $U_{RM}$ , do kterého jako požadavek vstupuje požadovaná hloubka modulace. V našem případě to jest  $U_{RMmax} = 0,95$ . 5% je ponecháno jako rezerva. Je-li regulátory proudů požadovaná hloubka modulace nižší, než 0,95 pak regulátor napětí generuje požadovaný proud  $I_d = 0$ , aby mohl motor případně pracovat s největším momentotvorným proudem  $I_q$ .

Dosáhne-li motor nominálních otáček je zapotřebí snížit napětí indukované do vinutí statoru. Toho dosáhneme vhodným pootočením vektoru statorového proudu tak, aby jeho složka v ose  $d$  byla záporná (viz. obr. 6.4). Magnetický tok buzený statorovým proudem zmenší statorový magnetický tok, který indukuje napětí do statorového vinutí.

Regulátor  $U_{RM}$  je opět typu PI s hodnoty uvedenými v tab. 6.5.



Obrázek 6.4: Vektorový diagram při odbuzování PMSM [Převzato z [11]]

$Kp_{(I_q)}$	50
$Ti_{(I_q)}$	0,0005
$I_{d(max)}$	0
$I_{d(min)}$	$-0,9 \cdot I_{smax}$

Tabulka 6.5: Parametry PS regulátoru odbuzení  $U_{RM}$ 

## 6.6 Simulace motoru

Simulace jsou prováděné v prostředí MATLAB/Simulink. Jako zátěž motorům slouží sestavený model motokáry z kapitoly 6.1.1. Jelikož jsou motory dva, je uvažováno, že každý motor je zatížen polovinou zátěžného momentu. Zátěžný moment se skládá ze sil působících na motokáru při pohybu. Simulace je prováděna se spínací frekvencí střídače 20 kHz.

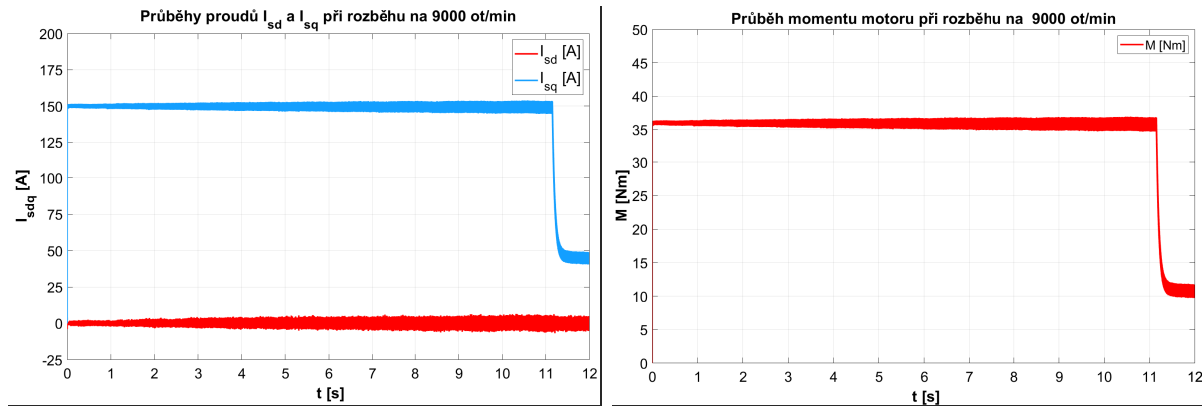
### 6.6.1 Rozběh motoru na jmenovité otáčky

Jmenovité otáčky motoru činí 9 000 ot/min. V simulaci je uvažovaná velikost stejnosměrného napětí v meziobvodu střídače jako nominální velikost napětí baterie, čili 454 V. V první variantně je uvažován nominální napájecí proud  $I_n=107$  A. Proud tedy dosahuje amplitudy  $\sqrt{2} \cdot I_n \cong 150$  A.

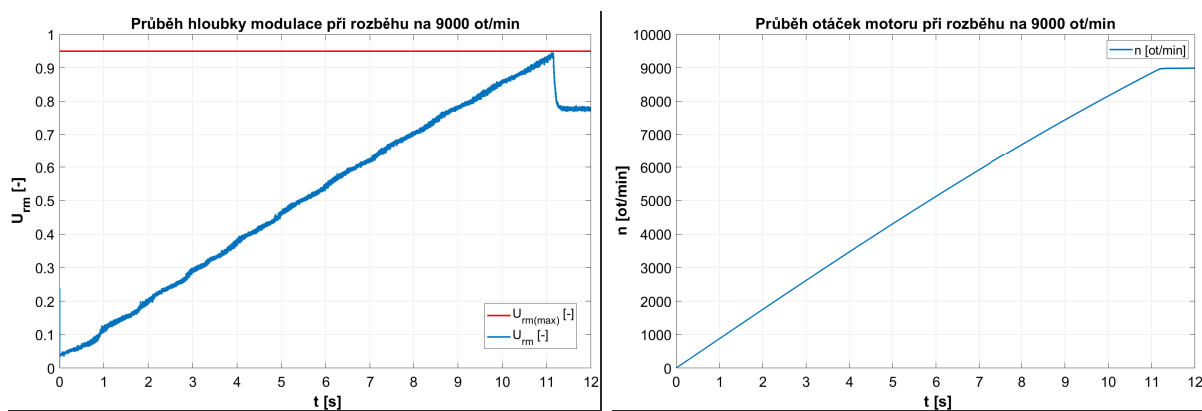
Pro simulaci rozběhu na jmenovité otáčky je v regulaci použit regulátor otáček pro ustálení otáček na požadované hodnotě. V návrhu řízení pro celou motokáru již tento regulátor není využíván, protože se předpokládá, že řidič je sám o sobě regulátor otáček a zadává pouze potřebný moment.

Na obr. 6.5 jsou vyneseny grafy průběhů proudů v rotorovém souřadném systému a momentu motoru. Na obr. 6.6 jsou grafy průběhu hloubky modulace a otáček. Motor je rozbíhán z klidového stavu (0 ot/min) na jmenovité otáčky (9 000 ot/min). Motor pracuje s nominálním proudem s efektivní hodnotou 107 A. Z grafů je patrné, že nedochází k odbuzování a motor se až do požadované hodnoty otáček rozbíhá s konstantním momentem.

Na obr. 6.7 a obr. 6.8 je rovněž znázorněn rozběh motoru na jmenovité otáčky ale

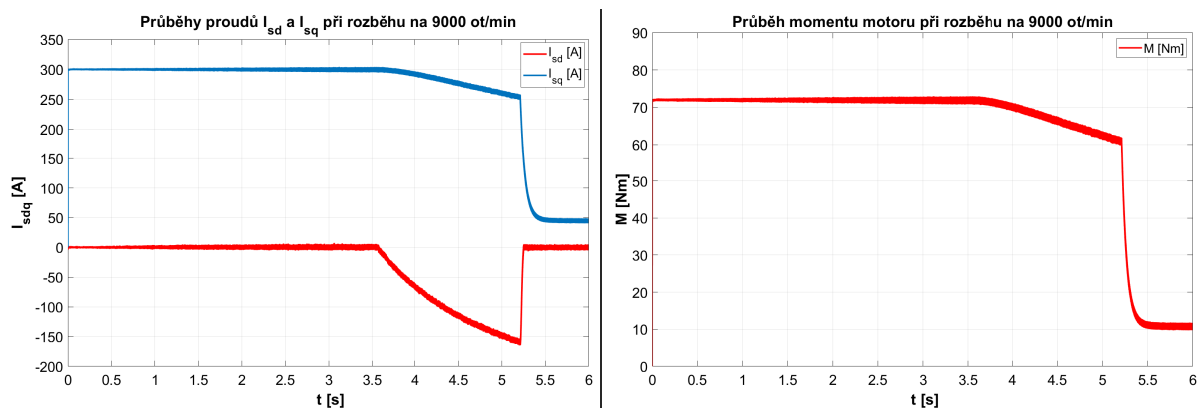
(a) proud  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$ 

(b) moment motoru

Obrázek 6.5: Rozběh motoru na 9 000 ot/min při  $I_{s(max)} = 107$  A

(a) hloubka modulace

(b) otáčky

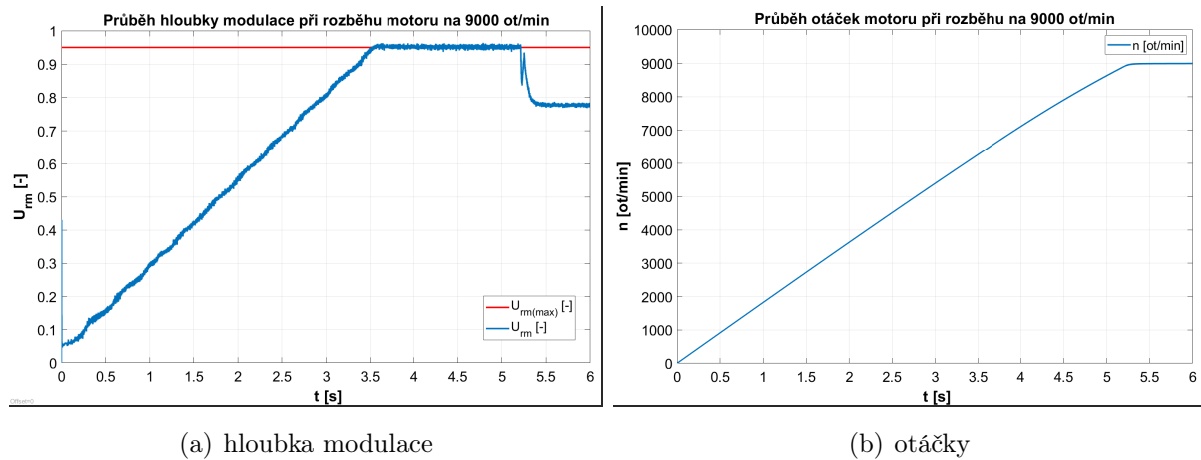
Obrázek 6.6: Rozběh motoru na 9000 ot/min při  $I_{s(max)} = 107$  A(a) proud  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$ 

(b) moment motoru

Obrázek 6.7: Rozběh motoru na 9000 ot/min při  $I_{s(max)} = 215$  A

motor je napájen maximálně možným proudem s efektivní hodnotou 215 A. Při reálném provozu bude motor schopen pracovat s takto velkým proudem pouze po dobu jednotek sekund. Zde je již patrné odbuzování motoru, které se projevuje od času 3,5 s. S odbu-

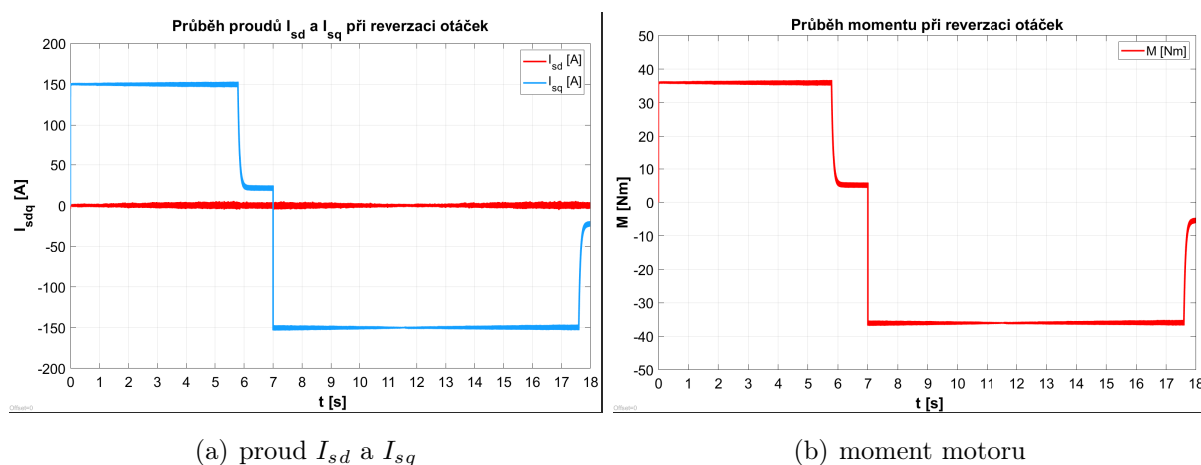
zováním je spojen značný pokles momentu motoru vlivem poklesu momentotvorné složky proudu statoru.



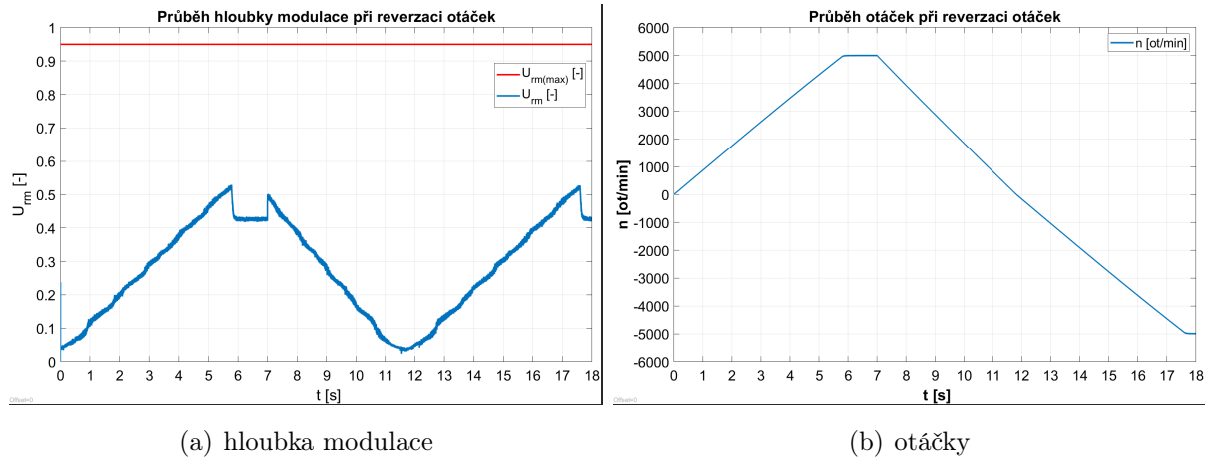
**Obrázek 6.8:** Rozběh motoru na 9000 ot/min při  $I_{s(max)} = 215$  A

### 6.6.2 Reverzace otáček motoru

V tomto případě je simulován rozběh motoru na 5 000 ot/min a následný požadavek na změnu otáček na -5 000 ot/min. Na obr. 6.9 a obr. 6.10 jsou znázorněny průběhy pro motor napájen jmenovitým proudem o efektivní hodnotě 107 A. Motor se do času téměř 6 sekund roztáčí s maximálním momentem, po dosažení požadovaných otáček moment klesne na hodnotu, která je rovna momentu zátěže, akcelerační moment je tedy nulový a moment udržuje konstantní otáčky. V čase 7 sekund dojde ke změně požadavku na záporné otáčky. Momentotvorný proud klesne na maximálně možnou zápornou hodnotu a tím dojde i ke změně polarity momentu. Dokud motor nedosáhne požadovaných záporných otáček, je záporný moment maximální, poté opět klesne na hodnotu rovnou momentu zátěže.



**Obrázek 6.9:** Reverzace otáček motoru při  $I_{s(max)} = 107$  A

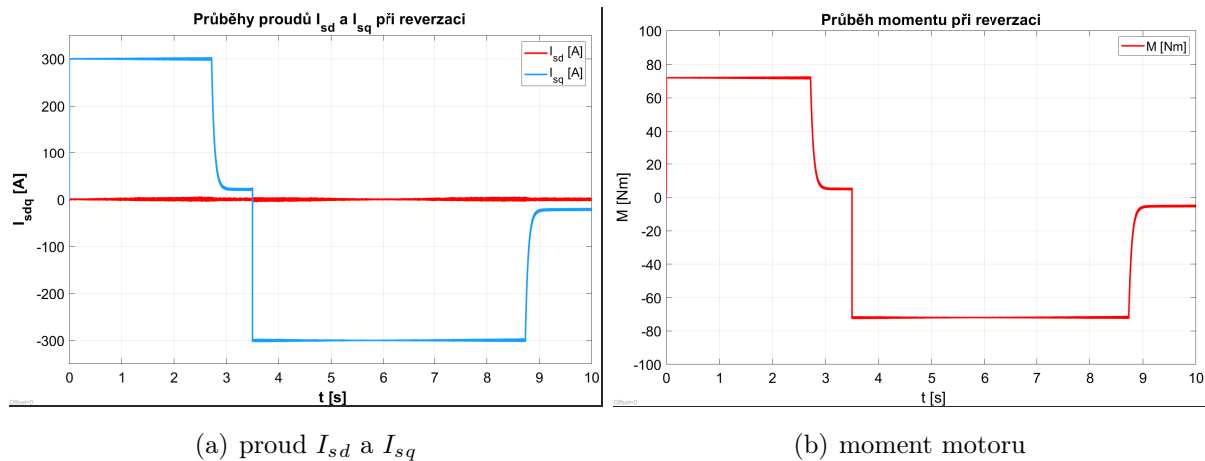


(a) hloubka modulace

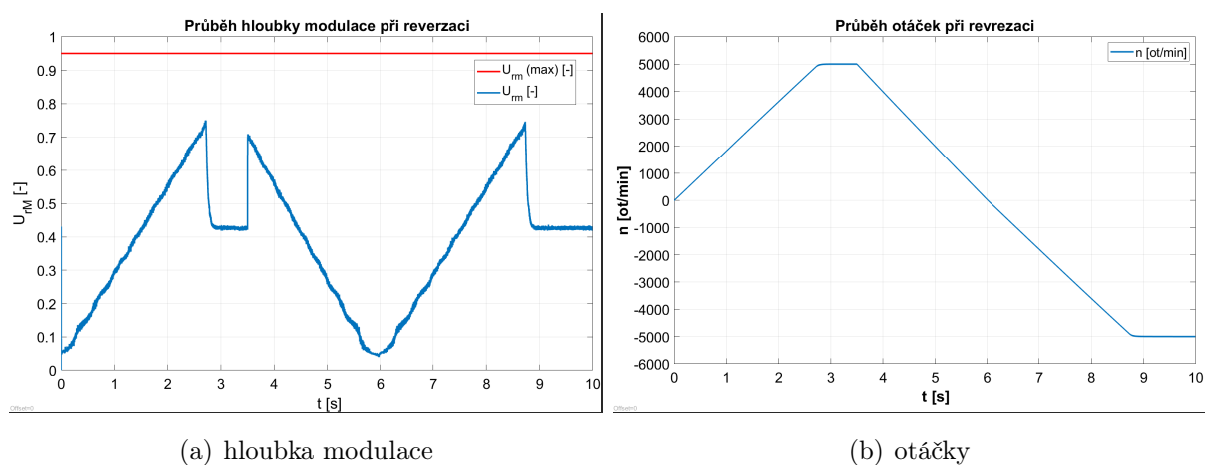
(b) otáčky

Obrázek 6.10: Reverzace otáček motoru při  $I_{s(max)} = 107$  A

Druhá varianta reverzace otáček je opět uvažována pro motor napájený maximálně možným proudem o efektivní hodnotě 215 A.

(a) proud  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$ 

(b) moment motoru

Obrázek 6.11: Reverzace otáček motoru při  $I_{s(max)} = 215$  A

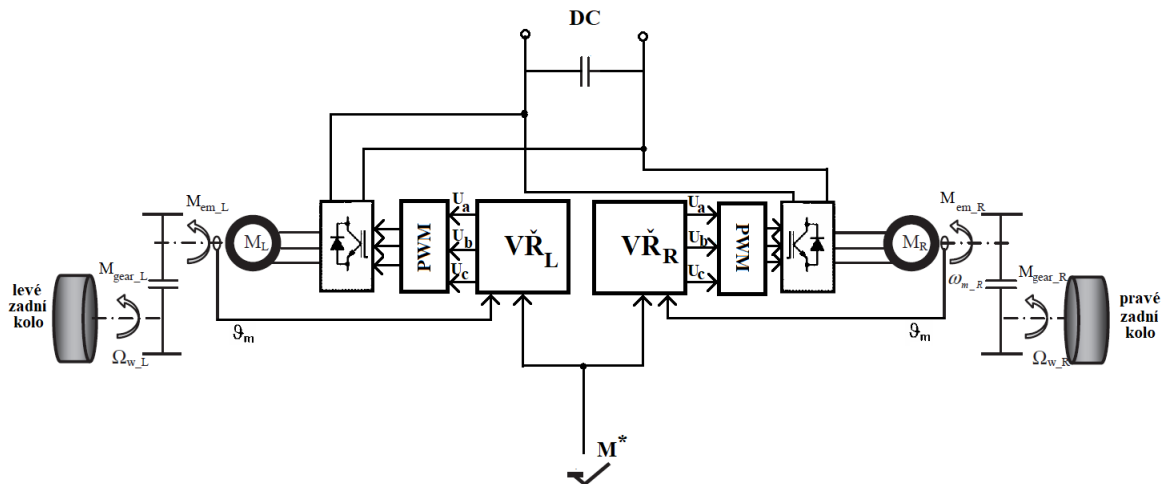
(a) hloubka modulace

(b) otáčky

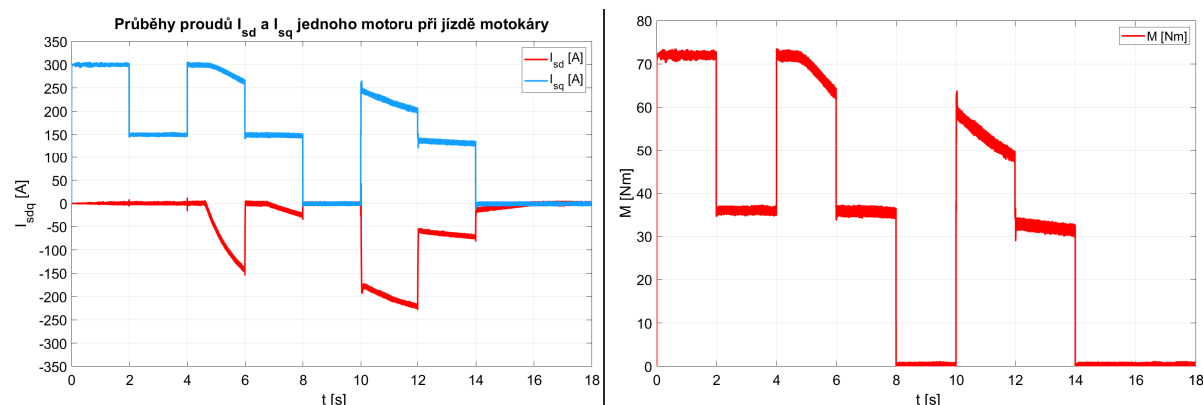
Obrázek 6.12: Reverzace otáček motoru při  $I_{s(max)} = 215$  A

## 6.7 Simulace jízdy motokáry

Při simulaci jízdy motokáry jsou simulovány dva motory pracující do stejné zátěže. Výkon motokáry je tedy součet výkonů jednotlivých motorů. Zde se již nepracuje s regulátorem otáček jako v předchozích simulacích. Zadává se pouze požadovaný moment, tedy složka proudu  $I_{sq}$ . Blokové schéma pohonu je znázorněno na obr. 6.13. Bloky  $VR_L$  a  $VR_R$  jsou bloky jednotlivých vektorových řízení pro každý motor zvlášť. Uvnitř těchto bloků se nachází regulační schéma z obr. 4.3.



Obrázek 6.13: Blokové schéma pohonu motokáry



(a) proud  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$  jednoho motoru

(b) moment jednoho motoru

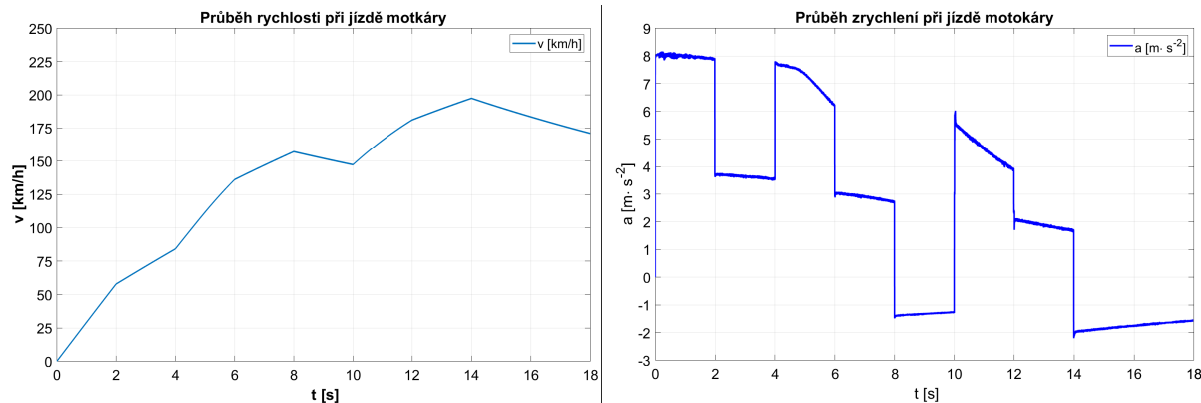
Obrázek 6.14: Průběhy proudu a momentu jednoho motoru při jízdě motokáry

Simulace probíhá s proměnným požadovaným momentem. V počátku se motokára rozjíždí s maximálním momentem motorů. Maximální trakční síla motokáry (uvažujeme-li ideální přenos sil mezi kolem a vozovkou, tedy zanedbání prokluzu kola) činí:

$$F_t = n \cdot p \cdot \frac{M_m}{r_d} = 2 \cdot 3 \cdot \frac{74,3}{0,128} = 3482,81 N \quad (6.15)$$

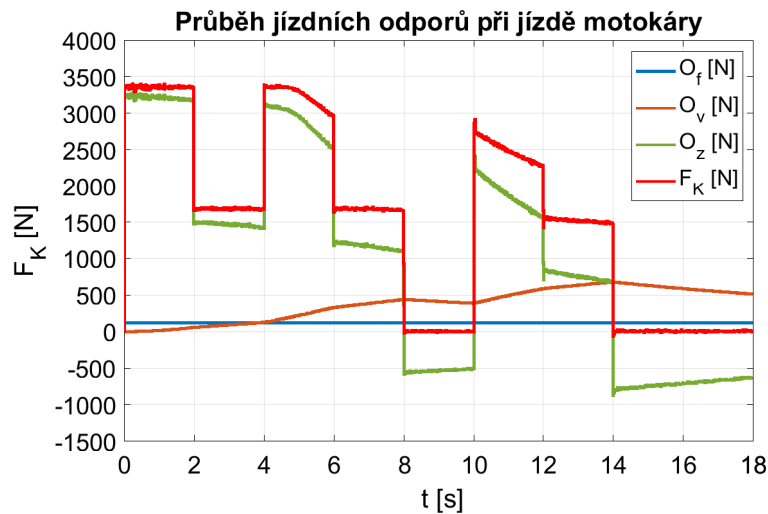


- $n$  ... počet motorů
- $p$  ... převod převodovky
- $M_m$  ... maximální moment motoru
- $r_d$  ... dynamický poloměr kola



(a) rychlost motokáry

(b) zrychlení motokáry

**Obrázek 6.15:** Průběhy rychlosti a zrychlení motokáry při jízdě**Obrázek 6.16:** Průběhy jízdních odporů při jízdě motokáry

Po dvou sekundách jízdy dojde ke změně požadovaného momentu na moment jmenovitý (37,1 Nm jeden motor). Po dalších dvou sekundách pro urychlení rozjezdu je požadován maximální moment, který je již v tomto případě snížen vlivem odbuzování motorů. Následuje opět dvouvtěřinový požadavek na moment jmenovitý. Důvod proč dochází ke střídání těchto požadavků je ten, že motory mohou být zatěžovány maximálním výkonem pouze po dobu přibližně 2 sekund. V čase 8 sekund je požadovaný moment nulový a motokára se pohybuje vlivem setrvačných sil. Zrychlení je záporné. V dalším

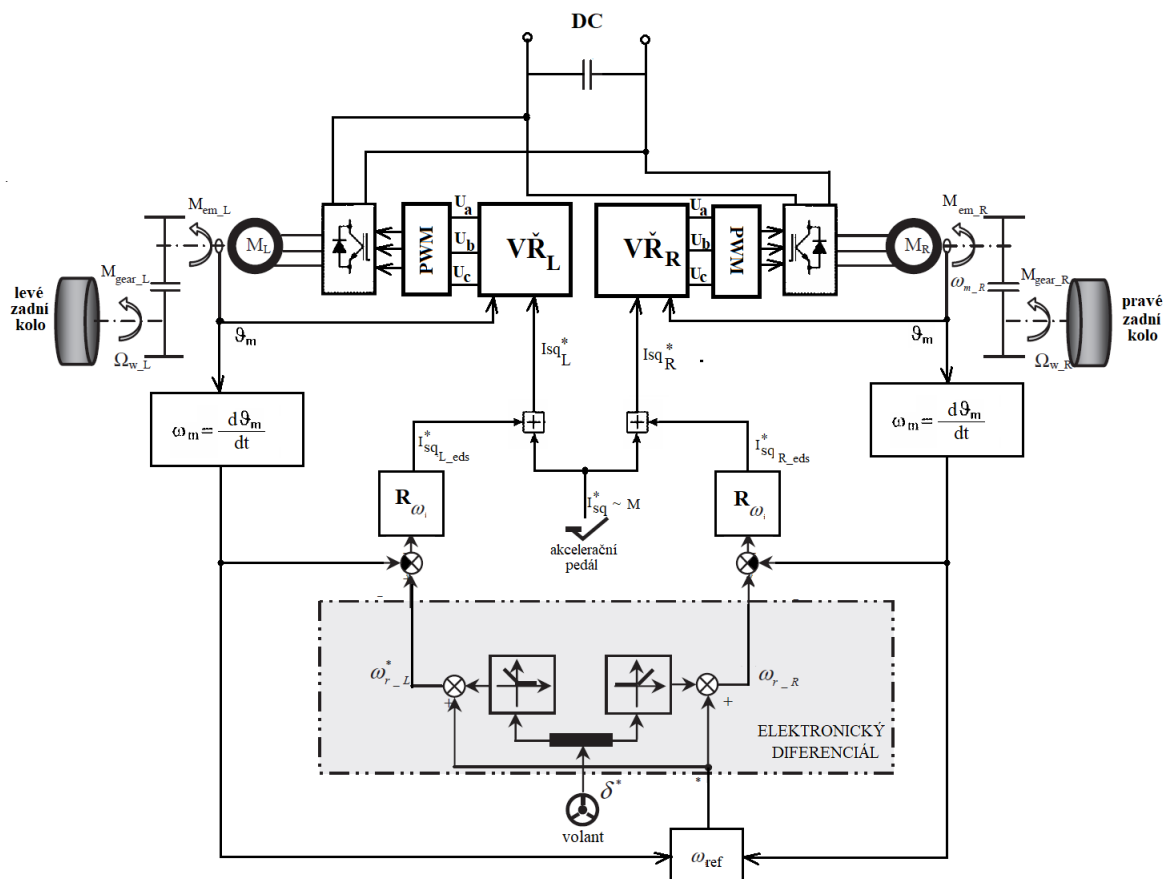
dvousekundovém intervalu je požadovaný maximální moment. Tento moment je už značně snížen, jelikož značná část statorových proudů je použita pro odbuzování motorů. Dále se opakuje interval se jmenovitým momentem motorů a na závěr motokára zpomaluje setrvačností, požadovaný moment je nulový.

Na obr. 6.14 jsou znázorněny průběhy proudů a momentu jednoho motoru a na obr. 6.15 je průběh rychlosti a zrychlení motokáry. Na obr. 6.16 je možné vidět jízdní odpory, které působí na motokáru při jízdě.

## 6.8 Implementace elektronického diferenciálu

### 6.8.1 Návrh elektronického diferenciálu

Funkčnost diferenciálu je popsána v kapitole 5. Implementace elektronického diferenciálu do stávajícího řízení je blokově znázorněna na obr. 6.17.



**Obrázek 6.17:** Blokové schéma pohonu motokáry s elektronickým diferenciálem

Aby byla zachována dynamika pohonu je požadovaný moment (momentotvorná složka proudu) zadávána dopředným způsobem regulace. Čili sešlápnutím akceleračního pedálu je informace o požadovaném momentu předávána do bloků vektorového řízení ( $VŘ_L$  a  $VŘ_R$ ).

V bloku ELEKTRONICKÝ DIFERENCIÁL probíhá výpočet požadovaných úhlových rychlostí levého a pravého motoru. Aby byl elektronický diferenciál schopen vypočítat požadované rozdílné úhlové rychlosti levého a pravého kola, musí do něj vstupovat informace o aktuální referenční úhlové rychlosti vozidla vztažené ke středu vozidla. Ta se určí jako průměrná hodnota z úhlové rychlosti levého a pravého kola. Dále zde vstupuje informace o úhlu natočení kola (volantu).

Výstupními hodnotami z bloku elektronického diferenciálu jsou požadované úhlové rychlosti levého a pravého motoru, od kterých jsou odečteny skutečné úhlové rychlosti motorů. Takto vzniklé regulační odchylky vstupují do příslušných regulátorů úhlových rychlostí. Výstupem regulátorů úhlové rychlosti jsou požadavky na momentotvorného složky proudů levého a pravého motoru, jejichž úloha je upravovat otáčky motorů.

Tyto vzniklé požadavky na momentotvorného složky proudů jsou přičteny k požadavku na proud od akceleračního pedálu. Do bloků vektorových řízení pak tedy vstupují dva různé požadavky na momenty motorů. Elektronický diferenciál pracuje pouze ve dvou případech.

V prvním případě se jedná o natočení volantu. Elektronický diferenciál pomocí výpočtu rozdílných úhlových rychlostí kol a regulátorů otáček upraví otáčky motorů tak, aby se při průjezdu zatáčkou zajistila stabilita vozidla a vnitřní kolo (blíže středu zatáčky) se otáčelo pomaleji, než kolo vnější. Dokud tedy nedojde k natočení volantu, regulátory otáček nejsou nasyceny.

V druhém případě se jedná o nestejné zatížení zadních kol. Není-li pootočeno volantem, elektronický diferenciál se snaží udržet otáčky obou kol stejné, i za předpokladu, že jedno kolo je zatíženo a druhé ne.

Regulátory otáček jsou typu PI (PS). Hodnoty regulátorů jsou uvedeny v tabulce 6.6.

$Kp_{(R\omega)}$	1000
$Ti_{(R\omega)}$	1
$I_{q(max)}$	$2 \cdot I_{s(max)}$
$I_{q(min)}$	$-2 \cdot I_{s(max)}$

**Tabulka 6.6:** Parametry PS regulátoru otáček  $R_\omega$

Spodní a horní omezení regulátorů otáček elektronického diferenciálu má hodnotu dvojnásobného maximálního statorového proudu. Tato hodnota je zvolena z toho důvodu, že pokud by byl požadavek na zrychlování motokáry (maximální proud motory) a zároveň jízda do zatáčky, tak je zapotřebí regulátorem otáček od elektronického diferenciálu vytvořit takový požadovaný proud, který bude mít po odečtení od požadavku od pedálu zápornou hodnotu, aby motor co nejrychleji zpomalil.

## 6.8.2 Simulace jízdy motokáry zatáčkou

Pro simulaci jízdy zatáčkou a ověření funkčnosti elektronického diferenciálu je zapotřebí znát přesné rozměry motokáry. Jelikož motokára zatím není sestavena, je v simulacích vycházeno z rozměrů motokár podobného typu. Použité rozměry motokáry jsou uvedené v tabulce 6.7. Tyto rozměry přísluší motokáře MS SUPERKART s motorem VM 250.

$L_w$	1,13
$d_w$	1,055

**Tabulka 6.7:** Rozměry motokáry

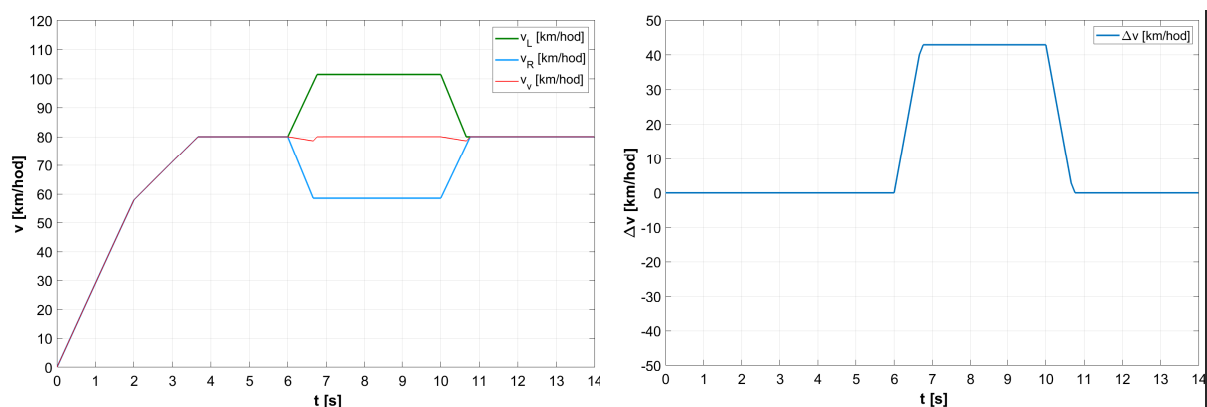
Rozměr  $L_w$  značí rozvor podvozku, to jest osová vzdálenost přední a zadní nápravy. Rozměr  $d_w$  značí rozchod předních a zadních kol, to jest vzdálenost mezi středovými liniemi kol, které jsou v jedné nápravě. Minimální poloměr zatočení motokáry je cca 2 m. Aby mohla motokára opisovat oblouk o požadovaném poloměru, musí mít přední kola vytočena pod určitým úhlem.

Simulace jsou prováděny pro maximální vytočení kol, tedy pro nejmenší poloměr zatočení motokáry. Použitím vzorce 5.3 zjistíme požadované vytočení předních kol motokáry:

$$\delta = \arctan\left(\frac{L_w}{R}\right) = \arctan\left(\frac{1,13}{2}\right) \cong 30^\circ \quad (6.16)$$

Při simulacích je uvažován rozjezd motokáry na 80 km/hod. Při rozjezdu se vystřídá interval s maximálním možným přetížením motorů po dobu dvou sekund a následně moment klesne na moment jmenovitý. Zatáčení pod úhlem  $30^\circ$  probíhá při rychlosti 80 km/hod. Při simulacích je uvažován přímý rovný povrch, bez stoupání a při bezvětří.

### 6.8.2.1 Pravotočivá zatáčka při konstantní rychlosti



(a) obvodové rychlosti kol a vozidla

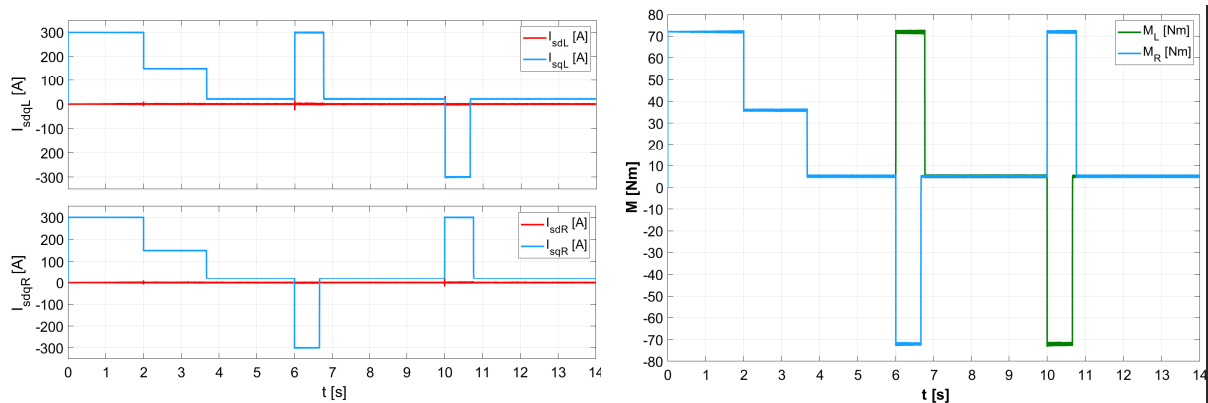
(b) rozdíl rychlosti levého a pravého kola

**Obrázek 6.18:** Průběhy rychlostí a rozdíl rychlostí kol při průjezdu pravotočivou zatáčkou

Na obr. 6.18 a) je znázorněn červenou čarou průběh rychlosti motokáry. V čase 3,67 sekund je ukončen rozjezd a motokára se pohybuje konstantní rychlostí 80 km/hod. V čase 6 sekund nastává pokyn pro zatočení motokáry o 30°. Levý motor zvýší okamžitě svůj moment (obr. 6.19), aby bylo dosaženo požadované obvodové rychlosti levého kola. Pravý motor naopak okamžitě působí záporným stejně velkým momentem pro zpomalení obvodové rychlosti pravého kola.

V čase 6,67 sekund se obvodové rychlosti levého a pravého kola shodují s požadovanými rychlostmi. Momenty, které byly zapotřebí pro zrychlení a zpomalení motorů se opět ustálí na hodnotě odpovídající nulovému akceleračnímu momentu.

V čase 10 sekund je volant vrácen zpět do původní polohy a je požadována rovnost obvodových rychlostí kol. Momenty motorů se opět změň na základě požadavku na zrychlení či zpomalení.



(a)  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$  levého a pravého motoru

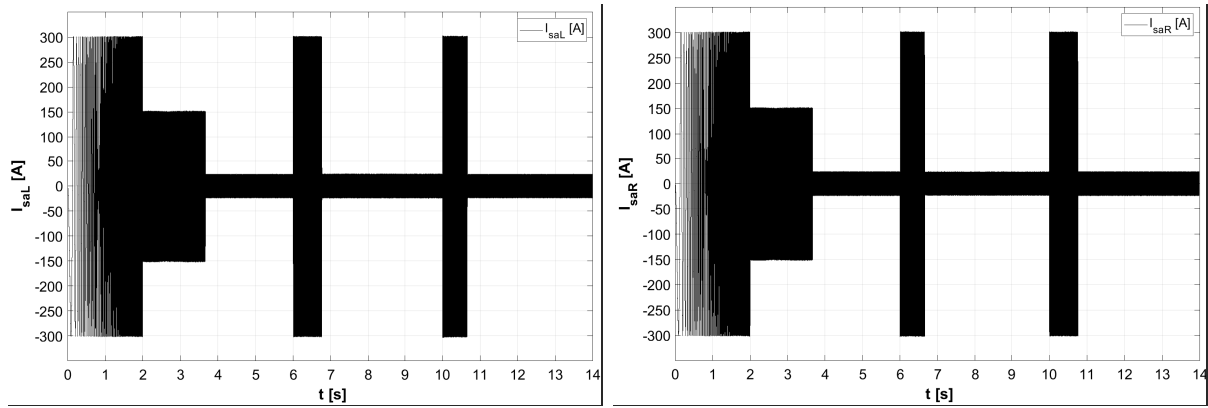
(b) moment levého a pravého motoru

**Obrázek 6.19:** Průběhy proudů  $I_{dq}$  a momentů motorů při průjezdu pravotočivou zatáčkou

Na obr. 6.20 jsou znázorněny průběhy statorových proudů jedné fáze levého a pravého motoru jejichž úhlové rychlosti jsou vyneseny na obr. 6.25 a). Na obr. 6.25 b) a c) jsou znázorněny detaily statorového proudu jedné fáze levého motoru. Obr. 6.25 b) je okamžik požadavku na vytočení kol, obr. 6.25 c) je okamžik kdy se vyrovná požadovaná hodnota obvodové rychlosti kola od elektronického diferenciálu se skutečnou hodnotou.

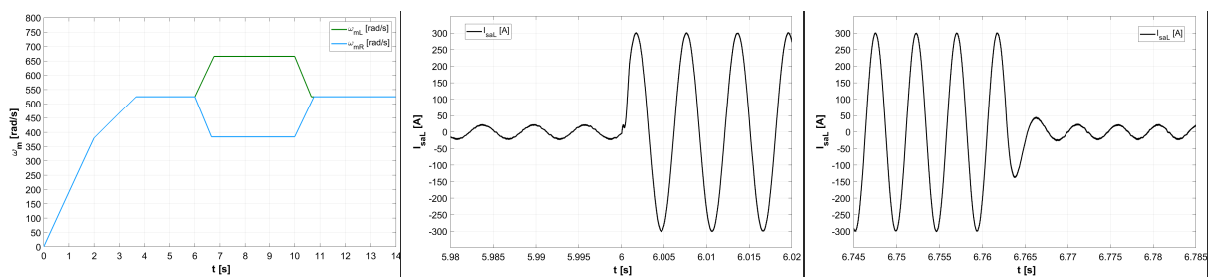
Z průběhů proudů  $I_{sq}$  a momentů motoru je vidět, že intervaly pro zrychlení a zpomalení motoru nejsou úplně stejné. Tato odlišnost je způsobena vlivem jízdních odporů působících na motokáru. Motor který má zpomalovat na požadovanou rychlost je zpomalován s větším momentem (od jízdních odporů). Rovněž motor, který má zrychlovat je také zpomalován momentem od jízdních odporů, a proto zrychlení motoru trvá déle, než jeho zpomalení.

Tento jev způsobí mírné zpomalení motokáry ve chvíli, kdy se motory budou snažit dostat na požadované rychlosti.



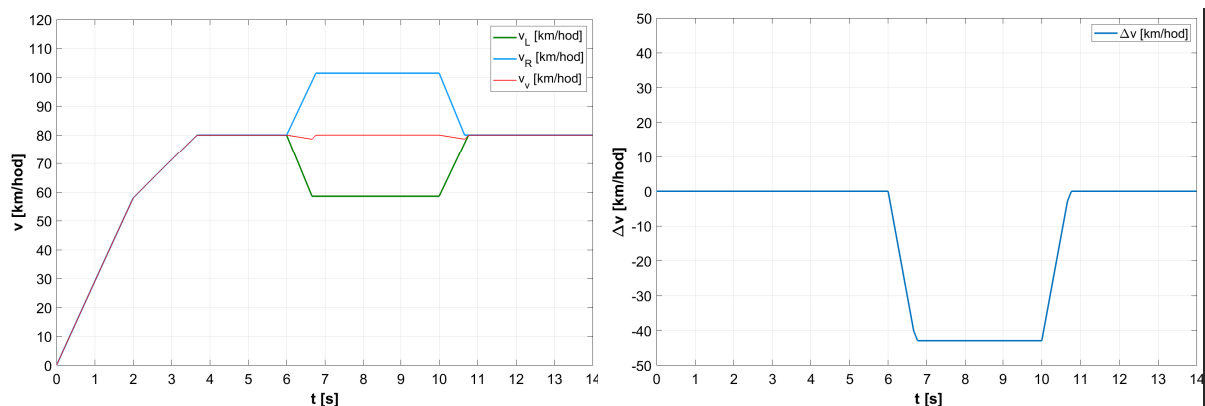
(a) statorový proud jedné fáze levého motoru

(b) statorový proud jedné fáze pravého motoru

**Obrázek 6.20:** Průběhy proudů jedné fáze motorů při průjezdu pravotočivou zatáčkou(a)  $\omega_m$  levého a pravého motoru(b) detail  $I_{sL}$  levého motoru(c) detail  $I_{sR}$  levého motoru**Obrázek 6.21:** Průběhy  $\omega_m$  motorů a detail  $I_{sL}$  při průjezdu pravotočivou zatáčkou

### 6.8.2.2 Levotočivá zatáčka při konstantní rychlosti

V této situaci se opět motokára rozjede na požadovanou rychlost (80 km/hod). V čase 6 sekund dochází k požadavku na zatočení motokáry pod úhlem  $30^\circ$  ale nyní na levou stranu.



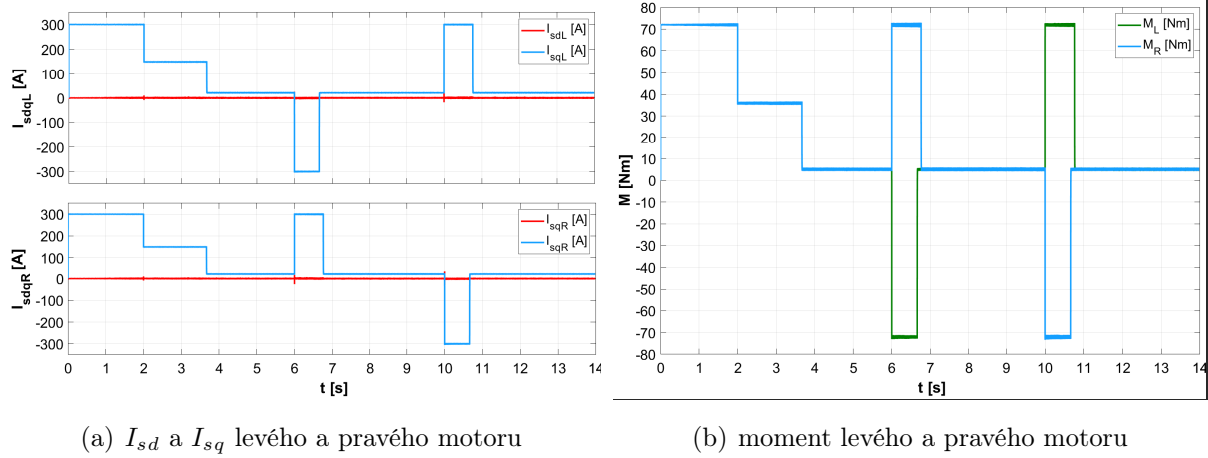
(a) obvodové rychlosti kol a vozidla

(b) rozdíl rychlosti levého a pravého kola

**Obrázek 6.22:** Průběhy rychlostí a rozdíl rychlostí kol při průjezdu levotočivou zatáčkou

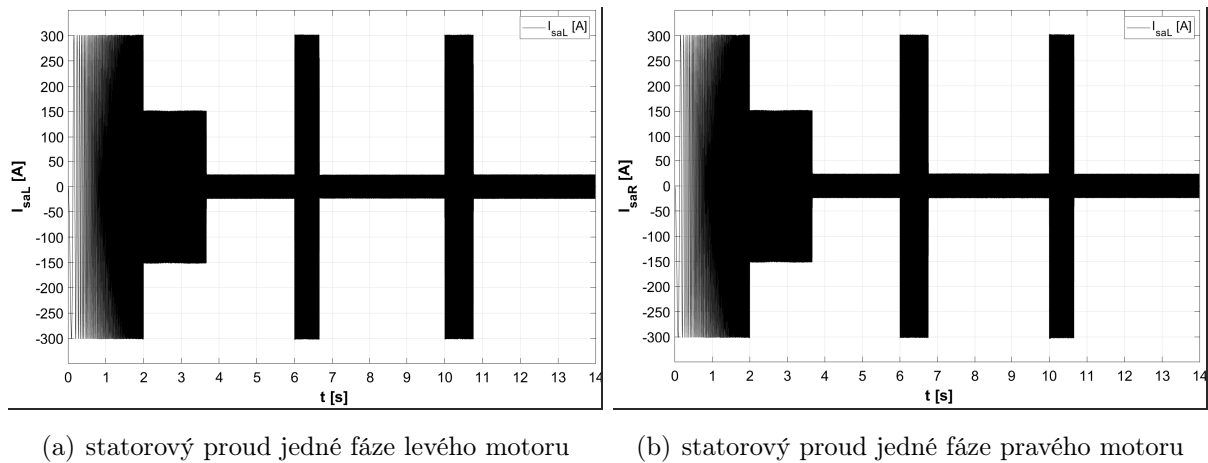
Motory opět upraví svoje rychlosti v závislosti na požadované obvodové rychlosti kol.

Děje se opakují přesně jako v kapitole 6.8.2.1. Pouze s výjimkou, že levý motor zastává práci pravého a naopak.

(a)  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$  levého a pravého motoru

(b) moment levého a pravého motoru

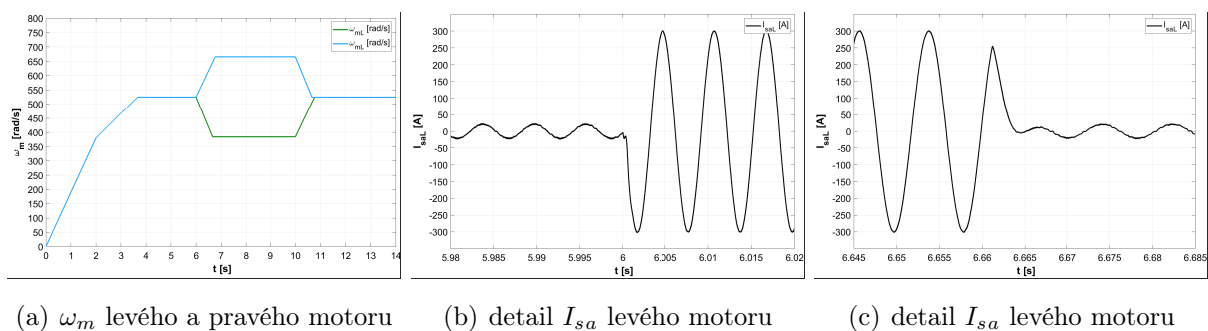
**Obrázek 6.23:** Průběhy proudů  $I_{dq}$  a momentů motorů při průjezdu levotočivou zatáčkou



(a) statorový proud jedné fáze levého motoru

(b) statorový proud jedné fáze pravého motoru

**Obrázek 6.24:** Průběhy proudů jedné fáze motorů při průjezdu levotočivou zatáčkou

(a)  $\omega_m$  levého a pravého motoru(b) detail  $I_{sa}$  levého motoru(c) detail  $I_{sa}$  levého motoru

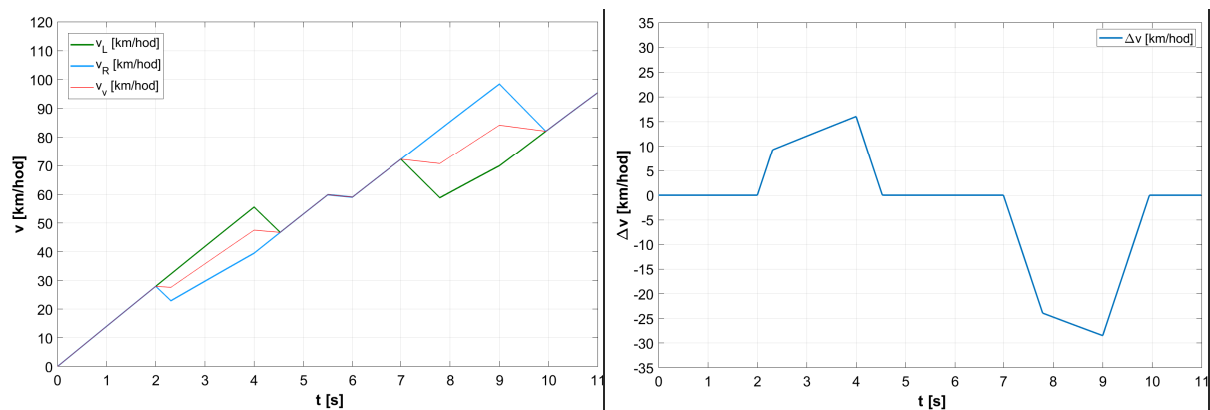
**Obrázek 6.25:** Průběhy  $\omega_m$  motorů a detail  $I_{saL}$  při průjezdu levotočivou zatáčkou

Požadavek na změnu vytočení kol (úhel  $\delta$ ) je v simulacích zadáván skokově. V reálné situaci by tento úhel narůstal po určité rampě, podle toho, jak moc je zatáčka ostrá a jakou se do ní vjíždí rychlostí.

Při této rychlosti mohou motory pracovat s maximálními momenty, jelikož není ani u jednoho motoru využita složka proudu  $I_{sd}$  pro odbuzení motoru.

### 6.8.2.3 Zatáčení při proměnné rychlosti

Při této simulaci je uvažován rozjezd motokáry a zároveň zatáčení motokáry. První simulace pracuje s jmenovitým satorovým proudem  $I_n=107$  A (obr. 6.26 a 6.27), jako s maximální možnou hodnotou a druhá simulace s maximálním proudem  $I_{smax} = 215$  A (obr. 6.28 a 6.29), jako maximální možnou hodnotou. Rozjezd je u obou simulací s nominálním momentem motorů až do času 5,5 sekund.

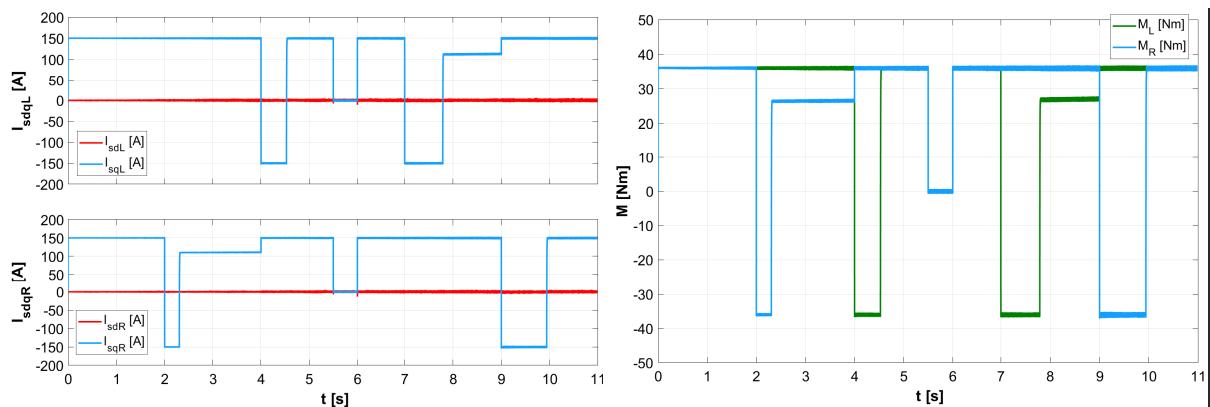


(a) obvodové rychlosti kol a vozidla

(b) rozdíl rychlosti levého a pravého kola

**Obrázek 6.26:** Průběhy rychlostí a rozdíl rychlosti kol při zatáčení ( $I_{s(max)} = 107$  A)

V čase 5,5 sekundy je po dobu 0,5 sekund uvažována jízda setrvačností. V intervalu 6 až 11 sekund je opět požadován jmenovitý tah motoru.



(a)  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$  levého a pravého motoru

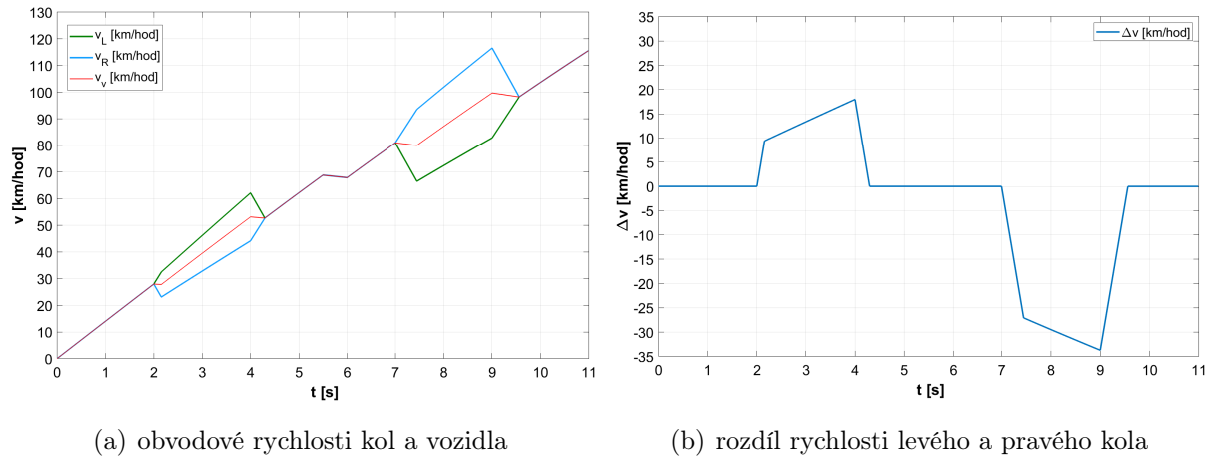
(b) moment levého a pravého motoru

**Obrázek 6.27:** Průběhy proudů  $I_{dq}$  a momentu při zatáčení ( $I_{s(max)} = 107$  A)

V intervalu 2 až 4 sekund je zadán požadavek na pravotočivou zatáčku pod úhlem kol  $20^\circ$ . V intervalu 7 až 9 sekund je požadováno zatočení pod stejným úhlem, ovšem na druhou stranu.



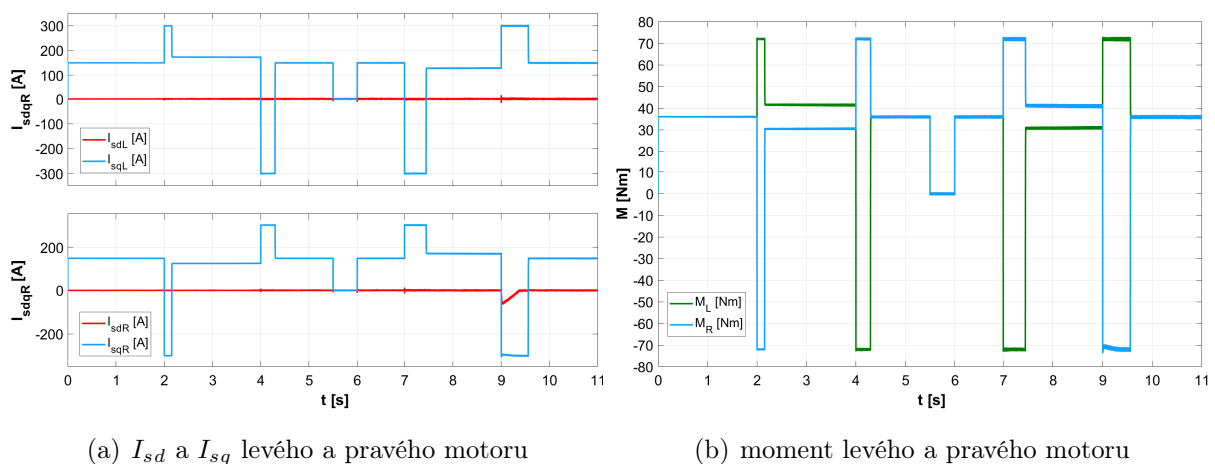
Na obr. 6.29 a) je vidět, že při požadavku na jízdu s nominálním momentem a zároveň jmenovitým proudem jako maximální hodnotou a při jízdě do pravotočivé zatáčky, levý motor nemůže nadále více zrychlit, proto všechnu práci na požadovanou diferenci rychlostí kol převezme pravý motor a zpomalí na požadovanou rychlost.



**Obrázek 6.28:** Průběhy rychlostí a rozdíl rychlosti kol při zatáčení ( $I_{s(max)} = 215$  A)

U průběhu rychlosti na obr. 6.28 je vlivem možnosti použití vyšší hodnoty satorového proudu rychlejší přechod na rozdílné požadované rychlosti kol, neboť práci změny rychlostí uskuteční oba motory a ne pouze jeden.

Na obr. 6.29 je vidět, že při zatáčení motokáry dosahuje proud až 300 A v amplitudě (215 A v efektivní hodnotě). Po dokončení zatáčky je hodnota proudu v obou motorech snížena na hodnotu jmenovitou.



**Obrázek 6.29:** Průběhy proudů  $I_{dq}$  a momentu při zatáčení ( $I_{s(max)} = 215$  A)

### 6.8.3 Ověření správnosti elektronického diferenciálu

Ověření správnosti elektronického diferenciálu spočívá v kontrole obvodové rychlosti levého a pravého kola. Při jízdě do zatáčky se uvažuje úhlová rychlost motokáry, jelikož

motokára opisuje oblouk s určitým poloměrem (poloměr zatáčení).

Poloměr zatáčení může být proměnný a závisí na úhlu natočení kol a rozměrech motokáry. Při pohybu s úhlovou rychlostí motokáry v zatáčce je stejná úhlová rychlost levého i pravého kola vůči středu zatáčky. Rozdíl nastává pouze v obvodových rychlostí, jelikož každé kolo opisuje zatáčku s jiným poloměrem.

Při zatáčení doprava opisuje vnější (levé) kolo poloměr o hodnotě:

$$R_L = \frac{L_w}{\tan(\delta)} + \frac{d_w}{2} \quad (6.17)$$

a vnitřní (pravé) kolo poloměr o hodnotě:

$$R_R = \frac{L_w}{\tan(\delta)} - \frac{d_w}{2} \quad (6.18)$$

Zatáčí-li motokára doleva jsou hodnoty poloměrů přesně naopak.

Ověření pro simulace z kapitol 6.8.2.1 a 6.8.2.2, kde zatáčení probíhá při konstantní rychlosti 80 km/hod a kola jsou vytočena pod úhlem  $\delta = 30^\circ$ :

$$\omega_v = \omega_{Lk} = \omega_{Rk} = \omega \quad (6.19)$$

$$R = \frac{L_w}{\tan(\delta)} = \frac{1,13}{\tan(30)} = 1,9572 \text{ m} \quad (6.20)$$

$$\omega = \frac{v_v}{R} = \frac{\frac{80}{3,6}}{1,9572} = 11,4 \text{ rad/s} \quad (6.21)$$

Pro pravotočivou zatáčku:

$$v_L = \omega \cdot \left( R + \frac{d_w}{2} \right) = 11,4 \cdot \left( 1,9572 + \frac{1,05}{2} \right) = 28,2 \text{ m/s} = 101,5 \text{ km/hod} \quad (6.22)$$

$$v_R = \omega \cdot \left( R - \frac{d_w}{2} \right) = 11,4 \cdot \left( 1,9572 - \frac{1,05}{2} \right) = 16,3 \text{ m/s} = 58,5 \text{ km/hod} \quad (6.23)$$

Pro levotočivou zatáčku:

$$v_L = \omega \cdot \left( R - \frac{d_w}{2} \right) = 11,4 \cdot \left( 1,9572 - \frac{1,05}{2} \right) = 16,3 \text{ m/s} = 58,5 \text{ km/hod} \quad (6.24)$$

$$v_R = \omega \cdot \left( R + \frac{d_w}{2} \right) = 11,4 \cdot \left( 1,9572 + \frac{1,05}{2} \right) = 28,2 \text{ m/s} = 101,5 \text{ km/hod} \quad (6.25)$$

Pro druhý případ, kdy zatáčení probíhá při proměnné rychlosti a s úhlem natočení kol  $\delta = 20^\circ$ , jsou hodnoty pro různé rychlosti motokáry uvedeny v tabulce 6.8 pro zatáčení doprava a v tabulce 6.9 pro zatáčení doleva.

$v_v$ [km/hod]	$v_v$ [m/s]	$\omega$ [rad/s]	$v_L$ [km/hod]	$v_R$ [km/hod]	$\Delta v$ [km/hod]
0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
10,0	2,8	0,9	11,7	8,3	3,4
20,0	5,6	1,8	23,4	16,6	6,8
30,0	8,3	2,7	35,1	24,9	10,1
40,0	11,1	3,6	46,8	33,2	13,5
50,0	13,9	4,5	58,5	41,5	16,9
60,0	16,7	5,4	70,1	49,9	20,3
70,0	19,4	6,3	81,8	58,2	23,7
80,0	22,2	7,2	93,5	66,5	27,1
90,0	25,0	8,1	105,2	74,8	30,4
100,0	27,8	8,9	116,9	83,1	33,8
110,0	30,6	9,8	128,6	91,4	37,2
120,0	33,3	10,7	140,3	99,7	40,6

**Tabulka 6.8:** Hodnoty pro ověření elektronického diferenciálu pro  $\delta = 20^\circ$

$v_v$ [km/hod]	$v_v$ [m/s]	$\omega$ [rad/s]	$v_L$ [km/hod]	$v_R$ [km/hod]	$\Delta v$ [km/hod]
0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
10,0	2,8	0,9	8,3	11,7	-3,4
20,0	5,6	1,8	16,6	23,4	-6,8
30,0	8,3	2,7	24,9	35,1	-10,1
40,0	11,1	3,6	33,2	46,8	-13,5
50,0	13,9	4,5	41,5	58,5	-16,9
60,0	16,7	5,4	49,9	70,1	-20,3
70,0	19,4	6,3	58,2	81,8	-23,7
80,0	22,2	7,2	66,5	93,5	-27,1
90,0	25,0	8,1	74,8	105,2	-30,4
100,0	27,8	8,9	83,1	116,9	-33,8
110,0	30,6	9,8	91,4	128,6	-37,2
120,0	33,3	10,7	99,7	140,3	-40,6

**Tabulka 6.9:** Hodnoty pro ověření elektronického diferenciálu pro  $\delta = -20^\circ$

# Kapitola 7

## Připravení algoritmu pro implementaci do mikroprocesoru

Po navržení a sestavení modelu vektorového řízení s elektronickým diferenciálem v prostřední MATLAB/Simulink je zapotřebí vytvořit tento algoritmus v jazyce C. Tvorba vektorového řízení pomocí bloků v Simulinku byla vhodná z hlediska nastavení zesílení a časových konstant PI regulátorů a odladění elektronického diferenciálu.

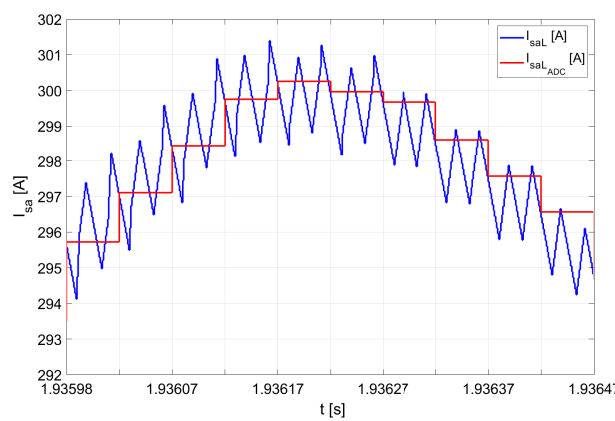
Protože jsou napěťové střídače řízeny mikroprocesorem, je potřeba model v Simulinku převést do jazyka C. Aby první odzkoušení algoritmu neproběhlo na reálném mikroprocesoru se střídačem a motorem a nedošlo tak k případnému zničení komponent, je vytvořený algoritmus v jazyce C odzkoušen rovněž v prostředí Simulink.

### 7.1 Struktura kódu

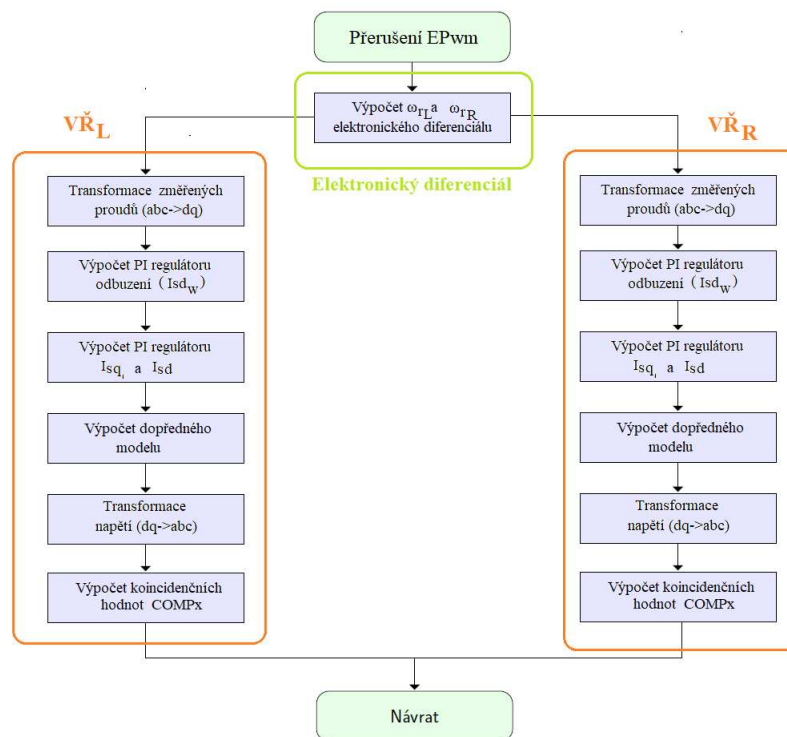
V programové části *main()* proběhne inicializace Hardwaru a Softwaru. To obnáší nastavení potřebných periférií, kterými jsou GPIO, EPwm moduly a QEP moduly. Regulační část programu probíhá jen v určitých časových intervalech, které jsou určeny přerušením od EPwm modulu. Celý proces přerušení je následující. PWM spouští převod ADC převodníku, konec převodu ADC spustí DMA přenos a DMA přenos vyvolá přerušení, ve kterém proběhne regulační část.

Pro spuštění převodu ADC převodníku musí nastat přerušení od PWM. Při simulaci je uvažováno, že EPwm moduly jsou nastaveny následujícím způsobem. Čítače EPwm modulů čítají symetricky nahoru a dolů. Vytváří tak symetrickou pilu. Přerušení od PWM je spuštěno při načítání do maximální hodnoty v registru čítače. Spuštěním přerušení od PWM modulu jen v konstantních intervalech (v našem případě v "TOPu" pily) docílíme odfiltrováním zvlnění proudu a načtením tak jeho střední hodnoty ADC převodníkem. Detail navzorkování proudu je znázorněn na obr. 7.1

Celá aplikace řízení dvou motorů se skládá ze šesti **.c** a šesti **.h** souborů. Jsou jimi: *transformace.c(.h)*, *regulace.c(.h)*, *normovani.c(.h)*, *vektorove\_rizeni.c(.h)*, *difer-*



Obrázek 7.1: Průběh proudu jedné fáze motoru a jeho navzorkování do mikroprocesoru



Obrázek 7.2: Struktura algoritmu pro pohon motokáry

*encial.c(.h)* a *parametry.c(.h)*. Kód všech souborů je přiložen v příloze na konci práce.

### 7.1.1 soubor *transformace.c*

V tomto souboru jsou obsaženy funkce pro výpočet Parkovo a Clarkové transformací. Úkolem těchto funkcí je převádění změřených statorových proudů ve třífázovém souřadném systému do rotorového souřadného systému.

Rovněž jsou zde umístěny i funkce pro inverzní Parkovo a Clarkeové transformaci. Úkolem těchto funkcí je pak převedení napětí v souřadném systému rotoru (výstup PI

regulátorů proudů) do třífázového souřadného systému.

### 7.1.2 soubor *regulace.c*

Tento soubor obsahuje všechny potřebné funkce pro vektorové řízení. Umístěna je zde funkce pro PI regulátor, funkce pro výpočet dopředného modelu, funkce pro sečtení a omezení výstupu z PI regulátorů a dopředného modelu, funkce filtru, funkce omezovače proudu  $I_q$  a funkce sečtení a omezení požadovaného proudu  $I_q$  od pedálu a regulátoru otáček elektronického diferenciálu.

### 7.1.3 soubor *normovani.c*

V tomto souboru je umístěna pouze jedna funkce a tou je funkce pro normování modulačního signálu. Vstupem do této funkce jsou požadovaná napětí v třífázovém souřadném systému. Tyto napětí jsou normována vzhledem k výstupnímu napětí střídače ( $U_{dc}/2$ ). Výstupem z této funkce jsou již modulační napětí všech třech fází vstupující do PWM.

### 7.1.4 soubor *vektorove\_rizeni.c*

Tento soubor obsahuje jednu z hlavních funkcí. Tato funkce konstruuje vektorové řízení voláním všech funkcí ze souborů zmíněných výše. Vstupem do této funkce jsou požadovaný proud  $I_q$  (informace z akceleračního pedálu), požadavek na úhlovou rychlost motoru (úprava od elektronického diferenciálu), změřené třífázové statorové proudy, poloha a úhlová rychlost rotoru a napětí meziobvodu. Výstupem této funkce jsou modulační napětí předávána pomocí pointeru.

Při implementaci kódu do procesoru bychom na konec funkce přidali těchto pár řádků. Tím bychom docílí připravení modulačních napětí do komparačních registrů periférií EPwmX.

```

if      (u_a > Udc/2)  EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=EPwm1Regs.TBPRD;
else if (u_a < -Udc/2) EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=0;
else
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=(EPwm1Regs.TBPRD >> 1)+
    (EPwm1Regs.TBPRD >> 1)*z_a;

if      (u_b > Udc/2)  EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=EPwm2Regs.TBPRD;
else if (u_b < -Udc/2) EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=0;
else
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=(EPwm2Regs.TBPRD >> 1)+
    (EPwm2Regs.TBPRD >> 1)*z_b;

if      (u_c > Udc/2)  EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA=EPwm3Regs.TBPRD;
else if (u_c < -Udc/2) EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA=0;

```

```

else
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA=(EPwm3Regs.TBPRD >> 1)+
    (EPwm3Regs.TBPRD >> 1)*z_c;

```

V tomto přidaném kódu představují napětí  $u_a$ ,  $u_b$  a  $u_c$  požadovaná modulační napětí a  $z_a$ ,  $z_b$  a  $z_c$  jsou poměrná sepnutí.

### 7.1.5 soubor *diferencial.c*

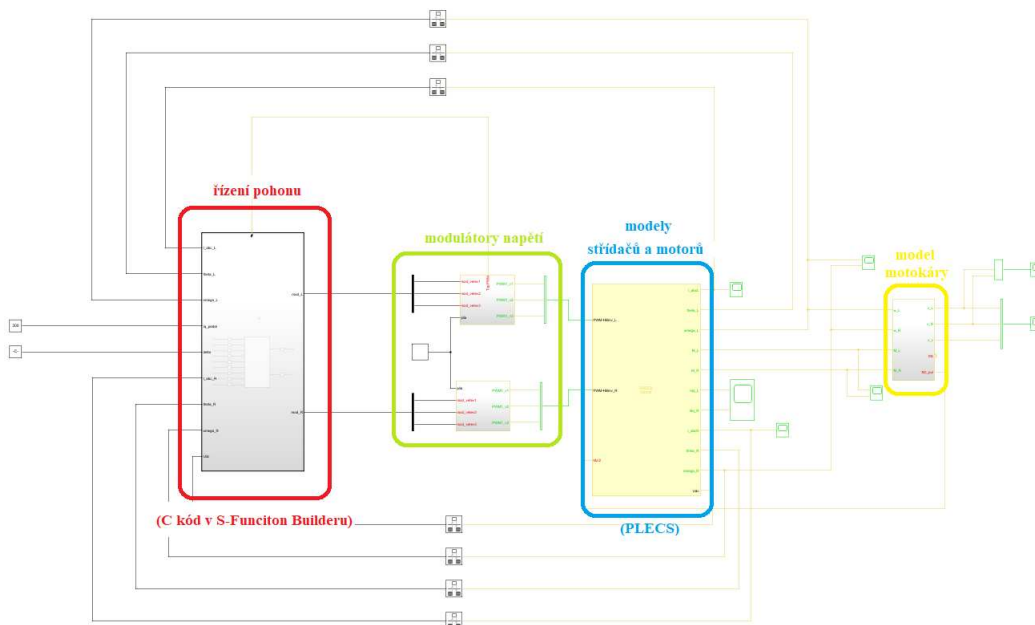
V tomto souboru je vytvořena funkce pro elektronický diferenciál. Úkolem této funkce je vypočítat požadované úhlové rychlosti pro levý a pravý motor. Vstupními hodnotami jsou proto parametry, na kterých závisí požadované úhlové rychlosti motorů. Jsou jimi aktuální úhlové rychlosti levého a pravého motoru a úhel natočení volantu.

Výstupem této funkce jsou požadované úhlové rychlosti pro levý a pravý motor, předávané pomocí pointeru.

### 7.1.6 soubor *parametry.c*

Poslední soubor obsahuje globální proměnné. Jsou to zejména konstanty použité v ostatních funkcích. Jedná se například o proporcionální zesílení a časové konstanty všech regulátorů, parametry motoru použité v dopředném modelu a další.

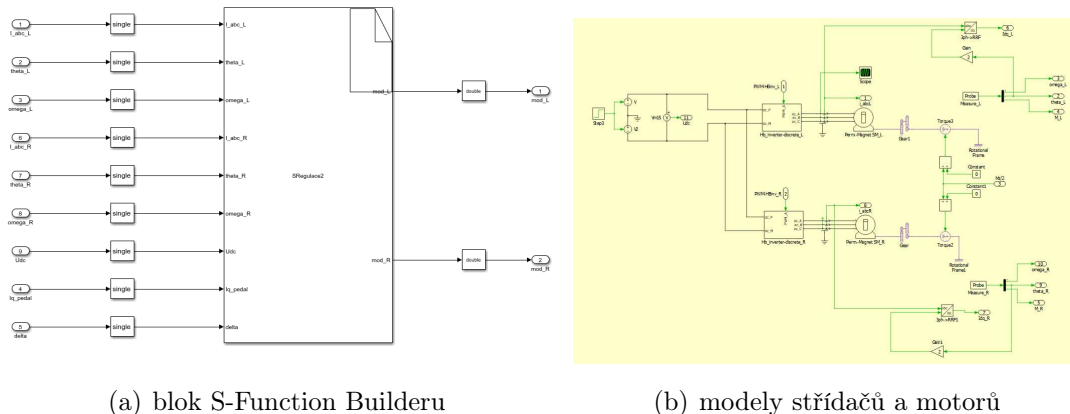
## 7.2 Ověření vytvořeného algoritmu v jazyce C



Obrázek 7.3: Vytvořený model pohonu v prostředí Simulink

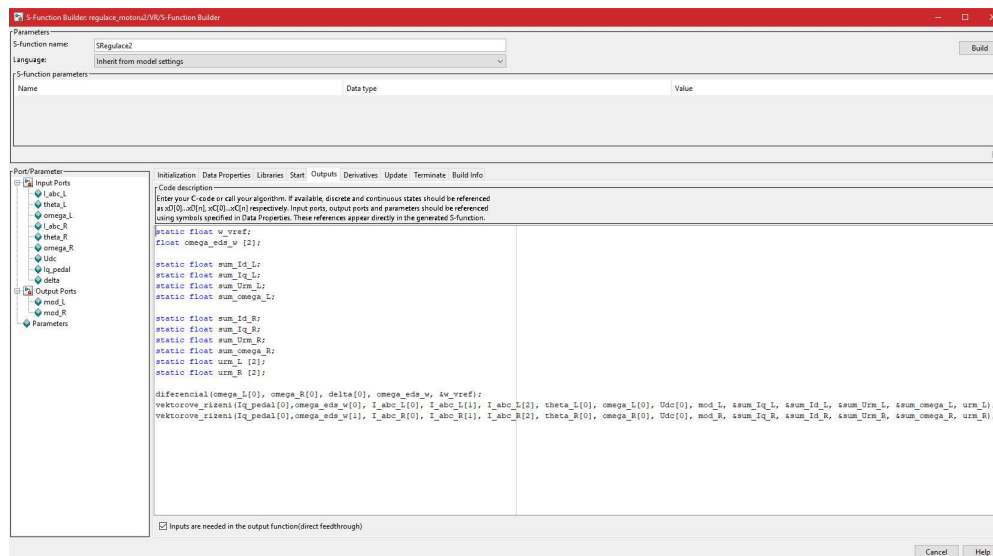
Pro používání algoritmu v jazyce C v Simulinku slouží blok **S-Function Builder**. Do tohoto bloku je možné vložit kód v jazyce C. Toho lze využít pro kontrolu správného

chování kódu a možnosti porovnání výsledků s modelem vytvořeným pomocí funkcí v Simulinku.



Obrázek 7.4: Detail bloku Řízení pohonu a bloku PLECS z obr. 7.3

Vytvořený kód bylo zapotřebí otestovat, zda-li je jeho chování stejné jako u modelu vytvořeného v Simulinku pomocí bloků. Ověření proběhlo metodou SIL (Software In the Loop). Kód běžel v bloku S-Function Builderu a ostatní hardware byl vytvořen pomocí knihovny PLECS a základních bloků Simulinku.

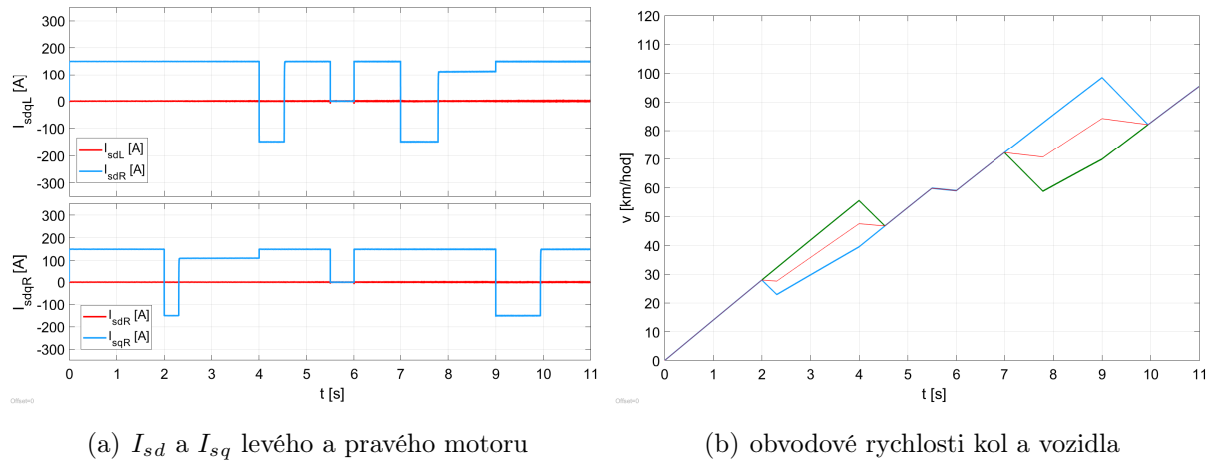


Obrázek 7.5: Záložka Outputs bloku S-Function Builderu

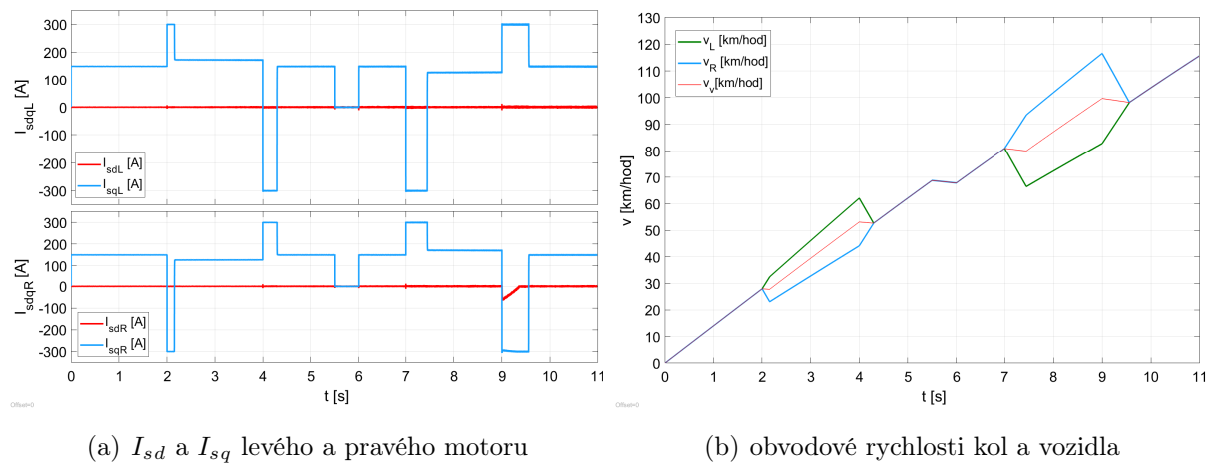
Chování algoritmu bylo ověřeno na dvou případech z kapitoly 6.8.2.3. Na obr. 7.6 jsou znázorněny statorové proudy v rotorovém souřadném systému (dq) levého a pravého motoru a obvodové rychlosti kol a vozidla. Požadovaný moment je v tomto případě jmenovitý a maximální proud je rovněž jmenovitý,

Na obr. 7.7 jsou znázorněny statorové proudy v rotorovém souřadném systému (dq) levého a pravého motoru a obvodové rychlosti kol a vozidla. Požadovaný moment je



(a)  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$  levého a pravého motoru

(b) obvodové rychlosti kol a vozidla

**Obrázek 7.6:** Průběhy proudů a rychlostí při řízení kódem v jazyce C ( $I_{s(max)} = 107$  A)(a)  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$  levého a pravého motoru

(b) obvodové rychlosti kol a vozidla

**Obrázek 7.7:** Průběhy proudů a rychlostí při řízení kódem v jazyce C ( $I_{s(max)} = 215$  A)

v tomto případě jmenovitý a maximální proud je 215 A (efektivní hodnota proud při maximálním přetížení).

Porovnáním průběhů z kapitoly 6.8.2.3 a průběhů získaných při řízení vytvořeným v jazyce C můžeme říci, že průběhy se shodují a vytvořený kód odpovídá předpřipravenému modelu z bloků v Simulinku.

# Kapitola 8

## Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout vektorové řízení a elektronický diferenciál pro pohon elektrické motokáry s PMSM motory.

V kapitole 2 a 3 byl popsán matematický model motokáry, konstrukční vlastnosti PMSM motorů a příslušný matematický model motoru. V následujících kapitolách 4 a 5 bylo rozebráno téma řízení a diferenciálu po teoretické stránce. Samotné navržení hodnot regulátorů vektorového řízení se objevilo v kapitole 6.5. Simulace pro roztočení a reverzaci pohonu bylo shrnuto v kapitole 6.6. Simulace byly uvažovány pro dvě hodnoty proudů. První hodnota byla jmenovitá hodnota proudu a druhá hodnota byla při dvojnásobném jmenovitém proudu. V případě druhé simulace (s dvojnásobnou hodnotou proudu) není v reálné situaci možné napájet touto hodnotou proudu motor dlouhodobě, jelikož by došlo ke zničení motoru. Povolená doba přetížení není přesně stanovena. Simulace rozběhu motoru a reverzace otáček proběhla dle očekávání a byla ověřena funkčnost regulátorů proudů i odbuzení.

V kapitole 6.7 proběhla simulace jízdy motokáry. Z průběhů proudů a rychlosti motokáry je patrné, že ve vyšších rychlostech, ale i při nižších rychlostech s vyšším napájecím proudem, dochází k odbuzování motorů a tím k poklesu momentu.

V kapitole 6.8 byly simulovány různé případy průjezdu motokáry zatáčkou. Dle simulací vychází navržená implementace elektronického diferenciálu jako funkční. Správné obvodové rychlosti kol byly ověřeny pomocí výpočtu a tabulky v kapitole 6.8.3 a lze usuzovat správnou funkčnost elektronického diferenciálu.

Detailním prozkoumáním všech průběhů obvodových rychlostí kol motokáry z kapitoly 6.8.2 si lze povšimnout, že při požadavku na zatočení, tedy skokovou změnou úhlu zatočení kol, se vnitřní kolo, u kterého je požadována nižší obvodová rychlost, dostane na tuto rychlost o nepatrný čas rychleji, jelikož ve zpomalování kola navíc pomáhají jízdní odpory. Na vnější kolo, u kterého je požadovaná vyšší obvodová rychlost, tyto odpory působí opačně, a proto doladění požadované rychlosti trvá déle.

Nejvíce se tento jev projeví, když motokára akceleruje s maximálním proudem a dojde k požadavku na zatočení. U vnějšího kola není nadále možné zvýšit akceleraci, o rozdíl obvodových rychlostí se postará pouze vnitřní kolo svým zpomalením (viz. obr 6.26).

V poslední kapitole byl model přepsán do jazyka C a ověřena jeho funkčnost pomocí metody SIL (Software In the Loop). Porovnáním výsledků z modelu z bloků Simulinku a algoritmu vytvořeného v jazyce C nebyl znám žádný rozdíl.

Vektorové řízení a elektronický diferenciál byly ověřeny pouze podle simulací. Otázkou zůstává funkčnost elektrického diferenciálu při jízdě motokáry v praxi, kdy se motokára může pohybovat smykem.

Ve všech simulacích je zanedbána nedokonalá přilnavost pneumatik, což by v reálné situaci nebylo možné. Například při rozjezdu na kluzkém podkladu by motokára nezrychlovala dle výsledků ze simulace. Zamezení prokluzu pneumatik by bylo možné vyřešit přidáním dalšího regulátoru otáček, který by porovnával otáčky hnací a běžné nápravy a na základě rozdílu těchto rychlostí by snižoval moment hnací nápravy.

# Reference, použitá literatura

- [1] VLK, František. *Dynamika motorových vozidel. 2. vyd.* Brno: František Vlk, 2003. ISBN 80-239-0024-2.
- [2] ZWIEFELHOFER, Jiří. *Matematický model elektrické motokáry.* Plzeň, 2014. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Ing. Luboš Streit.
- [3] *Performance analysis of radial and axial ux PMSM based on 3D FEM modeling.* TURKISH JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING COMPUTER SCIENCES [online]. 2018, 26(3) [cit. 2021-5-3]. ISSN 13000632. Dostupné z: doi:10.3906/elk-1708-6
- [4] LEVKIN, Dmitry. *Permanent magnet synchronous motor.* Engineering solutions [online]. Engineering Solutions ©2021. [Cit. 16.4.2021]. Dostupné z: <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
- [5] JANOUŠ, Martin. *Elektrické stroje pro pohon formule E.* Plzeň, 2019. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Doc. Ing. Karel Hruška, Ph.D.
- [6] KRAJÁNEK, Vladimír. *Návrh synchronního motoru s permanentními magnety pro pohon elektromobilu.* Plzeň, 2016. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Doc. Ing. Karel Hruška, Ph.D.
- [7] KNAP, Zdeněk. *Motor s axiálním magnetickým tokem pro přímý pohon čerpadla.* Brno, 201. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Ing. Rostislav Huzlík, Ph.D.
- [8] BAUMULLER. *Trojfázové synchronní motory DS2.* Baumüller Nürnberg GmbH [online]. Copyright © 2021. [Cit. 1.5.2021]. Dostupné z: <https://www.baumueller.com/cs/produkty/motory/hlavni-pohony/ds2>.
- [9] Příspěvatelé Wikipedie, *Diferenciál (mechanika) [online]*, Wikipedie: Otevřená encyklopedie, c2020, Datum poslední revize 17. 03. 2020, 13:35 UTC, [citováno 3. 05. 2021] <https://cs.wikipedia.org/w/index.php?title=Diferenci>

- [10] A. Draou, *Electronic differential speed control for two in-wheels motors drive vehicle*, 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2013, pp. 764-769, doi: 10.1109/PowerEng.2013.6635706.
- [11] ZEMAN, Karel. *Výukové materiály z předmětu ARP*. 2013 [cit. 20-04-21]. Dostupné z: <https://courseware.zcu.cz/>
- [12] TALLA, Jakub. *Výukové materiály z předmětu VEP*. 2021 [cit. 30-04-21]. Dostupné z: <https://courseware.zcu.cz/>
- [13] STREIT, Luboš. *Elektromotokára NeoFELis (Hardware Specification - Motor)*. Plzeň, 2021. Interní specifikace. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická.
- [14] STREIT, Luboš. *Elektromotokára NeoFELis (Hardware Specification - Battery)*. Plzeň, 2021. Interní specifikace. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická.
- [15] STREIT, Luboš. *Elektromotokára NeoFELis (Hardware Specification - Inverter)*. Plzeň, 2021. Interní specifikace. Západočeská univerzita v Plzni, Fakulta elektrotechnická.
- [16] D. Swierczynski and M. P. Kazmierkowski, *Direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)-simulation and experimental results*, IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, 2002, pp. 751-755 vol.1, doi: 10.1109/IECON.2002.1187601.
- [17] JAVŮREK, Jiří. *Regulace moderních elektrických pohonů*. Praha: Grada, 2003. ISBN 8024705079.
- [18] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004. ISBN 80-7043-350-7.
- [19] VONDRÁŠEK, František, Tomáš GLASBERGER, Jiří FOŘT, Martin JÁRA a Jan MICHALÍK. *Výkonová elektronika. 3. rozšířené vydání*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.

# Příloha A

## Vytvořené soubory .c

### A.1 transformace.c

```
1 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\transformace.h"
2 #include <math.h>
3
4 #define dva_tri 0.6667f
5 #define jedna_tri 0.3333f
6 #define odm_tri_dva 0.866f
7 #define odm_tri_tri 0.5774f
8
9 typedef float single;
10
11 void clarke(float Ia, float Ib, float Ic, float *Ialbe)
12 {
13     Ialbe[0]=dva_tri*(Ia-0.5*Ib-0.5*Ic);
14     Ialbe[1]=odm_tri_tri*(Ib-Ic);           //odm_tri_dva jsem vytkl pred zavorku
15 }
16
17 void invClarke(float Ual, float Ube, float *Uabc)
18 {
19     Uabc[0]=Ual;
20     Uabc[1]=-0.5*Ual + odm_tri_dva*Ube;
21     Uabc[2]=-0.5*Ual - odm_tri_dva*Ube;
22 }
23
24 void park(float Ial, float Ibe, float theta, float *Idq)
25 {
26     float cos_t, sin_t;
27
28     cos_t=cosf(2*theta);
29     sin_t=sinf(2*theta);
30
31     Idq[0]=cos_t*Ial + sin_t*Ibe;
32     Idq[1]=-sin_t*Ial + cos_t*Ibe;
33 }
34
35 void invPark(float Ud, float Uq, float theta, float *Ualbe)
36 {
37     float cos_t, sin_t;
38
39     cos_t=cosf(2*theta);
40     sin_t=sinf(2*theta);
41
42     Ualbe[0]=cos_t*Ud - sin_t*Uq;
43     Ualbe[1]=sin_t*Ud + cos_t*Uq;
44 }
```

## A.2 regulace.c

```

1 #include <math.h>
2 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\regulace.h"
3 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\parametry.h"
4
5
6 float PI_reg(float pozadovana, float skutecna, float Kp, float Ti, float yMin, float yMax, float *sum, float dt)
7 {
8     float y;
9     float err;
10
11     err=pozadovana - skutecna;
12
13     y = Kp*err + sum[0];
14
15     if (y > yMax) return yMax;
16     if (y < yMin) return yMin;
17
18     sum[0]=sum[0]+err*(Kp/Ti)*dt;
19
20     return y;
21 }
22
23 void feedforward(float Id_w, float Iq_w, float omega, float Rs, float Ld, float Lq, float Psi, float *Udq_FF)
24 {
25     Udq_FF[0]=Rs*Id_w - 2*omega*Lq*Iq_w;
26     Udq_FF[1]=Rs*Iq_w + 2*omega*(Ld*Id_w+Psi);
27 }
28
29 void soucet_PI_FF(float Ud_PI, float Uq_PI, float Ud_FF, float Uq_FF, float uMin, float uMax, float *Udq)
30 {
31     Udq[0]=Ud_PI + Ud_FF;
32     if (Udq[0] > uMax) Udq[0]=uMax;
33     if (Udq[0] < uMin) Udq[0]=uMin;
34
35     Udq[1]=Uq_PI + Uq_FF;
36     if (Udq[1] > uMax) Udq[1]=uMax;
37     if (Udq[1] < uMin) Udq[1]=uMin;
38 }
39
40 void Urm_filter(float Ual, float Ube, float Kf, float *Uf)
41 {
42     Uf[0]=(4.9585e-3)*sqrt(Ual*Ual+Ube*Ube);
43
44     Uf[1]=Uf[1] + Kf*(Uf[0]-Uf[1]);
45 }
46
47 float omezovac_Iq(float Ismax, float Id_w)
48 {
49     float Iqmax;
50     Iqmax=sqrt(Ismax*Ismax - Id_w*Id_w);
51     return Iqmax;
52 }
53
54 void soucet_IqP_IqOmega(float IqP, float IqOmega, float Iqmax, float *Idq_w)
55 {
56     Idq_w[1]=IqP + IqOmega;
57
58     if (Idq_w[1]>Iqmax) Idq_w[1]=Iqmax;
59     if (Idq_w[1]<(-Iqmax)) Idq_w[1]=-Iqmax;
60 }

```

## A.3 normovani.c

```

1 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\normovani.h"
2 #include <math.h>
3
4 typedef float single;
5

```

```

6 void normovani(float Ua, float Ub, float Uc, float Udc, float *z_abc)
7 {
8     float Udc_pul;
9
10    Udc_pul=Udc/2;
11
12    z_abc[0]=Ua/Udc_pul;
13    z_abc[1]=Ub/Udc_pul;
14    z_abc[2]=Uc/Udc_pul;
15 }

```

## A.4 vektorove\_rizeni.c

```

1 #include <math.h>
2 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\transformace.h"
3 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\regulace.h"
4 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\normovani.h"
5 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\vektorove_rizeni.h"
6 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\parametry.h"
7
8 void vektorove_rizeni(float Iq_pedal,float omega_eds, float Ia, float Ib, float Ic, float theta, float omega, float Udc, f
9 {
10    float I_albe [2];
11    float I_dq [2];
12    float I_dq_w [2];
13    float IqOmega;
14    float Iq_max;
15
16    float U_albe [2];
17    float U_dq_PI [2];
18    float U_dq_FF [2];
19    float U_dq [2];
20    float U_abc [2];
21
22    clarke(Ia, Ib, Ic,I_albe);
23    park(I_albe[0],I_albe[1],theta,I_dq);
24
25    I_dq_w[0]=PI_reg(0.95, urm[1], Kp_Urm, Ti_Urm, Id_min, Id_max, sum_Urm, dt);
26
27    Iq_max=omezovac_Iq(Is_max, I_dq_w[0]);
28
29    IqOmega=PI_reg(omega_eds, omega, Kp_omega, Ti_omega, -2*Iq_max, 2*Iq_max, sum_omega, dt);
30
31    soucet_IqP_IqOmega(Iq_pedal, IqOmega, Iq_max, I_dq_w);
32
33    U_dq_PI[0]=PI_reg(I_dq_w[0], I_dq[0], Kp_Id, Ti_Id, uMin, uMax, sum_Id, dt);
34    U_dq_PI[1]=PI_reg(I_dq_w[1], I_dq[1], Kp_Iq, Ti_Iq, uMin, uMax, sum_Iq, dt);
35
36    feedforward(I_dq_w[0], I_dq_w[1], omega, Rs, Ld, Lq, Psi, U_dq_FF);
37
38    soucet_PI_FF(U_dq_PI[0], U_dq_PI[1], U_dq_FF[0], U_dq_FF[1], uMin, uMax, U_dq);
39
40    invPark(U_dq[0], U_dq[1], theta, U_albe);
41    invClarke(U_albe[0], U_albe[1], U_abc);
42
43    Urm_filter(U_albe[0], U_albe[1], 0.02, urm);
44
45    normovani(U_abc[0], U_abc[1], U_abc[2], Udc, mod);
46 }

```

## A.5 diferencial.c

```

1 #include <math.h>
2 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\diferencial.h"
3 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\parametry.h"
4
5 void diferencial(float omega_L, float omega_R, float delta, float *omega_eds_w, float *w_vref)

```



```
6 {
7     float w_w;
8     float dw;
9     float wL_w;
10    float wR_w;
11
12    w_w=(3*omega_L + 3*omega_R)/2.0;
13    dw= ((Dw*tan(delta))/Lw)*w_vref[0];
14
15    wL_w= w_w + dw/2.0;
16    wR_w= w_w - dw/2.0;
17
18    omega_eds_w[0]=(1.0/3.0)*wL_w;
19    omega_eds_w[1]=(1.0/3.0)*wR_w;
20
21    w_vref[0] = (wL_w + wR_w)/2.0;
22 }
```

## A.6 parametry.c

```
1 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\normovani.h"
2 #include <math.h>
3 #include "D:\Dokumenty\Skola\Vejska\statniceING\Diplomka\Matlab\implementace_do_uPc\parametry.h"
4
5 typedef float single;
6
7 float dt=5e-5;
8 float Rs=0.012;
9 float Ld=3.83968e-04;
10 float Lq=3.83968e-04;
11 float Psi=0.08;
12
13 float Kp_Id=3;
14 float Ti_Id=1e-4;
15
16 float Kp_Iq=6;
17 float Ti_Iq=2e-2;
18
19 float Kp_Urm=50;
20 float Ti_Urm=5e-4;
21
22 float Kp_omega=1000;
23 float Ti_omega=1;
24
25 float uMax=201.6747;
26 float uMin=-201.6747;
27
28 float Is_max=300;
29 float Id_max=0;
30 float Id_min=-285;
31
32 float Lw=1.13;
33 float Dw=1.05;
```

# Příloha B

## Vytvořené soubory .h

### B.1 transformace.h

```
1 typedef float single;
2
3 extern void clarke(float Ia, float Ib, float Ic, float *Ialbe);
4
5 extern void invClarke(float Ual, float Ube, float *Uabc);
6
7 extern void park(float Ial, float Ibe, float theta, float *Idq);
8
9 extern void invPark(float Ud, float Uq, float theta, float *Ualbe);
```

### B.2 regulace.h

```
1 typedef float single;
2
3 extern float PI_reg(float pozadovana, float skutecna, float Kp, float Ti, float yMin, float yMax, float *sum, float dt);
4
5 extern void feedforward(float Id_w, float Iq_w, float omega, float Rs, float Ld, float Lq, float Psi, float *Udq);
6
7 extern void soucet_PI_FF(float Ud_PI, float Uq_PI, float Ud_FF, float Uq_FF, float uMin, float uMax, float *Udq);
8
9 extern void Urm_filter(float Ual, float Ub, float Kf, float *Uf);
10
11 extern float omezovac_Iq(float Ismax, float Id_w);
12
13 extern void soucet_IqP_IqOmega(float IqP, float IqOmega, float Iqmax, float *Idq_w);
```

### B.3 normovani.h

```
1 typedef float single;
2
3 extern void normovani(float Ua, float Ub, float Uc, float Udc, float *z_abc);
```

### B.4 vektorove\_rizeni.h

```
1 typedef float single;
2
3 extern void vektorove_rizeni(float Iq_pedal, float omega_eds, float Ia, float Ib, float Ic, float theta, float omega, float
```

## B.5 diferencial.h

```
1 typedef float single;
2
3 extern void diferencial(float omega_L, float omega_R, float delta, float *omega_eds_w, float *w_vref);
```

## B.6 parametry.h

```
1 typedef float single;
2
3 extern float dt;
4 extern float Rs;
5 extern float Ld;
6 extern float Lq;
7 extern float Psi;
8
9 extern float Kp_Id;
10 extern float Ti_Id;
11
12 extern float Kp_Iq;
13 extern float Ti_Iq;
14
15 extern float Kp_Urm;
16 extern float Ti_Urm;
17
18 extern float Kp_omega;
19 extern float Ti_omega;
20
21 extern float uMax;
22 extern float uMin;
23
24 extern float Is_max;
25 extern float Id_max;
26 extern float Id_min;
27
28 extern float Lw;
29 extern float Dw;
```