

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a
komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Brno, 2019

Patrik Šatava



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

ŘÍZENÍ OTÁČEK POHONU SE SYNCHRONNÍM MOTOREM

SYNCHRONOUS MOTOR SPEED CONTROL

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Patrik Šatava

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

BRNO 2019

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Patrik Šatava

ID: 195441

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Řízení otáček pohonu se synchronním motorem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Provedte literární rešerši
2. Provedte teoretický rozbor dané problematiky
3. Provedte měření pohonu naprázdno bez zpětné vazby a se zpětnou vazbou
4. Provedte měření pohonu při zatížení bez zpětné vazby a se zpětnou vazbou
5. Provedte vyhodnocení měření.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BAŠTA, Jan, Imrich MAYER a Jaroslav CHLÁDEK. Teorie elektrických strojů. 1. vyd. Praha: SNTL, 1968. Řada elektrotechnické literatury.

[2] BRANDSTETTER, Pavel, Ondrej FRANCIK a Petr SIMONIK. AC drive with permanent magnet synchronous motor and sensorless control. In: 2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference

(EPE/PEMC) [online]. Ohrid, Macedonia: IEEE Publishing, 2010,

T2-66-T2-71 [cit. 2018-10-10]. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606896. ISBN 9781424478569.

Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5606896>

[3] PARMAR, Yashvi, Priyanka PATEL, Nitiksha PANCHOLI, Chand THAKOR a Unnati MALI. Scalar control of Permanent Magnet Synchronous motor [online]. Tamilnadu, India: Fast Track Publications, 2016, 2016(12) [cit. 2018-10-31]. ISSN 2395-0056. Dostupné z:

<https://www.irjet.net/archives/V3/i12/IRJET-V3I12123.pdf>

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.

předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá především metodami řízení synchronních motorů pro použití v elektrických pohonech. V první části práce je vyložena základní teorie synchronního stroje, kde je mimo jiné pojednáno o Parkově lineární transformaci rovnic synchronního stroje a o stabilitě tohoto stroje. Následně jsou v práci rozebrány nejběžnější metody pro řízení synchronního motoru s permanentními magnety pro použití v elektrickém pohonu. Jsou jimi především vektorové řízení a přímé řízení momentu. Krátce je pojednáno o skalárním řízení, které dnes již v praxi není příliš používané. V poslední části práce jsou prezentovány výsledky měření na dvou synchronních motorech s permanentními magnety, které byly napájeny z frekvenčního měniče. Měření byla provedena bez zátěže pro tři typy řízení – skalární řízení, vektorové řízení bez zpětné vazby a vektorové řízení se zpětnou vazbou a následně se zátěží pro dva typy řízení – skalární řízení a vektorové řízení se zpětnou vazbou.

Klíčová slova

Synchronní motor s permanentními magnety, Parkova lineární transformace, skalární řízení, vektorové řízení, přímé řízení momentu

Abstract

This bachelor's thesis deals mainly with methods for control of synchronous motors for use in electrical drives. In the first part of the thesis the generic theory of a synchronous machine is presented. Furthermore, this part also deals with Park's linear transformation of the synchronous machine's equations, and the stability of the machine. Subsequently, methods for control of a permanent magnet synchronous motor for use in electrical drives are presented. Two major presented methods include the vector control and the direct torque control. Furthermore, the thesis deals shortly with scalar control, which is, however, used rarely nowadays. The last part of the thesis presents measured data of two permanent magnet synchronous motors, powered by a variable frequency AC drive. The data was measured at no load with use of three control methods – scalar control, vector control in open loop-mode, and vector control in closed-loop mode; and at load with use of two control methods – scalar control, and vector control in closed-loop mode.

Keywords

Permanent magnet synchronous motor, Park's linear transformation, scalar control, vector control, direct torque control

Bibliografická citace:

ŠATAVA, Patrik. *Řízení otáček pohonu se synchronním motorem*. Brno, 2019. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/119652>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Čestmír Ondrůšek.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Řízení otáček pohonu se synchronním motorem“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne:

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Čestmíru Ondrůškovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

Dále děkuji firmě Control Techniques Brno s.r.o., díky které byl umožněn vznik této bakalářské práce, za poskytnutí vhodného motoru a frekvenčního měniče pro praktickou část této práce. Především děkuji Ing. Hynku Prikrylovi, CSc., zaměstnanci firmy Control Techniques Brno s.r.o., za maximální vstřícnost, ochotu a odborné konzultace při zpracovávání praktické části této bakalářské práce.

V Brně dne:

.....

podpis autora

Obsah

1.	ÚVOD.....	13
2.	TEORIE SYNCHRONNÍHO STROJE.....	14
2.1.	Princip synchronního motoru a generátoru	14
2.2.	Náhradní schéma synchronního stroje.....	15
2.3.	Synchronní motor	17
2.4.	Stabilita synchronního stroje	18
2.5.	Parkova lineární transformace rovnic	20
3.	ŘÍZENÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU.....	24
3.1.	Skalární řízení synchronního motoru s permanentními magnety	25
3.2.	Vektorové řízení synchronního motoru nízkého napětí	27
3.1.1	Vlastnosti a návrh regulátorů	28
3.2.1.1	Regulátory proudu	29
3.2.1.2	Regulátory rychlosti	32
3.3.	Přímé řízení momentu synchronního motoru	34
3.1.1	Řízení frekvencí spřaženého magnetického toku statoru	35
3.1.2	Řízení amplitudy magnetického toku statoru.....	36
3.1.3	Řízení rotace magnetického toku statoru	37
3.1.4	Aplikace přímého řízení momentu na synchronní motor s permanentními magnety a určení počáteční polohy rotoru	38
3.1.5	Výhody a nevýhody přímého řízení momentu	41
3.4.	Stanovení počáteční polohy rotoru pro bezsenzorové řízení synchronního motoru ..	42
4.	MĚŘENÍ NA POHONU SE SYNCHRONNÍM MOTOREM.....	47
4.1.	Měření naprázdno se synchronním motorem LS RPM 90 SL.....	47
4.1.1	Měření při skalárním řízení	48
4.1.2	Měření při vektorovém řízení bez zpětné vazby	49
4.1.3	Měření při vektorovém řízení se zpětnou vazbou	52
4.2.	Měření při zátěži se synchronním motorem UNIMOTOR UM	54
4.2.1.	Měření při vektorovém řízení se zpětnou vazbou	55
4.2.2.	Měření při skalárním řízení	60
5.	ZÁVĚR.....	64
	POUŽITÁ LITERATURA.....	66
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	67

Seznam obrázků

Obr. 2-1: Princip činnosti synchronního stroje	14
Obr. 2-2: Náhradní schéma synchronního stroje.....	16
Obr. 2-3: Náhradní schéma synchronního stroje se synchronní reaktancí	16
Obr. 2-4: Zjednodušené náhradní schéma synchronního stroje	17
Obr. 2-5: Statická stabilita synchronního stroje	19
Obr. 2-6: Schéma synchronního stroje v d ose a q ose.....	22
Obr. 3-1: Blokové schéma skalárního řízení SMPM	25
Obr. 3-2: Model pro simulaci skalárního řízení v programu MATLAB Simulink ...	26
Obr. 3-3: Subsystém bloku „PMSM“ v Obr. 3-2	26
Obr. 3-4: Blokový diagram střídavého měniče se SMPM	28
Obr. 3-5: Blokový diagram proudové smyčky	29
Obr. 3-6: Blokový diagram rychlostní smyčky	32
Obr. 3-7: SMPM napájený střídačem.....	36
Obr. 3-8: Napěťové vektory a magnetický tok statoru SMPM	36
Obr. 3-9: Řízení magnetického toku statoru	37
Obr. 3-10: Blokový diagram přímého řízení momentu SMPM	38
Obr. 3-11: Blokový diagram přímého řízení momentu SMPM	40
Obr. 3-12: Blokový diagram SMPM v programu MATLAB Simulink.....	43
Obr. 3-13: Model výpočtu počáteční polohy rotoru v programu MATLAB Simulink	45
Obr. 3-14: Napěťové pulzy zaváděné do bloku PMSM.....	45
Obr. 3-15: Proudové pulzy vyvolané zaváděním napěťových pulzů pro úhly natočení rotoru 45° a 180°	46
Obr. 4-1: Fázorový diagram pro skalární řízení motoru LS RPM 90 SL pro frekvenci napájení 20 Hz	49

Obr. 4-2: Náčrt fázorového diagramu pro výpočet proudů v d , q osách.....	50
Obr. 4-3: Fázorový diagram pro vektorové řízení bez zpětné vazby motoru LS RPM 90 SL pro frekvenci napájení 20 Hz.....	52
Obr. 4-4: Fázorový diagram pro vektorové řízení se zpětnou vazbou motoru LS RPM 90 SL pro frekvenci napájení 20 Hz.....	53
Obr. 4-5: Detail fázorového diagramu pro vektorové řízení se zpětnou vazbou motoru LS RPM 90 SL pro frekvenci napájení 20 Hz z Obr. 4-4.....	53
Obr. 4-6: Fázorový diagram pro vektorové řízení se zpětnou vazbou motoru UNIMOTOR UM pro otáčky 10 min^{-1} a moment 3 Nm.....	57
Obr. 4-7: Detail fázorového diagramu pro vektorové řízení se zpětnou vazbou motoru UNIMOTOR UM pro otáčky 10 min^{-1} a moment 3 Nm z Obr. 4-6	57

Seznam tabulek

Tab. 1: Spínání střídače	39
Tab. 2: Hledisko určení sektoru výskytu severního pólu magnetu rotoru.....	44
Tab. 3: Štítkové parametry motoru LS RPM 90 SL.....	47
Tab. 4: Naměřené indukčnosti motoru LS RPM 90 SL v d, q osách a naměřený odpor statorového vinutí	48
Tab. 5: Měření na motoru LS RPM 90 SL při skalárním řízení bez zátěže	48
Tab. 6: Měření na motoru LS RPM 90 SL při vektorovém řízení bez zpětné vazby bez zátěže.....	49
Tab. 7: Měření na motoru LS RPM 90 SL při vektorovém řízení se zpětnou vazbou bez zátěže.....	52
Tab. 8: Štítkové parametry motoru UNIMOTOR UM.....	54
Tab. 9: Naměřené indukčnosti motoru UNIMOTOR UM v d, q osách a naměřený odpor statorového vinutí	55
Tab. 10: Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 10 min^{-1}	55
Tab. 11: Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 500 min^{-1}	58
Tab. 12: Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 1000 min^{-1}	58
Tab. 13: Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 2000 min^{-1}	59
Tab. 14: Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 3000 min^{-1}	59
Tab. 15: Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 10 min^{-1}	60
Tab. 16: Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 500 min^{-1}	61

Tab. 17: Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 1000 min ⁻¹	61
Tab. 18: Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 1500 min ⁻¹	62
Tab. 19: Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 2000 min ⁻¹	62
Tab. 20: Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 3000 min ⁻¹	63

1. ÚVOD

Elektrické motory a pohony jsou v současné době hojně rozšířenými elektrickými zařízeními. Elektrické motory dosahují široké škály výkonů – prakticky od jednotek wattů do desítek kilowattů i jednotek megawattů. Termínem „elektrický pohon“ označujeme soustavu tvořenou především motorem a zátěží a případně dalšími mechanickými a elektrickými součástmi (např. mechanické spojky nebo frekvenční měniče).

V tematice elektrických motorů existuje otázka, jakým způsobem je lze řídit a napájet. Otázka se týká především řízení otáček motoru a řízení jeho momentu na hřídeli. Uvážíme-li asynchronní motor, jsou jeho otáčky dány jeho konstrukcí, konkrétně počtem jeho pólových dvojic. To je však z praktického hlediska nevhodné, neboť by pro jednu zátěž musely být užity různé motory podle požadovaných otáček a požadovaného momentu. Praxe navíc často vyžaduje plynulou změnu otáček v určitém rozsahu.

U synchronního motoru vzniká problém s obecně známou skutečností, že rychlost otáčení rotoru u synchronního motoru odpovídá synchronním otáčkám, tj. odpovídá frekvenci točivého pole statoru vydělené počtem pólových dvojic motoru. Změny otáček motoru lze patrně dosáhnout změnou napájecí frekvence statoru. Tuto změnu je v dnešní době možné realizovat pomocí frekvenčních měničů.

Vzniká však problém se samotným použitím motoru pro pohon. Pro použití v elektrickém pohonu je nutné zajistit flexibilitu změny otáček a momentu motoru v závislosti na zátěži, jejíž zátěžný moment může být proměnný a která může vyžadovat provoz motoru v určitém rozsahu otáček. Na tuto otázku je snaha odpovědět vyvíjením metod pro řízení otáček a momentu motoru. Tato práce je primárně zaměřena na tyto metody a současně je věnována nejběžnějším synchronním motorům pro nízké napětí používaných v praxi, kterými jsou synchronní motory s permanentními magnety. V práci je zmíněno několik metod pro řízení otáček i momentu synchronních motorů s permanentními magnety. Zmíněné metody zahrnují skalární řízení, které již dnes není příliš užíváno, a dále vektorové řízení a přímé řízení momentu, které mají v dnešní praxi velký význam.

V rámci práce byla provedena dvě měření na elektrickém pohonu, naprázdno a se zátěží, a z nich vyplývající výsledky jsou prezentovány v poslední části této práce.

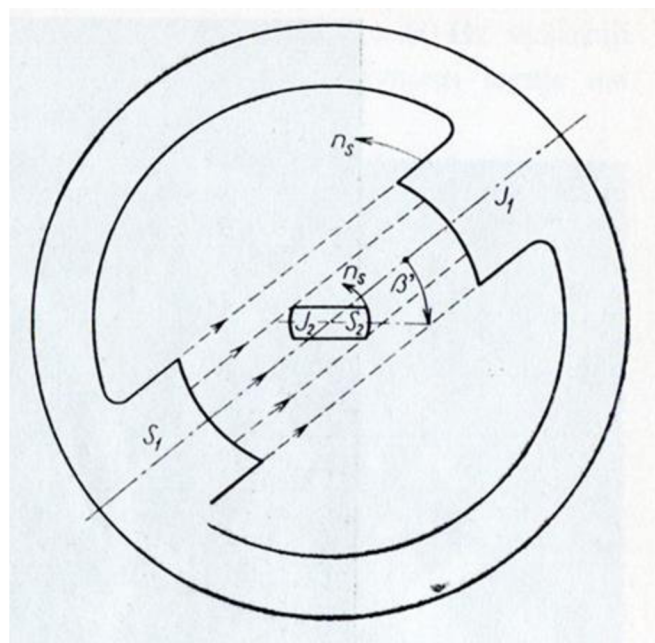
2. TEORIE SYNCHRONNÍHO STROJE

Před pojednáním o řízení otáček pohonu se synchronním motorem bude vyložena základní teorie synchronního stroje. V druhé řadě bude pojednáno o Parkově lineární transformaci rovnic synchronního stroje a krátce také o jeho stabilitě.

Z konstrukčního hlediska rozeznáváme dva typy synchronních strojů. Jsou jimi synchronní stroje s hladkým rotorem a stroje s vyniklými póly. V této práci se budeme zabývat výhradně synchronním strojem s hladkým rotorem.

2.1. Princip synchronního motoru a generátoru

V synchronním stroji existují dvě na sebe vzájemně působící magnetická pole, kterými jsou točivé magnetické pole vybuzené obvykle třífázovými proudy ve statorovém vinutí a netočivé magnetické pole rotoru, buďto vybuzené budičím proudem, anebo vyvolané permanentním magnetem [1].



Obr. 2-1 – Princip činnosti synchronního stroje [1]

Moment stroje lze podle [1] vyjádřit takto:

$$M \simeq F_1 F_2 \sin \beta' \quad (1)$$

kde F_1 a F_2 jsou dvě magnetomotorická napětí a β' je úhel mezi osami magnetů S_1 - J_1 a S_2 - J_2 v **Obr. 2-1**, kde magnet S_1 - J_1 zastupuje točivé pole statoru a rotuje rychlostí n_S a magnet S_2 - J_2 zastupuje magnetické pole rotoru a rotuje stejnou rychlostí n_S . Při zatěžování synchronního stroje roste úhel β' se zvyšujícím se momentem na hřídeli a zajišťuje vyvážení s magnetickým momentem podle rovnice (1). Protože úhel β' roste s momentem na hřídeli, roste také s výkonem, který je dán:

$$P = M \cdot \omega_S \quad (2)$$

kde ω_S je synchronní úhlová rychlost stroje, kterou lze vyjádřit:

$$\omega_S = 2\pi \cdot \frac{n_S}{60} \quad (3)$$

kde n_S [min^{-1}] jsou synchronní otáčky stroje dané frekvencí pole ve statoru:

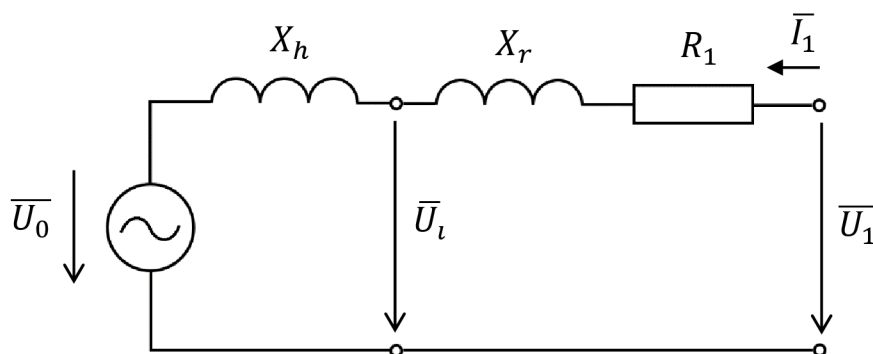
$$n_S = \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad (4)$$

kde f_1 je frekvence pole ve statoru a p je počet pólových dvojic stroje [1].

2.2. Náhradní schéma synchronního stroje

Náhradní schéma pro jednu fázi synchronního stroje s hladkým rotorem a třífázovým souměrným statorovým vinutím v ustáleném stavu, s nenasyceným magnetickým obvodem a harmonickým průběhem napětí a proudů je vyobrazeno na **Obr. 2-2** [2].

Pozn.: Z důvodu horší kvality obrázků ve [2] byla náhradní schémata v Obr. 2-2, Obr. 2-3 a Obr. 2-4 sestrojena podle náhradních schémat synchronního stroje vyobrazených ve [2].

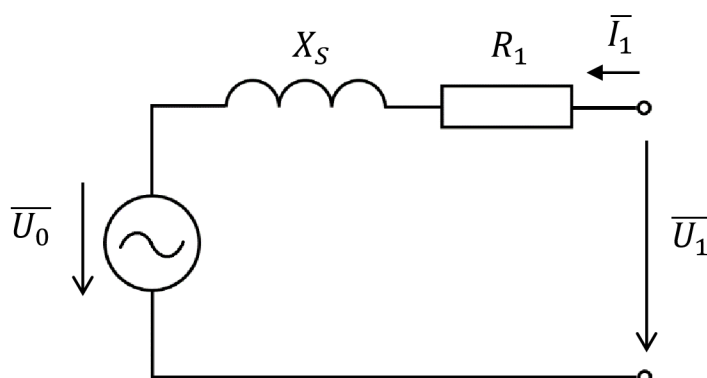


Obr. 2-2 – Náhradní schéma synchronního stroje

V náhradním schématu na Obr. 2-2 označují \bar{U}_0 fázor indukovaného napětí naprázdno, \bar{U}_i vnitřní indukované napětí, \bar{U}_1 napětí na svorkách stroje, \bar{I}_1 proud jedné fáze kotvy (u synchronního stroje je kotvou obvykle statorové vinutí), R_1 odpor jedné fáze statorového vinutí, X_h hlavní reaktanci (magnetizační reaktanci vinutí kotvy) a X_r rozptylovou reaktanci vinutí kotvy [2].

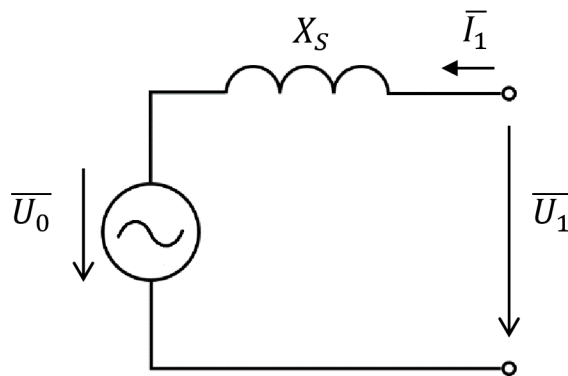
Hlavní reaktanci a rozptylovou reaktanci vinutí kotvy lze sloučit do jediné reaktance X_S , která se nazývá synchronní reaktanci a platí pro ni [2]:

$$X_S = X_h + X_r \quad (5)$$



Obr. 2-3 – Náhradní schéma synchronního stroje se synchronní reaktancí

U velkých strojů je možné zanedbat úbytek na odporu vinutí kotvy R_1 , neboť je oproti úbytku na synchronní reaktanci X_S mnohem menší. Náhradní schéma synchronního stroje se pak zjednoduší [2]:



Obr. 2-4 – Zjednodušené náhradní schéma synchronního stroje

2.3. Synchronní motor

Za předpokladu, že je satorové vinutí synchronního stroje napájeno třífázovým souměrným napětím o stálém kmitočtu a jedná-li se o stroj s budicím vinutím, je toto vinutí napájeno stejnosměrným napětím, je synchronní stroj při ztrátě poháněcího momentu na hřídeli a jejím zatížením mechanickým momentem schopen samovolně přejít z generátorického chodu na chod motorický. Vzhledem ke skutečnosti, že se rotor synchronního motoru otáčí stálou synchronní rychlostí, byl v minulosti vyhrazen pro aplikace, které vyžadovaly stálé otáčky poháněcího stroje [1].

Nevýhoda synchronního motoru spočívá v jeho neschopnosti samostatného rozběhu, na rozdíl od asynchronních a stejnosměrných strojů. Rozběh „klasického“ synchronního stroje s budicím vinutím lze realizovat pomocí roztáčecího motoru nebo asynchronně pomocí klecového vinutí na rotoru synchronního stroje, podobného amortizéru [1].

S nástupem synchronních motorů s permanentními magnety a frekvenčních měničů vznikla možnost realizovat rozběh synchronních motorů s permanentními magnety právě pomocí frekvenčních měničů. Literární zdroj [2] zmiňuje, že synchronní motor disponuje výhodnou pracovní charakteristikou, dobrým účínkem a vysokou účinností. Díky frekvenčním měničům schopným plynulé regulace otáček synchronních motorů je v současné době možné využít synchronní motory (nejčastěji s permanentními magnety) pro jejich výhodné pracovní vlastnosti také pro aplikace vyžadující proměnné otáčky poháněcího stroje.

2.4. Stabilita synchronního stroje

Jako synchronní stroj budeme v tomto případě uvažovat synchronní generátor, který bude pracovat paralelně se sítí. Činný výkon P tohoto generátoru je daný momentem na hřídeli. Tento výkon může však narůstat jen do určité meze P_{max} , kterou nazýváme mezí statické stability. V případě překročení této meze bude elektromagnetický moment stroje menší než mechanický moment na hřídeli a rotor generátoru začne zrychlovat, tj. generátor vypadne ze synchronismu ($\omega \neq \omega_1$) [3].

Při krátkodobém zvětšení poháněcího výkonu o P_{ad} dojde k nárůstu magnetického momentu uvnitř generátoru [3]:

$$M_{mag} = \frac{P + P_{ad}}{\omega_1} \quad (6)$$

Vlivem setrvačnosti však k rázové změně rovnováhy momentů nedojde, naopak dojde ke kývání rotoru, k jehož utlumení slouží tzv. amortizér, který je umístěn v tlumicích obvodech rotoru [3].

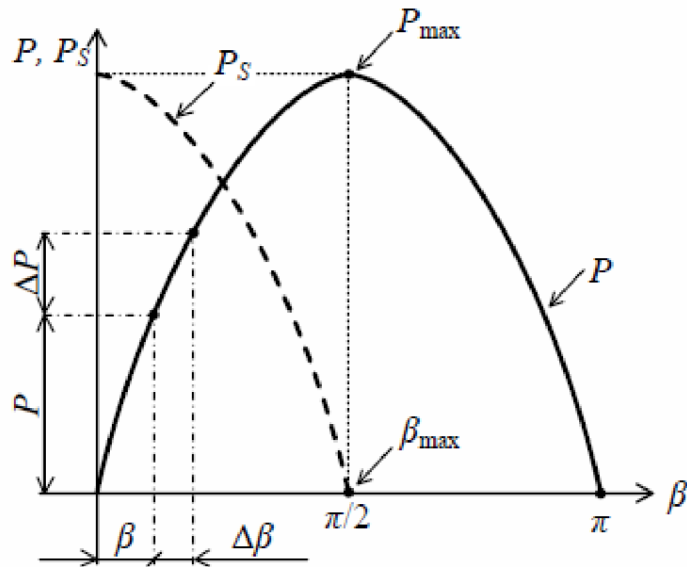
Moment a výkon synchronního stroje lze vypočítat pomocí následujících vztahů [3]:

$$M = \frac{m_1 \cdot U_1 \cdot U_0}{\omega_1 \cdot X_s} \cdot \sin \beta \quad (7)$$

$$P = \frac{m_1 \cdot U_1 \cdot U_0}{X_s} \cdot \sin \beta \quad (8)$$

kde m_1 je počet fází stroje, U_1 je napětí na svorkách stroje, U_0 je vnitřní indukované napětí naprázdno, X_s je synchronní reaktance stroje a β je fázový posun mezi napětím na svorkách stroje a vnitřním indukovaným napětím a označuje se jako tzv. zátěžný úhel.

Výkon synchronního stroje je maximální, pokud $\beta = \pi/2$. Z rovnice pro výkon vychází následující závislost $P = f(\beta)$ [3].



Obr. 2-5 – Statická stabilita synchronního stroje [3]

P_S je tzv. činitel synchronizačního výkonu a u synchronního stroje s hladkým rotorem je definován [3]:

$$P_S = \frac{dP}{d\beta} = \frac{m_1 \cdot U_1 \cdot U_0}{X_s} \cdot \cos \beta \quad (9)$$

Míru stability synchronního stroje vyjadřuje synchronizační výkon ΔP [3]:

$$\Delta P = \frac{dP}{d\beta} \cdot \Delta\beta = P_S \cdot \Delta\beta \quad (10)$$

Přetížitelnost P_M je definována [3]:

$$P_M = \frac{P_{max}}{P_n} = \frac{M_{max}}{M_n} = \frac{1}{\sin \beta} \quad (11)$$

kde P_n (resp. M_n) je jmenovitý příkon (resp. moment) synchronního stroje.

2.5. Parkova lineární transformace rovnic

Lineární transformací soustavy rovnic synchronního stroje, které jsou uvedeny např. ve [3], lze docílit odstranění periodických koeficientů (tj. harmonických funkcí ve vztazích pro vlastní a vzájemné indukčnosti synchronního stroje). Jako lineární transformaci rovnic synchronního stroje lze použít například Parkovu transformaci, která převádí původní veličiny do os $d, q, 0$ [3], popř. Clarkovu transformaci, která převádí původní veličiny do os α, β . V této práci není Clarkova transformace blíže popisována.

V této práci nebude Parkova transformace odvozována. Odvozený tvar rovnic pro napětí v osách $d, q, 0$ je podle [3]:

$$u_d = R \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \cdot \psi_q \quad (12)$$

$$u_q = R \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \cdot \psi_d \quad (13)$$

$$u_0 = R \cdot i_0 + \frac{d\psi_0}{dt} \quad (14)$$

kde R je ohmický odpor jednotlivých statorových vinutí, předpokládáme-li, že $R_a = R_b = R_c = R$. Aby mohly být rovnice v uvedeném tvaru, musí platit, aby koeficienty u stejných trigonometrických funkcí byly shodné [3].

Pro spřažené magnetické toky je odvozený tvar rovnic podle [3] následující:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + L_{df} \cdot i_f + L_{dD} \cdot i_D \quad (15)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q + L_{qQ} \cdot i_Q \quad (16)$$

$$\psi_0 = L_0 \cdot i_0 \quad (17)$$

$$\psi_f = L_{fd} \cdot i_d + L_{ff} \cdot i_f + L_{fD} \cdot i_D \quad (18)$$

$$\psi_D = L_{Dd} \cdot i_d + L_{Df} \cdot i_f + L_{DD} \cdot i_D \quad (19)$$

$$\psi_Q = L_{Qq} \cdot i_q + L_{QQ} \cdot i_Q \quad (20)$$

Pomocí transformovaných veličin lze vyjádřit moment m_i synchronního stroje podle [3] takto:

$$m_i = p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (21)$$

kde p je počet pólových dvojic stroje.

Budeme předpokládat, že tlumicí vinutí stroje jsou spojena nakrátko, tedy $u_d = u_q = 0$ a na budicím vinutí stroje je konstantní napětí, tedy $u_f = U_f$. Označme fáze statoru synchronního stroje písmeny U, V, W. Pro napětí na fázích statoru bude dáno obecně [3]:

$$u_U = U_m \cdot \cos (\omega_1 \cdot t + \varphi) \quad (22)$$

$$u_V = U_m \cdot \cos (\omega_1 \cdot t + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \quad (23)$$

$$u_W = U_m \cdot \cos (\omega_1 \cdot t + \varphi + \frac{2}{3}\pi) \quad (24)$$

kde ω_1 je úhlový kmitočet napájecího napětí a současně představuje synchronní úhlovou rychlost stroje.

Při použití Parkovy lineární transformace do os $d, q, 0$ dostaneme vztahy [3]:

$$u_d = \frac{3}{2} \cdot k_d \cdot U_m \cdot \cos (\varphi - \vartheta_0) \quad (25)$$

$$u_q = \frac{3}{2} \cdot k_q \cdot U_m \cdot \sin (\varphi - \vartheta_0) \quad (26)$$

$$u_0 = 0 \quad (27)$$

kde činitelé k_d a k_q jsou podle Parka: $k_d = k_q = \frac{2}{3}$ [3].

Pro sinusové napájecí napětí platí, že netočivé veličiny mají nulovou hodnotu, v rovnicích (25) a (26) se nenachází časově proměnné funkce, napětí v osách d, q jsou konstantní a napětí v ose q předbíhá napětí v ose d o $\pi/2$ [3].

Fázor $u_d + j \cdot u_q$ v komplexní rovině získáme dosazením vztahů (25) a (26) do fázoru [3]:

$$u_d + j \cdot u_q = K \cdot \bar{U} \quad (28)$$

kde

$$\bar{U} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot e^{j(\varphi - \vartheta_0)} \quad (29)$$

$$K = \frac{3}{2} \cdot k_d \cdot \sqrt{2} \quad (30)$$

Nakreslení náhradního schématu synchronního stroje nám umožní rovnice (12) a (13). Předpokládáme ustálený stav, derivace v rovnicích (12) a (13) jsou nulové a $\omega = \omega_1$. Rovnice přejdou do tvaru [3]:

$$u_d = R \cdot i_d - \omega_1 \cdot \psi_q \quad (31)$$

$$u_q = R \cdot i_q + \omega_1 \cdot \psi_d \quad (32)$$

$$u_0 = 0 \quad (33)$$

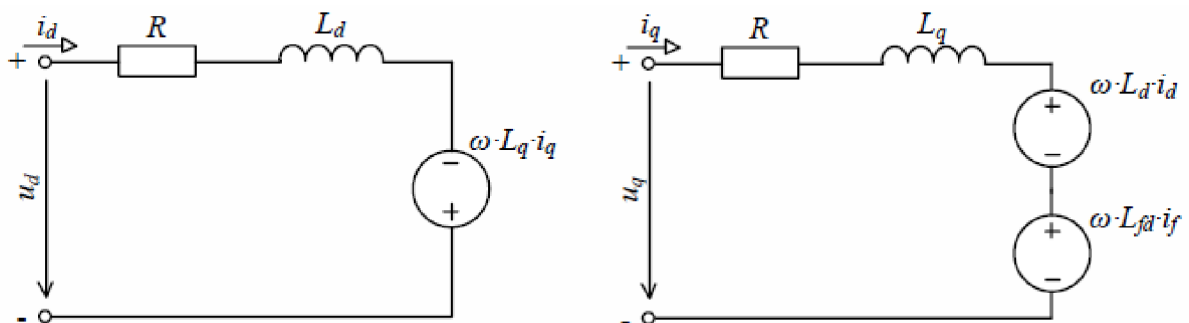
Dosazením rovnic (15) a (16) do předchozích vztahů a předpokladu zkratovaných tlumicích vinutí stroje dostaneme vztahy [3]:

$$u_d = R \cdot i_d - \omega_1 \cdot L_q \cdot i_q \quad (34)$$

$$u_q = R \cdot i_q + \omega_1 \cdot (L_d \cdot i_d + L_{fd} \cdot i_f) \quad (35)$$

$$u_0 = 0 \quad (36)$$

Podle rovnic (34) a (35) nyní můžeme nakreslit náhradní schéma synchronního stroje takto [3]:



Obr. 2-6 – Schéma synchronního stroje v d ose (vlevo) a q ose (vpravo) [3]

Schémata synchronního stroje podle **Obr. 2-6** jsou velmi podobná náhradnímu schématu stejnosměrného stroje. Tuto skutečnost lze využít při řízení synchronního motoru.

Pro synchronní stroj také můžeme napsat napěťovou rovnici pro ustálený stav v tomto tvaru [3]:

$$\bar{U} = R \cdot \bar{I} + j \cdot X_d \cdot \bar{I}_d + j \cdot X_q \cdot \bar{I}_q + \bar{U}_{if} \quad (37)$$

kde \bar{U}_{if} je napětí, které je indukováno ve satorovém vinutí budícím proudem při otáčení rotoru [3].

$$\bar{I} = \bar{I}_d + \bar{I}_q \quad (38)$$

$$\bar{I}_d = \frac{i_d}{K} \quad (39)$$

$$\bar{I}_q = j \cdot \frac{i_q}{K} \quad (40)$$

$$X_d = \omega_1 \cdot L_d \quad (41)$$

$$X_q = \omega_1 \cdot L_q \quad (42)$$

Odvození vztahu (37) uvádí [3].

3. ŘÍZENÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU

Tato rozsáhlá kapitola bakalářské práce je věnována nejběžnějším synchronním motorům pro nízké napětí, kterými jsou synchronní motory s permanentními magnety (dále jen „SMPM“). V práci je popsáno skalární řízení, které je typickým představitelem řízení otáček synchronního motoru bez zpětné vazby. Práce dále popisuje dvě v praxi nejrozšířenější metody řízení synchronních motorů s permanentními magnety. Jedná se o vektorové řízení, které umožňuje řízení otáček i momentu SMPM, a přímé řízení momentu, které se používá pro řízení momentu SMPM. Obě tyto metody v principu zahrnují zpětnou vazbu a nachází široké uplatnění v praxi. Na závěr této kapitoly je nastíněna jedna z možných metod pro stanovení počáteční polohy rotoru pro bezsenzorové řízení SMPM.

Literární zdroj [4] vyzdvihuje výhody bezsenzorového řízení SMPM týkající se snížení celkové ceny a hmotnosti motoru. Na druhou stranu je nutné použití senzorů proudu a napětí [4]. Výzkum bezsenzorového řízení SMPM je dále podle [4] velmi užitečný pro technickou praxi.

Synchronní stroj vyžaduje k chodu při různých rychlostech napájení z frekvenčního měniče. Obecně se dají metody řízení synchronních motorů podle proměnných veličin, pomocí kterých se řízení realizuje, rozdělit na skalární a vektorové [5].

Veškeré obrázky použité v této kapitole pochází z anglické literatury a ve většině z nich je užito anglické značení veličin, totéž platí pro **Tab. 1**. Aby nedocházelo k nesrovnalosti mezi matematickými vztahy, obrázky a **Tab. 1**, je nutné vzít v úvahu, že anglické značení veličin je následující:

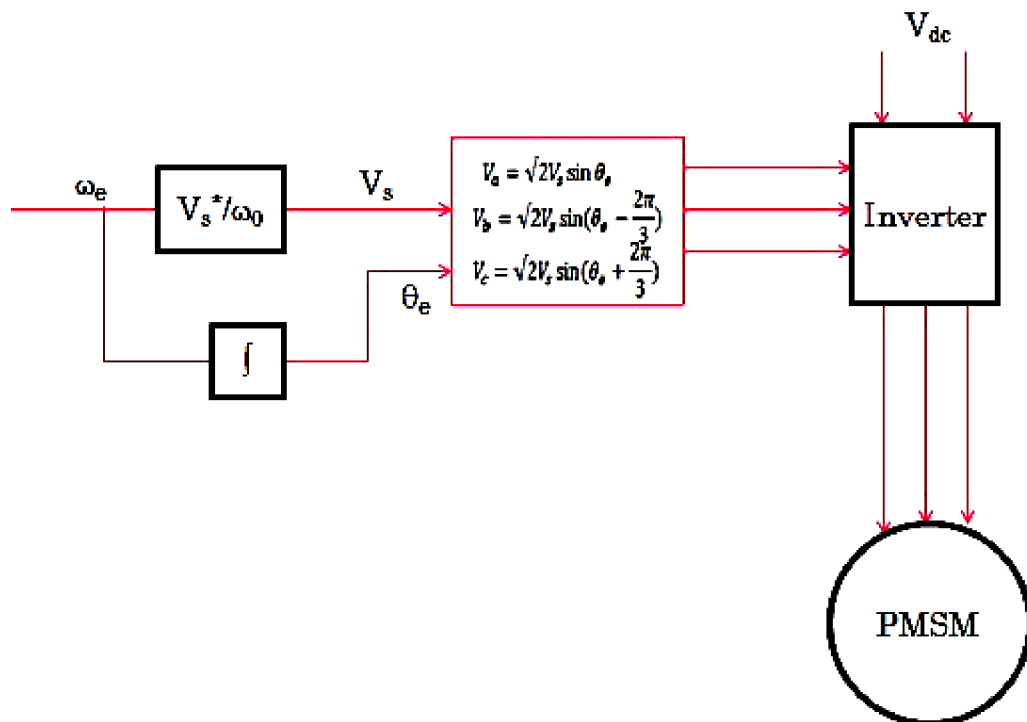
- Napětí je značeno písmenem V .
- Moment je značen písmenem T .
- Spřažený magnetický tok je značen písmenem Φ .

3.1. Skalární řízení synchronního motoru s permanentními magnety

Tato kapitola stručně shrnuje podstatu skalárního řízení motoru. Skalární řízení nezahrnuje zpětnou vazbu a dnes není v praxi příliš rozšířeno.

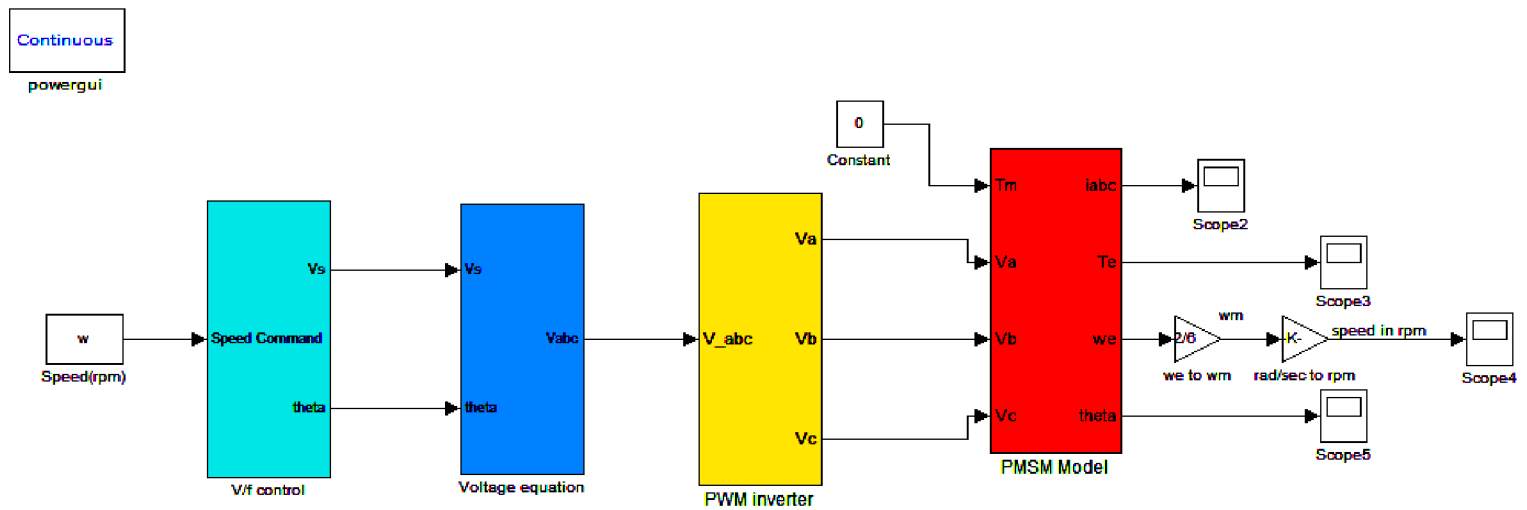
Skalární řízení je založeno na změně frekvence a amplitudy napájecího napětí [5]. Z důvodu možného přesyčení motoru je nutné zajistit, aby poměr napětí a frekvence napájení byl konstantní [6]. Tento poměr je udržován konstantní pro celý rozsah rychlostí, ve kterém je motor provozován. Frekvence je nastavena na základě požadované synchronní rychlosti a amplituda napětí je nastavena tak, aby poměr napětí a frekvence zůstal konstantní. Skalární řízení nepracuje s hodnotami úhlů, z čehož vyplývá samotný název tohoto typu řízení [5].

Skalární řízení nevyužívá zpětnou vazbu. Jeho výhodou je jednoduchost a současně nevznikají nároky na velký výpočetní výkon. Nevýhodou je nestabilita pohonu při překročení určité hodnoty frekvence napájení. K vykompenzování této nevýhody musí být v rotoru zabudované tlumicí vinutí, které umožní zajištění synchronního chodu motoru. Kompenzace uvedené nestability však omezuje možnosti designu rotoru. Většina SMPM je konstruována bez tlumicích vinutí a užití skalárního řízení pro tyto motory tudíž není vhodné. Další nevýhodou je malý dynamický výkon z důvodu absence zpětné vazby [5].

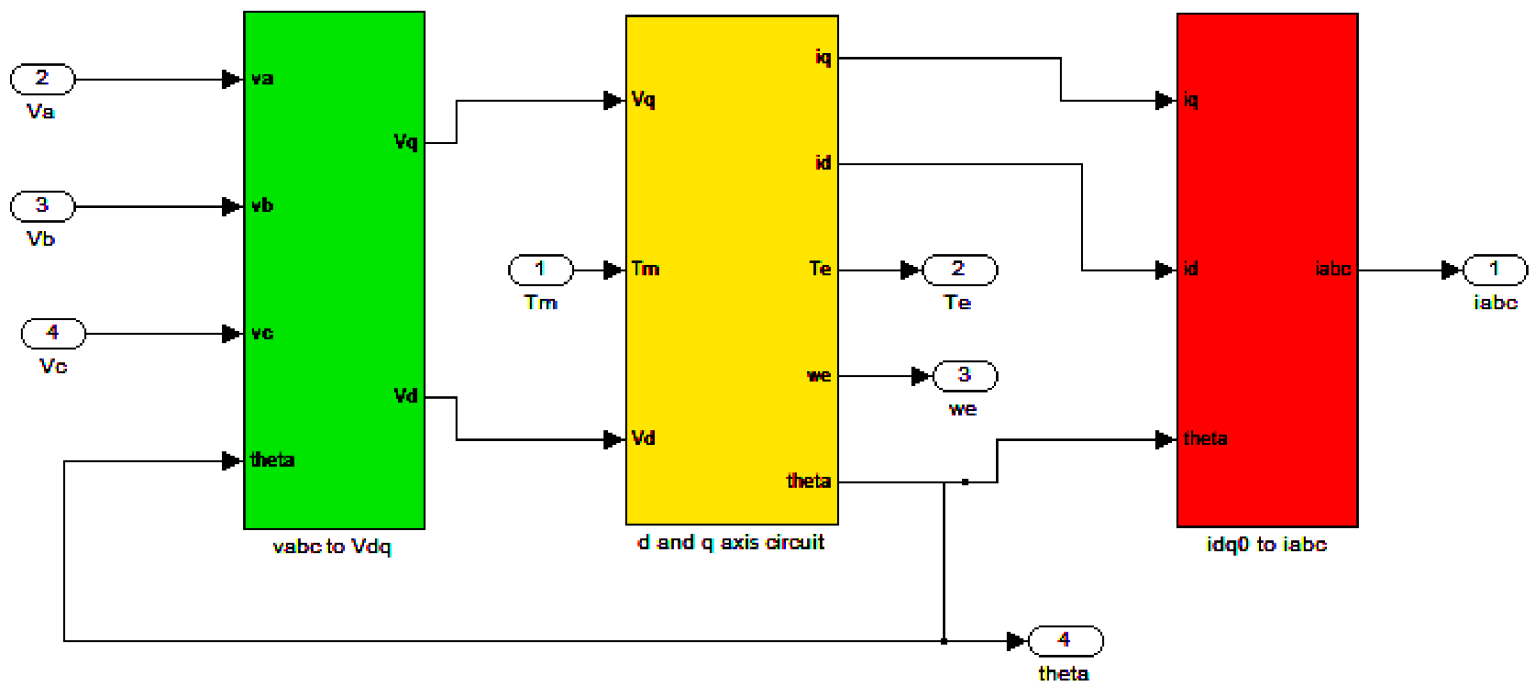


Obr. 3-1 – Blokové schéma skalárního řízení SMPM [5]

Blokové schéma skalárního řízení je vyobrazeno na **Obr. 3-1**. Typickou oblastí použití skalárního řízení pro synchronní motory je například řízení motorů pohánějících ventilátory a čerpadla. Použití skalárního řízení je častější pro asynchronní motory s kotvou nakrátko. Při řízení synchronních motorů odpadá nutnost použití senzoru polohy rotoru a je tedy vhodné pro bezsenzorové řízení [5].



Obr. 3-2 – Model pro simulaci skalárního řízení v programu MATLAB Simulink [5]



Obr. 3-3 – Subsystém bloku „PMSM“ v Obr. 3-2 [5]

Model skalárního řízení v programu MATLAB Simulink je vyobrazen na **Obr. 3-2** a **Obr. 3-3**. Napájecí napětí je vypočítáno na základě příkazu požadované rychlosti. Úhel „theta“ je výsledkem integrace příkazu požadované rychlosti. Následně je pomocí PWM generována trojice napájecích napětí, které jsou v **Obr. 3-2** a **Obr. 3-3** značeny V_a, V_b, V_c [5].

Skalární řízení nebude dále popisováno, neboť se v dnešní praxi pro řízení SMPM příliš nepoužívá. Jeho použití je, jak již bylo řečeno, vhodné pro aplikace, kde je požadovaný dynamický výkon malý [5].

3.2. Vektorové řízení synchronního motoru nízkého napětí

Tato kapitola bakalářské práce se zabývá metodou pro řízení otáček se současným řízením momentu SMPM. Popsaná metoda v této kapitole zahrnuje ve svém principu zpětnou vazbu. V praxi jde o intenzivně používanou metodu řízení SMPM.

Vektorové řízení je nástupcem řízení skalárního. Je jednou ze dvou metod, které se dnes v praxi nejčastěji používají pro řízení střídavých motorů. Druhou metodou běžně používanou v praxi je metoda přímého řízení momentu, která je popsána v následující kapitole [6].

Pro synchronní motor s permanentními magnety na povrchu rotoru je nejvhodnější použít systém d, q os. Přestože je synchronní motor obvykle třífázový, použijeme pouze dva regulátory – regulátor proudu a regulátor magnetického toku (*pozn.:* regulátor magnetického toku použijeme v případech, kdy je to vhodné). Použijeme matematický model SMPM vyjádřený následujícími rovnicemi [6]:

$$u_{sd} = R_S \cdot i_{sd} + L_S \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \cdot L_S \cdot i_{sq} + u_{id} \quad (43)$$

$$u_{sq} = R_S \cdot i_{sq} + L_S \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \cdot L_S \cdot i_{sd} + u_{iq} \quad (44)$$

$$u_{id} = 0 \quad (45)$$

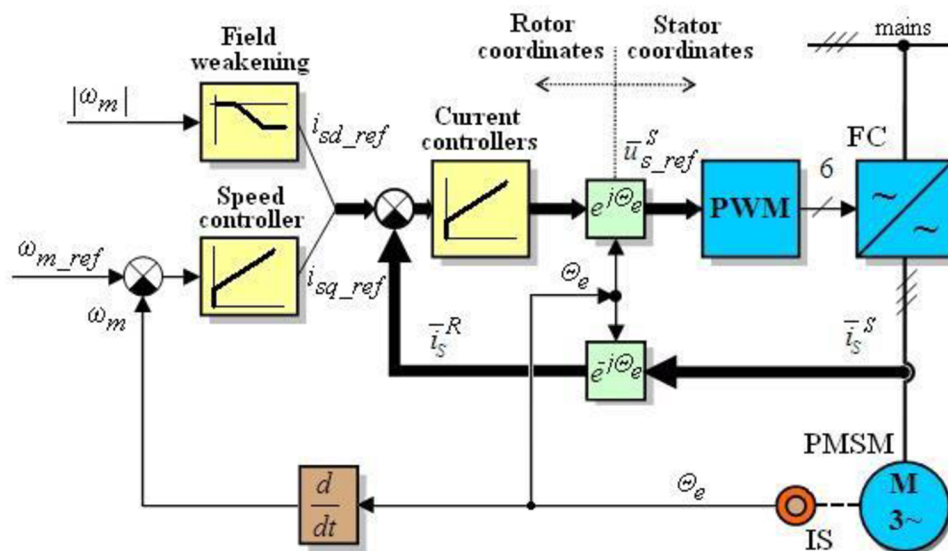
$$u_{iq} = \omega_e \cdot \psi_{PM} \quad (46)$$

$$M_h = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi_{PM} \cdot i_{sq} \quad (47)$$

$$J_t \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = M_h - M_Z \quad (48)$$

kde u_{sd}, u_{sq} (resp. i_{sd}, i_{sq}) jsou statorová napětí (resp. statorové proudy) v d, q osách, u_{id}, u_{iq} jsou indukovaná napětí v d, q osách, ψ_{PM} je magnetický tok vytvořený permanentním magnetem, R_S je odpor statorového vinutí, L_S je indukčnost statorového vinutí, ω_e je elektrická úhlová rychlost rotoru, ω_m je mechanická úhlová rychlost rotoru, p je počet pólových dvojic, M_h je hnací moment a M_Z je zatěžovací moment. U SMPM je složka proudu vytvářející magnetický tok regulovaná k nule vzhledem k vzniku buzení permanentním magnetem [6].

Metoda řízení s anglickým názvem „Subordinate control loops formed by one or more simple controllers“ má značné výhody pro vektorové řízení SMPM z důvodu jednoduchého seřizování jednotlivých regulátorů a také z důvodu přehlednosti struktury regulace [6]. Zmíněná metoda je vyobrazena pomocí blokového schématu na **Obr. 3-4**.



Obr. 3-4 – Blokový diagram střídavého měniče se SMPM [6]

Pro maximální dynamičnost této metody je nutné zavést momentový proud do statoru za co nejkratší časový úsek [6].

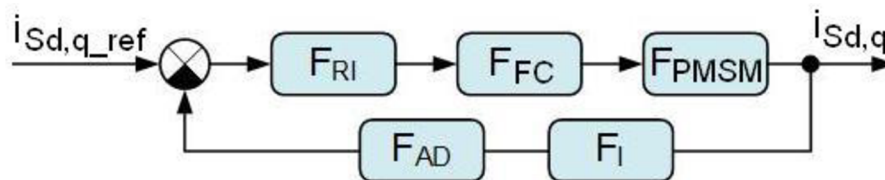
3.1.1 Vlastnosti a návrh regulátorů

Při návrhu regulátorů pro vektorové řízení SMPM se používají obě standardní metody pro jejich návrh – metoda optimálního modulu a metoda symetrického optima. Pro regulátory rychlosti se používá metoda symetrického optima, naopak pro regulátory proudu je užívána metoda optimálního modulu. Parametry pro regulátory jsou dané technickými parametry

konkrétního motoru, naopak některé další parametry musí být zvoleny „vhodným způsobem“ [6].

3.2.1.1 Regulátory proudu

Příklad uzavřené smyčky proudu je znázorněn na **Obr. 3-5**.



Obr. 3-5 – Blokový diagram proudové smyčky [6]

Pozn. k indexům přenosových funkcí na Obr. 3-5:

- *RI – regulátor proudové smyčky*
- *FC – převodník frekvence*
- *PMSM – synchronní motor s permanentními magnety*
- *I – snímač proudu*
- *AD – A/D převodník*

Při uvažování odporu a indukčnosti jako jediných parametrů satorového vinutí lze vyjádřit přenosovou funkci motoru $F_{PMSM}(p)$ jako setrvačný člen [6]:

$$F_{PMSM}(p) = \frac{1}{\tau \cdot p + 1} \quad (49)$$

kde R_S je odpor satorového vinutí a τ je elektromagnetická časová konstanta satoru, pro kterou platí:

$$\tau = \frac{L_S}{R_S} \quad (50)$$

kde L_S je indukčnost satorového vinutí.

Přenosová funkce převodníku frekvence $F_{FC}(p)$ je také vyjádřena jako setrvačný člen [6]:

$$F_{FC}(p) = \frac{\frac{U_{1max}}{N_{AD}}}{\frac{1}{3 \cdot f_S} \cdot p + 1} \quad (51)$$

kde U_{1max} je amplituda první harmonické napájecího napětí a N_{AD} je počet diskretních hodnot A/D převodníku.

Časová konstanta snímače proudu je velmi malá oproti A/D převodníku, lze ji tedy zanedbat. Senzor proudu je proporcíálním členem s přenosovou funkcí $F_I(p)$ [6]:

$$F_I(p) = K_I \quad (52)$$

Přenosová funkce A/D převodníku $F_{AD}(p)$ odpovídá setrvačnému členu, u kterého je setrvačnost způsobena časovou prodlevou T_{AD} mezi jednotlivými převody [6]:

$$F_{AD}(p) = \frac{N_{AD}}{\frac{T_{AD}}{2} \cdot p + 1} \quad (53)$$

Nyní lze vyjádřit celkový přenos regulované soustavy $F_{SI}(p)$:

$$F_{SI}(p) = F_{FC}(p) \cdot F_{PMSM}(p) \cdot F_I(p) \cdot F_{AD}(p) \quad (54)$$

$$F_{SI}(p) = \frac{\frac{U_{1max}}{N_{AD}}}{\frac{1}{3 \cdot f_S} \cdot p + 1} \cdot \frac{\frac{1}{R_S}}{\frac{L_S}{R_S} \cdot p + 1} \cdot K_I \cdot \frac{N_{AD}}{\frac{T_{AD}}{2} \cdot p + 1} \quad (55)$$

$$F_{SI}(p) = \frac{\frac{U_{1max}}{R_S} \cdot K_I}{\left(\frac{1}{3 \cdot f_S} \cdot p + 1\right) \cdot \left(\frac{L_S}{R_S} \cdot p + 1\right) \cdot \left(\frac{T_{AD}}{2} \cdot p + 1\right)} \quad (56)$$

$$F_{SI}(p) = \frac{\frac{U_{1max}}{R_S} \cdot K_I}{(\tau_1 \cdot p + 1) \cdot (\tau_2 \cdot p + 1) \cdot (\tau_3 \cdot p + 1)} \quad (57)$$

Přenos regulované soustavy obsahuje tři časové konstanty. Sečteme dvě nejmenší časové konstanty, kterými jsou podle [6]:

$$\tau_1 = \frac{1}{3 \cdot f_S} \quad (58)$$

$$\tau_3 = \frac{T_{AD}}{2} \quad (59)$$

Výsledkem je tzv. součtová časová konstanta τ_σ :

$$\tau_\sigma = \tau_1 + \tau_3 = \frac{1}{3 \cdot f_S} + \frac{T_{AD}}{2} \quad (60)$$

Dostaneme:

$$F_{SI}(p) = \frac{\frac{U_{1max}}{R_S} \cdot K_I}{(\tau_\sigma \cdot p + 1) \cdot (\tau_2 \cdot p + 1)} \quad (61)$$

$$F_{SI}(p) = \frac{\frac{U_{1max}}{R_S} \cdot K_I}{\left[\left(\frac{1}{3 \cdot f_S} + \frac{T_{AD}}{2} \right) \cdot p + 1 \right] \cdot \left(\frac{L_S}{R_S} \cdot p + 1 \right)} \quad (62)$$

Zbývá poslední krok, kterým je návrh regulátoru pomocí metody optimálního modulu [6]:

$$F_{RI}(p) = F_{OM}(p) \cdot \frac{1}{F_{SI}(p)} \quad (63)$$

kde $F_{OL}(p)$ je přenos otevřené smyčky, který stanovuje metoda optimálního modulu takto:

$$F_{OM}(p) = \frac{1}{2\tau_\sigma p \cdot (\tau_\sigma \cdot p + 1)} \quad (64)$$

kde τ_σ je malá nebo součtová časová konstanta. V našem případě představuje součtovou časovou konstantu a platí pro ni vztah (60).

Dosadíme za $F_{OL}(p)$ a $F_{SI}(p)$:

$$F_{RI}(p) = \frac{1}{2\tau_\sigma p \cdot (\tau_\sigma \cdot p + 1)} \cdot \frac{(\tau_\sigma \cdot p + 1) \cdot (\tau_2 \cdot p + 1)}{\frac{U_{1max}}{R_S} \cdot K_I} \quad (65)$$

$$F_{RI}(p) = \frac{1}{2 \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot f_S} + \frac{T_{AD}}{2} \right) p \cdot \left[\left(\frac{1}{3 \cdot f_S} + \frac{T_{AD}}{2} \right) \cdot p + 1 \right]} \cdot \frac{\left[\left(\frac{1}{3 \cdot f_S} + \frac{T_{AD}}{2} \right) \cdot p + 1 \right] \cdot \left(\frac{L_S}{R_S} \cdot p + 1 \right)}{\frac{U_{1max}}{R_S} \cdot K_I} \quad (66)$$

$$F_{RI}(p) = \frac{1}{2 \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot f_S} + \frac{T_{AD}}{2} \right) \cdot p} \cdot \frac{\left(\frac{L_S}{R_S} \cdot p + 1 \right)}{\frac{U_{1max}}{R_S} \cdot K_I} \quad (67)$$

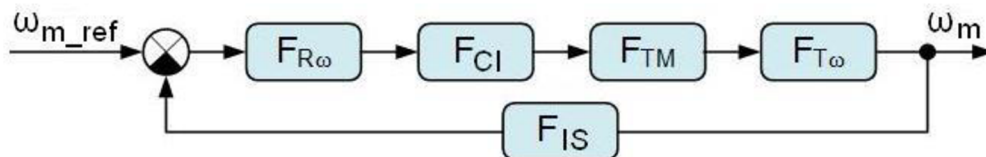
$$F_{RI}(p) = \frac{\frac{L_S}{R_S} \cdot p + 1}{\left(\frac{2}{3 \cdot f_s} + T_{AD}\right) \cdot \frac{U_{1max}}{R_S} \cdot K_I \cdot p} \quad (68)$$

Z výsledného přenosu navrženého regulátoru je vidět, že se jedná o PI regulátor.

Pozn.: V [6] je proveden návrh regulátoru pro konkrétní hodnoty, zde byl odvozen obecně na základě informací v [6].

3.2.1.2 Regulátory rychlosti

Příklad uzavřené smyčky úhlové rychlosti je znázorněn na **Obr. 3-6**.



Obr. 3-6 – Blokový diagram rychlostní smyčky [6]

Pozn. k indexům přenosových funkcí na Obr. 3-6:

- *R_ω* – regulátor rychlostní smyčky
- *CI* – proudová smyčka
- *TM* – moment vytvořený proudem
- *To* – moment setrvačnosti
- *IS* – inkrementální snímač rychlosti

Podle [6] lze po určité aproximaci uzavřené smyčky proudu psát přenosovou funkci $F_{CI}(p)$ pro tuto smyčku:

$$F_{CI}(p) = \frac{1}{2 \cdot \tau_\sigma \cdot p + 1} = \frac{1}{2 \cdot \left(\frac{1}{3 \cdot f_s} + \frac{T_{AD}}{2}\right) \cdot p + 1} \quad (69)$$

Dále vyjádříme magnetický tok permanentního magnetu [4]:

$$\psi_{PM} = \frac{60 \cdot K_E}{2 \cdot \pi \cdot p_{PD}} \quad (70)$$

kde p_{PD} je počet pólových dvojic stroje a K_E [V.min] je napěťová konstanta stroje.

V případě uvažování nulového zpoždění vzniku proudu a momentu vyjádříme přenosovou funkci $F_{TM}(p)$ [6]:

$$F_{TM} = \frac{3}{2} \cdot p_{PD} \cdot \psi_{PM} \quad (71)$$

Časová konstanta snímače rychlosti je současně periodou rychlostní smyčky. Z tohoto důvodu musí být zvolena mezi minimální měřenou rychlostí stroje a frekvencí rychlostní smyčky. Maximální počet pulzů $N_{Cit/T\omega max}$ napočítaných čítačem během periody rychlostní smyčky je zvolen takto [6]:

$$N_{Cit/T\omega max} = \frac{n_{max} \cdot 4 \cdot N_{IS} \cdot T_\omega}{60} \quad (72)$$

kde N_{IS} je počet pulzů inkrementálního snímače za jednu otáčku motoru a T_ω je vzorkovací perioda smyčky řízení rychlosti.

Přenosová funkce inkrementálního snímače $F_{IS}(p)$ bude popsána vztahem [6]:

$$F_{IS}(p) = \frac{N_{Cit/T\omega max}}{\frac{T_\omega}{2} \cdot p + 1} \quad (73)$$

Blok reprezentující moment setrvačnosti je popsán přenosovou funkcí $F_{T\omega}(p)$ [6]:

$$F_{T\omega}(p) = \frac{1}{J \cdot p} \quad (74)$$

kde J je moment setrvačnosti.

Pro regulovanou soustavu stanovuje [6] její přenosovou funkci $F_{S\omega}(p)$ takto:

$$F_{S\omega}(p) = \frac{\frac{1}{K_I \cdot N_{AD}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_{PD} \cdot \psi_{PM} \cdot N_{Cit/T\omega max}}{\left[1 + \left(2 \cdot \tau_\sigma + \frac{T_\omega}{2}\right) \cdot p\right] \cdot J \cdot p} \quad (75)$$

Regulátor rychlostní smyčky je stanoven takto [6]:

$$F_{R\omega}(p) = \frac{J}{K_{S\omega} \cdot 2 \cdot T_{NC\omega}} \cdot \frac{4 \cdot T_{NC\omega} \cdot p + 1}{4 \cdot T_{NC\omega} \cdot p} \quad (76)$$

kde

$$K_{S\omega} = \frac{1}{K_I \cdot N_{AD}} \cdot \frac{3}{2} \cdot p_{PD} \cdot \psi_{PM} \cdot N_{Cit/T\omega max} \quad (77)$$

$$T_{NC\omega} = \left(2 \cdot \tau_{\sigma} + \frac{T_{\omega}}{2} \right) \quad (78)$$

Pro rychlostní smyčku, stejně jako pro proudovou smyčku, bude použit PI regulátor.

3.3. Přímé řízení momentu synchronního motoru

Tato část bakalářské práce se zabývá metodou určenou k řízení momentu SMPM, která je v praxi velmi rozšířená.

Přímé řízení momentu (v angličtině DTC – Direct Torque Control) lze použít pro všechny typy střídavých pohonů. Tento typ řízení momentu synchronního stroje vykazuje velký dynamický výkon. Přímé řízení momentu je založeno na nastavení napětí na statoru podle rozdílu mezi referenčními a skutečnými hodnotami momentu a magnetického toku stroje. Tato metoda řízení nevyužívá regulátor proudu, komparátor s PWM modulací ani parametry motoru, s výjimkou odporu statorového vinutí. Z této skutečnosti vyplývá jednoznačná výhoda této metody řízení. Další výhodou je rychlá momentová odezva motoru oproti například řízení pomocí proudového regulátoru využívající PWM. U bezsensorového přímého řízení momentu vzniká problém s určováním počáteční polohy rotoru, která je pro bezsensorové řízení SMPM nutná [7].

Existují algoritmy, které řeší problém se stanovením počáteční polohy rotoru. Jsou jimi např. Kálmánův filtr nebo zavádění vysokofrekvenčních signálů do statoru. Tyto a další metody mají vždy některá z následujících omezení [7]:

- Většina metod selhává, pokud se rotor neotáčí, neboť permanentní magnet neindukuje žádné napětí.
- Poloha rotoru je závislá na zátěži.
- Značná náročnost na výpočetní výkon.

- Nutnost použití jednoho nebo více proudových regulátorů využívajících PWM (odpadá při použití skalárního řízení).

V zásadě se pro řízení motoru používá model založený na Parkově transformaci rovnic synchronního stroje, které [7] udává takto:

$$u_d = R_S \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \cdot \psi_q \quad (79)$$

$$u_q = R_S \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \cdot \psi_d + \omega \cdot \psi_{PM} \quad (80)$$

kde R_S je odpor statorového vinutí a ψ_{PM} je magnetický tok vyvolaný permanentním magnetem.

Hnací moment M_h je dán:

$$M_h = \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega}{dt} + \frac{D}{p} \cdot \omega + M_Z = p \cdot (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (81)$$

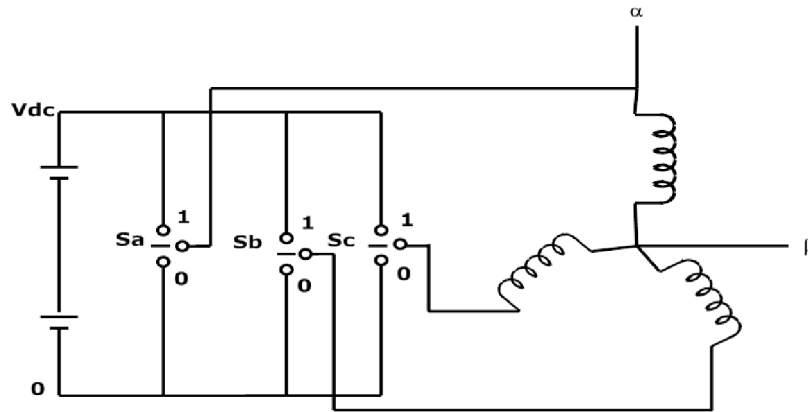
kde J je moment setrvačnosti rotoru, p je počet pólových dvojic motoru, D je koeficient tlumení momentu (mechanické tlumení) a M_Z je zatěžovací moment [7].

3.1.1 Řízení frekvencí spřaženého magnetického toku statoru

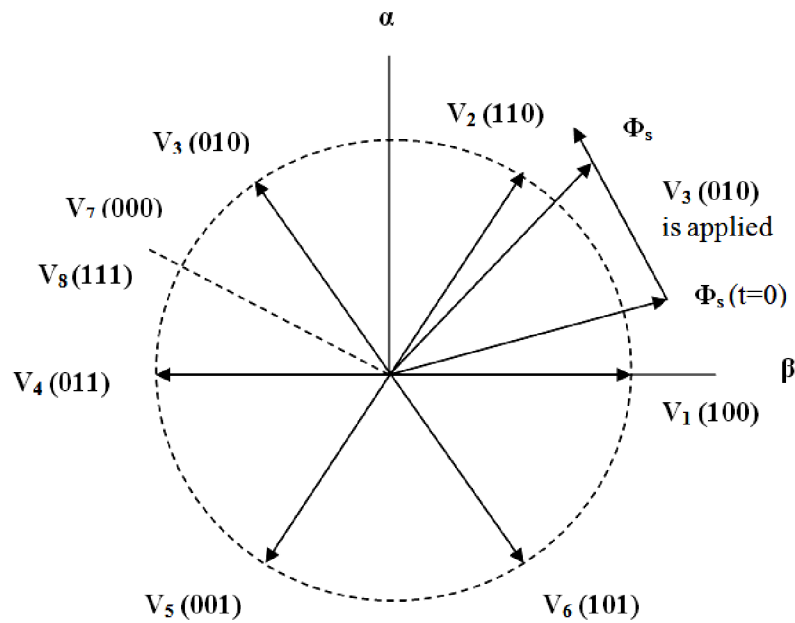
Změny momentu lze dosáhnout zachováním amplitudy spřaženého magnetického toku statoru a rychlým zvýšením jeho frekvence. Amplitudu i frekvenci lze řídit pomocí vhodného vektoru napětí na statoru. Tento vektor je popsán [7]:

$$u_s = \frac{2}{3} \cdot (u_a + u_b \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + u_c \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}) \quad (82)$$

kde u_a, u_b, u_c jsou okamžité hodnoty napětí jednotlivých fází. Podle **Obr. 3-7** jsou okamžité hodnoty napětí u_a, u_b, u_c dány polohou spínačů S_a, S_b, S_c . Celkem existuje šest aktivních napětíových vektorů (v **Obr. 3-8 a 3-9** značeny V_1 až V_6) a dva nulové vektory (v **Obr. 3-8 a 3-9** značeny V_7, V_8) – jeden při polohách 0 na všech spínačích, druhý při polohách 1 na všech spínačích [7].



Obr. 3-7 – SMPM napájený střídačem [7]



Obr. 3-8 – Napět'ové vektory a magnetický tok statoru SMPM [7]

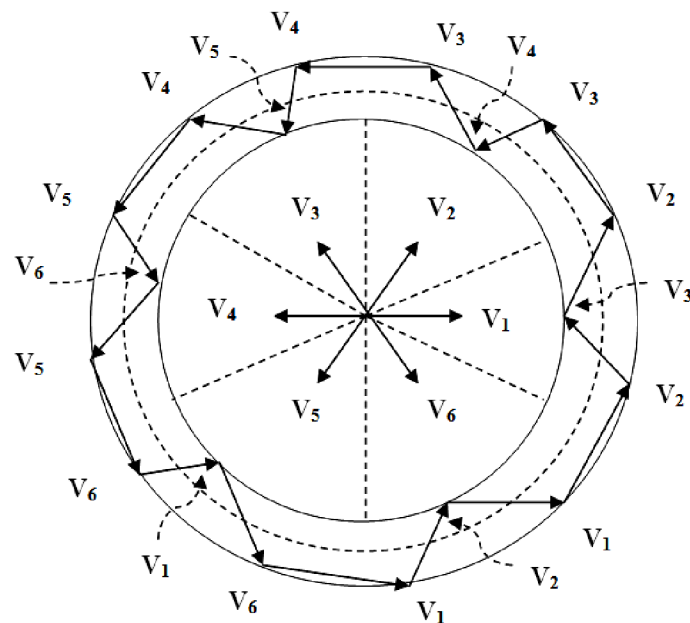
3.1.2 Řízení amplitudy magnetického toku statoru

Spřažený magnetický tok statoru je v inerciální vztažné soustavě dán vztahem [7]:

$$\psi_s = \int (u_s - R_s \cdot i_s) dt \quad (83)$$

kde i_s je proud statorovým vinutím.

Abychom mohli zvolit vhodné vektory napětí pro řízení amplitudy spřaženého magnetického toku, je vektorová rovina rozdělena do šesti oblastí (**Obr. 3-9**). V každé z těchto oblastí jsou stanoveny dva napěťové vektory, které mají nejnižší spínací frekvenci. Pomocí těchto vektorů se poté zvyšuje nebo snižuje amplituda spřaženého magnetického toku statoru.



Obr. 3-9 – Řízení magnetického toku statoru [7]

V **Obr. 3-9** je naznačena volba vhodných napěťových vektorů způsobem, který zaručí udržení magnetického toku při regulaci v hysterezním pásmu [7].

3.1.3 Řízení rotace magnetického toku statoru

U SMPM dochází ke změně spřaženého magnetického toku statoru ψ_S rotací permanentního magnetu rotoru. Proto pro řízení tohoto magnetického toku není užito nulových vektorů napětí. [7]

Elektromagnetický moment lze řídit pomocí změny amplitudy a frekvence ψ_S . Pokud je skutečný moment stroje větší než požadovaný, použijí se napěťové vektory působící na ψ_S proti tomuto momentu, naopak při menší než požadované hodnotě momentu stroje je použit vektor napětí působící na ψ_S ve stejném směru. Takto dochází k neustálé rotaci ψ_S a jeho orientace je dána výstupem hysterezního regulátoru momentu. [7]

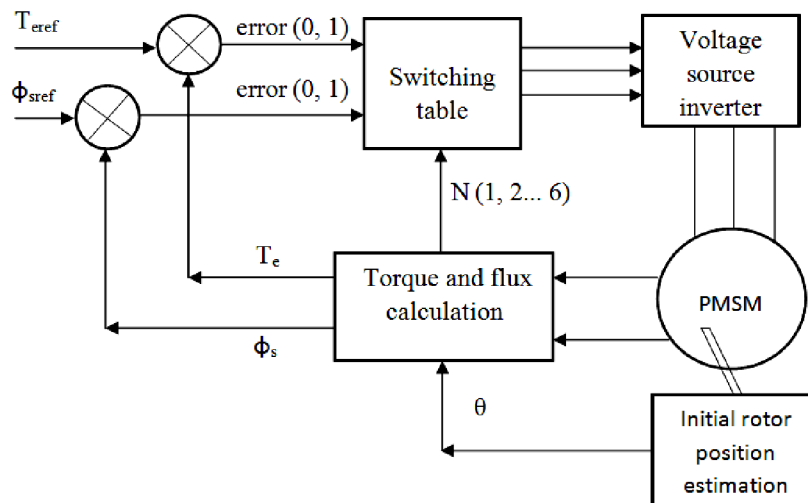
3.1.4 Aplikace přímého řízení momentu na synchronní motor s permanentními magnety a určení počáteční polohy rotoru

Rozšířením rovnice (83) o počáteční hodnotu spráženého magnetického toku statoru dostaneme [7]:

$$\psi_s = \int (u_s - R_s \cdot i_s) dt + \psi_s(0) \quad (84)$$

kde u_s a i_s jsou naměřené hodnoty statorového napětí a proudu statorovým vinutím.

Následující obrázek zobrazuje blokový diagram přímého řízení momentu SMPM.



Obr. 3-10– Blokový diagram přímého řízení momentu SMPM [7]

Pozn. k Obr. 3-10: T_{eref} (resp. ϕ_{sref}) je požadovaný moment (resp. sprážený magnetický tok). T_e (resp. ϕ_s) je skutečný moment (resp. sprážený magnetický tok). PMSM značí „Permanent Magnet Synchronous Motor“.

Z Obr. 3-10 je zřejmé, že spínání střídače je dáno rozdílem požadovaných a skutečných hodnot momentu a spráženého magnetického toku statoru. Tyto rozdíly E_M a E_ψ budou dány [7]:

$$E_M = M_{eref} - M_e \quad (85)$$

$$E_\psi = \psi_{ref} - \psi_s \quad (86)$$

Tab. 1 – Spínání střídače [7]

E_T	E_Φ	N					
		1	2	3	4	5	6
$E_T=1$	$E_\Phi=1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$E_\Phi=0$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$E_T=0$	$E_\Phi=1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$E_\Phi=0$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

Magnetický tok statoru je vyobrazen na **Obr. 3-8**. Spřažený magnetický tok lze poté vypočítat v osách α, β pomocí těchto vztahů [7]:

$$\psi_\alpha(t) = \int_0^t (U_\alpha - R_S \cdot i_\alpha) dt + \psi_\alpha(0) \quad (87)$$

$$\psi_\beta(t) = \int_0^t (U_\beta - R_S \cdot i_\beta) dt + \psi_\beta(0) \quad (88)$$

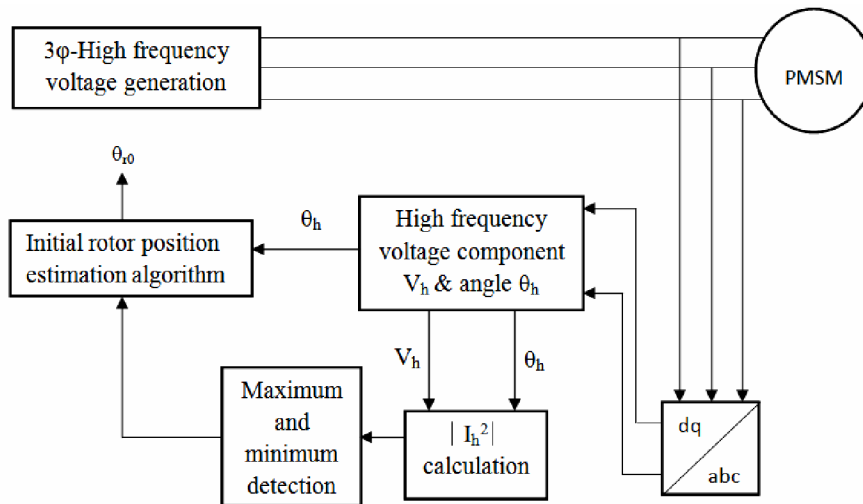
Proudy v osách α, β získáme provedením Clarkovy transformace naměřených třífázových proudů. Napětí U_α a U_β v osách α, β vypočítáme pomocí stejnosměrné složky napětí (v **Obr. 3-7** značeno V_{DC}) a **Tab. 1** [7]:

$$U_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{DC} \cdot \left[S_a - \frac{1}{2} \cdot (S_b + S_c) \right] \quad (89)$$

$$U_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot U_{DC} \cdot (S_b - S_c) \quad (90)$$

kde S_a, S_b, S_c jsou polohy spínačů v **Obr. 3-7**, tedy spínací signály.

U SMPM platí, že $\psi_S(0) \neq 0$. Využitím následujícího schématu (**Obr. 3-11**) lze $\psi_S(0)$ stanovit [7].



Obr. 3-11 – Blokový diagram přímého řízení momentu SMPM [7]

Schéma na **Obr. 3-11** vychází z přiložení vysokofrekvenčního sinusového napětí na stator a vinutím začne procházet proud I_h . Tento proud vytváří na rotoru velmi malý moment, který nestačí k jeho roztočení. Amplituda proudu I_h je dána úhlem natočení rotoru a lze ji vztáhnout k vysokofrekvenčnímu napěťovému vektoru. Tímto způsobem lze určit počáteční polohu rotoru SMPM [7].

Matematický model SMPM při přiložení vysokofrekvenčního napětí je podle [7] reprezentován vztahy [7]:

$$U_{qh} = U_h \cdot \sin \theta_h = R_S \cdot i_{qh} + L_q \cdot \frac{di_{qh}}{dt} + \omega \cdot (L_d \cdot i_{dh} + \psi_f) \quad (91)$$

$$U_{dh} = U_h \cdot \cos \theta_h = R_S \cdot i_{dh} + L_q \cdot \frac{di_{qh}}{dt} - \omega \cdot L_q i_{qh} \quad (92)$$

kde index h označuje vysokofrekvenční veličinu, index q (resp. d) označuje veličinu v q (resp. v d) ose a θ_h je úhlové natočení vysokofrekvenčního napěťového vektoru s úhlovou frekvencí ω_h , pro které platí:

$$\theta_h = \int_0^t \omega_h dt + \theta_{h0} \quad (93)$$

Zavedeme-li předpoklad, že se rotor neotáčí a současně $\theta_{h0} = 0$, můžeme z rovnic (91) a (92) vyjádřit i_{dh} a i_{qh} a z nich poté získat následující vztahy pro druhou mocninu amplitudy vektoru proudu [7]:

$$I_h^2 = i_{dh}^2 + i_{qh}^2 = f_a(t) + f_b(t) + f_c(t) = k_1 \cdot \cos^2 \theta_h + k_2 \cdot \sin^2 \theta_h + k_3 \cdot \sin(2 \cdot \theta_h) \quad (94)$$

kde k_1, k_2, k_3 jsou konstanty dané vysokofrekvenčními parametry.

V [7] byly do rovnice (94) dosazeny parametry motoru, pro který byl proveden výpočet. Bylo dokázáno, že po dosazení parametrů motoru je člen $f_a(t)$ v rovnici (94) zanedbatelný oproti členům $f_b(t)$ a $f_c(t)$. Pak rovnice (94) přejde na tvar [7]:

$$I_h^2 = f_b(t) + f_c(t) \quad (95)$$

S uvažováním počáteční polohy rotoru $\theta_{r0} \neq 0$, vznikne nejmenší hodnota I_h^2 v případě [7]:

$$\theta_h = a \cdot \pi + \theta_{r0} \quad (96)$$

kde $a = 0,1,2,3, \dots$

Naopak maximální hodnota I_h^2 bude v případě [7]:

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} + a \cdot \pi + \theta_{r0} \quad (97)$$

kde $a = 0,1,2,3, \dots$

Úhel, při kterém je hodnota I_h^2 nejmenší, je počáteční polohou rotoru [7].

3.1.5 Výhody a nevýhody přímého řízení momentu

Výhodou přímého řízení momentu je jeho jednoduchost a nižší požadavky na senzor polohy rotoru [6] (je-li použit).

Nevýhodami přímého řízení momentu jsou značné zvlnění momentu, nepřímé řízení proudu a proměnná frekvence spínání, která může způsobit značné rušení a u které může být obtížné provést její odfiltrování. Také ale existuje speciální varianta přímého řízení momentu, při které je spínací frekvence konstantní [6].

Vektorové řízení, které je popsáno kapitole 3.2, řeší nevýhody přímého řízení momentu a zajišťuje stále a optimální buzení řízeného motoru [6].

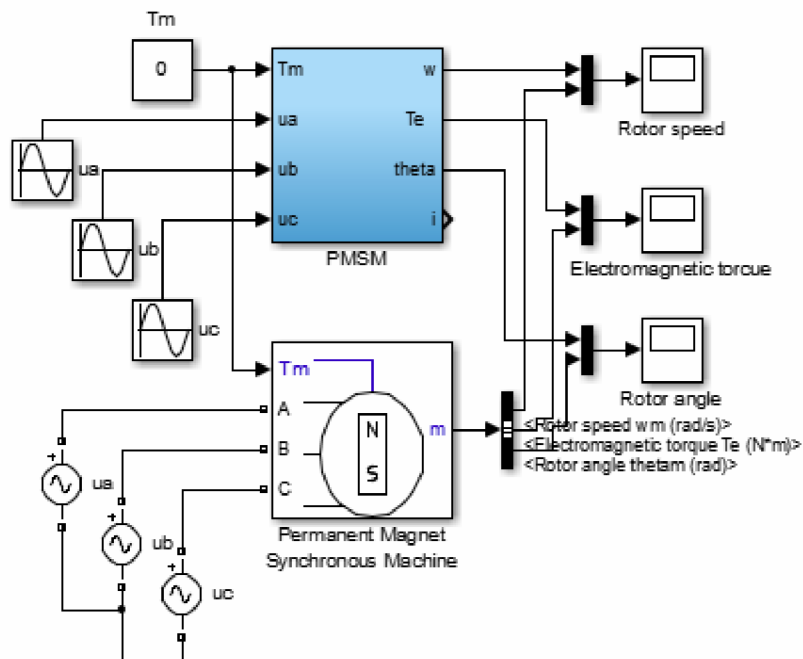
3.4. Stanovení počáteční polohy rotoru pro bezsenzorové řízení synchronního motoru

Pro efektivní rozběh synchronního motoru je nutné stanovení počáteční absolutní polohy rotoru. Určení této polohy je možné pomocí polohového čidla, které ale, jak již bylo dříve řečeno, zvyšuje celkovou cenu a hmotnost motoru [8].

Podle [8] je možné pomocí zavádění napěťových pulzů do motoru se současným použitím speciálního algoritmu vypočítat absolutní polohu rotoru bez použití parametrů řízeného motoru. Simulace realizované v [8] dokazují, že následující metoda pro určení počáteční polohy rotoru je jednoduchá a efektivní a lze ji využít v praxi.

V současné době dochází v praxi ke stále rostoucímu užívání pohonů s vektorovým řízením. Užití SMPM s bezsenzorovým řízením u těchto pohonů je žádoucí vzhledem k nízké ceně a menším rozměrům v porovnání s ostatními strukturami pohonů [8].

Reprezentaci modelu SMPM v programu MATLAB Simulink podle [8] udává **Obr. 3-12**. Vnitřní struktura bloku reprezentujícího synchronní motor s permanentními magnety (v **Obr. 3-12** značeno „PMSM“) není v této práci uvedena. Je dostupná v [8].



Obr. 3-12 – Blokový diagram SMPM v programu MATLAB Simulink [8]

K určení počáteční absolutní polohy rotoru jsou do každé fáze střídavě zaváděny kladné a záporné napěťové pulzy. Maximální (kladné) a minimální (záporné) velikosti pulzních proudů jsou dány úhlem natočení rotoru [8].

Stanovíme průměr hodnot pulzních proudů I_{0p} pro kladné pulzní proudy a I_{0n} pro záporné pulzní proudy [8]:

$$I_{0p} = \frac{I_{Ap} + I_{Bp} + I_{Cp}}{3} \quad (98)$$

$$I_{0n} = \frac{I_{An} + I_{Bn} + I_{Cn}}{3} \quad (99)$$

kde index p značí kladné proudy, index n značí záporné proudy, indexy A, B, C značí příslušné fáze statoru.

Dále vyjádříme rozdíly mezi velikostí jednotlivých proudů a jejich průměrnými hodnotami [8]:

$$\Delta I_{Ap} = I_{Ap} - I_{0p} \quad (100)$$

$$\Delta I_{Bp} = I_{Bp} - I_{0p} \quad (101)$$

$$\Delta I_{Cp} = I_{Cp} - I_{0p} \quad (102)$$

$$\Delta I_{An} = I_{An} - I_{0n} \quad (103)$$

$$\Delta I_{Bn} = I_{Bn} - I_{0n} \quad (104)$$

$$\Delta I_{Cn} = I_{Cn} - I_{0n} \quad (105)$$

Podle nevyšší hodnoty rozdílu proudů a průměru těchto proudů lze podle *Tab. 2* definovat, ve kterém sektoru θ' se nachází severní pól magnetu rotoru [8].

Tab. 2 – Hledisko určení sektoru výskytu severního pólu magnetu rotoru [8]

Maximální hodnota rozdílu proudu [A]	Sektor θ' [rad]
ΔI_{Ap}	0
ΔI_{Bp}	$\frac{2}{3}\pi$
ΔI_{Cp}	$\frac{4}{3}\pi$
ΔI_{An}	π
ΔI_{Bn}	$\frac{5}{3}\pi$
ΔI_{Cn}	$\frac{1}{3}\pi$

Následně se stanoví úhel v rámci sektoru, který je dán **Tab. 2**, pomocí následujícího vztahu [8]:

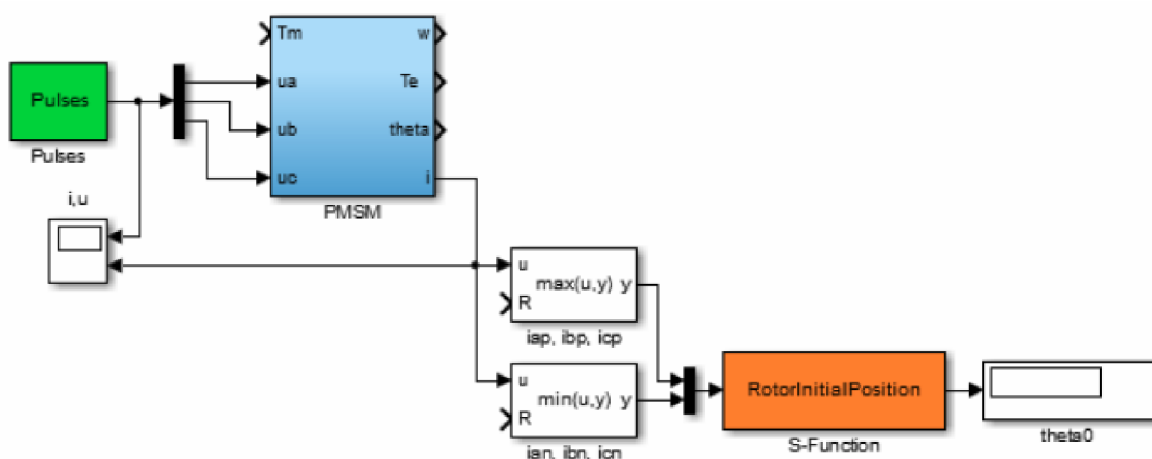
$$\theta = \frac{\cos\left(\frac{2}{3} \cdot \pi\right)}{\sin\left(\frac{2}{3} \cdot \pi\right)} \cdot \frac{\Delta I_1 - \Delta I_2}{\Delta I_1 + \Delta I_2} \quad (\text{rad}) \quad (106)$$

kde ΔI_1 a ΔI_2 jsou proudy ostatními dvěma fázemi.

Výsledná pozice rotoru je dána [8]:

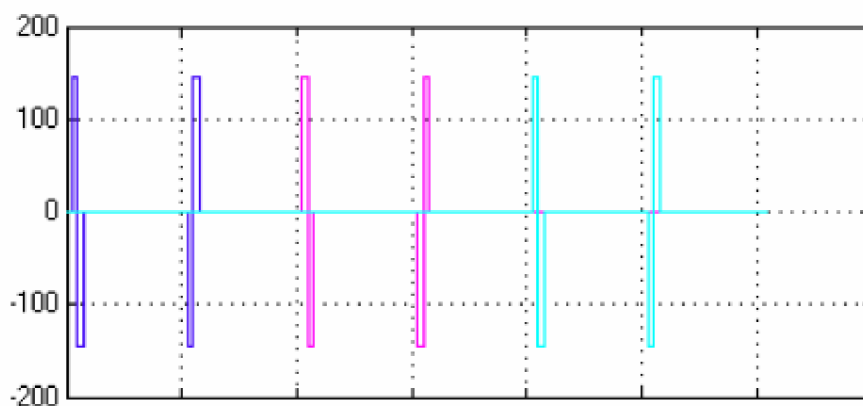
$$\theta_r = \theta' + \theta \quad (107)$$

Model výše popsaného algoritmu je zobrazen v prostředí MATLAB Simulink na **Obr. 3-13**.



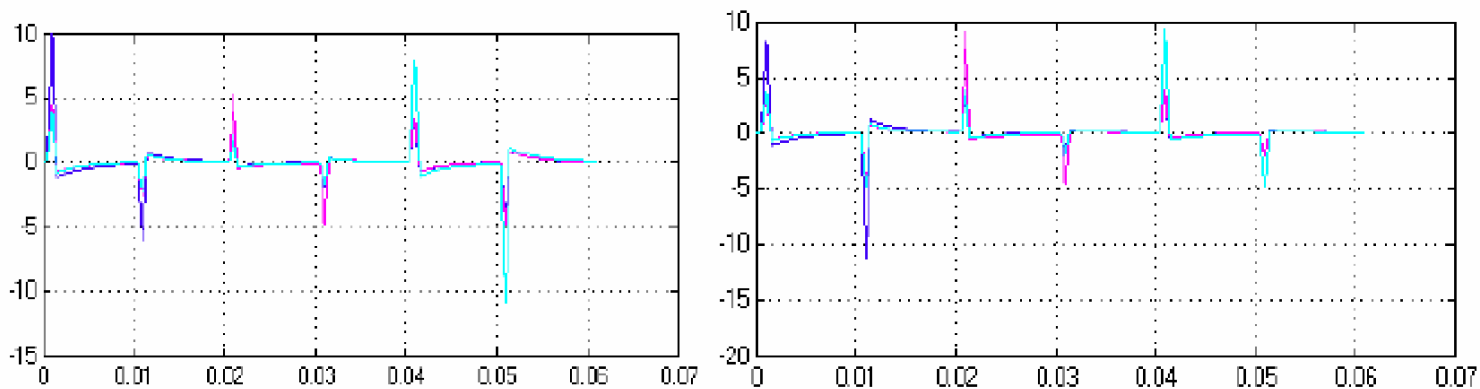
Obr. 3-13 – Model výpočtu počáteční polohy rotoru v programu MATLAB Simulink [8]

Průběhy napěťových pulzů, které jsou zaváděny do bloku synchronního motoru s permanentními magnety (v **Obr. 3-13** značeno „PMSM“), jsou vyobrazeny na **Obr. 3-14**.



Obr. 3-14 – Napěťové pulzy zaváděné do bloku PMSM [8]

Jak již bylo zmíněno, průběhy proudových pulzů se liší podle úhlu natočení rotoru. Na **Obr. 3-15** jsou znázorněny průběhy těchto proudů pro úhly natočení rotoru 45° a 180° .



Obr. 3-15 – Proudové pulzy vyvolané zaváděním napěťových pulzů pro úhly natočení rotoru 45° (vlevo) 180° (vpravo) [8]

Podle [8] je chyba této metody výpočtu počáteční polohy rotoru menší než 5 % a lze ji tedy aplikovat v praxi.

4. MĚŘENÍ NA POHONU SE SYNCHRONNÍM MOTOREM

V rámci této bakalářské práce byla provedena dvě měření na synchronních motorech LS RPM 90 SL (pouze naprázdno) a UNIMOTOR UM (naprázdno a se zátěží).

4.1. Měření naprázdno se synchronním motorem LS RPM 90 SL

Měření na motoru LS RPM 90 SL byla provedena bez zátěže pro tři typy řízení – skalární řízení, vektorové řízení bez zpětné vazby a vektorové řízení se zpětnou vazbou. Štítkové parametry použitého motoru jsou uvedeny v *Tab. 3*. Motor byl napájen z frekvenčního měniče Unidrive M701 – 4 kW, 400 V (*konkrétní označení: M701-03-4-00100-A-4kW*). Fázorové diagramy pro jednotlivé typy řízení byly sestrojeny v měřítku, kdy 10 V odpovídá 1 A.

Tab. 3 – Štítkové parametry motoru LS RPM 90 SL

Motor synchronní LS RPM 90 SL			
U_n	360 V	P_n	3,6 kW
f_{1n}	120 Hz	M_n	19,1 Nm
n_n	1800 min ⁻¹	U_i	167 V / 1000 min ⁻¹
I_{1n}	6,9 A	$c\Phi$	1,5938 Vs / rad

Pro daný motor (viz *Tab. 3*) byly naměřeny indukčnosti v d , q osách. Hodnoty těchto indukčností byly naměřeny frekvenčním měničem a jsou uvedeny v *Tab. 4*, společně s odporem statorového vinutí.

Tab. 4 – Naměřené indukčnosti motoru LS RPM 90 SL v d, q osách a naměřený odpor statorového vinutí

L_d	38 mH
L_q bez zátěže	22 mH
L_q při jmenovitém proudu I_q	17 mH
L_q při jmenovitém proudu I_d	22 mH
R_{1f}	1,55 Ω

Celkovou indukčnost pro úbytek napětí na indukčnosti pro fázorový diagram stanovíme z následujícího vztahu, přičemž uvažujeme L_q bez zátěže:

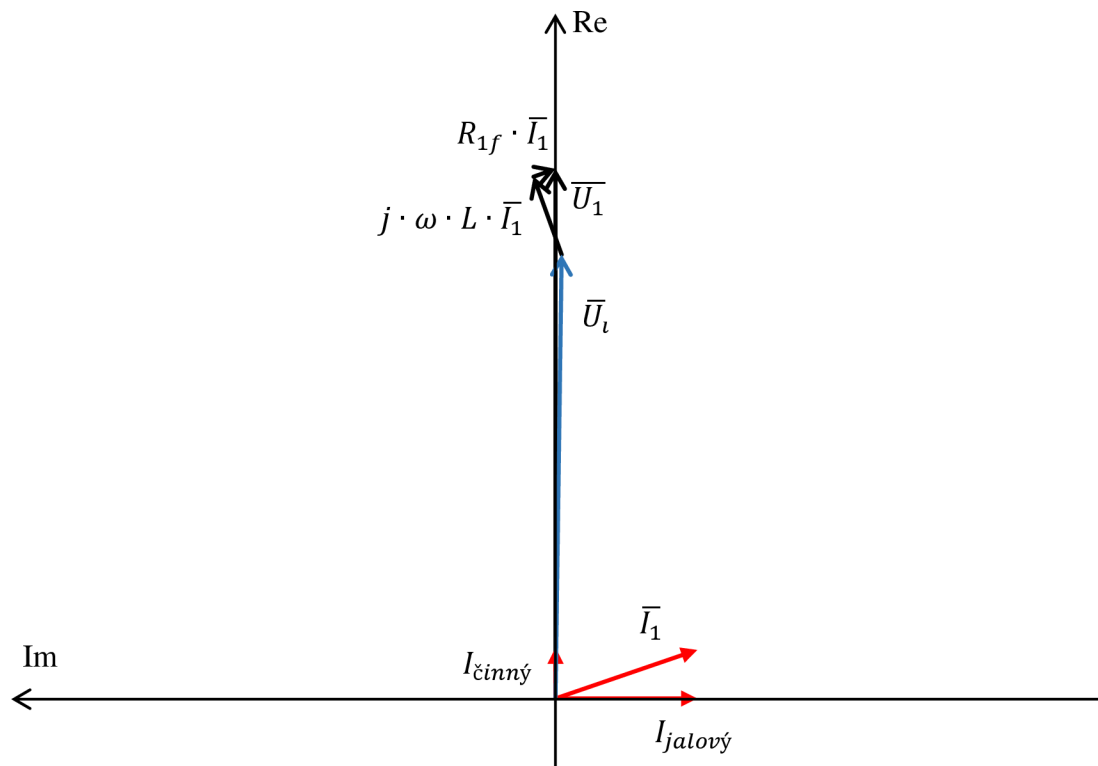
$$L = \sqrt{L_d^2 + L_q^2} = \sqrt{(38 \cdot 10^{-3})^2 + (22 \cdot 10^{-3})^2} = 43,909 \text{ mH} \quad (108)$$

4.1.1 Měření při skalárním řízení

Při použití skalárního řízení byly proměřeny hodnoty pro tři napájecí kmitočty – 20, 30 a 40 Hz.

Tab. 5 – Měření na motoru LS RPM 90 SL při skalárním řízení bez zátěže

f_1 [Hz]	20	30	40
n [min^{-1}]	300	450	600
I_1 [A]	1,7	1,7	2,3
$I_{\text{jalový}}$ [A]	1,6	1,6	2,2
$I_{\text{činný}}$ [A]	0,575	0,575	0,671
U_1 [V]	60	90	120
U_i [V]	50,4	75,1	100,8



Obr. 4-1 – Fázorový diagram pro skalární řízení motoru LS RPM 90 SL pro frekvenci napájení 20 Hz

4.1.2 Měření při vektorovém řízení bez zpětné vazby

Při použití vektorového řízení bez zpětné vazby byly proměřeny hodnoty pro pět napájecích kmitočtů – 20, 25, 30, 40 a 50 Hz.

Tab. 6 – Měření na motoru LS RPM 90 SL při vektorovém řízení bez zpětné vazby bez zátěže

f_1 [Hz]	20	25	30	40	50
n [min^{-1}]	300	375	450	600	750
U_1 [V]	66	77	85	110	140
I_1 [A]	2,0	1,9	0,2	0,2	0,2
$I_{\text{jalový}}$ [A]	1,8	1,8	0	0	0
$I_{\text{činný}}$ [A]	0,87	0,61	0,2	0,2	0,2
I_d [A]	1,768	1,785	0	0	0
I_q [A]	0,936	0,650	0,2	0,2	0,2
U_i [V]	50,4	62,9	75,6	100,1	125,1

Při použití vektorového řízení bez zpětné vazby byly měničem naměřeny hodnoty činného a jalového proudu statoru. Z těchto proudů vypočítáme velikosti proudů v d, q osách, které jsou v *Tab. 6* zvýrazněny šedě.

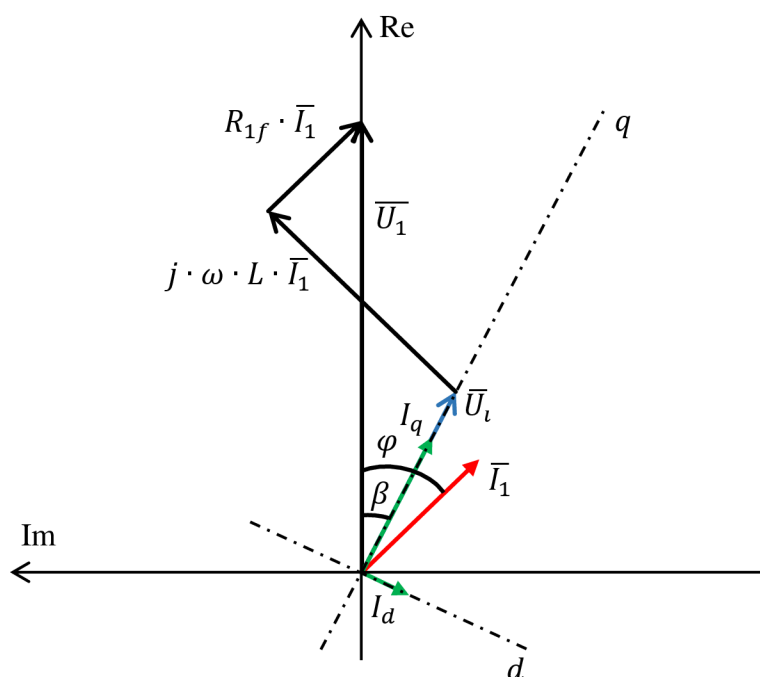
Vydeme z následujícího vztahu:

$$k \cdot I_1 = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (109)$$

kde k je konstanta, která závisí na algoritmu měniče a může podle něj nabývat různé velikosti. Pokud porovnáme proudy I_1, I_d a I_q z následujícího měření (**Tab. 7**), zjistíme, že $I_1 = I_q = 0,2$ A a současně $I_d = 0$ A. Z těchto hodnot usuzujeme, že pro daný měnič nabývá konstanta k hodnoty $k = 1$. Proto můžeme vyjádřit pro tuto situaci předchozí vztah takto:

$$I_1 = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (110)$$

Vztah (110) je Pythagorovou větou ve fázorovém diagramu. Výpočet I_d a I_q odvodíme z náčrtu fázorového diagramu:



Obr. 4-2 – Náčrt fázorového diagramu pro výpočet proudů v d, q osách

Pozn.: Náčrt na Obr. 4-2 byl vytvořen takovým způsobem, aby umožňoval jasné odvození výpočtu proudů v d, q osách a neodpovídá skutečným poměrům v reálné situaci.

Vzorový výpočet proudů v d , q osách bude proveden pro **napájecí frekvenci 20 Hz**. Protože se v tomto měření jedná o motor, indukované napětí \bar{U}_i se bude zpožďovat za napětím \bar{U}_1 . Fázor \bar{U}_i bude vyjádřen:

$$\bar{U}_i = U_i \angle -\beta \quad (111)$$

Fázor \bar{U}_i spočteme takto:

$$\bar{U}_i = \bar{U}_1 - (R_{1f} + j \cdot \omega \cdot L) \cdot \bar{I}_1 \quad (112)$$

Uvažujeme fázový posun 0° pro fázor napětí na svorkách motoru:

$$\bar{U}_1 = U_1 \angle 0^\circ \quad (113)$$

Spočteme fázor indukovaného napětí \bar{U}_i :

$$\bar{U}_i = \bar{U}_1 - (R_{1f} + j \cdot \omega \cdot L) \cdot \bar{I}_1 = \bar{U}_1 - (R_{1f} + j \cdot \omega \cdot L) \cdot (I_{\text{činný}} - j \cdot I_{\text{jalový}}) \quad (114)$$

$$\bar{U}_i = (66 \angle 0^\circ) - (1,55 + j \cdot 2\pi \cdot 20 \cdot 43,909 \cdot 10^{-3}) \cdot (0,87 - j \cdot 1,8) \quad (115)$$

$$\bar{U}_i = 54,76 \angle -2,104^\circ \text{ V} \quad (116)$$

Porovnáním výsledku v rovnici (116) s rovnicí (111) odpovídá úhel β hodnotě $\beta = 2,104^\circ$.

Nyní vypočteme úhel φ pomocí činné a jalové složky statorového proudu \bar{I}_1 :

$$\varphi = \arctg \left(\frac{I_{\text{jalový}}}{I_{\text{činný}}} \right) = \arctg \left(\frac{1,8}{0,87} \right) = 64,204^\circ \quad (117)$$

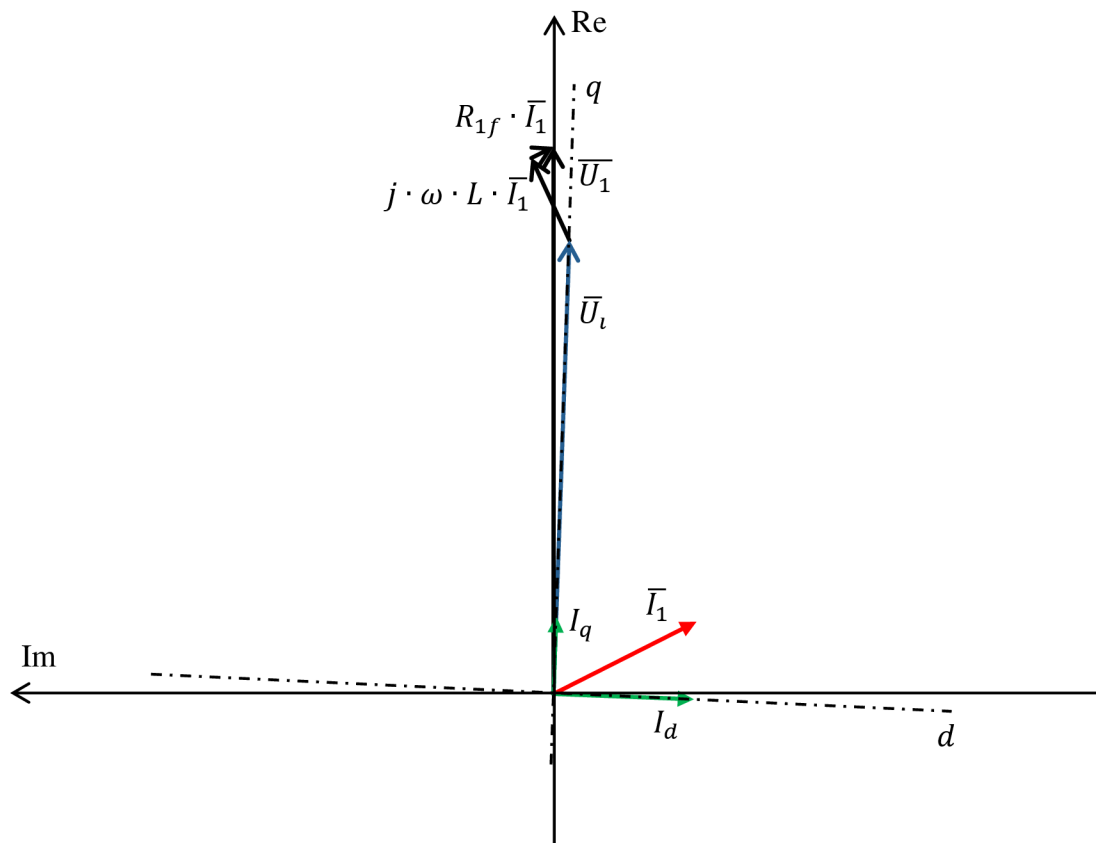
Protože platí rovnice (110), lze na základě **Obr. 4-2** proudy v d , q osách spočítat takto:

$$I_q = I_1 \cdot \cos(\varphi - \beta) = 2,0 \cdot \cos(64,204^\circ - 2,104^\circ) = 0,936 \text{ A} \quad (118)$$

$$I_d = I_1 \cdot \sin(\varphi - \beta) = 2,0 \cdot \sin(64,204^\circ - 2,104^\circ) = 1,768 \text{ A} \quad (119)$$

Skutečný fázorový diagram pro tento typ řízení podle provedeného výpočtu a pro frekvenci napájení 20 Hz je na **Obr. 4-3**. Ve fázorovém diagramu na **Obr. 4-3** je vyobrazeno indukované napětí \bar{U}_i určené teoretickým výpočtem, viz rovnice (114) až (116).

Pro napájecí frekvence od 30 Hz platí, že $I_q = I_1$ a zároveň $I_d = 0 \text{ A}$. Tyto hodnoty vychází z naměřených hodnot činného a jalového proudu statoru při platnosti rovnice (110). Fázorový diagram bude mít pro tyto napájecí frekvence principiálně stejnou podobu jako fázorový diagram pro vektorové řízení se zpětnou vazbou.



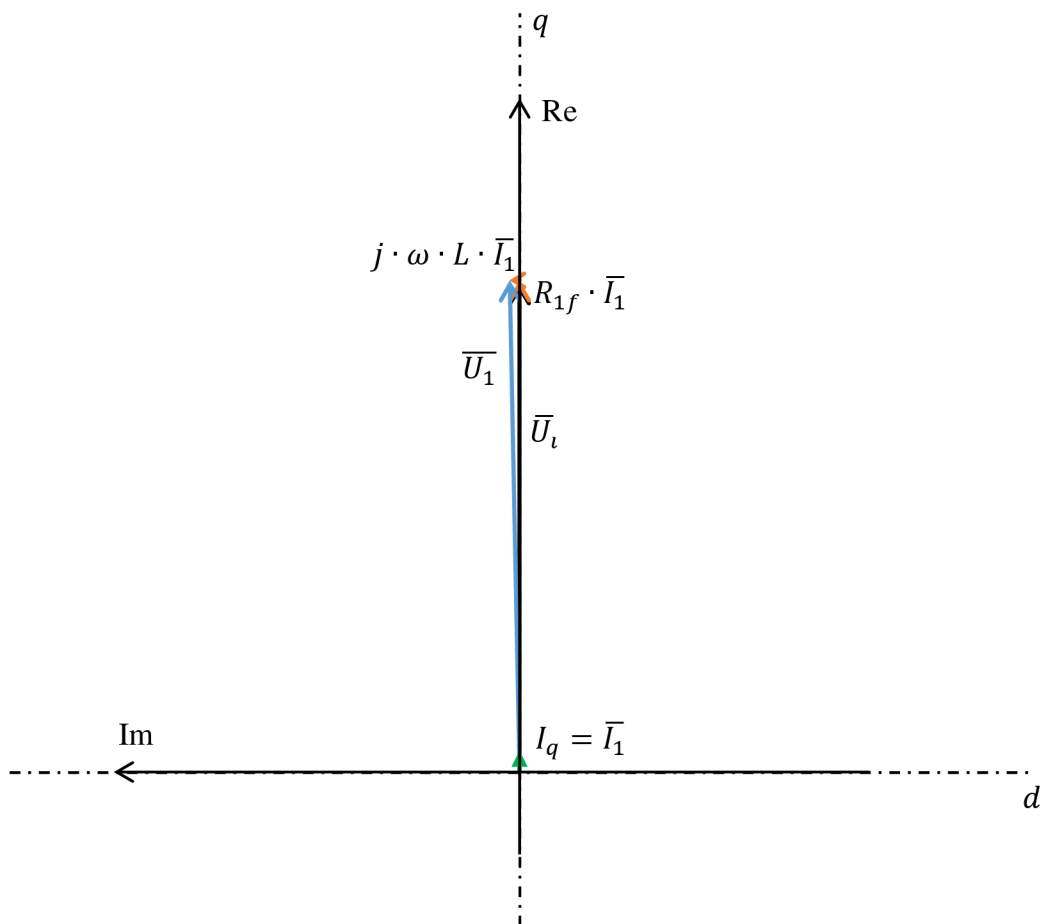
Obr. 4-3 – Fázorový diagram pro vektorové řízení bez zpětné vazby motoru LS RPM 90 SL pro frekvenci napájení 20 Hz

4.1.3 Měření při vektorovém řízení se zpětnou vazbou

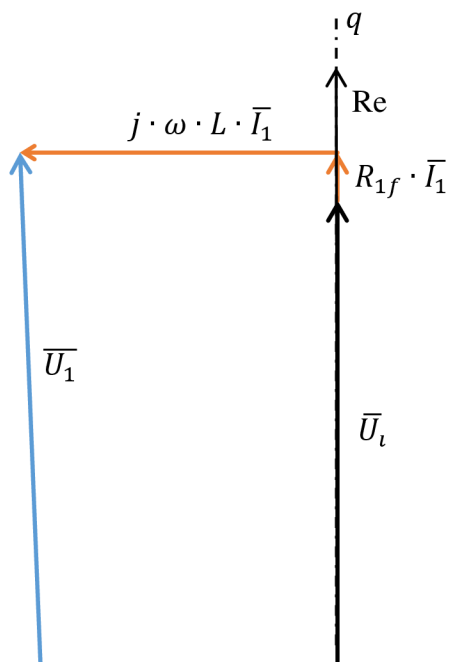
Při použití vektorového řízení se zpětnou vazbou byly proměřeny hodnoty pro čtyři napájecí kmitočty – 20, 30, 40 a 50 Hz. Hodnoty proudů v d , q osách byly v tomto případě naměřeny frekvenčním měničem.

Tab. 7 – Měření na motoru LS RPM 90 SL při vektorovém řízení se zpětnou vazbou bez zátěže

f_1 [Hz]	20	30	40	50
n [min^{-1}]	300	450	600	750
U_1 [V]	51	76,1	101	126
U_i [V]	50,4	75,6	100,1	125
I_1 [A]	0,2	0,2	0,2	0,2
I_d [A]	0	0	0	0
I_q [A]	0,2	0,2	0,2	0,2



Obr. 4-4 – Fázorový diagram pro vektorové řízení se zpětnou vazbou motoru LS RPM 90 SL pro frekvenci napájení 20 Hz



Obr. 4-5 – Detail fázorového diagramu pro vektorové řízení se zpětnou vazbou motoru LS RPM 90 SL pro frekvenci napájení 20 Hz z Obr. 4-4

4.2. Měření při zátěži se synchronním motorem UNIMOTOR UM

Měření na motoru UNIMOTOR UM byla provedena pro dva typy řízení – skalární řízení a vektorové řízení se zpětnou vazbou. Měření při vektorovém řízení bez zpětné vazby nebylo pro pohon s tímto motorem provedeno z důvodu nutnosti složitějšího nastavování frekvenčního měniče. Pro jednoduché analyzování funkčnosti algoritmu měniče při vektorovém řízení bez zpětné vazby postačí měření z podkapitoly 4.1. Štítkové parametry použitého motoru jsou uvedeny v *Tab. 8*. Motor byl napájen z frekvenčního měniče Unidrive M701 – 4 kW, 400 V (*konkrétní označení: M701-03-4-00100-A-4kW*).

Tab. 8 – Štítkové parametry motoru UNIMOTOR UM

UNIMOTOR UM		SPEED:	3000rpm
MODEL:	115UMB300CAAAA	Ke:	98.0Vrms/krpm
MNFRD:	Nov 02	Kt:	1.6Nm/Arms
GBOX:		BRAKE:	N/A
MNF No:	830893	F/B:	Resolver
SERIAL:	549164 B	INSUL:	H
STALL:	7.3Nm@4.6Arms	POLES:	6

Stejně jako u předchozího motoru byly pomocí frekvenčního měniče naměřeny indukčnosti v d, q osách a odpor statorového vinutí. Tyto hodnoty jsou uvedeny v *Tab. 9*.

Tab. 9 – Naměřené indukčnosti motoru UNIMOTOR UM v d, q osách a naměřený odpor statorového vinutí

L_d	10,452 mH
L_q bez zátěže	13,082 mH
L_q	12,300 mH
R_{1f}	2,053 Ω

Celkovou indukčnost pro úbytek napětí na indukčnosti pro fázorový diagram vypočteme stejně jako u předchozího motoru při uvažování L_q se zátěží:

$$L = \sqrt{L_d^2 + L_q^2} = \sqrt{(10,452 \cdot 10^{-3})^2 + (12,300 \cdot 10^{-3})^2} = 16,141 \text{ mH} \quad (120)$$

4.2.1. Měření při vektorovém řízení se zpětnou vazbou

Tab. 10 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 10 min^{-1}

M_Z [Nm]	I_q [A]	I_d [A]	I_1 [A]	U_1 [V]	U_i [V]
0	0,1	0	0,1	4	3,79
1	0,7	0	0,7	6	4,56
3	1,9	0	1,9	11	7,10
5	3,2	0	3,2	20	13,43
7	4,5	0	4,5	23	13,76

Nenulový proud I_q při nulovém zatěžovacím momentu (naprázdno) je způsoben především mechanickými ztrátami dynamometru. Šedě zvýrazněný sloupec v tabulce značí vypočítané hodnoty na základě hodnot naměřených. Pro indukované napětí U_i provedeme výpočet pro zátěžný moment 3 Nm:

Napájecí napětí U_1 zvolíme v reálné ose:

$$\bar{U}_1 = U_1 \angle 0^\circ = 11 \angle 0^\circ \text{ V} \quad (121)$$

Indukované napětí U_i vypočítáme podle rovnice:

$$\bar{U}_i = \bar{U}_1 - (R_{1f} + j \cdot \omega \cdot L) \cdot \bar{I}_1 = \bar{U}_1 - (R_{1f} + j \cdot 2\pi f_1 \cdot L) \cdot \bar{I}_1 \quad (122)$$

Proudy \bar{I}_1 a I_q jsou shodné a ve fázi s napájecím napětím:

$$\bar{I}_1 = I_q = 1,9 \angle 0^\circ \text{ A} \quad (123)$$

Použitý motor je šestipólovým strojem a pro otáčky 10 min^{-1} bude napájecí frekvence:

$$f_1 = f_{mech} \cdot p = \frac{n_{mech}}{60} \cdot p = \frac{10}{60} \cdot 3 = 0,5 \text{ Hz} \quad (124)$$

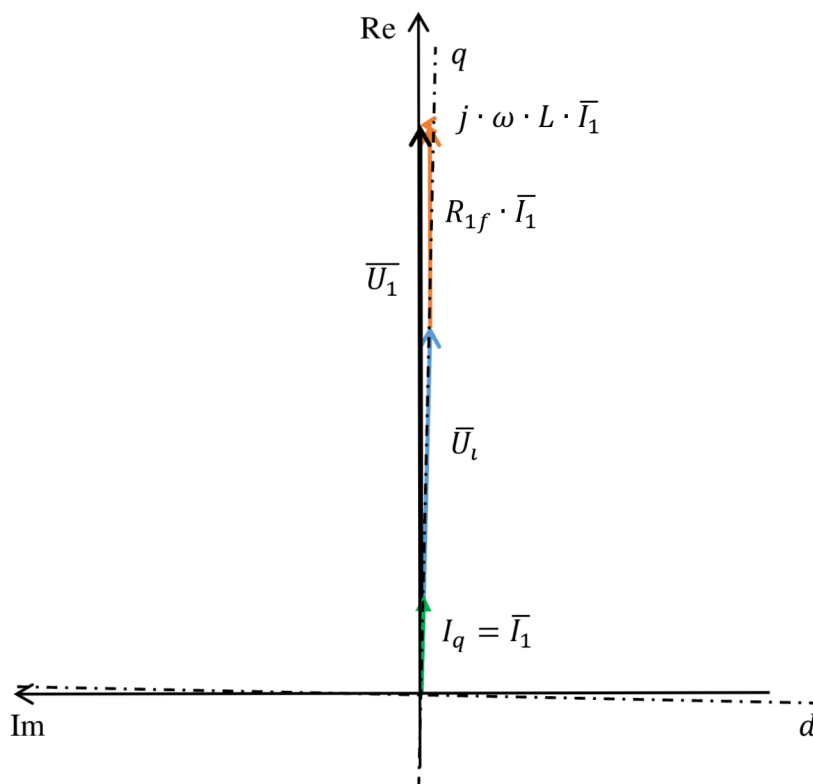
Nyní vypočítáme indukované napětí U_i :

$$\bar{U}_i = \bar{U}_1 - (R_{1f} + j \cdot 2\pi f_1 \cdot L) \cdot \bar{I}_1 \quad (125)$$

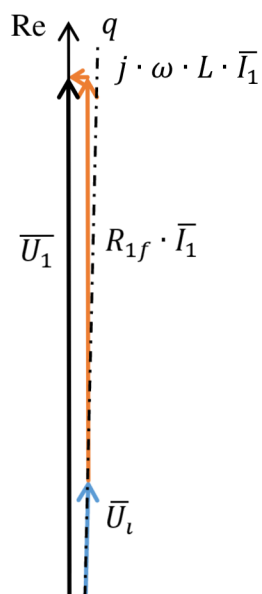
$$\bar{U}_i = (11 \angle 0^\circ) - (2,053 + j \cdot 2\pi \cdot 0,5 \cdot 16,141 \cdot 10^{-3}) \cdot 1,9 \angle 0^\circ = 7,10 \angle -0,78^\circ \text{ V} \quad (126)$$

$$U_1 = |\bar{U}_i| = 7,10 \text{ V} \quad (127)$$

Následující fázorový diagram byl sestrojen pro otáčky 10 min^{-1} moment 3 Nm a v měřítku, kdy 1 V odpovídá 1 A .



Obr. 4-6 – Fázorový diagram pro vektorové řízení se zpětnou vazbou motoru UNIMOTOR UM pro otáčky 10 min^{-1} a moment 3 Nm



Obr. 4-7 – Detail fázorového diagramu pro vektorové řízení se zpětnou vazbou motoru UNIMOTOR UM pro otáčky 10 min^{-1} a moment 3 Nm z Obr. 4-6

Tab. 11 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 500 min⁻¹

M_Z [Nm]	I_q [A]	I_d [A]	I_1 [A]	U_1 [V]	U_i [V]
0	0,2	0	0,2	47	46,59
1	0,7	0	0,7	53	51,59
3	2,0	0	2,0	61	57,12
5	3,3	0	3,3	66	59,81
7	4,6	0	4,6	68	59,71
7,6	5,0	0	5,0	72	63,02

Zátěžný moment 7,6 Nm představuje jmenovitý moment měřeného motoru (viz Tab. 8), a proto je zahrnut v měřených hodnotách.

Tab. 12 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 1000 min⁻¹

M_Z [Nm]	I_q [A]	I_d [A]	I_1 [A]	U_1 [V]	U_i [V]
0	0,2	0	0,2	96	95,59
1	0,8	0	0,7	99	97,44
3	2,1	0	2,0	109	105,23
5	3,3	0	3,3	117	111,49
7	4,6	0	4,6	122	114,95
7,6	5,0	0	5,0	123	115,55

Tab. 13 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 2000 min⁻¹

M_Z [Nm]	I_q [A]	I_d [A]	I_1 [A]	U_1 [V]	U_i [V]
0	0,3	0	0,3	196	195,41
1	0,8	0	0,8	199	197,52
3	2,1	0	2,1	207	203,80
5	3,4	0	3,4	215	210,86
7	4,7	0	4,7	226	221,54
7,6	5,1	0	5,1	227	222,62

Tab. 14 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při vektorovém řízení se zpětnou vazbou pro otáčky 3000 min⁻¹

M_Z [Nm]	I_q [A]	I_d [A]	I_1 [A]	U_1 [V]	U_i [V]
0	0,3	0	0,3	292	291,42
1	0,8	0	0,8	297	295,61
3	2,1	0	2,1	307	304,37
5	3,4	0	3,4	321	318,25
7	4,8	0	4,8	330	328,37
7,6	5,2	0	5,2	334	332,86

4.2.2. Měření při skalárním řízení

Při tomto typu řízení otáček docházelo k rozkmitávání hřídele motoru, což se projevuje proměnnou hodnotou činného proudu, jehož okamžitá hodnota i při malém zatěžovacím momentu přesahuje jmenovitou hodnotu proudu motoru. Vzhledem ke zvlnění tohoto proudu a také zvlnění napětí na svorkách motoru nejsou vypočítány hodnoty indukovaného napětí motoru.

Fázorové diagramy u skalárního řízení pro motor UNIMOTOR UM budou u otáček 500 min^{-1} a vyšších vzhledem k velkému zvlnění měřených veličin **proměnné v čase**. Stejně tak není možné vzhledem k naměřeným datům a celkovému chování motoru při skalárním řízení tyto diagramy sestrojít pro vybraný časový okamžik přesně, a tudíž pro tento typ řízení **nebudou sestrojeny**.

Tab. 15 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 10 min^{-1}

M_Z [Nm]	n [min^{-1}]	$I_{\text{činný}}$ [A]	$I_{\text{jalový}}$ [A]	I_1 [A]	U_1 [V]
0	10	0	1,0	1,0	6
1	10	0,1	0,9	0,9	6
1,2	10	0,1	0,9	0,9	6

Větší hodnoty zatěžovacího momentu při skalárním řízení pro otáčky 10 min^{-1} nemohly být měřeny, neboť motor při vyšších hodnotách zatěžovacího momentu vypadl ze synchronismu.

**Tab. 16 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení
pro otáčky 500 min⁻¹**

M_Z [Nm]	n [min ⁻¹]	$I_{\text{činný}}$ [A]	$I_{\text{jalový}}$ [A]	I_1 [A]	U_1 [V]
0	500	0,1	0,1	0,1	50
1	500	1,0 – 6,0	0,3	1,0 – 6,0	52
3	497	0,0 – 6,0	0,2 – 0,9	0,2 – 6,1	50 – 63
5	497	0,8 – 6,8	0,1 – 0,9	0,8 – 6,9	60 – 74
7	500	3,2 – 6,0	0,1 – 0,9	3,2 – 6,0	63 – 74
7,6	500	3,8 – 6,5	0,3 – 0,9	3,8 – 6,6	64 – 75

**Tab. 17 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení
pro otáčky 1000 min⁻¹**

M_Z [Nm]	n [min ⁻¹]	$I_{\text{činný}}$ [A]	$I_{\text{jalový}}$ [A]	I_1 [A]	U_1 [V]
0	1000	0,0 – 6,0	0,5 – 1,2	0,5 – 6,1	85 – 119
1	1000	0,0 – 6,5	0,5 – 2,0	0,5 – 6,8	88 – 99
3	1000	0,3 – 6,5	0,3 – 1,3	0,4 – 6,6	94 – 107
5	1000	0,6 – 6,3	0,4 – 1,3	0,7 – 6,4	104 – 119
7	1000	3,0 – 4,5	0,5 – 1,2	3,0 – 4,7	113 – 118
7,6	1000	4,0 – 6,5	0,5 – 1,1	4,0 – 6,6	122 – 137

Tab. 18 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 1500 min⁻¹

M_Z [Nm]	n [min ⁻¹]	$I_{\text{činný}}$ [A]	$I_{\text{jalový}}$ [A]	I_1 [A]	U_1 [V]
0	1518	0,9 – 7,6	2,4 – 3,0	2,6 – 8,2	143 – 160
1	1500	1,8 – 5,9	0,2 – 2,5	1,8 – 6,4	147 – 156
3	1500	1,4 – 6,4	0,1 – 1,4	1,4 – 6,6	148 – 158
5	1500	0,9 – 6,5	0,1 – 0,5	0,9 – 6,5	151 – 158
7	1500	3,6 – 5,8	0,1 – 0,5	3,6 – 5,8	156
7,6	1500	4,5 – 6,4	0,2 – 0,4	4,5 – 6,4	158

Tab. 19 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 2000 min⁻¹

M_Z [Nm]	n [min ⁻¹]	$I_{\text{činný}}$ [A]	$I_{\text{jalový}}$ [A]	I_1 [A]	U_1 [V]
1	2000	0,6 – 0,9	0,7 – 0,8	0,9 – 1,2	200
2	2000	0,3 – 6,1	0,2 – 2,3	0,4 – 6,5	200
3	2000	0,2 – 6,5	0,2 – 1,8	0,3 – 6,7	200
5	2000	0,9 – 6,5	0,3 – 0,7	0,9 – 6,5	200
7	2000	5,3 – 6,3	0,2 – 0,3	5,3 – 6,3	200
7,6	2000	5,3 – 6,4	0,3 – 0,5	5,3 – 6,4	200

Měření skalárního řízení pro otáčky 2000 min⁻¹ nemohlo být provedeno naprázdno, neboť při chodu naprázdno docházelo k samovolné změně otáček motoru a následným nahlášením chyby frekvenčním měničem.

Tab. 20 – Měření na motoru UNIMOTOR UM při skalárním řízení pro otáčky 3000 min⁻¹

M_Z [Nm]	n [min ⁻¹]	$I_{\text{činný}}$ [A]	$I_{\text{jalový}}$ [A]	I_1 [A]	U_1 [V]
0	3000	0,8 – 1,6	1,0 – 1,8	1,3 – 2,0	300
1	3000	0,3 – 2,4	1,5 – 2,1	1,5 – 3,2	300
3	3000	0,6 – 6,2	0,9 – 1,8	1,1 – 6,4	300
5	3000	0,7 – 6,3	0,9 – 1,2	1,1 – 6,4	300
7	3000	3,4 – 6,3	0,8 – 1,5	3,5 – 6,5	300
7,6	3000	4,5 – 6,2	1,1 – 1,5	4,6 – 6,4	300

Pro měření při skalárním řízení pro otáčky 3000 min⁻¹ bylo nutné být motor nejprve zatížit momentem při nižších otáčkách a následně otáčky navýšit na hodnotu 3000 min⁻¹. Při nárůstu otáček na tuto hodnotu bez zátěže skalární řízení selhávalo.

5. ZÁVĚR

Skalární řízení SMPM pomocí frekvenčního měniče Unidrive M701 vykazuje navýšení statorového proudu s rostoucí frekvencí napájení. V porovnání s vektorovým řízením nereguluje jalový proud statoru k nule.

Nejvíce vypovídajícím měřením o schopnosti regulace pohonu se synchronním motorem použitého frekvenčního měniče je měření při použití vektorového řízení bez zpětné vazby. Měnič má podle naměřených dat různá chování podle velikosti napájecí frekvence. Pro napájecí frekvence 20 Hz a 25 Hz se řízení chová zdánlivě jako řízení skalární a jalový statorový proud není regulován k nule, což se projeví nenulovým proudem v ose d . Pro napájecí frekvence od 30 Hz regulace přechází na čistě vektorové řízení, kdy je jalový proud statoru regulován k nule, proto je i proud v ose d nulový. Statorový proud zůstává při chodu naprázdno konstantní při dalším zvýšení napájecí frekvence. Přesné chování měniče pro napájecí frekvence 25 Hz a nižší nelze z tohoto měření určit a vyžadovalo by komplexní výzkum algoritmu měniče. Je třeba podotknout, že každý frekvenční měnič může regulovat jiným způsobem, závislejícím na jeho algoritmu.

Měření na pohonu se synchronním motorem při vektorovém řízení se zpětnou vazbou (s motory LS RPM 90 SL i UNIMOTOR UM) dokazuje nepopiratelnou výhodu zpětné vazby. Zpětná vazba poskytne frekvenčnímu měniči okamžitou informaci o stavu rotoru a měnič je následně schopen provést regulaci jalového proudu k nule, a to pro všechny naměřené napájecí frekvence. V praxi je nutné případnou přítomnost zpětné vazby při řízení pohonu zvážit podle aplikace.

Fázorové diagramy v kapitole 4 vycházejí z úbytků napětí na indukčnostech stanovené vztahy (108) a (120). Vzhledem k regulaci pohonu se ekvivalentní hodnota indukčnosti pro úbytek napětí mění zejména podle způsobu regulace. V rámci této bakalářské práce nebyly provedeny výpočty těchto indukčností, neboť cílem měření v rámci této práce je především pochopení dané problematiky a v druhé řadě je přesnost teoretických výpočtů pomocí indukčností definovaných vztahy (108) a (120) pro fázorové diagramy dostačující.

U skalárního řízení při měření s motorem UNIMOTOR UM docházelo k velkému rozkmitu proudů a napětí motoru, navíc bylo nutné k udržení motoru v provozu při vyšších otáčkách a nízkém zatěžovacím momentu užití brzděného odporu. Tato skutečnost vypovídá, že motor při tomto způsobu řízení přecházel v určitých časových intervalech do generátorického

chodu. Pro zatěžovací momenty blízké jmenovitému momentu motoru již motor do generátorického chodu nepřecházel. Skalární řízení pro pohon se synchronním motorem UNIMOTOR UM je tedy vhodné použít při zatěžování motoru momentem blízkým jmenovitému momentu, případně nejméně polovinou jmenovitého momentu. Pro pohon, který využívá skalárního řízení, je nutné pečlivě zvolit vhodný motor. Při realizování lehkého rozběhu na polovinu jmenovitých otáček a vyšších je však nutné brzdný odpor použít. Alternativně lze realizovat rozběh při nižších otáčkách, provést zatížení motoru a následně otáčky navýšit na požadovanou hodnotu.

Vzhledem ke zvlnění proudů a napětí motoru UNIMOTOR UM a také jeho celkovému chování při skalárním řízení nebyl pro toto měření sestrojen fázorový diagram. Fázorový diagram by byl z důvodu zvlnění veličin a chování motoru proměnný v čase a teoretický výpočet veličin by byl nedostačující, neboť by byl zatížen nepřijatelně velkou chybou. Ze zkušeností z tohoto měření vyplývá, že pro analýzu chování motoru, zejména průběhů proudů a napětí motoru, by bylo vhodné užití osciloskopu a získání průběhů okamžitých hodnot veličin měřených v této práci.

Vektorové řízení bez zpětné vazby nebylo pro motor UNIMOTOR UM měřeno, neboť při tomto způsobu řízení je u měniče Unidrive M701 nutné provést složitější nastavování jeho parametrů. Pro analýzu tohoto typu řízení, především chování měniče při různých napájecích frekvencích, postačí měření na motoru LS RPM 90 SL z kapitoly 4.1.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] BAŠTA, Jan, Jaroslav CHLÁDEK a Imrich MAYER. *Teorie elektrických strojů*. Praha: SNTL, 1968, 582 s. 04-518-68.
- [2] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Elektrické stroje*. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně. Brno: FEKT VUT v Brně.
- [3] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Dynamika elektromechanických soustav*. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně. Brno: FEKT VUT v Brně.
- [4] BRANDSTETTER, Pavel, Ondrej FRANCIK a Petr SIMONIK. AC drive with permanent magnet synchronous motor and sensorless control. In: *2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)* [online]. Ohrid, Macedonia: IEEE Publishing, 2010, T2-66-T2-71 [cit. 2018-10-10]. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606896. ISBN 9781424478569.
Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5606896>
- [5] PARMAR, Yashvi, Priyanka PATEL, Nitiksha PANCHOLI, Chand THAKOR a Unnati MALI. *Scalar control of Permanent Magnet Synchronous motor* [online]. Tamilnadu, India: Fast Track Publications, 2016, **2016**(12) [cit. 2018-10-31]. ISSN 2395-0056. Dostupné z: <https://www.irjet.net/archives/V3/i12/IRJET-V3I12123.pdf>
- [6] BRANDSTETTER, Pavel, Ondrej PETR TYL a Pavel RECH. Vector control implementation of low voltage permanent magnet synchronous motor. In: *Proceedings of the 2014 15th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)* [online]. Brno, Czech Republic: IEEE, 2014, s. 583-588 [cit. 2018-10-12]. DOI: 10.1109/EPE.2014.6839443. ISBN 978-1-4799-3807-0.
Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6839443>
- [7] KAR, Siddheswar a Sarat Kumar MISHRA. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor drive with a sensorless initial rotor position estimation scheme. In: *2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)* [online]. Mylavaram, Andhra Pradesh, India: IEEE, 2012, s. 1-6 [cit. 2018-10-10]. DOI: 10.1109/APCET.2012.6301999. ISBN 9781467320429.
Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6301999/>
- [8] KRASNOV, Ivan Yurievich, Sergey Vladimirovich LANGRAF a Stepan Ivanovich CHOBANOV. A Sensorless Initial Rotor Position Estimation for Permanent Magnet Synchronous Machines. *Applied Mechanics and Materials* [online]. Trans Tech Publications, 2015, 2015(792), 83-89 [cit. 2018-10-23]. DOI: 10.4028/www.scientific.net/AMM.792.83. ISSN 1660-9336. Dostupné z: <https://search.proquest.com/docview/1903394345/>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratka	Vysvětlivka
DTC	Přímé řízení momentu (<i>Direct Torque Control</i>)
PMSM	Synchronní motor s permanentními magnety (<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>)
PWM	Pulzní šířková modulace (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SMPM	Synchronní motor s permanentními magnety

Symbol	Vysvětlivka	Jednotka
D	koeficient tlumení momentu	(N.m.s)
E_M	rozdíl referenční a skutečné hodnoty momentu	(Nm)
E_ψ	rozdíl referenční a skutečné hodnoty spřaženého magnetického toku	(Wb)
F_1, F_2	magnetomotorická napětí	(A)
F_{AD}	přenos A/D převodníku	
F_{CI}	přenos uzavřené proudové smyčky	
F_{FC}	přenos převodníku frekvence	
F_I	přenos čidla proudu	
F_{IS}	přenos inkrementálního snímače otáček	
F_{OM}	přenos otevřené smyčky podle metody optimálního modulu	
F_{PMSM}	přenos synchronního motoru	
F_{RI}	přenos regulátoru proudu s permanentními magnety	
F_{SI}	přenos soustavy (proudová smyčka)	
$F_{R\omega}$	přenos regulátoru otáček	
$F_{S\omega}$	přenos soustavy (rychlostní smyčka)	
F_{TM}	přenos bloku reprezentujícího vznik momentu vyvolaného proudem	

$F_{T\omega}$	přenos bloku reprezentujícího moment setrvačnosti	
f_1	napájecí kmitočet	(Hz)
$f_a(t), f_b(t), f_c(t)$	časové funkce závislé na θ_h	(-)
f_{mech}	mechanický kmitočet (kmitočet otáčení hřídele motoru)	(Hz)
\bar{I}	fázor proudu	(A)
I_{0n}	záporný pulzní proud	(A)
I_{0p}	kladný pulzní proud	(A)
I_1	proud státorem	(A)
I_{An}	záporný pulzní proud ve fázi statoru A	(A)
I_{Ap}	kladný pulzní proud ve fázi statoru A	(A)
I_{Bn}	záporný pulzní proud ve fázi statoru B	(A)
I_{Bp}	kladný pulzní proud ve fázi statoru B	(A)
I_{Cp}	kladný pulzní proud ve fázi statoru C	(A)
I_{Cn}	záporný pulzní proud ve fázi statoru C	(A)
$I_{\text{činný}}$	činný proud státorem	(A)
I_d	proud v ose d	(A)
\bar{I}_d	fázor proudu v ose d	(A)
I_h	amplituda vektoru proudu	(A)
$I_{\text{jalový}}$	jalový proud státorem	(A)
I_q	proud v ose q	(A)
\bar{I}_q	fázor proudu v ose q	(A)
i_0	proud v ose 0	(A)
i_D	proud vinutím D	(A)
i_d	proud v ose d	(A)
i_f	proud budícím vinutím f	(A)
i_Q	proud vinutím Q	(A)
i_q	proud v ose q	(A)
i_{dh}	vysokofrekvenční proud v ose d	(A)

i_{qh}	vysokofrekvenční proud v ose q	(A)
i_s	proud statorovým vinutím	(A)
i_{sd}	statorový proud v ose d	(V)
i_{sq}	statorový proud v ose q	(V)
$\Delta I_1, \Delta I_2$	proudy dvěma fázemi	(A)
J	moment setrvačnosti	(kg.m ²)
J_t	moment setrvačnosti soustavy motor + zátěž	(kg.m ²)
j	imaginární jednotka	
K	konstanta definovaná rovnicí (30)	(-)
K_E	napěťová konstanta stroje	(V.min)
K_I	zesílení čidla proudu	(Ω)
$K_{S\omega}$	konstanta definovaná rovnicí (77)	(-)
k	konstanta závisující na algoritmu měniče	(-)
k_1, k_2, k_3	konstanty dané vysokofrekvenčními parametry	(-)
k_d	koeficient v ose d podle Parka	(-)
k_q	koeficient v ose q podle Parka	(-)
L	celková indukčnost	(H)
L_0	indukčnost v ose 0	(H)
L_{DD}	vlastní indukčnost vinutí D	(H)
L_{Dd}	indukčnost vinutí D v ose d	(H)
L_{Df}	vzájemná indukčnost vinutí D a budicího vinutí f	(H)
L_d	indukčnost v ose d	(H)
L_{df}	indukčnost v ose d vzhledem k budicímu vinutí f	(H)
L_{ad}	indukčnost v ose d vzhledem k vinutí D	(H)
L_{fd}	vzájemná indukčnost vinutí f a vinutí D	(H)
L_{fa}	indukčnost vinutí f v ose d	(H)
L_{ff}	vlastní indukčnost budicího vinutí f	(H)
L_{QQ}	vlastní indukčnost vinutí Q	(H)
L_{Qq}	indukčnost vinutí Q v ose q	(H)

L_q	indukčnost v ose q	(H)
L_{qQ}	indukčnost v ose q vzhledem k vinutí Q	(H)
L_S	indukčnost statorového vinutí	(H)
M	moment	(Nm)
M_e	skutečný moment	(Nm)
M_{eref}	referenční (požadovaný) moment	(Nm)
M_h	hnací moment	(Nm)
M_{mag}	magnetický moment	(Nm)
M_n	jmenovitý moment stroje	(Nm)
M_z	zatěžovací moment	(Nm)
m_1	počet fází stroje	(-)
m_i	indukovaný moment synchronního stroje	(Nm)
N_{AD}	počet diskretních hodnot A/D převodníku	(-)
$N_{Cit/T\omega_{max}}$	maximální počet pulzů napočítaných čítačem během periody rychlostní smyčky	(-)
N_{IS}	počet pulzů inkrementálního snímače otáček	(-)
n	otáčky rotoru	(min ⁻¹)
n_s	synchronní otáčky	(min ⁻¹)
n_{max}	maximální otáčky	(min ⁻¹)
P	výkon na hřídeli, činný výkon generátoru	(W)
P_{ad}	přírůstek poháněcího výkonu	(W)
P_M	přetížitelnost	(-)
P_{max}	mez statické stability	(W)
P_n	jmenovitý příkon stroje	(W)
P_S	činitel synchronizačního výkonu	(W)
p	počet pólových dvojic stroje (pozn.: nezaměnit s operátorem Laplaceovy transformace), operátor Laplaceovy transformace	(-)
p_{PD}	počet pólových dvojic stroje	(-)
ΔP	synchronizační výkon	(W)
R	ohmický odpor jednotlivých statorových vinutí	(Ω)

R_1	odpor jedné fáze vinutí kotvy	(Ω)
R_{1f}	odpor fáze statoru	(Ω)
R_a	odpor vinutí a	(Ω)
R_b	odpor vinutí b	(Ω)
R_c	odpor vinutí c	(Ω)
R_S	odpor statorového vinutí	(Ω)
S_a	poloha spínače a	(-)
S_b	poloha spínače b	(-)
S_c	poloha spínače c	(-)
T_{AD}	časová prodleva mezi převody A/D převodníku	(s)
$T_{NC\omega}$	perioda definovaná rovnicí (78)	(s)
T_ω	vzorkovací perioda smyčky řízení rychlosti	(s)
t	čas	(s)
\bar{U}	fázor napětí	(V)
U_0	vnitřní indukované napětí stroje	(V)
U_1	napětí na svorkách stroje	(V)
\bar{U}_1	fázor napětí na svorkách stroje	(V)
\bar{U}_{1f}	indukované napětí ve statorovém vinutí vyvolané budícím proudem	(V)
U_{1max}	amplituda první harmonické napájecího napětí	(V)
U_{DC}	stejnoseměrná složka napětí	(V)
U_{dh}	vysokofrekvenční napětí v ose d	(V)
U_f	konstantní hodnota napětí na budícím vinutí	(V)
U_h	vysokofrekvenční napětí	(V)
U_i	vnitřní indukované napětí	(V)
\bar{U}_i	fázor vnitřního indukovaného napětí	(V)
U_m	amplituda napětí	(V)
U_{qh}	vysokofrekvenční napětí v ose q	(V)
U_α	napětí v ose α	(V)
U_β	napětí v ose β	(V)

u_0	napětí v ose 0	(V)
u_a	okamžitá hodnota napětí fáze a	(V)
u_b	okamžitá hodnota napětí fáze b	(V)
u_c	okamžitá hodnota napětí fáze c	(V)
u_d	napětí v ose d	(V)
u_f	napětí na budicím vinutí	(V)
u_{id}	indukované napětí v ose d	(V)
u_{iq}	indukované napětí v ose q	(V)
u_q	napětí v ose q	(V)
u_s	okamžitá hodnota napětí na statoru	(V)
u_{sd}	statorové napětí v ose d	(V)
u_{sq}	statorové napětí v ose q	(V)
u_U	napětí na fázi statoru U	(V)
u_V	napětí na fázi statoru V	(V)
u_W	napětí na fázi statoru W	(V)
X_d	reaktance v ose d	(Ω)
X_h	hlavní reaktance	(Ω)
X_L	induktivní reaktance	(Ω)
X_q	reaktance v ose q	(Ω)
X_r	rozptylová reaktance vinutí kotvy	(Ω)
X_S	synchronní reaktance stroje	(Ω)
β	zátěžný úhel	(rad), ($^\circ$)
β'	úhel definovaný v Obr. 2-1 (zátěžný úhel)	(rad), ($^\circ$)
θ	úhel v rámci sektoru θ'	(rad), ($^\circ$)
θ_h	úhlové natočení vysokofrekvenčního napět'ového vektoru	(rad), ($^\circ$)
θ_{h0}	počáteční úhlové natočení vysokofrekvenčního napět'ového vektoru	(rad), ($^\circ$)
θ_r	výsledná pozice rotoru	(rad), ($^\circ$)
θ_{r0}	počáteční poloha rotoru	(rad), ($^\circ$)
θ'	sektor (pro stanovení počáteční polohy rotoru)	(rad), ($^\circ$)

τ	elektromagnetická časová konstanta statoru	(s)
τ_1	časová konstanta daná rovnicí (58)	(s)
τ_3	časová konstanta daná rovnicí (59)	(s)
τ_σ	malá (součtová) časová konstanta	(s)
φ	fázový posun napájecího napětí, úhel definovaný v Obr. 4-2	(rad), (°)
ψ_0	spřažený magnetický tok v ose 0	(Wb)
ψ_D	spřažený magnetický tok vinutí D	(Wb)
ψ_d	spřažený magnetický tok v ose d	(Wb)
ψ_f	spřažený magnetický tok budicího vinutí f	(Wb)
ψ_{PM}	magnetický tok permanentního magnetu	(Wb)
ψ_Q	spřažený magnetický tok vinutí Q	(Wb)
ψ_q	spřažený magnetický tok v ose q	(Wb)
ψ_{ref}	referenční (požadovaný) spřažený magnetický tok	(Wb)
ψ_S	spřažený magnetický tok statoru	(Wb)
ψ_α	spřažený magnetický tok v ose α	(Wb)
ψ_β	spřažený magnetický tok v ose β	(Wb)
ω	úhlový kmitočet	(rad/s)
ω_1	úhlový kmitočet napájecího napětí, synchronní úhlová rychlost	(rad/s)
ω_e	elektrická úhlová rychlost rotoru	(rad/s)
ω_h	úhlový kmitočet napěťového vektoru	(rad/s)
ω_m	mechanická úhlová rychlost rotoru	(rad/s)
ω_S	synchronní úhlová rychlost	(rad/s)