

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTRICKÝCH POHONŮ A TRAKCE**



**ŘÍZENÍ RYCHLOSTI SYNCHRONNÍHO  
MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**KVĚTEN 2023**

**ONDŘEJ ŠIMŠÍK**



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Šimšík** Jméno: **Ondřej** Osobní číslo: **499059**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Řízení rychlosti synchronního motoru s permanentními magnety**

Název bakalářské práce anglicky:

**Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor**

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s metodami řízení rychlosti synchronního motoru s permanentními magnety.
2. Prostudujte podrobně alespoň dvě pokročilejší metody.
3. Zhotovte simulační modely vybraných řídicích metod.
4. Obdržené simulační výsledky relevantně zhodnoťte.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Urbanski, K., Janiszewski, D., Sensorless Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor. Sensors (Basel). 2019 Aug 14;19(16):3546.
- [2] Přehled metod pro bezsenzorové řízení synchronních motorů s permanentními magnety, text FS ČVUT, 2020.
- [3] Strobl, S., . Sensorless motor control using a back-EMF Sliding-Mode Observer, 2021, imperix.com.
- [4] Li, Y. et al., Comparison of Dynamic Characteristics of Field Oriented Control and Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor, 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2018, Wu-chan, Čína.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**Ing. Pavel Koblí, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **16.02.2023** Termín odevzdání bakalářské práce: **26.05.2023**

Platnost zadání bakalářské práce: **22.09.2024**

Ing. Pavel Koblí, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta



## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 26. května 2023

.....

## PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D. za čas a úsilí věnované vedení této bakalářské práce a za cenné rady při jejím vypracování.

## ABSTRAKT

Tato práce se věnuje vybraným pokročilejším metodám řízení synchronních motorů s permanentními magnety (PMSM). V první části se práce zabývá principem a konstrukcí PMSM. Dále se zaměřuje na řešení metod řízení a možných způsobů získávání polohy rotoru, respektive rychlosti otáčení rotoru. V následující části práce je popsána implementace vybraných metod řízení do programu MATLAB Simulink, a nakonec jsou simulační výsledky porovnány a zhodnoceny.

**Klíčová slova:** PMSM, řízení rychlosti synchronních motorů s permanentními magnety, vektorové řízení FOC, *Sliding Mode Observer* (SMO)

## ABSTRACT

This thesis is devoted to selected advanced control methods of permanent magnet synchronous motors (PMSM). In the first part, the thesis deals with the principle and construction of PMSM. Furthermore, it focuses on the research of control methods and possible ways of obtaining the position of the rotor and therefore the speed of the rotor. In the following part of the thesis, the implementation of selected control methods into the MATLAB Simulink program is described and finally, the simulation results are compared and evaluated.

**Keywords:** PMSM, control methods of permanent magnet synchronous motor, field-oriented control (FOC), Sliding Mode Observer (SMO)

# OBSAH

ÚVOD .....	1
<b>KAPITOLA 1: SYNCHRONNÍ MOTORY S PERMANENTNÍMI MAGNETY .....</b>	<b>2</b>
<b>1.1 PRINCIP FUNGOVÁNÍ PMSM .....</b>	<b>2</b>
<b>1.2 VLASTNOSTI A KONSTRUKCE PMSM .....</b>	<b>2</b>
<b>1.3 MATEMATICKÝ MODEL .....</b>	<b>3</b>
1.3.1 Matematický model (d, q) .....	3
1.3.2 Matematický model ( $\alpha$ , $\beta$ ) .....	4
1.3.3 Matematický model popsáný přenosem .....	5
<b>1.4 VÝHODY A NEVÝHODY PMSM .....</b>	<b>5</b>
1.4.1 Výhody .....	5
1.4.2 Nevýhody .....	5
<b>KAPITOLA 2: PŘEHLED METOD ŘÍZENÍ RYCHLOSTI PMSM .....</b>	<b>6</b>
<b>2.1 SKALÁRNÍ METODA .....</b>	<b>6</b>
2.1.1 Regulační schéma .....	6
2.1.2 Řízení rychlosti .....	7
<b>2.2 FOC – FIELD ORIENTED CONTROL .....</b>	<b>7</b>
2.2.1 Regulační schéma .....	8
<b>2.3 DTC – DIRECT TORQUE CONTROL .....</b>	<b>9</b>
2.3.1 Regulační schéma .....	10
<b>2.4 VVC+ (VOLTAGE VECTOR PLUS) .....</b>	<b>10</b>
<b>2.5 PBC – PASSIVITY BASED CONTROL .....</b>	<b>11</b>
2.5.1 Regulační schéma .....	11
<b>2.6 SMC – SLIDING MODE CONTROL .....</b>	<b>11</b>
2.6.1 Regulační schéma .....	12
<b>KAPITOLA 3: PŘEHLED BEZSENZOROVÝCH METOD ŘÍZENÍ PMSM .....</b>	<b>13</b>
<b>3.1 METODY S POUŽITÍM ZÁKLADNÍCH BUDICÍCH SIGNÁLŮ – NEADAPTIVNÍ .....</b>	<b>13</b>
<b>3.2 METODY S POUŽITÍM ZÁKLADNÍCH BUDICÍCH SIGNÁLŮ – ADAPTIVNÍ .....</b>	<b>14</b>
<b>3.3 METODY ZALOŽENÉ NA MAGNETICKÉ ASYMETRII A INJEKCI VYSOKOFREKVENČNÍCH SIGNÁLŮ .....</b>	<b>14</b>
<b>3.4 METODY S POUŽITÍM UMĚLÉ INTELIGENCE .....</b>	<b>14</b>
<b>KAPITOLA 4: SIMULACE MOTORU A JEHO ŘÍZENÍ .....</b>	<b>15</b>
<b>4.1 PARAMETRY VYBRANÉHO MOTORU .....</b>	<b>15</b>
<b>4.2 SIMULAČNÍ MODEL MOTORU .....</b>	<b>16</b>
<b>4.3 SIMULAČNÍ MODEL ŘÍZENÍ .....</b>	<b>16</b>
4.3.1 PWM a měnič .....	16
<b>4.4 SMO – SLIDING MODE OBSERVER .....</b>	<b>17</b>
4.4.1 Zpracování odhadnutých signálů – Arctan .....	18
4.4.2 Zpracování odhadnutých signálů – PLL .....	20
4.4.3 Rozběh pohonu s SMO .....	21
<b>KAPITOLA 5: SIMULAČNÍ VÝSLEDKY .....</b>	<b>22</b>
<b>5.1 ZHODNOCENÍ A VZÁJEMNÉ POROVNÁNÍ JEDNOTLIVÝCH METOD .....</b>	<b>22</b>
5.1.1 Výsledky – SMO Arctan metoda .....	23
5.1.2 Výsledky – Simulink blok SMO .....	24



5.1.3 Výsledky – SMO PLL metoda .....	25
<b>5.2 POROVNÁNÍ S OČEKÁVANÝMI PRŮBĚHY .....</b>	<b>26</b>
<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>28</b>
<b>LITERATURA .....</b>	<b>29</b>

## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Možnosti konstrukce rotoru z hlediska umístění permanentních magnetů [5](upraveno) .....	2
Obr. 2-1 Graf závislosti hnacího momentu a výkonu na úhlové rychlosti .....	6
Obr. 2-2 Regulační schéma skalárního řízení pro PMSM [17] .....	7
Obr. 2-3 Regulační schéma FOC pro PMSM [21] .....	8
Obr. 2-4 Regulační schéma Predictive DTC pro PMSM [22] .....	10
Obr. 2-5 Regulační schéma PBC pro PMSM [32] .....	11
Obr. 2-6 Regulační schéma SMC pro PMSM [35] (upraveno).....	12
Obr. 3-1 Přehled bezsenzorových metod řízení PMSM [40].....	13
Obr. 4-1 Schématický postup odhadnutí zpětného indukovaného napětí [43] .....	17
Obr. 4-2 Porovnání průběhu funkce signum a sigmoid pro různé hodnoty parametru a .....	18
Obr. 4-3 Blokový diagram PLL [45] (upraveno) .....	20
Obr. 5-1 Časový průběh mechanické úhlové rychlosti a hnacího momentu pro SMO Arctan metodu .....	23
Obr. 5-2 Časový průběh odchylky mechanické úhlové rychlosti od referenční hodnoty pro SMO Arctan metodu .....	23
Obr. 5-3 Časový průběh mechanické úhlové rychlosti a hnacího momentu pro Simulink blok SMO .....	24
Obr. 5-4 Časový průběh odchylky mechanické úhlové rychlosti od referenční hodnoty pro Simulink blok SMO .....	24
Obr. 5-5 Časový průběh mechanické úhlové rychlosti a hnacího momentu pro SMO PLL metodu .....	25
Obr. 5-6 Časový průběh odchylky mechanické úhlové rychlosti od referenční hodnoty pro SMO PLL metodu .....	25
Obr. 5-7 Simulační výsledky z [43] (upraveno).....	26
Obr. 5-8 Přiblížený časový průběh rychlosti pro SMO Arctan metodu .....	26
Obr. 5-9 Přiblížený časový průběh rychlosti pro Simulink blok SMO .....	27
Obr. 5-10 Přiblížený časový průběh rychlosti pro SMO PLL metodu .....	27

## SEZNAM TABULEK

Tab. 4-1 Katalogové parametry a data k motoru a měniči [42].....	15
Tab. 5-1 Referenční rychlost a zátěžný moment v simulaci.....	22
Tab. 5-2 Časové parametry simulace .....	22
Tab. 5-3 Procentuální hodnota zvolené odchylky vůči referenční hodnotě .....	22

## ÚVOD

Synchronní motory s permanentními magnety se staly jednou z alternativ k dnešním široce využívaným asynchronním motorům. Tyto elektrické stroje můžeme nalézt například u vysokorychlostních vlaků TGV (výkon 760 kW), ale i v aplikacích s výkonem až do 2,5 MW. Jejich největší zastoupení však nalezneme ve výkonech do 10 kW [1]. V těchto aplikacích jsou atraktivní oproti asynchronním motorům díky dobrému poměru velikosti ku výkonu, generovaného momentu ku momentu setrvačnosti anebo vyšší účinnosti [2]. Právě díky těmto vlastnostem nalezneme tento typ elektromotoru například v průmyslových a automobilových odvětvích. Nárůstu jejich využití pomáhá snižující se cena magnetů ze vzácných zemin.

První kapitola této práce se zabývá principem fungování PMSM, jeho možnými matematickými modely, a nakonec výhodami a nevýhodami tohoto typu elektromotoru. Znalost možných modelů PMSM je dále využita v následujících kapitolách, kde různé metody řízení vyžadují modely v různých souřadnicových systémech.

V druhé kapitole je zpracována rešerše různých metod řízení rychlosti PMSM. Jsou v ní popsány principy metod a naznačeny možná regulační schémata.

Ve třetí kapitole jsou popsány bezsenzorové metody řízení PMSM a s tím spojené různé způsoby získávání informace o poloze a rychlosti otáčení rotoru. Rešerše nabízí stručný přehled a dělení metod s odkazy na podrobnější literaturu.

Čtvrtá kapitola se zabývá simulačním modelem pohonu s PMSM včetně vysvětlení bloků a implementace do programu MATLAB Simulink. Do této části spadají i výsledky simulací jednotlivých vybraných metod a jejich porovnání a vyhodnocení.

# KAPITOLA 1: SYNCHRONNÍ MOTORY S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Tato kapitola pojednává o různých možnostech konstrukce PMSM, o matematických modelech, konstrukčních vlivech na samotné parametry modelu a o výhodách a nevýhodách tohoto typu elektromotoru.

## 1.1 Princip fungování PMSM

Princip fungování PMSM se neliší od klasického synchronního motoru. Je tedy založen na interakci dvou magnetických polí, a to točivého magnetického pole statoru a stálého pole buzeného magnetickým tokem permanentních magnetů na rotoru. Interakcí těchto polí vzniká moment a rotor se otáčí. Po synchronizaci se rotor točí stejnou rychlostí jako točivé magnetické pole statoru, nezávisle na zátěži v určitém rozsahu zátěžných momentů.

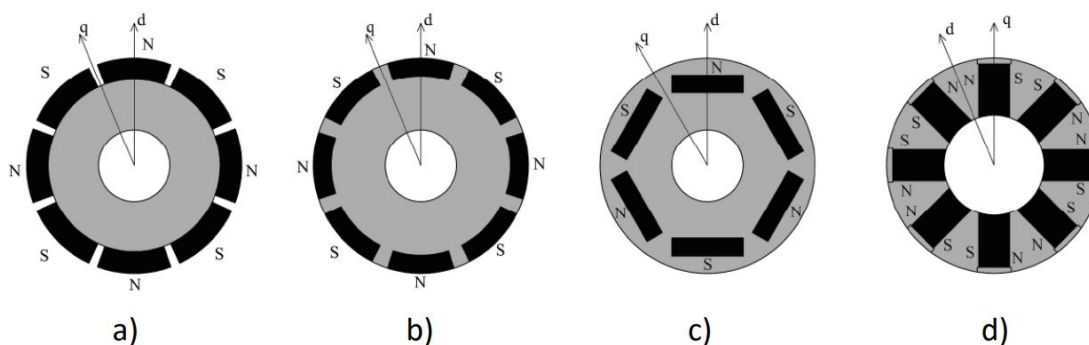
## 1.2 Vlastnosti a konstrukce PMSM

Synchronní motor s permanentními magnety (PMSM) je typ střídavého elektromotoru, jehož stator se konstrukčně neliší od statoru běžného asynchronního či synchronního motoru. Oproti synchronnímu stroji však funkci buzení na rotoru zastávají permanentní magnety, tudíž odpadá problematika přívodu budicího proudu do rotorových vinutí. Je možné se setkat i s případem opačným, tedy že stator je vnitřní částí a rotor se otáčí kolem něj.

Zda je průběh indukovaného napětí sinusový, anebo lichoběžníkový je dáno právě konstrukcí rotoru. Je potřeba si uvědomit, že absencí vinutí na rotoru u tohoto typu motorů, pojem indukované napětí znamená indukované napětí do statoru od permanentních magnetů. To platí, pokud je stroj bez tlumicího vinutí.

Na obr. 1-1 je zobrazeno, jak mohou vypadat různé možnosti umístění permanentních magnetů na rotoru, resp. v rotoru [2], [3], [4]:

- Magnety umístěné na povrchu rotoru
- Vnitřní umístění – vložené
- Vnitřní umístění – uvnitř rotoru
- Radiálně uložené magnety



Obr. 1-1 Možnosti konstrukce rotoru z hlediska umístění permanentních magnetů [5](upraveno)

Konstrukci a) v cizojazyčné literatuře nalezneme pod pojmem SMPMSM – *Surface Mounted PMSM*, možnosti konstrukcí b) až d) jsou různé druhy IPMSM – *Inner PMSM*. Toto jsou pouze vybrané základní možnosti uložení permanentních magnetů. Jejich rozložení na rotoru je dáno tím, co se od motoru očekává – jaké mají být jeho požadované provozní vlastnosti. V ideálním případě mají permanentní magnety permeabilitu  $\mu_0$ , tedy stejnou jako vzduch, a při jejich povrchovém umístění se motor chová jako synchronní motor s hladkým rotorem. To je patrné z obr. 1-1 a), kde při libovolném natočení jednotlivých os, budou procházet buď rotorem a permanentním

magnetem anebo rotorem a vzduchovou mezerou mezi magnety. Při umístění permanentních magnetů přímo do rotoru již dostáváme motor, který se chová jako synchronní stroj s vyniklými póly. To je vidět na obr. 1-1 b), kde osa q už prochází mezi permanentními magnety a ne jimi. Zde už ale mezi magnety není vzduch s permeabilitou  $\mu_0$ , ale rotorový paket, a tedy indukčnost v jednotlivých osách bude odlišná [6].

Povrchové rozložení permanentních magnetů zajišťuje, že indukčnosti v osách d a q jsou stejné, a není zde reluktanční moment. SMPMSM se vyznačují vysokou magnetickou indukcí ve vzduchové mezeře, ale nevýhodou je poměrně malá mechanická pevnost. Tento typ konstrukce se dá ochránit proti mechanickým vlivům například bandážemi.

Rotor s vnitřními permanentními magnety (IPMSM) již nemá permanentní magnety na povrchu, nýbrž jsou zde uloženy do předem připravených drážek v rotorovém paketu. Do něj mohou být buď vloženy anebo přímo vnořené. Paket může být vyroben jak z plechů, tak i z celistvého materiálu. Tento druh konstrukce dosahuje v porovnání s předchozím uvedeným vyšší mechanické pevnosti a díky tomu je vhodnější pro aplikace, kde se dosahuje vyšších rychlostí.

### 1.3 Matematický model

Odvodit matematický model PMSM jde mnoha způsoby a dá se dojít k několika na první pohled odlišným výsledkům. Modely se mohou lišit například souřadným systémem anebo vztažením k rotoru nebo statoru. Volba souřadného systému je dána požadavkem od druhu řízení. Existují metody řízení, kde budeme veličiny transformovat do osového systému ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), a metody kde transformujeme do osového systému (d, q). Odvození transformací do jednotlivých systému os pro asynchronní motor včetně zavedených zjednodušení naleznete například v [7]. Vhodnou volbou transformační konstanty můžeme dosáhnout požadované vlastnosti od osového systému. To je například totožnost osy a s osou  $\alpha$ , invariantnost výkonu po transformaci nebo stejná velikost prostorového vektoru proudu v osovém systému (a, b, c) i v ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). Postup a zjednodušení je pro jiný typ střídavého motoru analogický.

#### 1.3.1 Matematický model (d, q)

Matematický model PMSM v osovém systému (d, q) spráženým s rotorem tvoří tyto rovnice [6]:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q, \quad (1-1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_{PMdq}, \quad (1-2)$$

$$M_h = \frac{3}{2} p_p [(L_d i_d + \psi_{PMdq}) - (L_q) i_q], \quad (1-3)$$

$$M_h - M_z = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (1-4)$$

$$\omega = p_p \Omega, \quad (1-5)$$

$$\theta = \int \omega dt. \quad (1-6)$$

kde  $u_d$ ,  $u_q$ ,  $i_d$ ,  $i_q$  jsou napětí a proudy v příslušných osách,  $R_s$  je odpor jedné fáze statorového vinutí,  $L_q$  a  $L_d$  jsou indukčnosti v odpovídajících osách,  $\omega$  je elektrická úhlová rychlost rotoru,  $\psi_{PMdq}$  je sprážený magnetický tok od permanentních magnetů,  $M_h$  je hnací moment motoru,  $p_p$  je počet pólpárů,  $J$  je moment setrvačnosti,  $\Omega$  je mechanická rychlost rotoru a  $\theta$  je elektrický úhel natočení rotoru. Model je odvozen pro hodnotu transformační konstanty  $K = 2/3$  [7].

Pro motor s povrchovým umístěním permanentních magnetů (SMPMSM) platí

$$L_d = L_q = L_1. \quad (1-7)$$

V rovnicích (1-1), (1-2), (1-4) a (1-5) se změní pouze indexování jednotlivých indukčností a pro hnací moment platí

$$M_h = \frac{3}{2} p_p \psi_{PMdq} i_q. \quad (1-8)$$

Další možnost je vyjádřit rovnice (1-1)-(1-3) pomocí magnetických toků v jednotlivých osách a to takto [8]:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q, \quad (1-9)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d, \quad (1-10)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_{PMdq}, \quad (1-11)$$

$$\psi_q = L_q i_q, \quad (1-12)$$

pro moment potom dostáváme

$$M_h = \frac{3}{2} p_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d). \quad (1-13)$$

### 1.3.2 Matematický model ( $\alpha$ , $\beta$ )

Matematický model PMSM v osovém systému ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) spřaženým s rotorem tvoří tyto rovnice [9]:

$$u_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt}, \quad (1-14)$$

$$u_\beta = R_s i_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt}, \quad (1-15)$$

$$\psi_\alpha = L_s i_\alpha + \psi_{PM} \cos \vartheta, \quad (1-16)$$

$$\psi_\beta = L_s i_\beta + \psi_{PM} \sin \vartheta, \quad (1-17)$$

$$M_h = \frac{3}{2} p_p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha), \quad (1-18)$$

$$M_h - M_z = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (1-19)$$

$$\omega = p_p \Omega, \quad (1-20)$$

$$\theta = \int \omega dt, \quad (1-21)$$

kde  $u_\alpha$ ,  $u_\beta$ ,  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  jsou napětí a proudy v příslušných osách,  $R_s$  je odpor jedné fáze statorového vinutí,  $L_s$  je indukčnost jedné fáze statoru,  $\omega$  je elektrická úhlová rychlost rotoru,  $\psi_{PM}$  je magnetický tok od permanentních magnetů,  $\psi_\alpha$  a  $\psi_\beta$  jsou statorové magnetické toky s příslušných osách,  $M_h$  je hnací moment motoru,  $J$  je moment setrvačnosti,  $p_p$  je počet pólpárů,  $\Omega$  je mechanická rychlost rotoru a  $\theta$  je úhel natočení rotoru v elektrických radiánech.

### 1.3.3 Matematický model popsaný přenosem

Další varianta, jak pracovat s PMSM je s jeho přenosem. Přenos je definován jako

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)}, \quad (1-22)$$

kde  $Y(s)$  je obraz výstupu a  $U(s)$  je obraz vstupu systému v Laplaceově rovině.

Uvažujme opět PMSM s povrchovým umístěním permanentních magnetů, tedy SMPMSM. Po převedení rovnic (1-9) až (1-13) do Laplaceovy roviny a patřičných úpravách dostáváme pro proudy v jednotlivých osách [8]

$$I_d(s) = \frac{\psi_d(s) - \psi_{PMdq}}{L_1}, \quad (1-23)$$

$$I_q(s) = \frac{M_h}{\frac{3}{2} p_p \psi_{PMdq}}. \quad (1-24)$$

Z rovnic (1-23) a (1-24) vidíme, že magnetický tok statoru a moment stroje můžeme nezávisle řídit d a q složkami statorového proudu.

Pro přenos poté dostáváme [8]:

$$G_d(s) = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1/R_s}{1 + sL_d/R_s} = \frac{K_1}{1 + sT_1}, \quad (1-25)$$

$$G_q(s) = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{1/R_s}{1 + sL_q/R_s} = \frac{K_2}{1 + sT_2}. \quad (1-26)$$

## 1.4 Výhody a nevýhody PMSM

V této části budou vypsány výhody a nevýhody PMSM, díky kterým můžeme porovnat tento typ motoru s jinými elektromotory využívanými v praxi.

### 1.4.1 Výhody

Vzhledem k absenci budicího vinutí na rotoru, mohou být PMSM v porovnání s klasickými synchronními stroji menší a lehčí. Díky tomuto konstrukčnímu rozdílu, dosahují vysokého poměru výkonu ku hmotnosti.

S nepřítomností rotorového vinutí dále souvisí typicky vyšší účinnost tohoto typu motoru, a to díky absenci Jouleových ztrát, neboť permanentní magnety v rotoru jsou náhrada buzení, a navíc nemusíme řešit ani přívod budicího proudu do rotoru, zdroj budicího proudu anebo údržbu kartáčů.

Dále má tento typ motoru nízké zvlnění momentu – generuje konstantní hnací moment. Díky principu funkce tohoto motoru mohou PMSM dosáhnout maximálního momentu při nízkých otáčkách [10], [11].

### 1.4.2 Nevýhody

Jako první stojí za zmínku, že vzhledem k velikosti rotoru PMSM a k důležitosti precizního umístění permanentních magnetů, může být výrobní proces technologicky náročný.

Přímo s permanentními magnety je spojena další nevýhoda, kterou je vyšší cena oproti rotorům běžných AC strojů. Složitější jsou zde i opravy. U tohoto typu motorů je dalším problémem spojeným s permanentními magnety demagnetizace pólů. To může být způsobeno například příliš velkým proudem ve statoru, dlouhodobým přetěžováním motoru nebo nadměrným zahříváním. Chlazení je zde extrémně důležité, protože kdyby teplota použitého materiálu překonala takzvanou Curieovu teplotu, materiál by ztratil své magnetické vlastnosti [12].

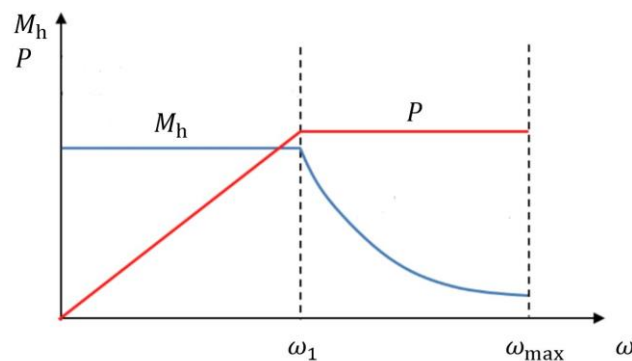
## KAPITOLA 2: PŘEHLED METOD ŘÍZENÍ RYCHLOSTI PMSM

Metodu řízení můžeme zvolit na základě kritérií, která specifikují danou metodu z hlediska její realizace nebo jejího řízení jako například:

- řízení s pomocí senzorů nebo řízení bezsenzorové,
- řízení s nízkým zvlněním momentu,
- řízení s konstantní spínací periodou,
- řízení s maximálním momentem na širokém pásmu rychlostí apod.

Podrobnější informace k přehledu kritérií nalezneme například v [13] a [14].

Provozní stavy, ve kterých se z hlediska řízení rychlosti PMSM můžeme nacházet, vidíme na obr. 2-1.



Obr. 2-1 Graf závislosti hnacího momentu a výkonu na úhlové rychlosti

Obr. 2-1 můžeme rozdělit do dvou oblastí a to

1. Část grafu, kde  $0 < \omega < \omega_1$ , je oblast s konstantním hnacím momentem.  $\omega_1$  je zde rychlost odpovídající maximální hodnotě napětí, kterou je schopen měnič motoru dodat. V této oblasti je výkon přímo úměrný úhlové rychlosti.
2. Část grafu, kde  $\omega_1 < \omega < \omega_{max}$ , je takzvané oblast odbuzování (*field weakening*). V této oblasti již nemůžeme motor urychlovat vyšším napětím z měniče a musíme začít potlačovat tok permanentních magnetů – odbuzovat. Výkon je v této oblasti konstantní a pro moment platí

$$M_h = \frac{P}{\Omega} \quad (2-1)$$

V následující části budou stručně popsány vybrané metody řízení PMSM.

### 2.1 Skalární metoda

Tato metoda je založena na řízení velikosti prostorových vektorů napětí, proudu nebo toku, a nikoliv jejich úhlu – odtud název skalární řízení. Metoda funguje na principu udržování konstantního poměru napájecího napětí a napájecí frekvence. Frekvenci nastavujeme tak, abychom dosáhli takové synchronní rychlosti, která odpovídá požadovanému průsečíku křivek hnacího a zátěžného momentu. Této hodnotě frekvence přizpůsobíme velikost napětí nebo proudu, tak aby platila podmínka konstantního poměru  $U/f$  [15].

Skalární řízení pracuje s matematickým modelem, který je platný pro ustálené stavy, a tedy v přechodových dějích je chování nestabilní a tato metoda není vhodná pro aplikace vyžadující od pohonu vyšší dynamiku.

#### 2.1.1 Regulační schéma

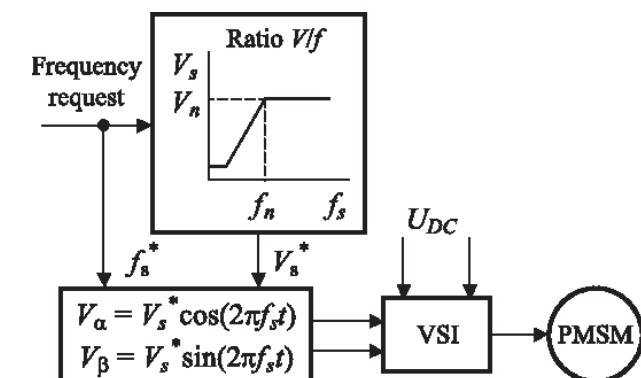
Tato metoda může být uskutečněna jak s otevřenou, tak s uzavřenou regulační smyčkou. Varianta otevřené regulační smyčky umožňuje poměrně jednoduchou realizaci a nízké nároky na výpočetní



techniku. Absence zpětné vazby ale přináší i nevýhody jako například nestabilitu systému po překročení určité frekvence. Ta se dá eliminovat například zavedením tlumícího vinutí na rotor, což ale poté ovlivní samotnou konstrukci rotoru.

Pro PMSM bez tlumícího vinutí není tato metoda řízení vhodná. Aby byla pro tuto konstrukci metoda použitelná, je potřeba zavést takzvanou stabilizační smyčku, s kterou je spojeno několik způsobů jejího řízení [15], [16]. V ten moment tento druh řízení nabude na složitosti.

Na obr. 2-2 vidíme možnou regulační smyčku pro skalární řízení.



Obr. 2-2 Regulační schéma skalárního řízení pro PMSM [17]

## 2.1.2 Řízení rychlosti

Řízení rychlosti se zde dá rozdělit do tří oblastí, a to do oblasti nízkých frekvencí, poté do oblasti, kde platí

$$\frac{U}{f} = \text{konst.}, \quad (2-2)$$

kde  $U$  je napájecí napětí a  $f$  je napájecí frekvence, a nakonec do oblasti odbuzování.

V oblasti nízkých frekvencí již není satorový odpor  $R_s$  zanedbatelný vůči synchronní reaktanci  $X_d$ , a je potřeba vykompenzovat úbytek napětí na odporu. Toho dosáhneme udržováním  $U = \text{konst.}$  až do mezní frekvence (šavle).

V oblasti, kde platí poměr z rovnice (2-2), je závislost lineární a roste až do dosažení maximálního napětí, které dokáže měnič motoru dodat. Po dosažení tohoto maximálního napětí z měniče je již možné rychlost zvyšovat pouze odbuzováním.

Podrobněji se skalární metodě řízení dá dočíst například v [16] a [18].

## 2.2 FOC – Field Oriented Control

Při vektorovém řízení, jak název napovídá, už skutečně řídíme nejen velikost jednotlivých prostorových vektorů, ale i jejich okamžitou polohu, tzn. úhel. Tím na rozdíl od skalárního řízení získáváme možnost řídit moment, tok a rychlost.

Základní princip FOC je založen na oddělení tokotvorné a momentotvorné složky proudu a na jejich nezávislém řízení. Řízení PMSM se tímto principem podobá řízení stejnosměrného cize buzeného motoru, při němž nezávisle řídíme proud buzením a kotvou.

V této metodě je využito transformací ze systému os (a, b, c) do (d, q) včetně jejich inverzích variant [7]. Vektorové řízení u PMSM, je v porovnání s FOC řízením u asynchronních motorů o něco jednodušší, a to z důvodu konstantního budicího toku od permanentních magnetů.

K správné funkci tohoto druhu řízení musí být součástí pohonu čidlo na určení polohy rotoru. Z této informace jsme schopni určit orientaci magnetického pole a správně řídit měnič. Metoda je tedy založena na řízení složek d a q satorového proudu, kde  $i_d$  je tokotvorná složka satorového proudu a  $i_q$  je momentotvorná složka satorového proudu. Polohu rotoru dále potřebujeme k tomu, abychom mohli provést transformace proudů a napětí z a do systému os (d, q).

Díky konstantnímu buzení v rotoru od permanentních magnetů, není tokotvorná složka v řadě případů potřeba a často se udržuje nulová. Řídí se složka momentotvorná [14]. Tento způsob řízení, při kterém  $i_d = 0$ , je jedním z nejběžnějších variant FOC řízení. Motor tak může být řízen například způsobem, aby dosáhl maximálního momentu s minimálním proudem, a to tak, že potlačíme tokotvornou složku k nule a momentotvorná složka dosahuje  $I_{max}$ . Pro případ, kdy je tokotvorná složka nulová, dostáváme rovnici (1-8). Z té vidíme, že je tu skutečně jistá analogie mezi momentovou rovnicí PMSM a stejnosměrného cize buzeného motoru.

Další způsoby jsou například řízení s maximálním poměrem momentu a proudu [14], řízení s účinníkem rovným jedné nebo řízení s maximální účinností [19].

### 2.2.1 Regulační schéma

Příklad regulačního schématu vidíme na obr. 2-3. Jak je popsáno výše, metoda se neobejde bez bloků transformací mezi systémy (a, b, c) a (d, q) a bez bloku zjišťování polohy rotoru. Nadřazenou smyčku tvoří regulační smyčka regulátoru úhlové rychlosti, její podřízenou smyčkou je regulační smyčka regulátoru proudu  $i_q$ . Tokotvorná složka, proud  $i_d$ , je zde svou regulační smyčkou udržována na nule. PMSM je napájen z měniče, který je řízen pulzy S1 až S6 obdrženými z PWM. Regulátory jsou zde typu PI pro všechny tři smyčky.

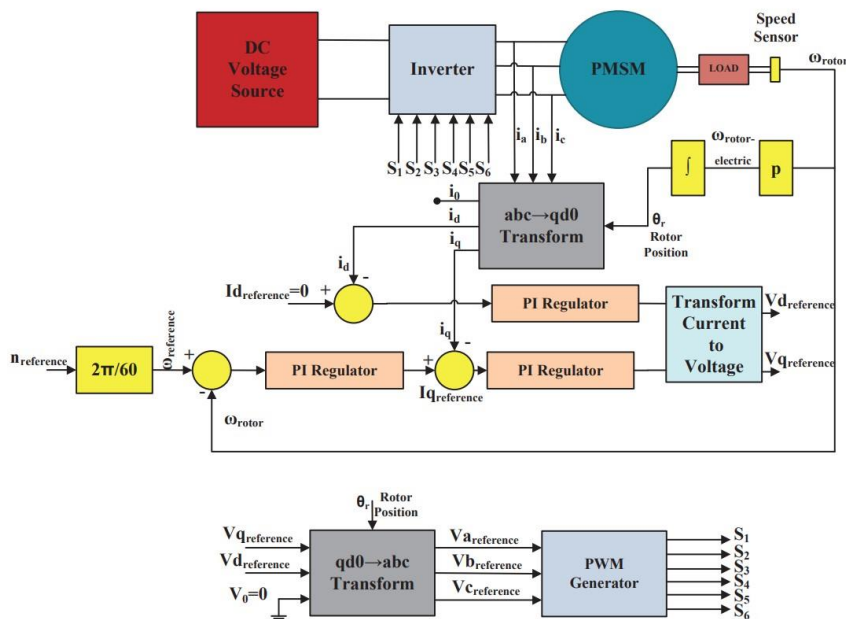
V další literatuře můžeme nalézt různé variace regulačních smyček pro FOC. Objevují se tam například bloky odvazbení jednotlivých složek napětí v osách d a q [20], které napomáhají skutečně oddělit jednotlivé složky napětí d a q.

Odvazbení složek napětí  $u_d$  a  $u_q$  vychází z rovnic (1-1) a (1-2). V těch vidíme, že jednotlivé rovnice obsahují členy s proudy i z druhé osy, tzn. rovnice pro napětí  $u_d$  závisí na  $i_d$  i  $i_q$  a totéž pro  $u_q$ . Samotné odvazbení jednotlivých složek napětí pak spočívá v odečtení těchto členů, a to následovně:

$$u_d^{**} = u_d^* - \omega L_q i_q, \quad (2-3)$$

$$u_q^{**} = u_q^* + \omega L_d i_d + \omega \psi_{PMdq}, \quad (2-4)$$

kde veličiny označené jednou hvězdičkou jsou výstupní napětí regulátorů a veličiny s dvěma hvězdičkami jsou výstupy jednotlivých bloků odvazbení. Eliminace vzájemné vazby napomáhá lepší přesnosti řízení. Dále můžeme narazit na jiný druh řízení měniče, a to například na SVPWM.



Obr. 2-3 Regulační schéma FOC pro PMSM [21]

Jak bylo řečeno na úvod kapitoly o řízení a jak je vidět v obr. 2-1, pokud již nedokáže měnič dodat dostatečně velké napětí, dokážeme PMSM zrychlit pouze odbuzováním. To ale způsobí značný pokles hnacího momentu. V obr. 2-3 bychom odbuzování realizovali zavedením regulátoru do větve  $i_d$  a požadavkem na jeho zápornou hodnotu [6].

### 2.3 DTC – *Direct Torque Control*

Tento způsob řízení patří k jedním z nejmodernějších a v posledních dvaceti letech se stal velice populárním [22]. Má poměrně jednoduchou strukturu a dobrou dynamiku. Přepínání mezi vektory napětí ale není spojitě, a to kvůli jen osmi možným sepnutím od klasického napěťového střídače (obdobně u FOC). To má za důsledek nevyhnutelné zvlnění magnetického toku a hlavně momentu.

Základním principem je oddělené řízení toku a momentu stroje, obdobně jako u FOC, ale způsob řízení se zde liší a metoda se zakládá na řízení statorového toku. Další rozdíl od FOC je, že zde řídíme veličiny v osovém systému ( $\alpha, \beta$ ). Pro lepší pohled na věc upravíme část rovnic pro matematický model v osovém systému ( $\alpha, \beta$ ) z 1.3.2 takto

$$\frac{d\psi_\alpha}{dt} = u_\alpha - R_s i_\alpha, \quad (2-5)$$

$$\frac{d\psi_\beta}{dt} = u_\beta - R_s i_\beta, \quad (2-6)$$

$$\boldsymbol{\psi} = |\boldsymbol{\psi}| e^{j\theta}, \quad (2-7)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha}, \quad (2-8)$$

$$|\boldsymbol{\psi}| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}, \quad (2-9)$$

$$M_h = \frac{3}{2} p_p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha), \quad (2-10)$$

kde  $\boldsymbol{\psi}$  je prostorový vektor magnetického toku a  $\theta$  je jeho úhel natočení.

Pro statický elektromagnetický moment dostáváme

$$M_h = \frac{3}{4} p_p \frac{1}{L_d L_q} |\psi_s| (2|\psi_{PM}| L_q \sin \beta - |\psi_s| (L_q - L_d) \sin 2\beta), \quad (2-11)$$

kde zátěžný úhel  $\beta$ , je úhel mezi výsledným a budícím magnetickým polem [23]. Zde je to úhel mezi  $\boldsymbol{\psi}_{PM}$  a výsledným vektorem od  $\boldsymbol{\psi}_{PM}$  a  $\boldsymbol{\psi}$ . Pro PMSM s povrchovým umístěním permanentních magnetů poté dostáváme (platí  $L_1 = L_d = L_q$ )

$$M_h = \frac{3}{2} p_p \frac{1}{L_1} |\psi_s| |\psi_{PM}| \sin \beta. \quad (2-12)$$

Z rovnice (2-12) vidíme, že natáčením prostorového vektoru statorového toku vůči toku od permanentních magnetů na rotoru měníme velikost zátěžného úhlu a tím i velikost momentu stroje [24].

Prostorový vektor statorového toku můžeme zapsat pomocí prostorových vektorů napětí a proudu jako

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} = \boldsymbol{u} - R_s \boldsymbol{i}. \quad (2-13)$$

Úpravou rovnice (2-13) dostáváme

$$\psi_s = \int_0^t (\mathbf{u} - R_s \mathbf{i}) dt + \psi_{s|t=0}. \quad (2-14)$$

kde  $\mathbf{u}$  a  $\mathbf{i}$  jsou prostorové vektory odpovídajících statorových veličin a  $R_s$  je statorový odpor. Při zanedbání statorového odporu  $R_s$  a po integraci pak dojdeme k výrazu

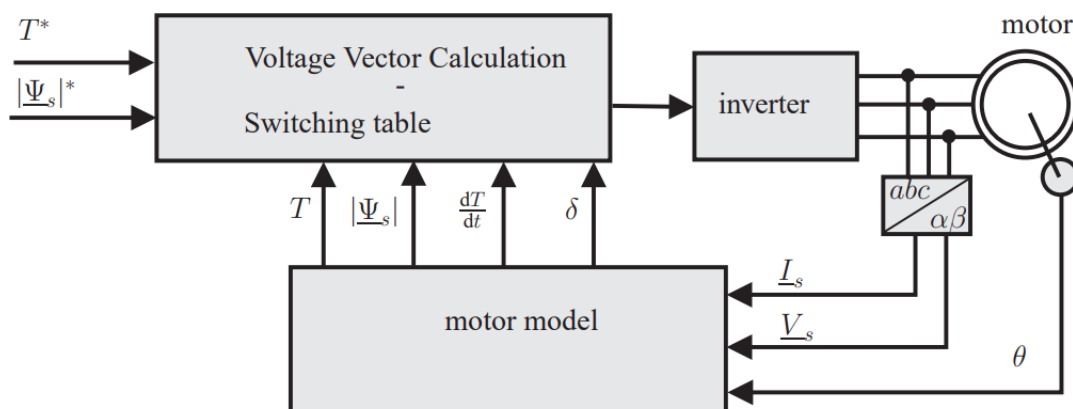
$$\Delta \psi_s = \mathbf{u} T_s, \quad (2-15)$$

kde  $T_s$  je doba sepnutí pro daný vektor  $\mathbf{u}$ . Z rovnice (2-14) vidíme, že statorový tok bude závislý i na jeho počáteční hodnotě, a ta se mění s počáteční polohou rotoru. Z toho plyne, že metoda se neobejde bez měření nebo odhadnutí počáteční polohy rotoru [22].

### 2.3.1 Regulační schéma

Samotná metoda přímého řízení momentu se dá dále rozdělit podle toho, jakým způsobem metodu implementujeme. Je to například DTC s klasickou spínací tabulkou, jako známe z přímého řízení momentu u asynchronních motorů, DTC s vyšším počtem možných variant sepnutí výkonových součástek, a tedy s více vektory napětí na jeden sektor, DTC s konstantní dobou spínání anebo prediktivní DTC.

Na obr. 2-4 je možné regulační schéma pro prediktivní přímé řízení momentu (zátěžný moment je zde značen písmenem  $\delta$ ). To, jaký vektor napětí v daný okamžik vybereme a jak dlouho bude sepnutý, je v této metodě určeno předpovědí chování momentu a toku na začátku každé periody, která je dána frekvencí vzorkování [22]. Předpověď získáme výpočtem  $dM/dt$ , která je funkcí toku od permanentních magnetů, pozice rotoru, statorových napětí a proudů. Odsud je zřejmé, že se metoda neobejde bez bloku získávání polohy rotoru.



Obr. 2-4 Regulační schéma Predictive DTC pro PMSM [22]

Podrobněji k metodě například v [25], [26] nebo [27].

### 2.4 VVC+ (Voltage Vector Plus)

*Voltage Vector Plus* metoda je původem metoda pro řízení asynchronních motorů od firmy Danfoss Drive. Využití nalézá ale i u PMSM, a to s několika výhodami, jakými je například absence zpětné vazby od bloku zjišťování polohy, respektive rychlosti rotoru, jednoduchý řídicí algoritmus vůči FOC a zároveň lepší dynamika oproti skalárnímu řízení. Nevýhodou jsou vysoké překmitky momentu a jeho zvlnění. Tyto vlastnosti tak zamezují využití VVC+ v aplikacích, u nichž je vyžadována od pohonu vyšší přesnost [28].

VVC+ můžeme jako metodu zařadit do skupiny vektorového řízení. To znamená, že u napětí, které přivádíme na motor, je regulována amplituda i úhel. Tvoření vektoru napětí je zde ale založeno na statickém matematickém modelu motoru. Řízení je stabilizováno měřením vstupních

proudů, na jejichž základě je pozorována změna výkonu. Úměrně změně výkonu je upravována referenční rychlost [29].

Algoritmus, který je u VVC+ využit na odhadnutí polohy rotoru a tím i rychlosti, funguje na principu měření statorového proudu během velmi krátké doby, většinou stovky mikrosekund. Během této doby generujeme pro stator nulový napěťový vektor. Jakmile naměřené proudy dosáhnou požadované hodnoty, algoritmus z nich dokáže získat aktuální polohu rotoru a rychlost otáčení. Tento algoritmus v literatuře nalezneme jako *flystart* [28].

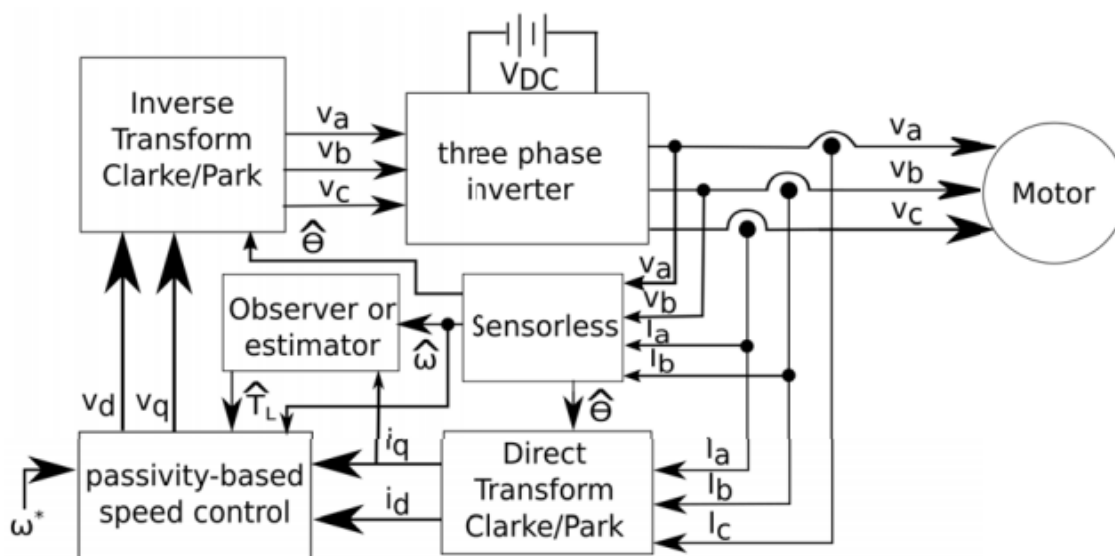
## 2.5 PBC – Passivity based control

*Passivity Based Control* je metoda řízení, která se osvědčila jako velmi účinná pro návrh robustního řízení fyzikálních systémů, v našem případě elektrických pohonů.

Tento typ řízení si můžeme představit jako systém, který komunikuje s okolím tím, že transformuje vstupy na výstupy. Pasivní systém je takový systém, který nemůže uchovávat více energie, než mu dodal zdroj. Vznikající rozdíl mezi těmito energiemi je disipovaná energie. Řízením se snažíme dosáhnout stability systému, tedy rovnosti mezi vstupní a výstupní energií [30], [31].

### 2.5.1 Regulační schéma

Oproti ostatním metodám řízení se PBC regulační schéma příliš neliší. Prvním rozdílem je absence PI regulátorů. Jejich úkon zde nahrazuje blok *Passivity Based Regulator*. Jeho výstupem jsou referenční napětí  $u_d$  a  $u_q$  a vstupem jsou proudy  $i_d$  a  $i_q$ , referenční a odhadnutá rychlost a zátěžný moment. Informaci o zátěžném momentu ale nemusíme nutně mít k dispozici, ovšem je potřeba zavést ještě blok odhadnutí zátěžného momentu. Na obr. 2-5. je možná regulační smyčka pro PBC (zátěžný moment je zde značen jako  $\hat{T}_L$ ). Za povšimnutí stojí, že je řízení zavedeno jako bezsensorové a informace o poloze rotoru a rychlosti otáčení vychází z bloku *Sensorless*.



Obr. 2-5 Regulační schéma PBC pro PMSM [32]

Bližší pohled na matematický princip této metody a různé způsoby implementace nalezneme například v [32] a [33].

## 2.6 SMC – Sliding Mode Control

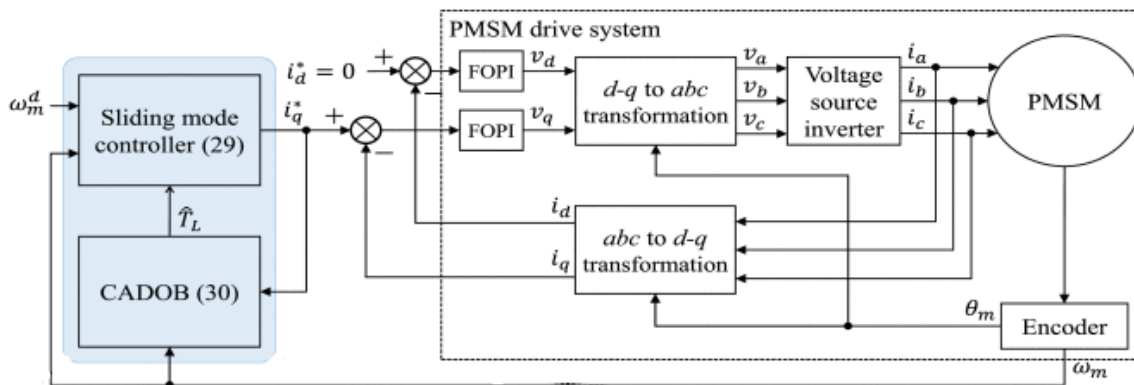
*Sliding Mode Control* je jedna ze speciálních nelineárních nespojitých metod řízení. Struktura řídicího systému se během dynamického procesu cíleně mění v souladu s aktuálním stavem systému. Řídicí systém pracuje na trajektorii stavu předem daného klouzavého režimu. Návrh klouzavého režimu je nezávislý na řízeném objektu, jeho parametrech a vnějších rušeních, a tedy

se SMC je spojena rychlá odezva, robustnost, necitlivost na změny parametrů a na vnější rušení a poměrně snadná realizace [34].

Klíčovým bodem této metody je spínací *gain* nespojitých funkcí. S jeho zvětšováním se zlepšuje řídicí výkon, a tím dosahujeme výše uvedených výhod [35]. S jeho růstem je ale spojen i *chattering effect*, který je jednou z hlavních nevýhod SMC. V literatuře [36] můžeme nalézt *Super twisting SMC*, která je zaměřena právě na snížení tohoto nežádoucího jevu. Další literatura zabývající se tímto nežádoucím jevem a jeho potlačením u SMC, je například [37] a [38].

### 2.6.1 Regulační schéma

Regulační schéma SMC může připomínat regulaci FOC na obr. 2-3. Jedno z možných SMC regulačních schémat je zachyceno na obr. 2-6. Od regulační smyčky FOC se vlastně liší pouze odlišným typem regulátory. Blok „CADOB“, *Chattering Attenuation Disturbance Observer*, je zde z důvodu redukce výše zmíněného nežádoucího jevu a společně s blokem „*Sliding mode controller*“ nahrazuje klasický regulátor otáček. Klasické regulátory proudů jsou zde nahrazeny regulátory typu FOPI (*fractional-order PI regulator*) [39].



Obr. 2-6 Regulační schéma SMC pro PMSM [35] (upraveno)

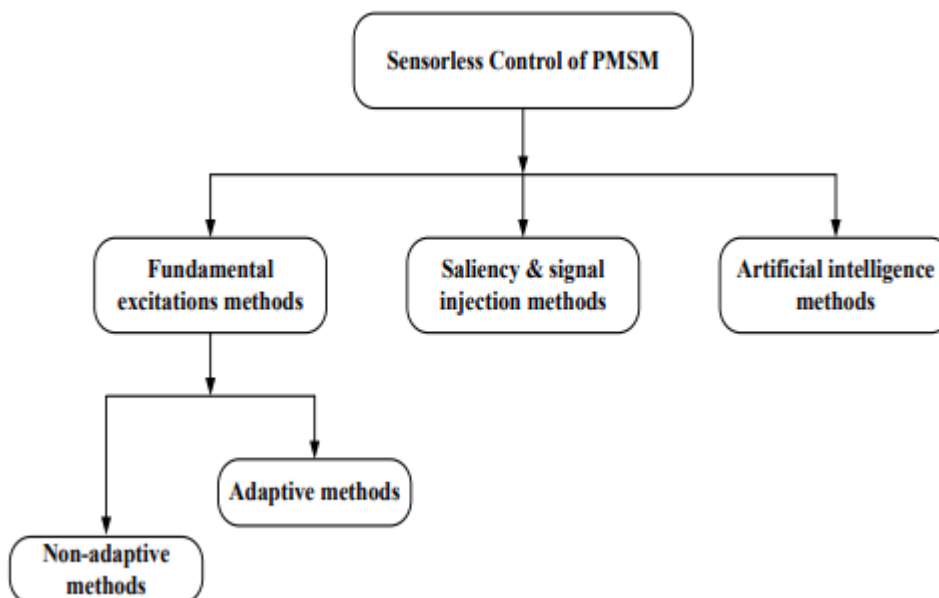
## KAPITOLA 3: PŘEHLED BEZSENZOROVÝCH METOD ŘÍZENÍ PMSM

Pro aplikace, kde není předem znám zátěžný moment a pro řízení s dobrou dynamikou, je nutné znát počáteční polohu rotoru. Pohon tedy musí mít blok na získávání informace o poloze rotoru. Mimo to se většina metod řízení neobejde bez měření proudů ve dvou fázích.

Fázové proudy můžeme měřit snímači proudu, které jsou často součástí pohonů a jejich cena není příliš vysoká. Totéž se ale nedá říct o senzorech polohy, jako je například resolver nebo optický enkodér. V případě senzorů polohy je totiž cena běžně srovnatelná s cenou celých motorů nižších výkonů. Další nevýhodou těchto senzorů je nutnost zavést součástku do konstrukce motoru, a tím PMSM jako takové přichází o jeden z výhodných parametrů, čímž byla menší velikost. Dále jsou tyto senzory citlivé vůči mechanickému namáhání a vyšším teplotám, což opět znevýhodňuje PMSM, které jsou využívány kvůli vysoké spolehlivosti [3].

Získávání polohy rotoru v čase můžeme obecně rozdělit na dva způsoby – se senzorem rychlosti a bezsenzorové. Od toho se dá stejně klasifikovat i řízení. Pojem bezsenzorové v tomto případě znamená, že je zde absence senzoru rychlosti/polohy, ale i v tomto řízení nalezneme například senzor proudu, napětí nebo magnetického toku.

Přehled bezsenzorových metod řízení a jejich dělení můžeme vidět na obr. 3-1.



Obr. 3-1 Přehled bezsenzorových metod řízení PMSM [40]

Vypracovanou rešerši bezsenzorových metod řízení PMSM v českém jazyce nalezneme v [1].

### 3.1 Metody s použitím základních budících signálů – Neadaptivní

Neadaptivní metody využívají základní matematický model PMSM, měřené proudy a napětí. Typické vlastnosti těchto metod jsou například rychlá odezva, takřka bez zpoždění, a nízká výpočetní náročnost. Nevýhodou je požadavek metod na přesné hodnoty parametrů motoru.

Tato skupina metod se dá dále rozdělit podle používaných estimátorů na

- estimátory využívající statorové proudy nebo napětí,
- estimátory pracující s polohou magnetického toku,
- estimátory polohy využívající zpětné indukované napětí do statoru.

Jednotlivé metody jsou podrobněji vysvětleny v [40].

### 3.2 Metody s použitím základních budicích signálů – Adaptivní

Základní myšlenka těchto metod je vlastně odhadnutí výstupů systému na základě matematického modelu stroje a měřených vstupních veličin. Adaptivní metody na základě rozdílu mezi referenčním a adaptivním modelem stroje upravují jeho model a tím provádějí korekci chyby, která v procesu vznikla. Nevýhodou jsou vysoké výpočetní nároky, složitý algoritmus a problematika spojená s nízkými otáčkami stroje. Tuto skupinu metod můžeme dále dělit na

- *Estimator Based on Model Reference Adaptive System,*
- *Observer-Based Estimators.*

Druhá zmíněná skupina adaptivních metod se dá ještě dělit podle typu použitého pozorovatele (Observer) a to na

- *Luenberger Observer,*
- *Reduced Order Observer,*
- *Sliding Mode Observer (SMO),*
- *Kalman Filter.*

Právě metoda řízení využívající SMO, tedy pozorovatele pracujícího v klouzavém režimu, byla vybrána k simulaci a je popsána podrobněji v kapitole 4.4.

Jednotlivé adaptivní metody a typy pozorovatelů jsou podrobněji vysvětleny v [40].

### 3.3 Metody založené na magnetické asymetrii a injekci vysokofrekvenčních signálů

Jak nadpis napovídá, v těchto metodách využíváme změny indukčnosti s polohou rotoru. Tyto metody jsou převážně aplikovány na stroje s odlišnými indukčnostmi v osách  $d$  a  $q$ . V zásadě jsou tyto metody využívány u IPMSM, ale existují i varianty těchto metod které můžeme využít u SMPMSM.

Princip těchto metod spočívá v injekci vysokofrekvenčního třífázového napětí nebo proudu a dále vyfiltrování daných harmonických, které v sobě nesou informaci o poloze rotoru. Z toho plyne, že můžeme polohu rotoru získat i v momentu, kdy je stroj v klidu (neotáčí se), anebo při nízkých rychlostech.

Tyto metody jsou náročnější z hlediska implementace, a není možné je přenášet mezi různými stroji. Ale právě díky funkčnosti, když je stroj v klidu nebo při nízkých rychlostech, může fungovat hned od začátku se správnou informací o poloze rotoru, a metoda je tedy velice využívána. Podrobnější informace k jednotlivým metodám nalezneme např. v [40].

### 3.4 Metody s použitím umělé inteligence

Umělá inteligence zahrnuje neuronové sítě, systémy založené na fuzzy logice a fuzzy neuronové sítě. Právě díky možnosti aproximovat širokou škálu nelineárních funkcí s požadovanou přesností, bylo navrženo využívání umělé inteligence k identifikaci a řízení nelineárních dynamických systémů. Výhodou tohoto přístupu je odolnost vůči harmonickým rušením vstupů a robustnost vůči změnám parametrů. Podrobněji se o této metodě dočteme například v [41].



## KAPITOLA 4: SIMULACE MOTORU A JEHO ŘÍZENÍ

V této kapitole bude popsáno zhotovení modelu pohonu v programu Matlab Simulink. Celkový model motoru a jeho řízení se skládá z několika oddělených částí, které budou postupně popsány, včetně určení maximálních hodnot regulovaných veličin, hodnot omezujících parametrů a period jednotlivých bloků.

### 4.1 Parametry vybraného motoru

K simulaci jsem si vybral motor *1FK7044 HIGH DYNAMIC* od firmy Siemens. Jeho parametry včetně doporučených parametrů pro měnič jsou v tab. 4-1.

Tab. 4-1 Katalogové parametry a data k motoru a měniči [42]

1FK7044 HIGH DYNAMIC			
Technická data k motoru	Označení	Hodnota	Jednotka
Konfigurační data			
Jmenovitá rychlost (100 K)	$n_{N(100\text{ K})}$	3000	$\text{min}^{-1}$
Jmenovitý moment (100 K)	$M_{N(100\text{ K})}$	3,7	N·m
Jmenovitý proud (100 K)	$I_{N(100\text{ K})}$	3,45	A
Jmenovité DC napětí	$U_{\text{dc}}$	600	V
Statický moment (100 K)	$M_{0(100\text{ K})}$	4,5	N·m
Stálý proud (100 K)	$I_{0(100\text{ K})}$	4	A
Statický moment (60 K)	$M_{0(60\text{ K})}$	3,75	N·m
Stálý proud (60 K)	$I_{0(60\text{ K})}$	3,2	A
Optimální pracovní bod			
Optimální rychlost	$n_{\text{opt}}$	3000	$\text{min}^{-1}$
Optimální výkon	$P_{\text{opt}}$	1,16	kW
Limitní hodnoty			
Maximální dovolená rychlost	$n_{\text{max}}$	9000	$\text{min}^{-1}$
Maximální moment	$M_{\text{max}}$	13	N·m
Maximální proud	$I_{\text{max}}$	12,1	A
Data o motoru			
Pólpáry	$p_p$	3	(-)
Momentová konstanta	$k_T$	1,13	N·m/A
Napěťová konstanta	$k_E$	0,072	V/ $\text{min}^{-1}$
Odpor statorového vinutí	$R_s$	1,49	$\Omega$
Statorová indukčnost	$L_s$	18,8	mH
Elektrická časová konstanta	$T_{\text{el}}$	12,6	ms
Mechanická časová konstanta	$T_{\text{mech}}$	0,44	ms
Tepelná časová konstanta	$T_{\text{tep}}$	45	min
Moment setrvačnosti	$J$	0,000126	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Data pro měnič			
Jmenovitý proud měničem	$I_{N\_inv}$	5	A
Maximální proud měničem	$I_{\text{max\_inv}}$	10	A
Maximální moment při $I_{\text{max\_inv}}$	$M_{\text{max}}$	11	N·m
Dopočtené hodnoty			
Magnetický tok od PM	$\psi_{PM}$	0,187	Wb
Max. proud statorem v ose q	$I_{q\text{max}}$	12,1	A
Max. fázové napětí	$U_{f\text{max}}$	400	V

Magnetický tok od permanentních magnetů v katalogu není uveden a je potřeba ho vypočítat. Z dostupných parametrů dostáváme [6]:

$$\psi_{PM} = \frac{U_{max}}{\omega_N} = \frac{K_e \sqrt{\frac{2}{3}}}{p_p \frac{\pi}{30}} = \frac{0,072 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}}{3 \cdot \frac{\pi}{30}} \approx 0,187 \text{ Wb.} \quad (4-1)$$

Vzhledem k tomu, že v simulačním modelu nebylo zavedeno odbuzování, rovná se maximální hodnota proudu v ose q maximální hodnotě statorového proudu 12,1 A.

## 4.2 Simulační model motoru

Subsystém „Motor“ se skládá z několika vnořených subsystémů. První je subsystém nazvaný „Mat\_model“, který vychází z rovnic (1-1) až (1-6). Po úpravě dostáváme

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega L_q}{L_d} i_q, \quad (4-2)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega L_d}{L_q} i_d - \frac{\omega}{L_q} \psi_{PMdq}, \quad (4-3)$$

$$M_h = \frac{3}{2} p_p \psi_{PMdq} i_q, \quad (4-4)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_h - M_z}{J}, \quad (4-5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega, \quad (4-6)$$

$$\omega = p_p \Omega. \quad (4-7)$$

Chování motoru je spojité, a tedy i blok „Motor“ je implementován jako spojitý. Na rovnice (4-2) až (4-7) je aplikována Laplaceova transformace a poté jsou zapsány do programu.

Dále jsou v rámci bloku „Motor“ přidány subsystémy transformací mezi souřadnými systémy včetně jejich inverzních variant ( $K = \frac{2}{3}$ ) [7].

## 4.3 Simulační model řízení

Pro simulaci jsem zvolil dvě metody řízení, které fungují na principu FOC, ale využívají pokročilejší metody k získávání polohy a úhlové rychlosti rotoru. Simulační model přibližně odpovídá obr. 2-3. Jsou zde opět bloky transformací [7], dále jsou tu dva proudové a jeden otáčkový PI regulátor, PWM a měnič. Oproti obr. 2-3 jsou zde dále zavedeny bloky omezení a blok „Speed sensor“ je nahrazen blokem „SMO“. Model řízení je oproti modelu „Motor“ diskretní, a pro jsou na výstupních veličinách ze subsystému „Motor“ bloky „Rate Transition“, které mají funkci vzorkování s periodou  $T_{reg}$ .

### 4.3.1 PWM a měnič

Model PWM je sestaven na známém principu porovnávání vstupních referenčních signálů s pilovitým signálem. Perioda PWM je nastavena jako  $T_{PWM}$ .

Výstupem porovnání referenčního a pilovitého signálu jsou řídicí pulzy S pro danou fázi. Zpracováním těchto pulsů dostáváme vstupní napětí pro blok „Motor“. Pro napětí jedné fáze platí

$$u_a = \frac{U_{DC}}{3} (2S_A - S_B - S_C). \quad (4-8)$$

Pro zbylé fáze je postup analogický [6].

#### 4.4 SMO – Sliding Mode Observer

Tato metoda získávání polohy, respektive otáčivé rychlosti rotoru, je postavena na pozorování frekvencí v motoru. Platí totiž, že frekvence indukovaného napětí do statoru od permanentních magnetů v rotoru, je vázána na mechanickou rychlost rotoru [43]. Mezi těmito veličinami platí

$$\Omega = \frac{\omega}{p_p} = \frac{2\pi f_e}{p_p}, \quad (4-9)$$

kde  $\omega$  je elektrická úhlová rychlost a  $f_e$  je frekvence indukovaného napětí.

Pokud známe frekvenci indukovaného napětí, lze poté pomocí rovnice (4-9) získat i mechanickou rychlost rotoru. Vzhledem k tomu, že napětí indukované do statoru je neměřitelné, musíme ho odhadnout. Jedním z rozšířených způsobů jeho odhadu je právě *Sliding mode observer* (SMO), a to kvůli jeho poměrně snadné implementaci a robustnosti.

Jak je zmíněno výše, funkce SMO je co nejpřesněji odhadnout průběh indukovaného napětí do statoru. SMO pracuje s veličinami v osovém systému ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) a úpravou rovnic (1-14) až (1-17) dostáváme

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha - \frac{1}{L_s}e_\alpha, \quad (4-10)$$

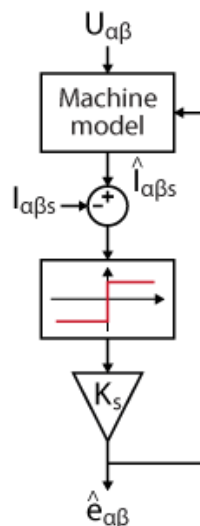
$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta - \frac{1}{L_s}e_\beta, \quad (4-11)$$

$$e_\alpha = -\psi_{PM}\omega \sin \theta, \quad (4-12)$$

$$e_\beta = \psi_{PM}\omega \cos \theta, \quad (4-13)$$

kde  $e_\alpha$  a  $e_\beta$  jsou indukovaná napětí do statoru v jednotlivých osách. Vzhledem k tomu, že běžně jsou PMSM napájeny ze střídače, jsou vstupní signály  $u_\alpha$  a  $u_\beta$  do SMO signály referenčními. Podrobněji je implementace SMO z matematického hlediska vysvětlena v [44] nebo [45].

Postup odhadnutí zpětného indukovaného napětí od permanentních magnetů můžeme vidět na obr. 4-1.



Obr. 4-1 Schématický postup odhadnutí zpětného indukovaného napětí [43]

V jednotlivých krocích se odhad zpětného indukovaného napětí dá popsat následovně:

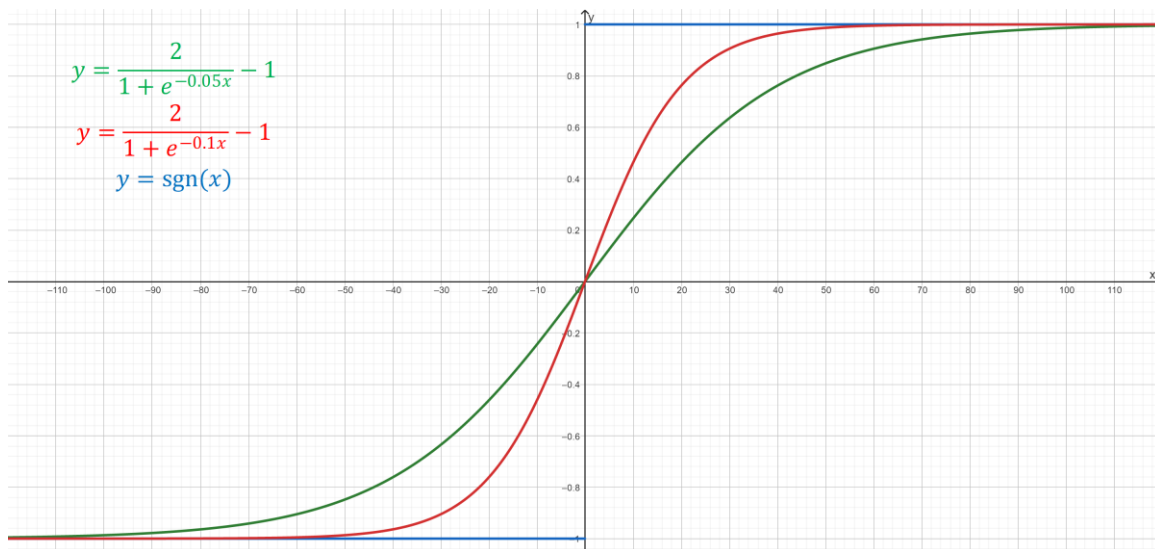
1. Z rovnic (4-10) až (4-13) vypočítat odhad proudů, pro které platí  $\hat{I}_{\alpha\beta} = f(U_{\alpha\beta}, \hat{e}_{\alpha\beta})$ .
2. Vypočítat chybu odhadu jako  $error = \hat{I}_{\alpha\beta} - I_{\alpha\beta}$ .

3. Chybu odhadu použít jako vstup funkce signum a výstup vynásobit konstantou  $K_s$ . Systém bude stabilní při splnění podmínky stability a to  $K_s > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ .

Výstupem funkce signum je obdélníkový průběh  $\hat{e}_{\alpha\beta}$  a je tedy nespojitý. Spojitosti signálu  $\hat{e}_{\alpha\beta}$ , a tím lepších výstupních signálů SMO, můžeme dosáhnout nahrazením funkce  $\text{sgn}(x)$  funkcí  $\text{sigmoid}(x, a)$  [43]. Pro sigmoid platí

$$f(x) = \frac{2}{1 + e^{-ax}} - 1, \quad (4-14)$$

kde  $a$  je parametr udávající rychlost nárůstu mezi hodnotami -1, 0 a 1. Porovnání jednotlivých průběhů funkcí signum a sigmoid včetně vlivu změny parametru  $a$  na tvar sigmoidy je vidět na obr. 4-2.



Obr. 4-2 Porovnání průběhu funkce signum a sigmoid pro různé hodnoty parametru  $a$

Zavedením funkce sigmoid se podmínka stability mění na tvar  $K_s \gg \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ , a to z důvodu, že funkce sigmoid nestihne dosáhnout hodnoty 1 dřív, než se znovu změní vstup a je potřeba násobit výstup větším číslem.

Výstupní signál  $\hat{e}_{\alpha\beta}$  dále ještě prochází filtrem typu dolní propust z důvodu odstranění šumu v signálu [2]. Kvůli tomu jsou signály  $\hat{e}_{\alpha F}$  a  $\hat{e}_{\beta F}$  (index F značí filtr) oproti reálnému zpětnému indukovanému napětí fázově posunuty [43].

#### 4.4.1 Zpracování odhadnutých signálů – Arctan

Jednou z metod vyhodnocování polohy, respektive úhlové rychlosti rotoru z odhadnutých signálů zpětného indukovaného napětí od permanentních magnetů je metoda využívající goniometrické funkce arkus tangens. Tato metoda pracuje již s odhadnutými signály, a i jejími výstupy jsou odhadnuté průběhy požadovaných veličin. Odhadnuté veličiny budou dále značeny stříškou ( $\hat{\cdot}$ ).

Úpravou rovnic (4-12) a (4-13) dostaneme pro elektrický úhel rotoru následující rovnici

$$\hat{\theta} = -\tan^{-1}\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right). \quad (4-15)$$

Vzhledem k povaze signálů  $e_\alpha$  a  $e_\beta$  zde není využita klasická funkce arctan. Klasický inverzní tangens totiž nabývá hodnot pouze v intervalu  $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$  a my potřebujeme hodnoty v intervalu  $(0, 2\pi)$ . Tento požadavek splňuje funkce arctan2, a proto je zde využita právě tato varianta. Další aplikaci této funkce můžeme najít například při převodu z pravoúhlých souřadnic na souřadnice polární [46].

Úpravou rovnice (1-6) poté dostáváme elektrickou rychlost rotoru jako

$$\omega = \frac{d\hat{\theta}}{dt}. \quad (4-16)$$

Rovnice (4-16) ale přináší několik problémů. Elektrický úhel, tedy výstupní signál funkce arctan2 z rovnice (4-15), je totiž pilovitý signál, a jeho derivace tím vyžaduje speciální přístup, který zde stručně popíši a podrobněji je zmíněn v [47].

Pro určení elektrické úhlové rychlosti využijeme aproximace derivace, která vypadá následovně

$$\hat{\omega}(k) = \frac{\hat{\theta}(k) - \hat{\theta}(k-1)}{T_s}, \quad (4-17)$$

kde  $\hat{\omega}(k)$  je elektrická úhlová rychlost v k-tém vzorku,  $\hat{\theta}(k)$  a  $\hat{\theta}(k-1)$  je elektrický úhel v k-tém a k mínus prvním vzorku a  $T_s$  je vzorkovací perioda. Nespojivosti signálu elektrického úhlu v okrajích intervalu  $[0, 2\pi]$  můžeme kompenzovat předpisy v rovnicích (4-18) až (4-20) [47].

$$\hat{\omega}(k) = \frac{\hat{\theta}(k) - \hat{\theta}(k-1) + 2\pi}{T_s} \text{ pro } \hat{\theta}(k) - \hat{\theta}(k-1) < -\pi, \quad (4-18)$$

$$\hat{\omega}(k) = \frac{\hat{\theta}(k) - \hat{\theta}(k-1) + 2\pi}{T_s} \text{ pro } \hat{\theta}(k) - \hat{\theta}(k-1) > \pi, \quad (4-19)$$

$$\hat{\omega}(k) = \frac{\hat{\theta}(k) - \hat{\theta}(k-1)}{T_s} \text{ pro ostatní.} \quad (4-20)$$

Přesnost diskrétní aproximace derivace výrazně závisí na vzorkovací periodě. Čím je vzorkovací perioda delší, tím horší bude aproximace. Nepřesnost můžeme dále potlačit filtrováním signálu úhlové rychlosti. K tomu je možné využít například IIR filtr s následujícím předpisem

$$H(z) = \frac{\alpha}{1 + (\alpha - 1)z^{-1}}, \quad (4-21)$$

v němž pro  $\alpha$  platí

$$\alpha = \frac{T_s}{t_c + T_s}, \quad (4-22)$$

kde  $T_s$  je vzorkovací perioda a  $t_c$  je perioda odpovídající mezní frekvenci filtru  $f_c$  podle následujícího vztahu

$$t_c = \frac{1}{2\pi f_c}. \quad (4-23)$$

Podrobněji k teorii IIR filtrů například v literatuře [48] a [49].

Vzhledem k tomu, že jsme signály  $\hat{e}_\alpha$  a  $\hat{e}_\beta$  filtrovali, výstupní signál  $\hat{\theta}$  je fázově posunut a je v něm zanesena chyba oproti reálnému úhlu rotoru. Tento fázový posun je potřeba kompenzovat a to následovně:

$$\Delta\hat{\theta} = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\omega}}{2\pi f_c}\right), \quad (4-24)$$

$$\hat{\theta}_e = \hat{\theta} + \Delta\hat{\theta}, \quad (4-25)$$

kde  $\hat{\omega}$  je odhadnutá elektrická úhlová rychlost,  $f_c$  je mezní frekvence filtru,  $\hat{\theta}$  je odhadnutá poloha rotoru před kompenzací a  $\hat{\theta}_e$  je odhadnutá poloha rotoru po kompenzací.

#### 4.4.2 Zpracování odhadnutých signálů – PLL

Phase Locked Loop (PLL) je elektronický obvod, který své chování neustále přizpůsobuje frekvenci vstupního signálu. Hlavním cílem PLL je synchronizovat výstupní signál se signálem referenčním a dosáhnout nulového fázového posunu mezi těmito signály. Využití tohoto obvodu nalezneme v aplikacích, které se zpracovávají signál ovlivněný rušením, který je potřeba filtrovat, stabilizovat apod. PLL je široce využíván například v radiofrekvenčních aplikacích, televizích nebo telefonech [50], [51].

Na obr. 4-3 vidíme možný blokový diagram PLL. Vstupní signál  $\hat{e}_{\alpha F}$  vynásobíme goniometrickou funkcí sinus a  $\hat{e}_{\beta F}$  vynásobíme goniometrickou funkcí cosinus. Argumentem těchto funkcí je právě úhel rotoru, který je výstupem PLL, a my ho bereme ze zpětné vazby. Touto operací eliminujeme fázový posun mezi signály  $\hat{e}_{\alpha F}$  a  $\hat{e}_{\beta F}$  a pro jednotlivé signály poté platí:

$$\hat{e}_{\alpha F} \sin \hat{\theta} = -\psi_{PM} \omega \sin \theta \sin \hat{\theta}, \quad (4-26)$$

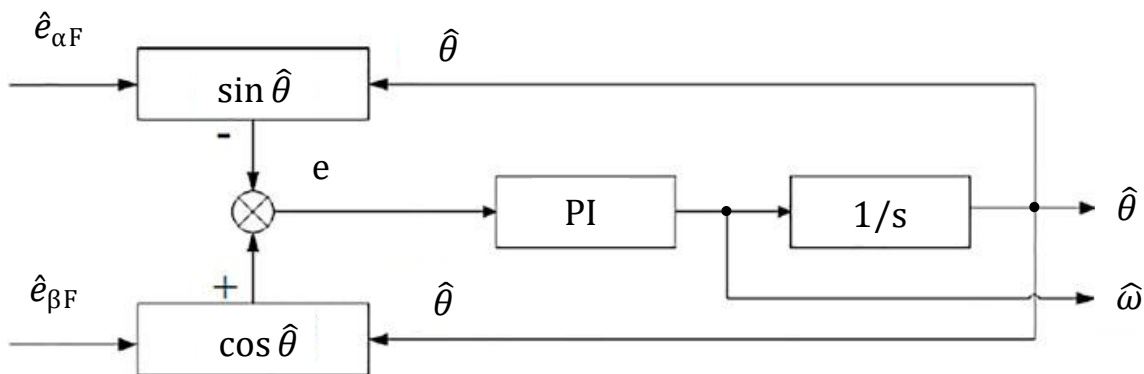
$$\hat{e}_{\beta F} \cos \hat{\theta} = \psi_{PM} \omega \cos \theta \cos \hat{\theta}. \quad (4-27)$$

Následným odečtením signálů dostáváme:

$$\hat{e}_{\beta F} \cos \hat{\theta} - \hat{e}_{\alpha F} \sin \hat{\theta} = \psi_{PM} \omega [\cos \theta \cos \hat{\theta} + \sin \theta \sin \hat{\theta}] = \psi_{PM} \omega \cos(\theta - \hat{\theta}). \quad (4-28)$$

Signál  $\hat{\theta}$  je oproti  $\theta$  fázově posunut PLL obvodem o  $\frac{\pi}{2}$  a pro rovnici (4-28) platí  $\theta - \hat{\theta} \rightarrow \frac{\pi}{2}$ . Potom pro celou rovnici (4-28) platí  $\psi_{PM} \omega \cos(\theta - \hat{\theta}) \rightarrow 0$ .

Dále je v obvodu zapojen PI regulátor s regulační odchylkou na vstupu odpovídající výsledku rovnice (4-28). V ideálním případě je tedy výstupem PI regulátor signál rovný nule. K tomuto signálu je poté přičtena aktuální referenční hodnota elektrické úhlové rychlosti. Po vydělení počtem pólůpárů dostáváme mechanickou úhlovou rychlost rotoru. Nakonec ještě zintegrujeme tento signál elektrické úhlové rychlosti a tím dostáváme informaci o úhlu rotoru. Dále je tento signál omezen na interval  $(0, 2\pi)$ .



Obr. 4-3 Blokový diagram PLL [45] (upraveno)

Obdobně jako v Arctan metodě i zde musíme kompenzovat fázový posun od filtrování signálů  $\hat{e}_{\alpha}$  a  $\hat{e}_{\beta}$  podle rovnic (4-24) a (4-25). Zde se navíc objevuje výše zmíněný fázový posun  $\frac{\pi}{2}$  od PLL obvodu. Ten je kompenzován následovně [43]:

$$\Delta \hat{\theta} = -\frac{\pi}{2}, \quad (4-29)$$

$$\hat{\theta}_e = \hat{\theta} + \Delta \hat{\theta}. \quad (4-30)$$

### 4.4.3 Rozběh pohonu s SMO

Z principu fungování SMO je zřejmé, že rozjezd pohonu s blokem SMO a práce v nízkých otáčkách je problémová. Pokud motor stojí, nebo se otáčí nízkou rychlostí, je indukované napětí do statoru od permanentních magnetů nulové, či velice malé, a tak SMO nedokáže informace o poloze a rychlosti dodat vůbec, anebo velice nepřesně. Pohon se SMO je však možné rozběhnout několika jinými způsoby. Některé z nich zde budou stručně uvedeny. Jedná se o metody, kterými doplníme náš řídicí algoritmus a které budou pracovat do doby, než rychlost bude dostatečně vysoká na to, aby SMO mohl začít dodávat do regulační smyčky dostatečně přesnou informaci o poloze a rychlosti rotoru.

První variantou je metoda s injekcí vysokofrekvenčních signálů zmíněná v kapitole 3.3. Tento způsob získávání informace o poloze a rychlosti rotoru je použitelný v celém rozsahu rychlostí a metoda je využitelná jako dodatečná část řízení určená k rozběhu. Navíc, pokud je frekvence injektovaného napětí dost vysoká, odpovídající moment stroje bude v průměru nulový, protože roztočení rotoru zabrání jeho vlastní setrvačnost [43]. I odsud je vidět, že můžeme informaci o poloze rotoru získat, i když je stroj v klidu. Ale jak bylo zmíněno výše, metoda závisí na magnetické asymetrii a liší se implementací na PMSM s různými konstrukcemi rotoru. Pro IPMSM je metoda nejvhodnější, protože asymetrie toho typu PMSM umožňuje nejsnazší detekci amplitud vysokofrekvenčních signálů.

Druhou variantou je rozběh pohonu skalární metodou řízení, tj. udržováním konstantního poměru  $U/f$ . Výhodou oproti prvním způsobu je nezávislost na magnetické asymetrii, což umožňuje širší využití této metody, a také jednodušší implementace. Jak je zmíněno v kapitole 2.1, tento způsob řízení na rozdíl od metod založených na principu FOC nepracuje s úhly vektorů. Problém nastává v momentě, kdy chceme pohon přepnout na řízení s SMO. Od skalárního řízení nemáme žádnou informaci o statorovém toku, ale pro hladký přechod do FOC potřebujeme znát jeho polohu v moment přepnutí. Tento přechod mezi řízením skalárním a vektorovým vyžaduje speciální přístup, a tím ubírá na jednoduchosti celého procesu.

Třetí variantou je takzvaný  $I-f$  rozběh. V principu s rozběhem  $U/f$  má několik společných věcí, jako náběhovou rampu na vstupu a napětí pro měnič na výstupu. Rozdílem je to, že  $I-f$  rozběh využívá regulátor proudu z řídicí smyčky FOC, aby se motor rozběhl s konstantním momentem. Díky tomu pracuje  $I-f$  metoda v souřadnicích  $(d, q)$ , stejně jako FOC, a díky tomu je přechod mezi nimi jednodušší. Podrobněji k těmto metodám rozběhu například v [52].

## KAPITOLA 5: SIMULAČNÍ VÝSLEDKY

V této kapitole budou popsány jednotlivé simulace a jejich výsledky. V tab. 5-1 je vidět časový sled jednotlivých simulovaných událostí.

Tab. 5-1 Referenční rychlost a zátěžný moment v simulaci

$t$ (s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Omega$ (rad/s)	0	3000	3000	3000	3000	3500	3500	4000	4000	3000	3000
$M_z$ (N·m)	0	0	0	3,7	3,7	3,7	3,7	3,7	3,7	3,7	3,7

Provedeny byly tři simulace, a to se SMO Arctan metodou, SMO PLL metodou a poté byl použit SMO blok z knihovny Matlab Simulink. Poslední zmíněná simulace využívá také metody Arctan, ale mírně se liší v implementaci SMO i samotného vyhodnocování. Podrobnější informaci k tomuto Simulink bloku nalezneme v [53]. V tab. 5-2 jsou vidět zvolené periody simulace, regulace a PWM.

Tab. 5-2 Časové parametry simulace

$T_{SIM}$ ( $\mu$ s)	1
$T_{REG}$ ( $\mu$ s)	260
$T_{PWM}$ ( $\mu$ s)	260

V následujících podkapitolách budou postupně zobrazeny grafy jednotlivých simulovaných metod. Jednotlivá podkapitola se skládá vždy z dvou částí: graf obsahující časový průběh mechanické úhlové rychlosti a hnacího momentu a graf odchylky mechanické úhlové rychlosti od referenční hodnoty. Tato odchylka je vypočtena dle následující rovnice:

$$\Delta\Omega = \Omega_{ref} - \Omega, \quad (5-1)$$

a je pro všechny metody nastavená na  $\pm 4$  rad/s od  $\Omega_{ref}$ . V tab. 5-3 je uvedeno kolik procent v daný moment simulace dělá odchylka 4 rad/s vůči dané referenční hodnotě.

Tab. 5-3 Procentuální hodnota zvolené odchylky vůči referenční hodnotě

$t$ (s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$n$ ( $\text{min}^{-1}$ )	0	3000	3000	3000	3000	3500	3500	4000	4000	3000	3000
$\Omega$ (rad/s)	0	314,2	314,2	314,2	314,2	366,5	366,5	418,9	418,9	314,2	314,2
$\Delta$ (%)	0	1,27	1,27	1,27	1,27	1,09	1,09	0,95	0,95	1,27	1,27

Vidíme, že pokud se bude po pomnutí přechodného děje hodnota mechanické úhlové rychlosti držet v tolerančním pásmu, její procentuální odchylka v daný moment bude menší než 1,27 % pro  $\Omega_{ref} = 3000$  rad/s, 1,09 % pro  $\Omega_{ref} = 3500$  rad/s a 0,95 % pro  $\Omega_{ref} = 4000$  rad/s.

Po domluvě s vedoucím práce je simulace zaměřena na pracovní rychlosti a problematika spojená s rozběhem je zde vyřešena buď čistě rozběhem s nulovým zátěžným momentem, anebo navíc ještě s mechanickým rozběhem do mechanické úhlové rychlosti 100 rad/s.

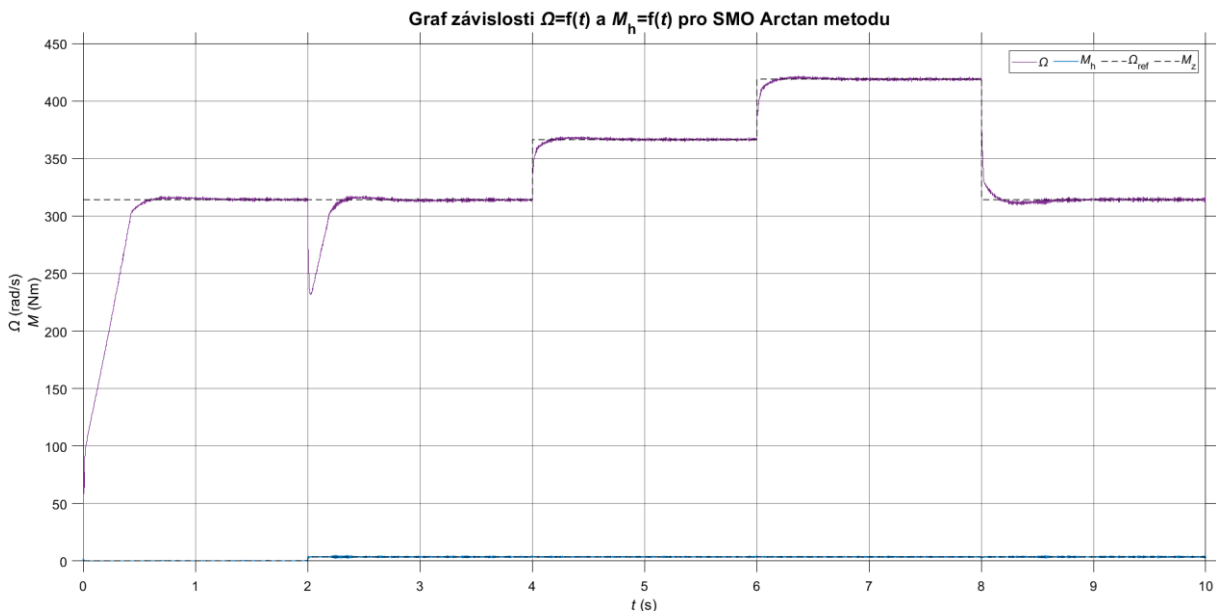
### 5.1 Zhodnocení a vzájemné porovnání jednotlivých metod

V této části budou zhodnoceny a porovnány jednotlivé simulované metody. Metody jako takové, nejsou porovnatelné v rychlosti přechodových dějů jednotlivých veličin, a to z důvodu různého počtu regulátorů a jejich rozličnému naladění, které je ovlivněno různými odezvami odpovídajících bloků. Za zmínku zde stojí vyšší náročnost naladění PLL metody z důvodu přítomnosti čtvrtého regulátoru přímo v PPL obvodu (viz obr. 4-3). Porovnána bude tedy hlavně odchylka mechanické úhlové rychlosti v ustáleném stavu jednotlivých metod. K nastavení a vykreslení grafů s odchylkou byl využit nástroj Simulink Simulation Data Inspector – Compare.

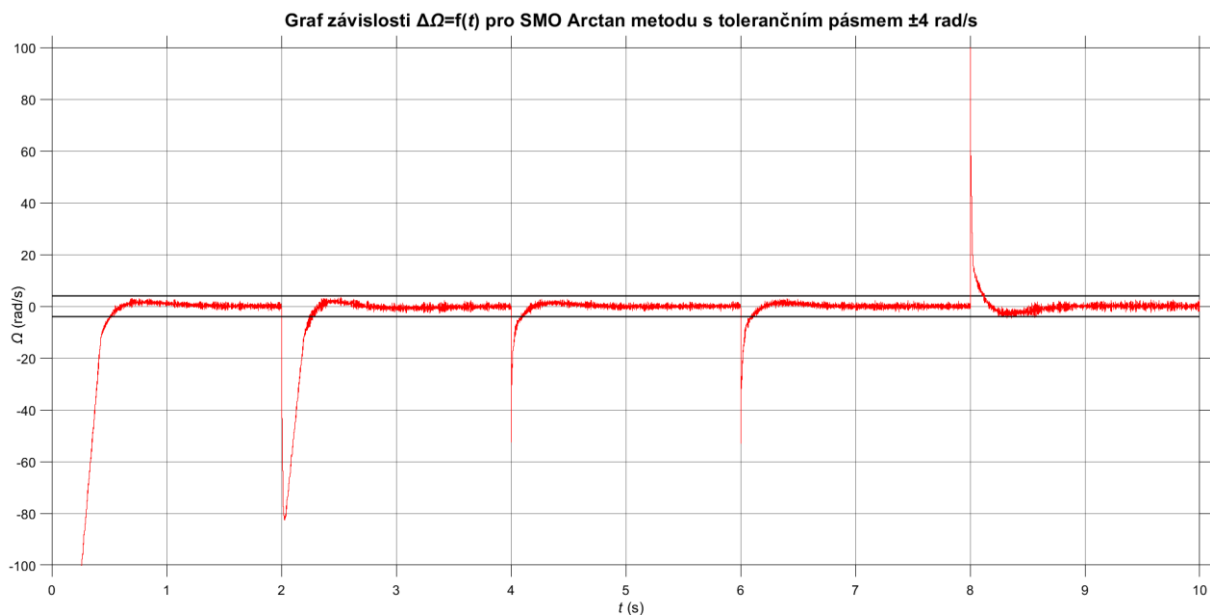


### 5.1.1 Výsledky – SMO Arctan metoda

V této části jsou vyobrazeny a zhodnoceny simulační výsledky metody SMO Arctan, které můžeme vidět na obr. 5-1 a obr. 5-2. Podle vypočtených procentuálních odchylek z tab. 5-3 vidíme, že v ustálených částech časového průběhu mechanické úhlové rychlosti je odchylka od referenční hodnoty menší než 1 %. To platí jak při jmenovité rychlosti, tak i u rychlostí vyšších.



Obr. 5-1 Časový průběh mechanické úhlové rychlosti a hnacího momentu pro SMO Arctan metodu



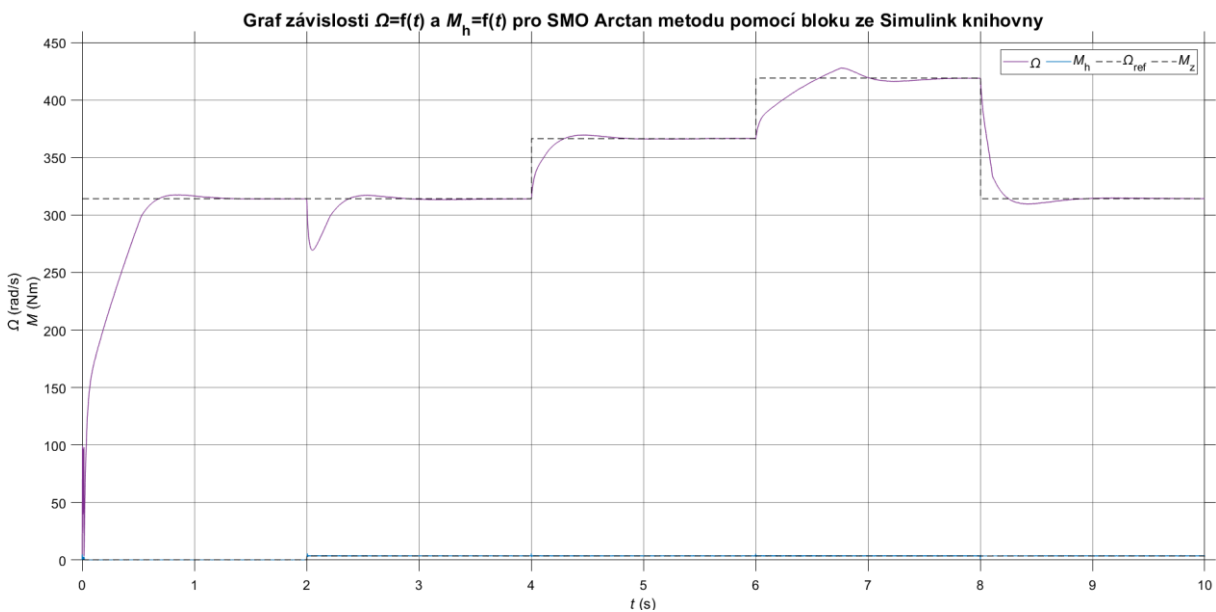
Obr. 5-2 Časový průběh odchylky mechanické úhlové rychlosti od referenční hodnoty pro SMO Arctan metodu

### 5.1.2 Výsledky – Simulink blok SMO

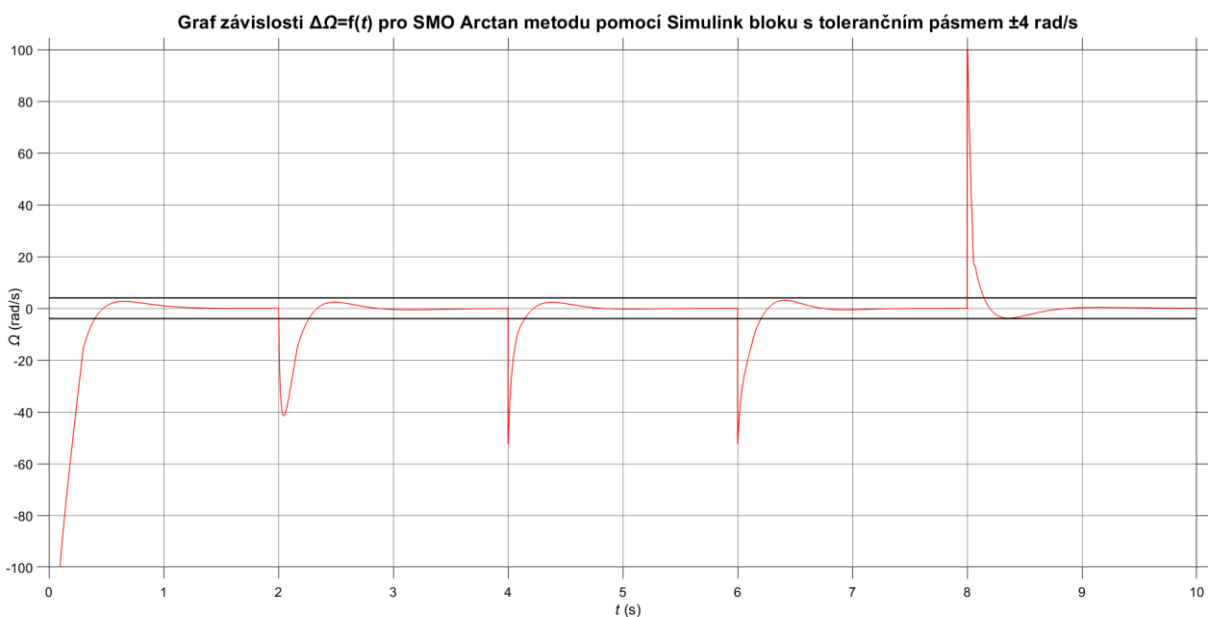
V této části jsou vyobrazeny a zhodnoceny simulační výsledky metody SMO Arctan pomocí bloku ze Simulink knihovny, které jsou na obr. 5-3 a obr. 5-4. Zde si můžeme oproti simulacím z kapitoly 5.1.1 všimnout, že dosahujeme hladkého průběhu rychlosti. Toho dosahujeme z důvodu odlišného nastavení IIR filtru. Koeficient IIR filtru je totiž v tomto bloku vypočten jako [53]:

$$\alpha = \frac{T_{\text{reg}} \cdot \Omega_{\text{max}} \cdot p_p}{240} = \frac{0,00026 \cdot 4900 \cdot 3}{240} = 0,015925, \quad (5-2)$$

kde  $\Omega_{\text{max}}$  je maximální mechanická úhlová rychlost bez odbuzování určená teoretickou simulací pohonu. Tomu odpovídající mezní frekvence z rovnice (4-22) vychází  $f_c \doteq 9,906$  Hz. Zatímco v metodě Arctan v kapitole 5.1.1 jsme zvolili  $f_c = 500$  Hz a tomu odpovídá koeficient  $\alpha = 0,45$ . Z toho vyplývá, že ani zde odchylka neopustí toleranční pásmo, a navíc dosahuje hodnot ještě několikrát menších, právě díky hladkému průběhu mechanické úhlové rychlosti.



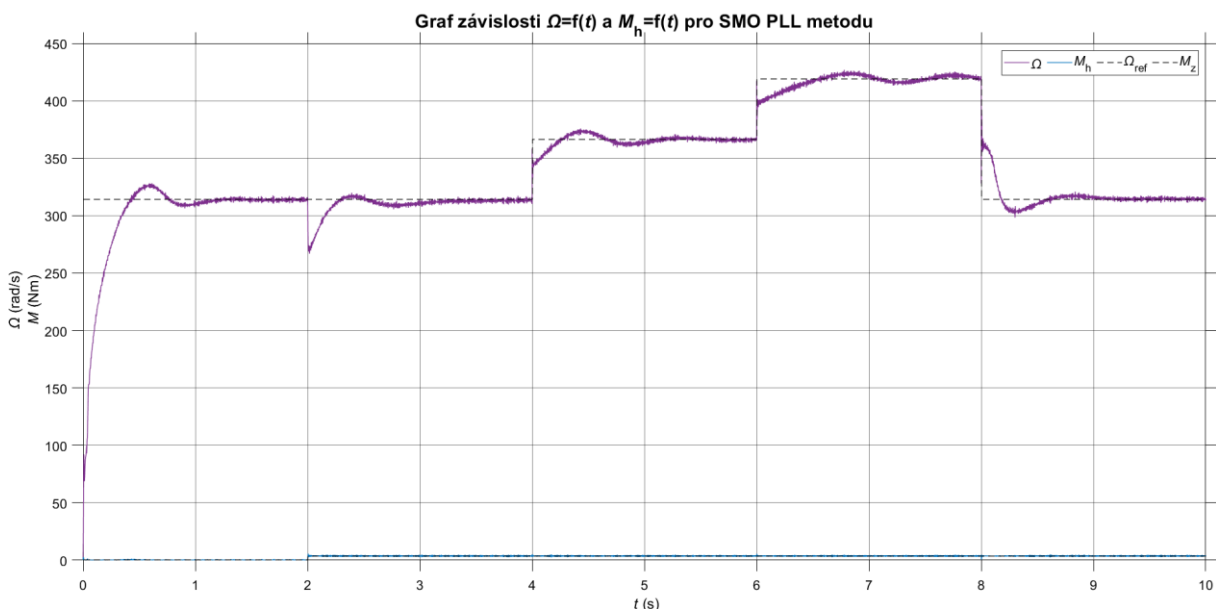
Obr. 5-3 Časový průběh mechanické úhlové rychlosti a hnacího momentu pro Simulink blok SMO



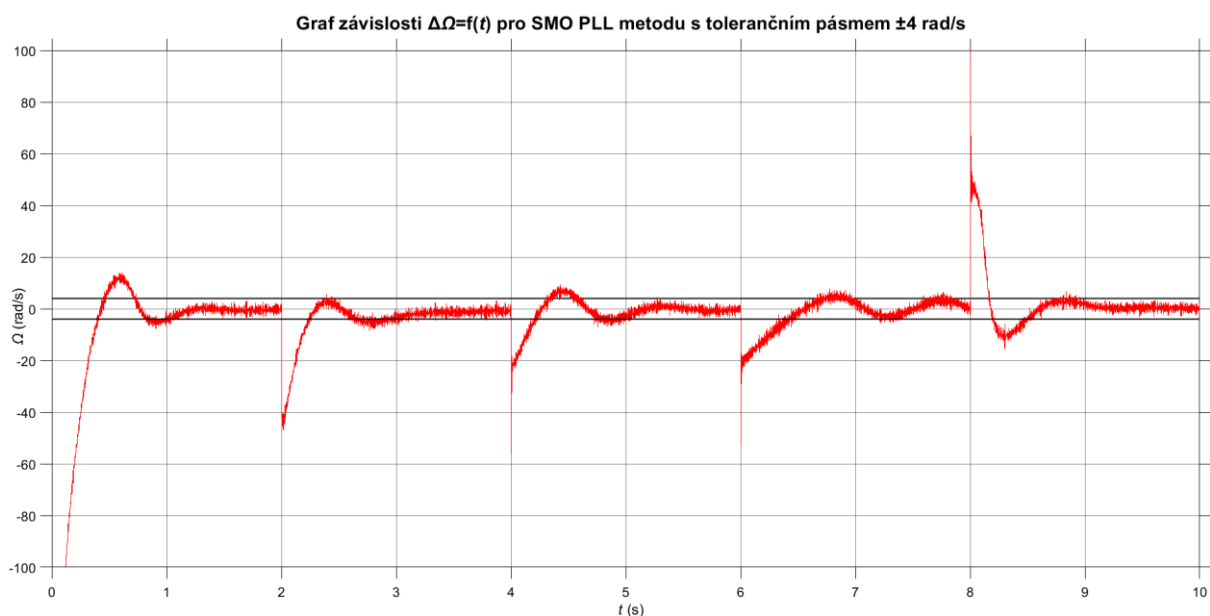
Obr. 5-4 Časový průběh odchylky mechanické úhlové rychlosti od referenční hodnoty pro Simulink blok SMO

### 5.1.3 Výsledky – SMO PLL metoda

V této části jsou vyobrazeny a zhodnoceny simulační výsledky metody SMO PLL, které jsou na obr. 5-5 a obr. 5-6. Opět vidíme, že v ustálených částech průběhu je odchylka menší než 1 %, ale zvlnění je zde v porovnání s obr. 5-2 o něco větší. Dále stojí za povšimnutí neustálení průběhu rychlosti na hodnotě 418,9 rad/s mezi časy  $t = 6$  s a  $t = 8$  s. Toto souvisí s laděním samotné metody. Jak bylo výše zmíněno, PLL obvod obsahuje o jeden PI regulátor víc než zbylé uvedené metody a obtížnost naladění smyčky tím tedy roste. Právě vinou toho není smyčka naladěna s tak krátkou dobou regulace [10] jako výše vyobrazené simulace metod Arctan.



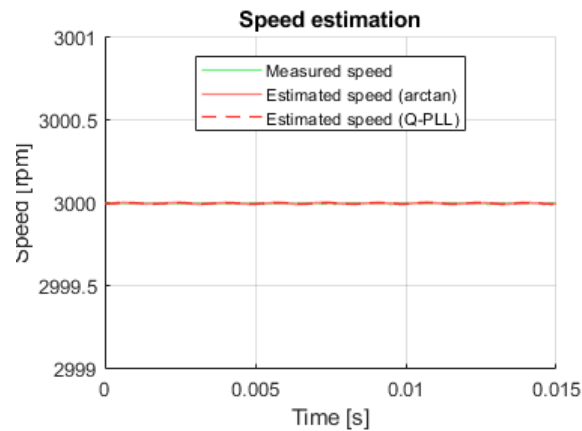
Obr. 5-5 Časový průběh mechanické úhlové rychlosti a hnacího momentu pro SMO PLL metodu



Obr. 5-6 Časový průběh odchylky mechanické úhlové rychlosti od referenční hodnoty pro SMO PLL metodu

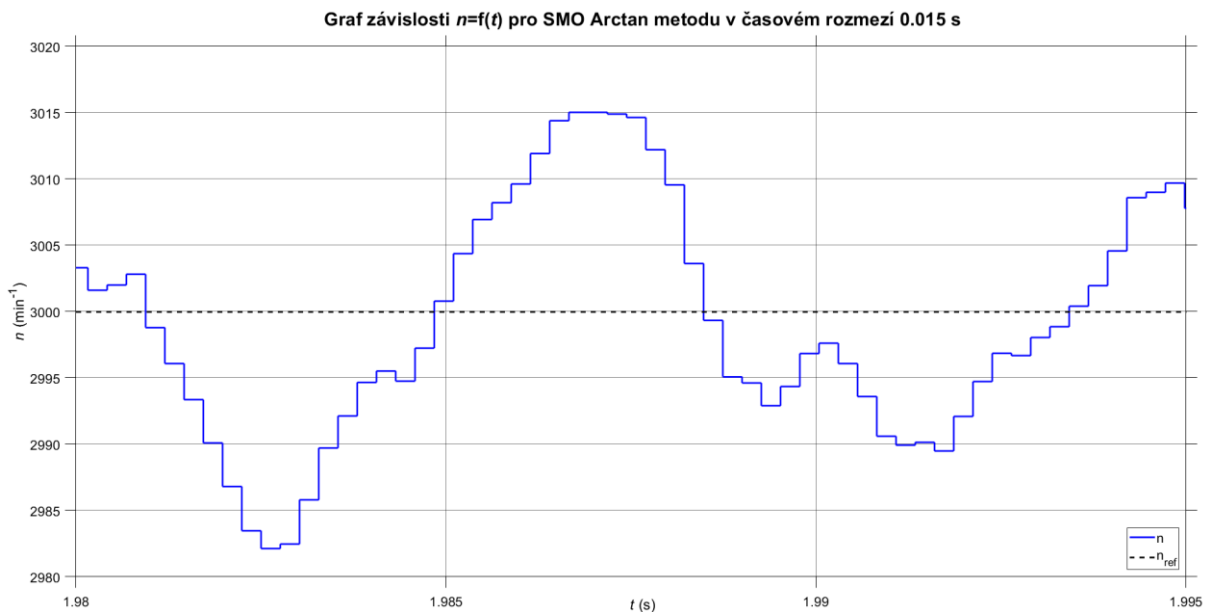
## 5.2 Porovnání s očekávanými průběhy

Tato část je určena k možnému porovnání očekávaných výsledků dle [42] s námi obdržnými simulačními výsledky. Na obr. 5-7 vidíme výsledek simulace obou bezsenzorových metod z výše uvedené literatury.

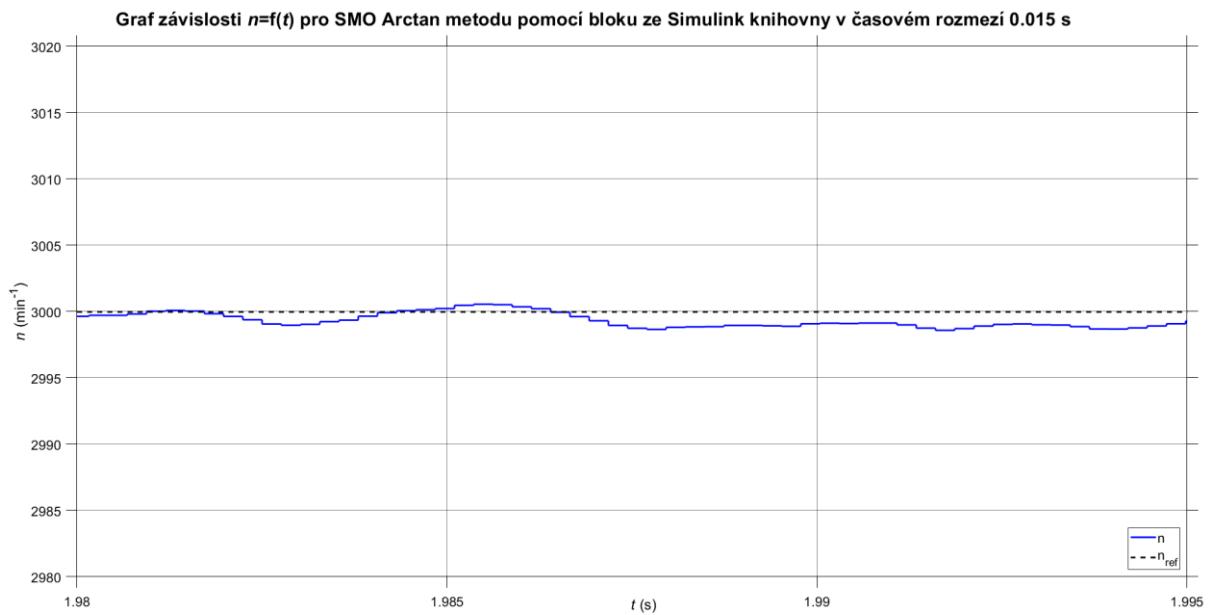


Obr. 5-7 Simulační výsledky z [43] (upraveno)

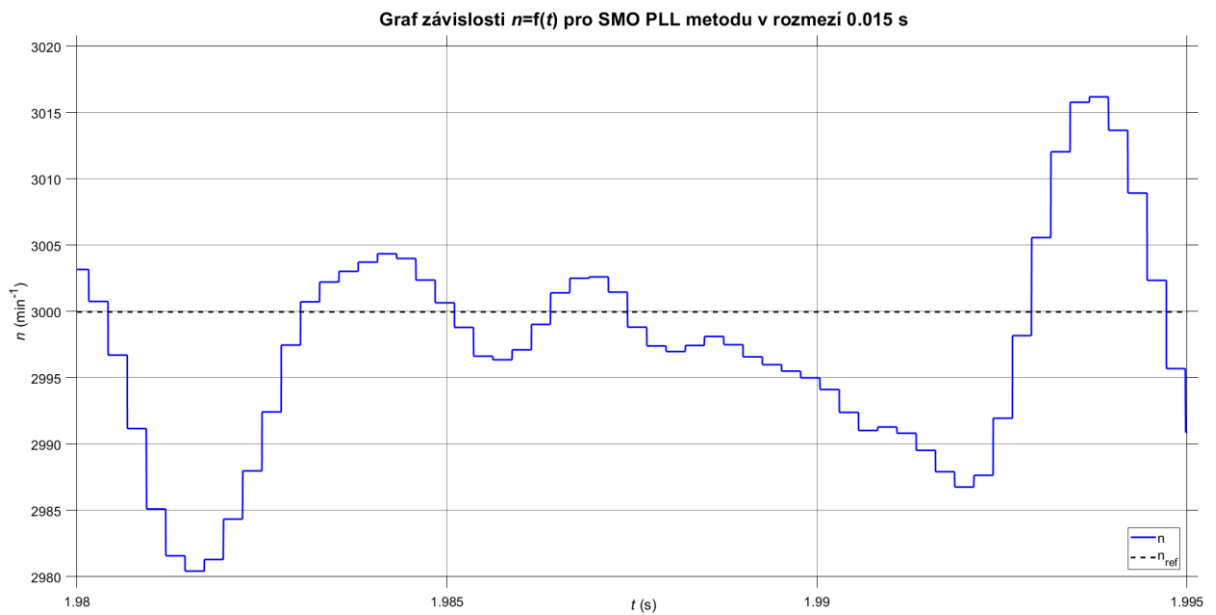
Pro porovnání jsou dále na obr. 5-8 až obr. 5-10 vyneseny časové průběhy rychlostí jednotlivých simulovaných metod. Čas vyneseny na ose x je zvolen ve chvíli, kdy se průběh otáček ustaluje k referenční hodnotě. Vyneseny časový interval je 0,015 s a odpovídá časovému intervalu na ose x z obr. 5-7.



Obr. 5-8 Přibližný časový průběh rychlosti pro SMO Arctan metodu



*Obr. 5-9 Přibližný časový průběh rychlosti pro Simulink blok SMO*



*Obr. 5-10 Přibližný časový průběh rychlosti pro SMO PLL metodu*

## ZÁVĚR

Tato závěrečná práce je zprvu zaměřena na nezbytné znalosti o PMSM jako je konstrukce, vlastnosti a možné matematické modely. Právě znalosti matematických modelů dále využíváme v rešerši možných metod řízení PMSM. Navazující kapitolou je stručná rešerše možných metod bezsensorového řízení s odkazy na příslušnou literaturu pro podrobnější studium.

Nejpodstatnější částí je kapitola zabývající se vysvětlením, implementací a grafickými výsledky zvolených simulačních metod. K simulaci byly zvoleny dvě bezsensorové metody řízení, s regulační smyčkou založenou na principu FOC. Obě metody využívají blok *Sliding Mode Observer*, jehož princip fungování včetně možné implementace byl vysvětlen v kapitole 4.4. Dále se ale simulované metody liší ve způsobu stanovení požadovaných výstupních signálů, tedy polohy rotoru a mechanické úhlové rychlosti. Jedna z metod je navíc simulována ještě jednou, ale pomocí odpovídajícího bloku z knihovny Matlab Simulink.

Funkčnost jednotlivých modelů řízení dokládají simulační výsledky na obr. 5-1 až obr. 5-6. V kapitole 5.1 byly jednotlivé simulace vyhodnoceny a vzájemně porovnány. Pokud však provedeme porovnání dosažených simulačních výsledků této práce (obr. 5-8 až obr. 5-10), s výsledky uvedenými v literatuře zabývající se stejnými metodami [43] (obr. 5-7), narazíme na rozličné průběhy. V dané literatuře jsou časové průběhy otáček od obou metod hladké, zatímco výsledné průběhy otáček této práce kolem referenční hodnoty mírně kmitají. Tento rozdíl mezi simulacemi může být způsoben například odlišným naladěním konstant  $K_s$  a  $a$  u bloku SMO nebo jinak zvolenými mezními frekvencemi u filtrů dolní propust. Můžeme si totiž všimnout, že na obr. 5-9 v simulaci s blokem ze Simulink knihovny, se průběh už více blíží průběhu z obr. 5-7. Dalším faktorem, který má vliv na odhadnuté signály od bloku SMO je zvolená perioda PWM.

Simulační model pohonu od prakticky realizovatelného pohonu se SMO dělí několik technických záležitostí. První z nich je, že matematické modely v kapitole 1.3 jsou zavedeny pod podmínkou několika zjednodušení a již zde vzniká určitá odchylka od reálného chování motoru. Dále není v pohybových rovnicích zaveden člen zastupující tření, a tento jev je zde tedy zanedbán. Dalším rozdílem od reality je fakt, že simulační model nepočítá se změnou parametrů vlivem změny teploty motoru, vinutí apod. Taktéž simulační model neřeší problematiku spojenou s určením počáteční polohy rotoru, která je zásadním bodem implementace v reálných aplikacích.

Jeden z dalších problémů je vliv měření fázových proudů na přesnost výstupní informace z bloku SMO. Signály z tohoto měření mohou být ovlivněné rušením a nesou tedy určitou nejistotu měření, a tím do systému zanáší chybu. Ačkoliv zarušení v simulaci nenastává, jsou i tak na výstupu bloku SMO zavedeny filtry typu dolní propust s mezní frekvencí 50 Hz, a tím tento problém simulační model řeší.

## LITERATURA

- [1] Přehled metod pro bezsenzorové řízení synchronních motorů s permanentními magnety [online]. [cit. 2023-02-25]. Dostupné z: [https://control.fs.cvut.cz/wp-content/uploads/2020/10/Reserse\\_bezsenzorove\\_rizeni.pdf](https://control.fs.cvut.cz/wp-content/uploads/2020/10/Reserse_bezsenzorove_rizeni.pdf)
- [2] LEVKIN, Dmitry. Permanent magnet synchronous motor. *Engineering-solutions* [online]. [cit. 2023-02-16]. Dostupné z: <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
- [3] KRISHNAN, Ramu. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives* [online]. Blacksburg, Virginia, U.S.A.: CRC press, 2010 [cit. 2023-02-20]. ISBN 978-0-8247-5384-9. Dostupné z: [https://eee.sairam.edu.in/wp-content/uploads/sites/6/2019/07/R.-Krishnan\\_Permanent\\_Magnet\\_Synchronous\\_and\\_Brushless\\_DC\\_Motor\\_Drives\\_\\_Mechanical\\_Engineering\\_\\_Marcel\\_Dekker\\_\\_.pdf](https://eee.sairam.edu.in/wp-content/uploads/sites/6/2019/07/R.-Krishnan_Permanent_Magnet_Synchronous_and_Brushless_DC_Motor_Drives__Mechanical_Engineering__Marcel_Dekker__.pdf)
- [4] MISAK, Daniel. *Synchronní stroj s permanentními magnety v axiálním provedení* [online]. Praha, 2020. Dostupné také z: [https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/86027/F3-DP-2020-Misak-Daniel-DP\\_Misak\\_0601.pdf?sequence=-1&isAllowed=y](https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/86027/F3-DP-2020-Misak-Daniel-DP_Misak_0601.pdf?sequence=-1&isAllowed=y). Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická.
- [5] KRAJÁNEK, Vladimír. *Návrh synchronního motoru s permanentními magnety pro pohon elektromobilu* [online]. Plzeň, 2016. Dostupné také z: [https://otik.zcu.cz/bitstream/11025/22898/1/Diplomova%20prace\\_Vladimir%20Krajanek.pdf](https://otik.zcu.cz/bitstream/11025/22898/1/Diplomova%20prace_Vladimir%20Krajanek.pdf). Diplomová práce. ZČU v Plzni, Fakulta elektrotechnická.
- [6] JANOUCHEK, Marek. *Řízení synchronního motoru s permanentními magnety* [online]. Praha, 2021. Dostupné také z: [https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/92739/F3-DP-2021-Janouch-Marek-Rizeni\\_synchronniho\\_motoru\\_s\\_permanentnimi\\_magnety.pdf?sequence=-1&isAllowed=y](https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/92739/F3-DP-2021-Janouch-Marek-Rizeni_synchronniho_motoru_s_permanentnimi_magnety.pdf?sequence=-1&isAllowed=y). Diplomová práce. ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická.
- [7] KOBRLE, Pavel. *Matematický model asynchronního motoru a transformace souřadnic* [online]. Peking, 2019 [cit. 2023-03-05]. Učební text.
- [8] STROBL, Simon. Field oriented control (FOC) of permanent magnet synchronous machine (PMSM). *Imperix* [online]. 2021, 23.3.2021 [cit. 2023-03-8]. Dostupné z: <https://imperix.com/doc/implementation/field-oriented-control-of-pmsm>
- [9] PROKOP, Libor a Grasblum PAVEL. 3-Phase PM Synchronous Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100, or 56F8300 Device. *NXP* [online]. 2005 [cit. 2023-05-18]. Dostupné z: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN1931.pdf>
- [10] KOBRLE, Pavel a Jiří PAVELKA. *Elektrické pohony a jejich řízení*. ČVUT, 2016.
- [11] What is a Permanent Magnet Synchronous Motor & Its Working. *ELRPOCUS* [online]. [cit. 2023-05-10]. Dostupné z: <https://www.elprocus.com/what-is-a-permanent-magnet-synchronous-motor-its-working/>
- [12] Advantages and disadvantages of permanent magnet synchronous motor. *ECSTUFF4U for Electronics Engineer* [online]. [cit. 2023-03-22]. Dostupné z: <https://www.ecstuff4u.com/2020/11/advantages-disadvantages-permanent-magnet-synchronous-motor.html>
- [13] DWIVEDI, Sanjeet Kumar, Michael LAURSEN a Steffan HANSEN. Voltage vector based control for PMSM in industry applications. *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* [online]. Bari, Italy, 2010 [cit. 2023-03-16]. ISSN 2163-5145. Dostupné z: doi:10.1109/ISIE.2010.5637742

- [14] XU, Kangping, Wenjia CHEN, Yushan XU, Mingyu GAU a Zhiwei HE. Vector control for PMSM. *Sensors and Transducers* [online]. IFSA Publishing, S. L., 2014, 31.5.2014, **170**(5) [cit. 2023-04-01]. ISSN 227-233. Dostupné z: [https://www.researchgate.net/publication/288070294\\_Vector\\_control\\_for\\_PMSM](https://www.researchgate.net/publication/288070294_Vector_control_for_PMSM)
- [15] PARMAR, Yashvi, Priyanka PATEL, Nitiksha PANCHOLI, Chand THAKOR a Unnati UNNATI MALI. Scalar control of Permanent Magnet Synchronous motor. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)* [online]. 2016, 12.2016, **03**(12) [cit. 2023-05-16]. ISSN 2395 -0056. Dostupné z: <https://www.irjet.net/archives/V3/i12/IRJET-V3I12I23.pdf>
- [16] COLBY, Roy S. a Donald W. NOVOTNY. An efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 1988, **24**(3) [cit. 2023-05-16]. ISSN 1939-9367. Dostupné z: doi:10.1109/28.2897
- [17] STULRAJTER, Marek, Valéria HRABOVCOVÁ a Marek FRANKO. PERMANENT MAGNETS SYNCHRONOUS MOTOR CONTROL THEORY. *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING* [online]. 2007, **58**(2) [cit. 2023-05-16]. ISSN 1335-3632. Dostupné z: [http://iris.elf.stuba.sk/JEEEC/data/pdf/2\\_107-03.pdf](http://iris.elf.stuba.sk/JEEEC/data/pdf/2_107-03.pdf)
- [18] MONTESINOS-MIRACLE, Daniel, P. D. Chandana PERERA, Samuel GALCERAN-ARELLANO a F. BLAABJERG. Sensorless V/f Control of Permanent Magnet Synchronous Motors. In: *Motion Control* [online]. 2010 [cit. 2023-04-10]. Dostupné z: doi:10.5772/6979
- [19] ZHAO, Jun, Liu WEIGUO a Bo TON. Research of Maximum Ratio of Torque to Current Control Method for PMSM Based on Least Square Support Vector Machines. *2010 International Conference on Electrical and Control Engineering* [online]. 2010 [cit. 2023-04-16]. ISBN 978-1-4244-6881-2. Dostupné z: doi:10.1109/iCECE.2010.400
- [20] VINDEL, David, Saeid HAGHBIN, Ali RABIEI, Ola CARLSON a Reza GHORBANI. Field-oriented control of a PMSM drive system using the dSPACE controller. *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference* [online]. 2012 [cit. 2023-04-18]. ISBN 978-1-4673-1561-6. Dostupné z: doi:10.1109/IEVC.2012.6183206
- [21] YESILBAG, E. a L.T. ERGENE. Field oriented control of permanent magnet synchronous motors used in washers. *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition* [online]. 2014 [cit. 2023-04-22]. ISBN 978-1-4799-2060-0. Dostupné z: doi:10.1109/EPEPEMC.2014.6980685
- [22] VYNCKE, Thomas J., René K. BOEL a Jan A. A. MELKEBEEK. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors – An Overview. *3 RD IEEE BENELUX YOUNG RESEARCHERS SYMPOSIUM IN ELECTRICAL POWER ENGINEERING* [online]. 2006, (28) [cit. 2023-04-23]. Dostupné z: oai:archive.ugent.be:334218
- [23] Load Angle or Power Angle and It's Significance. *Electrical Concepts* [online]. 2018 [cit. 2023-04-22]. Dostupné z: <https://electricalbaba.com/load-angle/>
- [24] Direct Torque Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with Neural Networks. *2014 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)* [online]. 2014 [cit. 2023-03-28]. ISBN 978-1-4799-3469-0. Dostupné z: doi:10.1109/CONIELECOMP.2014.6808570
- [25] XU, Wang, Xing YAN, He ZHIPENG a Liu YAN. Research and Simulation of DTC Based on SVPWM of PMSM. *2012 International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE)* [online]. 2012, **29** [cit. 2023-05-16]. ISSN 1877-7058. Dostupné z: doi:10.1016/j.proeng.2012.01.195
- [26] LV, Shuai-Shuai a hui LIN. Model Predictive Direct Torque Control for PMSM with Duty Cycle Optimization. *2015 Fifth International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC)* [online]. 2015 [cit. 2023-04-16]. ISBN 978-1-4673-7723-2. Dostupné z: doi:10.1109/IMCCC.2015.189



- [27] BAO, GuangQing, WuGang QI a Ting HE. Direct Torque Control of PMSM with Modified Finite Set Model Predictive Control. *Energies* [online]. 2020, **13**(1) [cit. 2023-04-16]. Dostupné z: doi:10.3390/en13010234
- [28] DWIVEDI, Sanjeet Kumar, Michael LARUSEN a Steffan HANSEN. Voltage vector based control for PMSM in industry applications. *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* [online]. 2010, [cit. 2023-04-12]. ISSN 2163-5137. Dostupné z: doi:10.1109/ISIE.2010.5637742
- [29] BIDA, Vladislav M., Dmitry V. SAMOKHVALOV a Fuad Sh. AL-MAHTURI. PMSM vector control techniques — A survey. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)* [online]. 2018 [cit. 2023-03-22]. ISBN 978-1-5386-4340-2. Dostupné z: doi:10.1109/EIConRus.2018.8317164
- [30] LÓRIA, Antonio a Henk NIJMEIJER. PASSIVITY BASED CONTROL. *CONTROL SYSTEMS, ROBOTICS AND AUTOMATION* [online]. **13** [cit. 2023-04-8]. Dostupné z: <http://www.eolss.net/sample-chapters/c18/e6-43-21-17.pdf>
- [31] ABDELYAZID, Achour. Passivity Based Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors. In: *Recent Advances in Robust Control - Theory and Applications in Robotics and Electromechanics* [online]. 2011 [cit. 2023-04-12]. Dostupné z: doi:10.5772/16961
- [32] SANJUAN, Jacob J. V., Jesús Linares FLORES, Edgardo Yescas MENDOZA a Mario Espinosa TLAXCALTECATL. A sensorless passivity-based control for PMSM. *2018 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)* [online]. 2018 [cit. 2023-04-6]. ISSN 2474-9044. Dostupné z: doi:10.1109/CONIELECOMP.2018.8327180
- [33] LOZANO-HERNANDEZ, Braulio, Jacob J. VASQUEZ-SANJUAN, Jose De J. RANGEL-MAGDALENO a Luis I. OLIVOS PÉRE. Simulink/PSim/Active-HDL co-simulation of passivity-based speed control of PMSM. *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)* [online]. 2016 [cit. 2023-05-16]. ISSN 978-1-5090-1775-1. Dostupné z: doi:10.1109/CIEP.2016.7530722
- [34] WEIJIE, Lin, Liu DONGLIANG, W QIUXUAN a Zhao XIAODAN. On Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor. *The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC)* [online]. 2014 [cit. 2023-03-11]. ISSN 1948-9447. Dostupné z: doi:10.1109/CCDC.2014.6852985
- [35] YIM, Jaeyun, Sesun YOU, Youngwoo LEE a Wonhee KIM. Chattering Attenuation Disturbance Observer for Sliding Mode Control: Application to Permanent Magnet Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2022, **70**(5) [cit. 2023-05-16]. ISSN 0278-0046.
- [36] HOU, Qiankang, Shihong DING, Xinghuo YU a Keqi MEI. A Super-Twisting-Like Fractional Controller for SPMSM Drive System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2021, **69**(9) [cit. 2023-05-16]. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2021.3116585
- [37] WANG, Wenxin, Jun MA, Xiaocong LI, Zilong CHENG, Haiyue ZHU, Chek Sing TEO a Tong Heng LEE. Iterative Super-Twisting Sliding Mode Control for Tray Indexing System With Unknown Dynamics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2020, **68**(10) [cit. 2023-04-01]. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2020.3022507
- [38] GIL, Jeonghwan, Sesun YOU, Youngwoo LEE a Wonhee KIM. Super Twisting-Based Nonlinear Gain Sliding Mode Controller for Position Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors. *IEEE Access* [online]. 2021, **9** [cit. 2023-05-16]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2021.3121127

- [39] CHEN, Pengchong a Ying LUO. Analytical Fractional-Order PID Controller Design With Bode's Ideal Cutoff Filter for PMSM Speed Servo System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2022, **70**(2) [cit. 2023-05-16]. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2022.3158009
- [40] MANSOUR, Arafa S., Mohamed ZAKY, Ashraf DIN a Hinza YASIN. Comparative Study of Sensorless Control Methods of PMSM Drives. *Innovative Systems Design and Engineering* [online]. 2011, **2**(5) [cit. 2023-03-29]. ISSN 2222-2871.
- [41] HALDER, Kalyan Kumar, Naruttam Kumar ROY a B. C. GHOSH. A high performance position sensorless Surface Permanent Magnet Synchronous Motor drive based on flux angle. *International Conference on Electrical & Computer Engineering (ICECE 2010)* [online]. 2010 [cit. 2023-04-12]. ISSN 978-1-4244-6280-3. Dostupné z: doi:10.1109/ICELCE.2010.5700557
- [42] SINAMICS. *SINAMICS S110 / S120 Synchronous motors 1FK7, Generation 2: Configuration Manual* · 10/2011 [online]. 2011 [cit. 2023-02-21]. Dostupné z: [https://www.meshparts.de/SpecialComponents/Siemens/SIMOTICS\\_S/Motor/Motor\\_1FK7.pdf](https://www.meshparts.de/SpecialComponents/Siemens/SIMOTICS_S/Motor/Motor_1FK7.pdf)
- [43] STROBL, Simon. Sensorless motor control using a back-EMF Sliding-Mode Observer. *Imperix* [online]. 2021 [cit. 2023-03-01]. Dostupné z: <https://imperix.com/doc/implementation/sensorless-motor-control>
- [44] KHONG HOAI, Hung, Seng Chi CHEN a Hoang THAN. *Realization of the Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Control System with an Intelligent Controller* [online]. 2020, **9**(2) [cit. 2023-04-19]. Dostupné z: doi:10.3390/electronics9020365
- [45] LIU, Xin, Zhiwei WANG, Wenzhuo WANG, et al. SMO-Based Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor. *Frontiers in Energy Research* [online]. 2022, **10** [cit. 2023-05-16]. ISSN 2296-598X. Dostupné z: doi:10.3389/fenrg.2022.839329
- [46] Arctan vs Arctan2. *LebreTexts* [online]. [cit. 2023-04-21]. Dostupné z: [https://geo.libretexts.org/Courses/University\\_of\\_California\\_Davis/GEL\\_056%3A\\_Introduction\\_to\\_Geophysics/Geophysics\\_is\\_everywhere\\_in\\_geology.../zz%3A\\_Back\\_Matter/Arctan\\_vs\\_Arctan2](https://geo.libretexts.org/Courses/University_of_California_Davis/GEL_056%3A_Introduction_to_Geophysics/Geophysics_is_everywhere_in_geology.../zz%3A_Back_Matter/Arctan_vs_Arctan2)
- [47] ORSINGER, Julien. Using the angle decoder modules. *Imperix* [online]. 2021 [cit. 2023-05-16]. Dostupné z: <https://imperix.com/doc/help/using-the-angle-decoder-modules>
- [48] SARPAL, Sanjeev Sarpal. Difference between IIR and FIR filters: a practical design guide. *ADVANCED SOLUTIONS NEDERLAND* [online]. 2020 [cit. 2023-05-16]. Dostupné z: <https://www.advsolned.com/difference-between-iir-and-fir-filters-a-practical-design-guide/>
- [49] MILIVOJEVIĆ, Zoran. *Digital Filter Design* [online]. 2009 [cit. 2023-05-01]. Dostupné z: <https://www.mikroe.com/ebooks/digital-filter-design>
- [50] AWATI, Rahul a Burke JOHN. Phase-locked loop (PLL). *TechTarget* [online]. [cit. 2023-05-05]. Dostupné z: <https://www.techtarget.com/searchnetworking/definition/phase-locked-loop>
- [51] PLL Phase Locked Loop Tutorial & Primer. *Electronics-notes* [online]. [cit. 2023-05-16]. Dostupné z: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/pll-phase-locked-loop/tutorial-primer-basics.php>
- [52] STROBL, Simon. I-f startup method for sensorless PMSM control. *Imperix* [online]. 2021 [cit. 2023-05-11]. Dostupné z: <https://imperix.com/doc/implementation/i-f-startup-method>
- [53] Sliding Mode Observer: Compute electrical position and mechanical speed of a surface-mount PMSM. *MathWorks* [online]. [cit. 2023-05-09]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/mcb/ref/slidingmodeobserver.html>