KATEDRA ELEKTRICKÝCH
POHONŮ A TRAKCE

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V PRAZE

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

ZPŮSOBY ŘÍZENÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

KVĚTEN 2022

AUTOR: RICHARD JOSEF KITTRELL
VEDOUCÍ PRÁCE: ING. PAVEL KOBRLE, PH.D.

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kittrell** Jméno: **Richard Josef** Osobní číslo: **491945**

Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**

Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**

Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**

Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Způsoby řízení synchronního motoru s permanentními magnety

Název bakalářské práce anglicky:

Control Methods of Permanent Magnet Synchronous Motor

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s používanými způsoby řízení synchronního motoru s permanentními magnety.
2. Vytvořte simulační model reálného motoru s permanentními magnety.
3. Pro vytvořený model motoru zhotovte modely dvou různých řídicích metod.
4. Simulační výsledky obou typů řízení zhodnoťte podle relevantních kritérií.

Seznam doporučené literatury:

[1] 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.
[2] Matsutani, S. et al., Optimal control of PMSMs using model predictive control with integrator, ICROS-SICE International Joint Conference, 2009, Fukuoka, Japonsko.
[3] Konghirun, M., Xu, L.: A dq-axis current control technique for fast transient response in vector controlled drive of permanent magnet synchronous motor. The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004, Si-an, Čína.
[4] Hrabovcová, V. et al., Meranie a modelovanie elektrických strojov, Žilinská univerzita v Žilině, 2008.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Pavel Kobrle, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce

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

Datum zadání bakalářské práce: **11.02.2022** Termín odevzdání bakalářské práce: _____

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2023**

Ing. Pavel Kobrle, 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

© ČVUT v Praze, Design: ČVUT v Praze, VIC

PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych poděkovat mé manželce Elišce, která setrvala při mně v těžkých chvílích mých studií a starala se o moje fyzické i duševní zdraví. Chtěl bych poděkovat své velké rodině za to, že mě podporovala a stále podporuje při studiu. Zvláště bych chtěl poděkovat vedoucímu této práce, Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D., za jeho připomínky k této práci.

Děkuji Bohu.

PROHLÁŠENÍ

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

V Praze dne 20. května 2022

.....

ABSTRAKT

Tato práce obsahuje stručný přehled elektrických motorů a metod řízení motorů používaných k začátku roku 2022. Zároveň je obsažena současná klasifikace motorů s permanentními magnety, se zaměřením na synchronní motor s permanentními magnety (PMSM). Součástí práce je vytvořený model reálného servomotoru PMSM pomocí programu *MATLAB & Simulink*, kde jsou simulovány současně stále populární metody řízení FOC a DTC. Tyto metody řízení jsou následně porovnány z teoretického hlediska společně se zhodnocením výsledků simulace.

Klíčová slova: PMSM, přímé řízení momentu (DTC), vektorově orientované řízení (FOC), synchronního motor s permanentními magnety, řízení rychlosti motoru s permanentními magnety

ABSTRACT

This thesis contains a brief overview of electric motors and motor control methods used up to beginning of 2022. Also, a current classification of permanent magnet motors is introduced, with focus on a permanent magnet synchronous motor (PMSM). Part of the work is a model of a real PMSM servomotor using MATLAB & Simulink, where the still currently popular FOC and DTC control methods are simulated. These control methods are then compared from a theoretical point of view with the evaluation of the simulation results.

Keywords: PMSM, direct torque control (DTC), field-oriented control (FOC), permanent magnet synchronous motor, control methods of PMSM

OBSAH

ÚVOD **1**

KAPITOLA 1: KLASIFIKACE ELEKTRICKÝCH MOTORŮ **2**

1.1 ROZDĚLENÍ ELEKTROMOTORŮ **2**
1.2 MOTORY S PERMANENTNÍMI MAGNETY **4**
1.2.1 BLDC motory 4
1.2.2 Motory PMSM 4
1.3 PMSM **5**
1.3.1 Typy rotorů podle umístění permanentních magnetů 5
1.3.2 Surface mounted PMSM 6
1.3.3 Návrh PMSM 6

Kapitola 2: Metody řízení PMSM **7**

2.1 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ – KONSTANTNÍ U/f **8**
2.2 VEKTOROVĚ ORIENTOVANÉ ŘÍZENÍ (FOC) **9**
2.2.1 Clarkové a Parkova transformace 9
2.2.2 Regulační schéma FOC 10
2.3 MODELOVĚ PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ (MPC) **11**
2.4 PŘÍMÁ REGULACE MOMENTU (DTC) **13**
2.4.1 Princip řízení DTC 13

KAPITOLA 3: SVPWM **17**

3.1 PRINCIP SVPWM **17**
3.2 SROVNÁNÍ SVPWM, SPWM **19**
3.1 UPŘESNĚNÍ PROSTOROVÉHO VEKTORU U_{ref} **21**

KAPITOLA 4: SIMULACE ŘÍZENÍ SMPMSM **22**

4.1 PARAMETRY MODELOVANÉHO SERVOMOTORU **22**
4.2 MODELOVÁNÍ SURFACE MOUNTED PMSM **23**
4.2.1 Modelové rovnice Surface Mounted PMSM 23
4.2.1 Simulace SMPMSM v *MATLAB & Simulink* 24
4.2.2 Resolver 24
4.3 MODELY DVOU ŘÍDÍCÍCH METOD **25**
4.3.1 Model FOC 25
4.3.1.1 Odbuzování FOC 25
4.3.1.2 Omezení a odvazbení 26
4.3.1.3 Časování diskrétního modelu FOC 27
4.3.2 Model DTC 27
4.3.2.1 Odhad toku Ψ a momentu M 27
4.3.2.2 MTPA a odbuzování 27
4.3.2.3 Regulátory Bang-Bang 27
4.3.3 Ladění PI regulátorů 28
4.4 SIMULAČNÍ VÝSLEDKY **29**
4.4.1 Zhodnocení výsledků 32
4.4.2 Souhrn srovnávacích kritérií DTC a FOC 33

ZÁVĚR **34**

LITERATURA **35**

PŘÍLOHA A: SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK 38
A.1 SEZNAM SYMBOLŮ 38
A.1.1 Seznam zkratek 40
PŘÍLOHA B: KITTRELL_KONSTANTY 41
PŘÍLOHA C: MODEL POHONU 42
C.1 MODEL MOTORU 42
C.2 KITTRELL_FOC 43
C.3 KITTRELL_DTC 44

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Rozdělení motorů pro společnou kategorizaci PMSM a BLDC (upraveno) [9]. 4

Obr. 1-2 Často používané rotorové konfigurace (černě – permanentní magnety, bíle – nemagnetická výplň (zpravidla vzduchová mezera), šedě – železo rotoru, modře – hřídel motoru): (a) inset PM (magnety vsazené do povrchu rotoru), (b) surface mounted PM (magnety umístěné na povrchu rotoru), (c) concentrate burried nonmagnetic gaps (soustředně vnořená nemagnetická výplň) (d) surface nonmagnetic gaps (nemagnetická výplň na povrchu rotoru) (e) directly axially layered PM (magnety osově vrstvené přímo) (f)) indirectly axially layered PM (magnety osově vrstvené nepřímo) (g) concentrate burried PM (soustředně vnořené magnety) (h) concentrate burried PM and nonmagnetic gaps (soustředně vnořené magnety a nemagnetická výplň) [7]. 5

Obr. 2-1 Různé způsoby řízení PMSM s rozlišnými regulátory (upraveno) [6], [13] (viz Seznam zkratek). 7

Obr. 2-2 Skalární řízení motoru PMSM [19]. 8

Obr. 2-3 Veličiny PMSM (M, I_1, Ψ_2, U_1) v závislosti na mechanické rychlosti n s vyznačeným n_n. Analogicky platí stejný průběh pro rychlosti Ω, ω, frekvenci f na ose x [38]. 9

Obr. 2-4 Schéma vektorového řízení motoru pomocí transformací [12]. 11

Obr. 2-5 Princip prediktivního řízení [28]. 12

Obr. 2-6 Ukázka střídače s IGBT tranzistory jako spínače S a napěťovým stejnosměrným meziobvodem. 13

Obr. 2-7 Šest aktivních vektorů napětí $Vn, kde\ n = (1,2,3,4,5\ a\ 6)$ a dva nulové $V0, V7$ pro modulaci pohybu $\boldsymbol{\Psi}$ po kruhu podle sektoru Sm, kde $m = (1,2,3,4,5\ a\ 6)$ (upraveno)[34]. 15

Obr. 2-8 Schéma řízení DTC pomocí Takahashiho metody [16]. 16

Obr. 3-1 Princip SVPWM (upraveno) [37]. 17

Obr. 3-2 Modulace příkladného vektoru napětí $\boldsymbol{U}_\mathbf{ref}$ (upraveno) [37]. 18

Obr. 3-3 PWM modulace pro třífázový střídač (upraveno) [40]. 19

Obr. 3-4 PWM modulace po injekci 3. harmonické (upraveno) [41]. 20

Obr. 3-5 SVPWM modulace (upraveno) [40]. 21

Obr. 3-6 SVPWM modulace (upraveno) [40]. 21

Obr. 4-1 Náhradní schéma SMPMSM (upraveno) [49]. 25

Obr. 4-2 Fázorové diagramy: ad (a) bez odbuzování, ad (b) s odbuzováním (upraveno) [49]. 26

Obr. 4-3 Průběh změřené rychlosti n pro DTC s požadavkem 3000 ot/min. 28

Obr. 4-4 Reakce na změnu M_z při $n_\mathrm{n} = 3000\ ot/min$ pro FOC a DTC. 30

Obr. 4-5 Reakce na změny nměř při $M_\mathrm{z} = 10\ Nm$ pro FOC a DTC. 30

Obr. 4-6 Průběh odebíraných fázových proudů při rozběhu z 0 ot/min na jmenovitých 3000 ot/min se zátěžným momentem $M_\mathrm{z} = 10\ Nm$. 31

Obr. 4-7 Pohyb vektoru statorového toku $\boldsymbol{\Psi}$ po šestiúhelníku při rozběhu z 0 ot/min na jmenovitých 3000 ot/min se zátěžným momentem $M_z = 10$ Nm v modelu DTC. 31

Obr. 4-8 Pohyb vektoru statorového toku $\boldsymbol{\Psi}$ po kruhu při rozběhu z 0 ot/min na jmenovitých 3000 ot/min se zátěžným momentem $M_\mathrm{z} = 10$ Nm v modelu DTC při $\pm\Delta M = 0{,}02 \cdot M_\mathrm{n}$ a toku $\pm\Delta\Psi = 0{,}005 \cdot \Psi_\mathrm{pm}$. 32

Obr. C-1 Vnější model motoru....42
Obr. C-2 Vnitřní model motoru....42
Obr. C-3 Model FOC....43
Obr. C-4 Model DTC....44

SEZNAM TABULEK

Tab. 2-1 Spínací tabulka napěťových vektorů pro řízení po kruhu [14]. 15

Tab. 3-1 Spínací kombinace základních vektorů napětí a koeficienty pro výpočet fázového a sdruženého napětí jako násobek U_{DC} 19

Tab. 4-1 Základní parametry modelovaného Surface Mounted PMSM [3], [17]. 22

Tab. 4-2 Srovnání modelovaných metod FOC a DTC (upraveno) [55]. 33

ÚVOD

Moderní společnost si zakládá na precizních technologiích v nejrůznějších oborech. Inovace v oblasti modelování elektrických motorů spolu s jejich vývojem je stále velmi aktuální. Způsobů řízení těchto motorů je velmi mnoho a stále jsou vyvíjeny nové a nové metody, které často staví na již prověřených a používaných metodách. Mnoho pracovních mechanismů vyžaduje pečlivé zvolení vhodného elektrického motoru spolu s vybráním vhodného způsobu řízení pro optimalizaci nejen účinnosti, ale i kvality a životnosti daného pohonu. Je lehké se zejména v začátcích zkoumání tohoto oboru ztratit v číslech a detailech, a proto vhodný výběr pohonu vyžaduje letité zkušenosti spojené se studiem současně přístupných metod a motorů a neustálé simulace a testování jednotlivých kombinací.

Snahou 1. kapitoly této práce je opravdu základní přehled dostupných typů motorů. Podstatou 2. kapitoly je hrubé seznámení čtenáře s jednotlivými metodami řízení používaných v průmyslu. Pro vektorové řízení byla zvolena modulace typu SVPWM představená v kapitole 3. Hlavní náplň práce je součástí 4. kapitoly, kde je poukázáno na jeden ze způsobů vytvoření vhodného matematického modelu reálného synchronního motoru s permanentními magnety od britské firmy *Control Techniques Dynamics*, z řady *UNIMOTOR UM* typ motoru 142UMD300CAAAA. Pro simulaci motoru a jeho zvolených způsobů řízení je využit program *MATLAB & Simulink*.

Jako metody řízení byly zvoleny FOC, umožňující přesné řízení při správně naladěných PI regulátorech a DTC, nahrazující regulaci tokotvorné a momentotvorné složky proudu přímo regulací momentu motoru M a statorového magnetického toku Ψ.

Obě tyto metody jsou simulovány a testovány pomocí stejných vstupních požadavků nejen na statickou, ale i na dynamickou přesnost a rychlost řízení. K porovnání metod je potřeba vzít v úvahu náročnost jejich implementace a výsledky jejich simulace. Zároveň je potřeba zvážit, zda jsou vůbec tyto metody stále využívané v praxi a zdali lze preferovat jednu metodu vůči druhé. Ve zhodnocení těchto metod se proto klade důraz právě na vzájemné srovnání z více úhlů pohledu.

KAPITOLA 1: KLASIFIKACE ELEKTRICKÝCH MOTORŮ

Používaní elektrických motorů je dnes nezbytnou součástí naší společnosti. Výzkum a vývoj v této oblasti stále směřuje k novým úpravám současně dostupných motorů se snahou optimalizace účinnosti, výkonu, životnosti a jiných žádaných parametrů. Pro současný přehled můžeme sestavit aktuální rozdělení motorů k první půlce roku 2022. Literatura je v tomto směru nejednoznačná a nesjednocená, proto se jedná o jeden z mnoha možných způsobů rozdělení. Tato kapitola čerpá zejména z [1], [2].

1.1 Rozdělení elektromotorů

Obecně lze rozdělit elektrické stroje na motory s vlastní komutací a na motory s vnější komutací, tedy na motory s komutátorem a na motory bezkomutátorové. Komutátorové motory musí obsahovat alespoň jedno činné vinutí připojené ke sběracímu ústrojí. Bezkomutátorové motory nemusí být nutně bezkartáčové, ale zpravidla se jedná o motory, kde dochází k převodu energie přes vzduchovou mezeru bez přítomnosti komutátorů.

Motory s komutátory se mohou dále dělit podle typu komutátoru, kdy může být na stroji fyzicky přítomný mechanický komutátor, nebo může být komutace prováděna algoritmicky pomocí externí řídící elektroniky. Mechanicky komutované motory se mohou lišit podle typu napájení na motory se střídavým napájením (AC) a na motory se stejnosměrným napájením (DC). U elektronicky komutovaných (EC) motorů je napájení složitější stanovit, protože v této kategorii jsou motory definované jako střídavé (AC), ale jsou připojeny přes vnitřní střídač, který transformuje střídavé napětí na stejnosměrné (DC).

Bezkomutátorové motory dále dělíme na motory asynchronní a na motory synchronní, kdy synchronní motory jsou používány spíše pro aplikace citlivé na přesnou otáčivou rychlost a pro aplikace, kde je vyžadována maximální účinnost pohonu.

Střídavé (AC) motory s mechanickými komutátory lze dělit na:

- univerzální (komutátorový) motor – (napájení může být i stejnosměrné i střídavé, proto univerzální), využití v levnějších vysavačích (jsou hlučné a elektromagneticky rušivé),
- *repulsion motor* – na principu magnetického odpuzování stejných pólu, byl využíván pro rozběh asynchronního motoru zejména v trakci (větší záběrný moment).

Stejnosměrné motory s mechanickými komutátory mohou být:

- PMDC (*permanent magnet direct current motor*) = stejnosměrný motor s permanentními magnety – pro aplikace, kde není příliš potřeba efektivní řízení, tedy např. klimatizace, startéry automobilů,
- elektricky buzený stejnosměrný motor (DC) – odlišující se typem buzení na:
    - Stejnosměrný motor s cizím buzením,
    - Stejnosměrný motor se sériovým buzením,
    - Stejnosměrný motor s paralelním buzením,
    - Stejnosměrný motor s kompaundním buzením.

  Využití od výtahů, válcovacích stolic po lokomotivy a těžní stroje.

Do elektronicky komutovaných motorů můžeme zařadit:

- BLDC (*Brushless DC motor*) = *synchronous EC motor* = bezkartáčový stejnosměrný motor – místo komutátoru je střídač vytvářející pomocí pulzů točivé magnetické pole pro otáčení rotoru s permanentními magnety, použití zejména pro pohybově citlivé aplikaci – CNC stroje, servomotory, akční členy,

- SRM (*switched reluctance motor*) = reluktanční motor – místo rotoru je napájeno vinutí statoru, elektronicky časované přepínaní proudů, využití v pračkách, vrtačkách, čerpadlech.

Do kategorie bezkomutátorových střídavých asynchronních (indukčních) motorů patří:

- třífázový asynchronní motor (3f):
  - SCIM (*squirrel cage induction motor*) = klecový asynchronní motor = asynchronní motor s kotvou nakrátko - zkratované rotorové vinutí pro rozběh naindukováním proudu do rotoru, využití v odstředivých čerpadlech, vrtačkách, fénech,
  - WRIM (wound rotor induction motor = slip ring-rotor motor) = asynchronní motor s kroužkovou kotvou = asynchronní motor s vinutou kotvou – rotorové vinutí připojeno přes kroužky k vnějšímu odporu. Pro aplikace s kladkostroji (jeřáby, výtahy) a dopravníky,
- jednofázový asynchronní motor (1f):
  - s pomocným vinutím – klecový rotor, pomocné vinutí statoru posunuté vůči hlavnímu vinutí,
  - se stíněným pólem – rotorové vinutí zkratováno, statorové póly rozdělené do dvou sekcí, rozdělených axiální drážkou,
  - s asymetrickým statorem – stator s vyniklými póly a nesymetrickým jádrem, klecový rotor.

  Využití v mixérech, kompresorech, hračkách.

Do kategorie bezkomutátorových střídavých synchronních motorů lze zařadit:

- WRSM (*wound rotor synchronous motor*) = synchronní motor s vinutým rotorem – analogicky jako u asynchronního motoru využity kroužky s kartáči k připojení rotoru, použití pro elektromotory v elektrických autech a hybridních pohonech,
- SynRM (*synchronous reluctance motor*) – synchronní reluktanční motor - využití nerovnoměrných vzduchových mezer rotoru, kdy otáčivý pohyb vzniká rozdílem magnetických odporů v obvodu, využití pro mlýny, dopravníky,
- Hysterezní synchronní motor – rotor z magnetického materiálu s vysokou magnetickou tvrdostí (široká hysterezní smyčka) – aplikace v elektrických přehrávačích, hodinách, časovačích,
- Hysterezní – reluktanční synchronní motor – kombinace předchozích dvou typů, rotor s vyniklými póly z magneticky tvrdého materiálu s různým magnetickým odporem, využití pro reproduktory,
- Hybridní motor SynRM – PM (*synchronous reluctance – permanent magnet motor*) = synchronní reluktanční motor s permanentními magnety – rotor využívá kombinace permanentních magnetů a vzduchových mezer, aplikace v kosmonautice, energetických systémech,
- PMSM (*permanent magnet synchronous motor*) = synchronní motor s permanentními magnety, podle umístění permanentních magnetů rotoru lze dále dělit na:
  - IPMSM (*interior permanent magnet synchronous motor*) – permanentní magnety uvnitř rotoru,
  - SPMSM (*surface permanent magnet synchronous motor*) – permanentní magnety na povrchu rotoru,

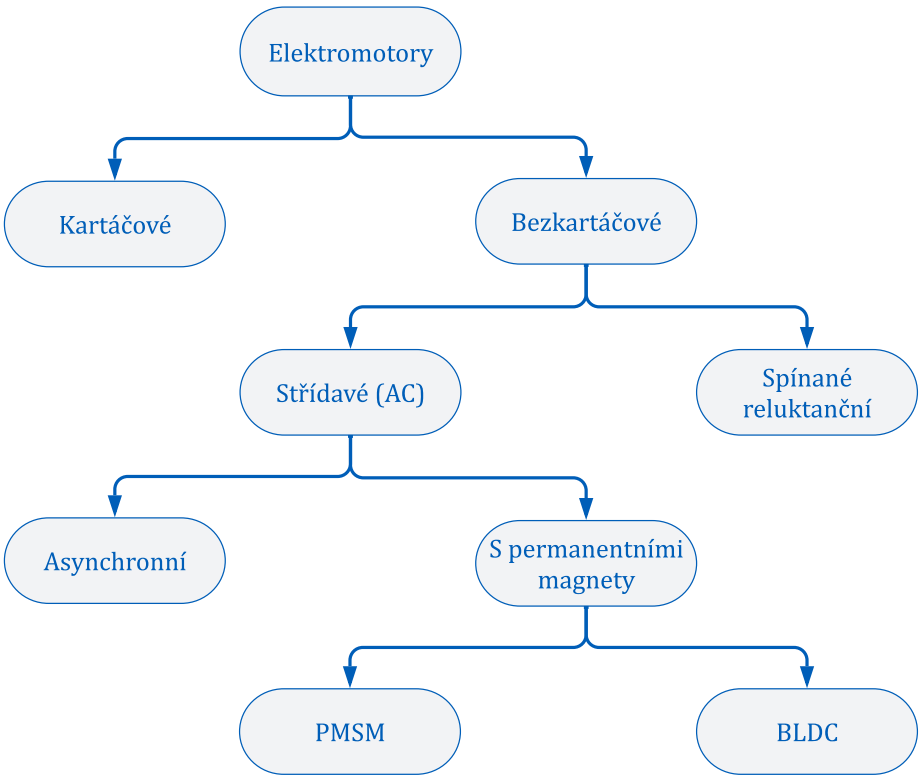
- Hybridní – střídání umístění permanentních magnetů na povrchu a uvnitř rotoru po vrstvách.

Využití v ledničkách, elektricky poháněném nářadí a v trakci,

- Krokový motor – strukturně se jedná o PMSM nebo SynRM (popřípadě SyRM - PM), využívající rozdělení rotace na kroky, s pohybem rotoru podle definovaného počtu poloh, využití pro laserovou optiku, kamery, 3D tiskárny, robotiku.

1.2 Motory s permanentními magnety

V obrázku 1-1 je stručné rozdělení za účelem společné kategorizace dvou nejpoužívanějších motorů s permanentními magnety: BLDC a PMSM.



Obr. 1-1 Rozdělení motorů pro společnou kategorizaci PMSM a BLDC (upraveno) [9].

1.2.1 BLDC motory

Motory BLDC jsou bezkartáčově komutované motory, využívající elektronické komutace. Jedná se o typ synchronního motoru, tedy pole statoru a pole generované v rotoru musí mít stejnou synchronní frekvenci f_s. Stator je složen z ocelového statorového packetu. Statorové vinutí je zpravidla navinuto pro tvoření trapezoidního (lichoběžníkového) indukovaného napětí U_i. Výhodou oproti PMSM je jednodušší řízení a vykazování menších spínacích ztrát [9].

1.2.2 Motory PMSM

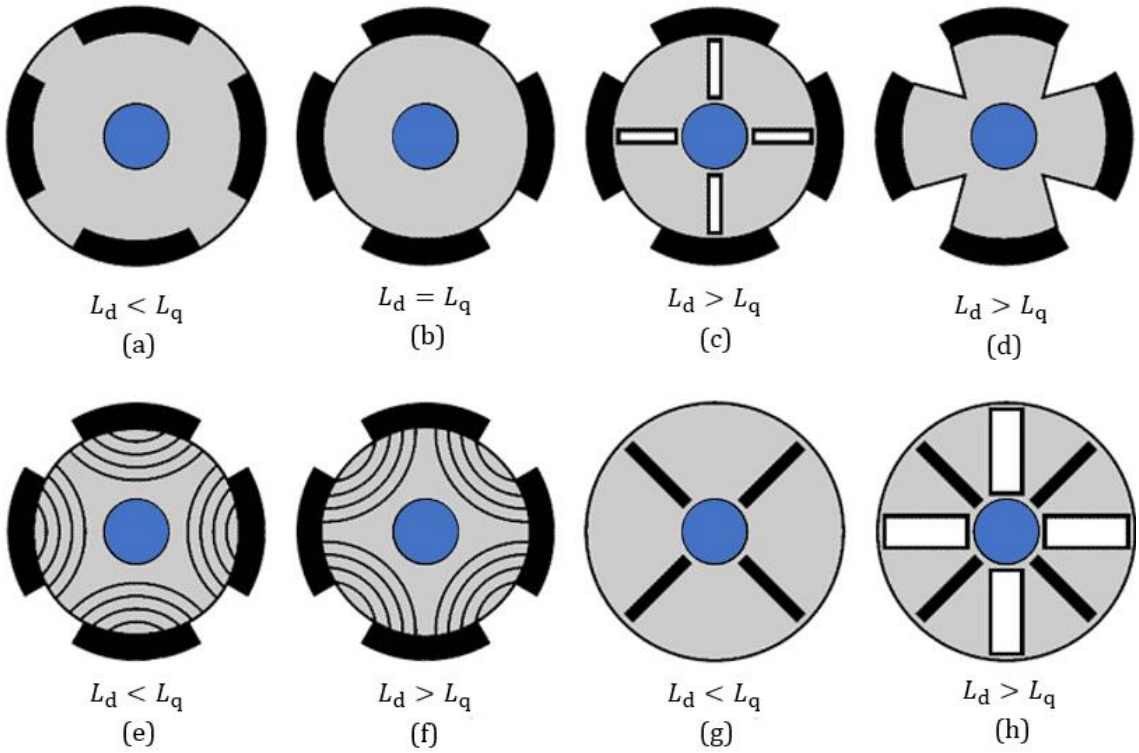
Motory PMSM mají rotor, který je složen z permanentních magnetů. Oproti BLDC motorům se však liší pole statoru, kdy vinutí statoru je zpravidla navinuto pro indukování sinusového napětí U_i. Úvodní fázování závisí na pozici rotoru, tedy je potřeba znát úhel θ určující polohu rotoru. Ve srovnání s BLDC motory mají PMSM komplikovanější řízení a konstrukci, za to však vykazují menší zvlnění momentu a dosahují větších otáček za menšího akustického hluku [9], [10].

1.3 PMSM

Synchronní motory s permanentními magnety mají široké uplatnění v mnoha technických oborech. V této práci je simulováno řízení servomotoru PMSM, tedy je potřeba se ponořit hlouběji do problematiky tohoto typu motoru.

1.3.1 Typy rotorů podle umístění permanentních magnetů

PMSM vykazují velkou účinnost, což zajišťuje využití permanentních magnetů. Princip permanentních magnetů vyplývá již z názvu, kdy se jedná o speciální směs kovů, přirozeně vykazující magnetické vlastnosti (tj. bez nutnosti průtoku proudu). Použitou směsí může být NdFeB, SmCo, AlNiCo, Feritové magnety (86 % Fe_2O_3 + 14 % BaO) [1]. Podle způsobu umístění permanentních magnetů (viz obr. 1-2) lze pomocí metody konečných prvků (finite-element method) vyřešit soustavy komplikovaných diferenciálních rovnic k modelování magnetického toku různými materiály, a tak vytvoření vhodného umístění magnetů [11]. Vlivem různých konfigurací lze měnit poměr indukčnosti v podélné ose L_d vůči indukčnosti v příčné ose L_q.



Obr. 1-2 Často používané rotorové konfigurace (černě – permanentní magnety, bíle – nemagnetická výplň (zpravidla vzduchová mezera), šedě – železo rotoru, modře – hřídel motoru): (a) inset PM (magnety vsazené do povrchu rotoru), (b) surface mounted PM (magnety umístěné na povrchu rotoru), (c) concentrate burried nonmagnetic gaps (soustředně vnořená nemagnetická výplň) (d) surface nonmagnetic gaps (nemagnetická výplň na povrchu rotoru) (e) directly axially layered PM (magnety osově vrstvené přímo) (f)) indirectly axially layered PM (magnety osově vrstvené nepřímo) (g) concentrate burried PM (soustředně vnořené magnety) (h) concentrate burried PM and nonmagnetic gaps (soustředně vnořené magnety a nemagnetická výplň) [7].

Při výpočtech metodou konečných prvků bylo testováno mnoho různých konfigurací např. viz [4]. Selhání však přichází při výrobě, kdy se zjistí, že model nelze technologicky vyrobit, popřípadě není vhodný pro vyšší otáčivé rychlosti, protože díky mechanickému oslabení může dojít až k roztržení rotoru. Podle hloubky umístění magnetů lze uvažovat rotory s permanentními magnety umístěnými na povrchu (*surface mounted*), dále vsazené do povrchu rotoru (*inset*), nebo vnořené uvnitř rotoru (*burried*). Tyto jednotlivé typy mají vliv na výslednou dynamikou motoru a mechanickou stabilitou rotoru, kdy např. vytvoření drážek pro vsazení magnetů může vytvořit více namáhané body v rotorové oceli a zapříčinit roztržení oceli.

1.3.2 Surface mounted PMSM

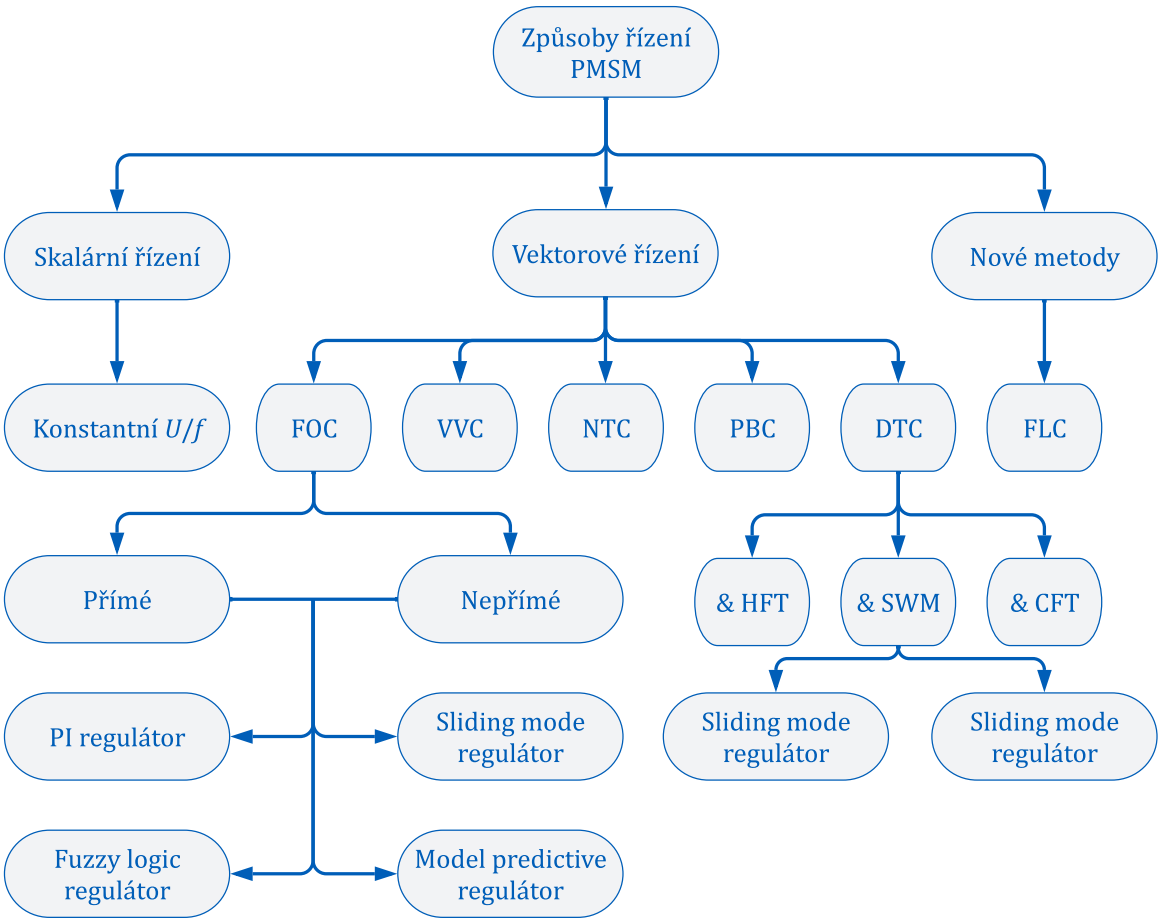
Modelovaný UNIMOTOR UM 142UMD300CAAAA má permanentní magnety na povrchu rotoru, a proto lze pro něj stanovit (viz obr. 1-2) indukčnost v podélné ose stejnou, jako v ose příčné, tedy $L_\mathrm{d} = L_\mathrm{q}$. *Surface mounted* PMSM mají využití v mnoha aplikacích, od servomotorů, přes elektrická vozidla, po trakci. Používají se zejména kvůli širokému rozsahu rychlostí, rychlé momentové odezvě a spolehlivosti [21]. Hlavním kvalitativním parametrem je však účinnost η, s hodnotami i nad 90 % [22]. Ve srovnání s typem *inset* PMSM, kde indukčnost v jednotlivých osách není stejná $L_\mathrm{d} \neq L_\mathrm{q}$, je pro SMPMSM snadnější řízení, protože není využito reluktanční složky momentu a lze podélnou složku proudu dát nulovou I_d = 0 pro běžné rychlosti bez nutnosti odbuzování. IPMSM využívá reluktanční moment, a je proto potřeba řídit tokutvornou složku i při běžných rychlostech. Výhodou IPMSM je ušetření vzácných permanentních magnetů, kdy celková hmotnost magnetů v motoru může být až poloviční oproti SMPMSM [22]. Pro permanentní magnety je potřeba uvažovat teplotní závislost, kdy s rostoucí teplotou se snižuje jejich magnetická síla. Vyšší teploty zapříčiňují nejen větší proudové ztráty na vinutí, ale zároveň snižují momentovou a napěťovou konstantu $K_\mathrm{t}, K_\mathrm{e}$ až o 0,1 % / °C vůči referenční teplotě 25 °C [17]. Snížení konstanty K_t snižuje výsledný moment, a tedy při změně rychlosti prodlužuje ustálení na požadované otáčky, zároveň dochází k většímu odběru proudu při stejné zátěži motoru [23]. Tepelná časová konstanta modelovaného motoru $\tau_\vartheta = 301$ s společně s dovoleným oteplením $\Delta\vartheta_\mathrm{max} = 125$ K určuje maximální tepelné přetížení motoru [17]. Pro některé aplikace, jako jsou např. elektrická auta, je potřeba vyšší teploty kompenzovat. Lze využít chlazení vzduchem, kdy pomocí vhodně vytvořeného průchodu vzduchu motorem lze efektivně chladit, bohužel zpravidla se ztrátou aerodynamiky auta. V těchto aplikacích se nabízí i vodní chlazení, které rychleji odvádí teplo od motoru a zvyšuje tak účinnost [24].

1.3.3 Návrh PMSM

Pro správné navržení motoru s permanentními magnety, je potřeba nejdříve stanovit žádané štítkové parametry. Požadavky jsou zejména kladeny na určení typového výkonu P_N, počtu fází (pólpárů p_p), jmenovitého napětí U_N a teplotní třídy vinutí související se zátěžovou aplikací, při které má být stroj provozován. Pomocí uvedených parametrů jsou voleny typové velikosti jednotlivých komponent nabízené na trhu. Součástí je vhodné stanovení rozměrů statorových plechů určující velikost samotného stroje. Dále musí být vybrán typ vinutí, včetně jeho uspořádání a počtu závitů ve fázi (pólu). Pro návrh rotoru, je potřeba určit nejdříve typ a velikost permanentních magnetů, dále jejich konfiguraci a umístění. Pomocí FEA analýzy lze stanovit jednotlivé fázové indukčnosti a vzájemné mezifázové indukčnosti. Po sestavení vhodného testovacího modelu lze odhadnout jmenovité hodnoty vnitřního momentu motoru M s tokem Ψ a z indukčnosti L lze zjistit nominální proudy jednotlivých fází. Lze zároveň modelovat ztráty vzniklé průchodem stanovených proudů (Jouleovy), ztráty magnetické (hysterezní a vířivými proudy) a ztráty mechanické (třením, ventilační) [25]. Vytvořením modelu motoru s žádanými parametry, lze simulací otestovat model z hlediska mechanické stability a tepelného přetěžování. Po vypracování funkčního a otestovaného modelu lze sestavit reálný motor, u kterého je nutné ověřit všechny parametry pomocí dostupných měřících metod a stanovit případné nedostatky vytvořeného motoru se snahou vyřešit kompenzaci vzniklých odchylek žádaných parametrů od reálných. Vytvoření motoru obecně vyžaduje mnoho moderních technologií a pokud se zejména jedná o sériovou výrobu, tak chyby jsou závažné z hlediska ekonomických ztrát podniku. Ke snížení pravděpodobnosti výskytu nedostatků, předchází fázi výroby motorů, fáze modelovací, kdy pomocí softwaru lze zjistit, jak by se mohl motor chovat a případně byly odhalené jeho chyby před samotnou výrobou. Zároveň však velkou roli hraje zkušenost odborníků podílejících se na vývoji a realizaci motorů.

Kapitola 2: Metody řízení PMSM

V literatuře a v praxi se objevuje mnoho různých druhů motorů stručně představených v kapitole 1. Obdobně je v průmyslu a v literatuře nabízeno mnoho řídících metod (viz obr. 2-1). V této kapitole je uveden stručný přehled vybraných způsobů řízení PMSM. Zvláště bude zaměřena pozornost na metody FOC a DTC, které budou následně simulovány a zhodnoceny.



Obr. 2-1 Různé způsoby řízení PMSM s rozlišnými regulátory (upraveno) [6], [13] (viz seznam zkratek).

Řízení PMSM vyžaduje účinnou, dostupnou, robustní a cenově přijatelnou řídící metodu. Klasifikace jednotlivých metod není jednoznačná a existují další variace výše zobrazených způsobů řízení (viz obr. 2-1). Např. pro FOC lze považovat ještě rozdělení na RFOC a SFOC, ale protože řízení orientované na tok statorem (SFOC) se v praxi díky své složitosti implementace téměř nevyskytuje, je myšleno pod pojmem FOC jen řízení orientované na tok rotorem (RFOC) [6].

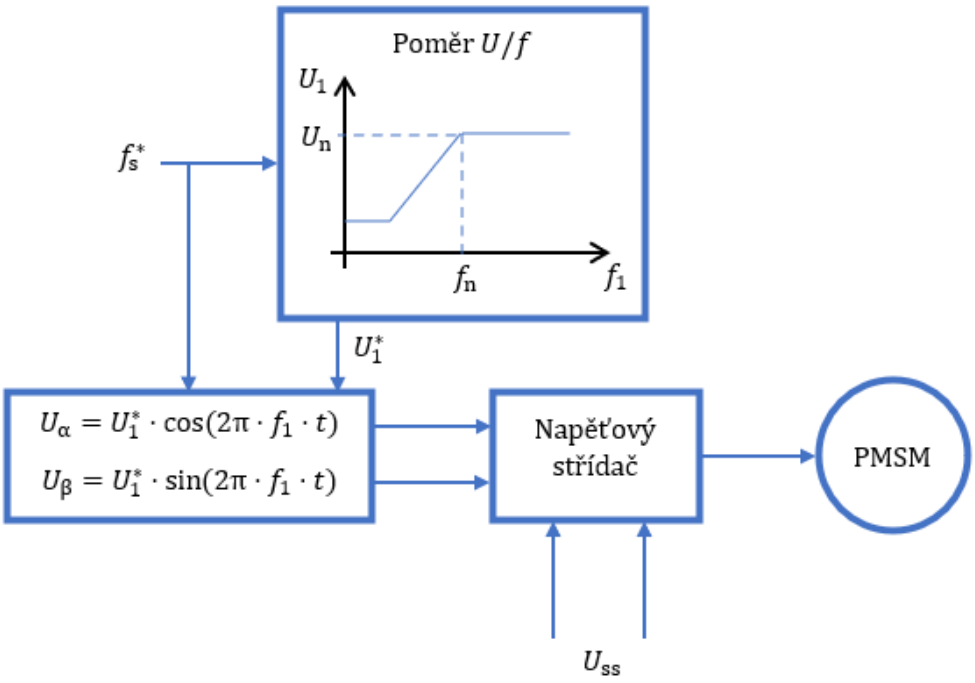
Skalární řízení je omezené jen pro typy PMSM s doplňkovým vinutím nakrátko, a proto se téměř nepoužívá. Mezi základní metody řízení PMSM se řadí FOC a DTC. Tyto metody se dále dělí podle využitého regulátoru, kdy pro FOC využijeme v simulaci variantu využívající PI regulátoru a pro DTC variantu s *bang-bang* (hysterezními) regulátory.

Populárními se stávají dnes pokročilé metody řízení. Nabízí se možnost předejít složitějšímu ladění PI regulátorů pomocí model predictive regulátoru. Jedná se o výpočetně náročnou metodu nejen pro procesor, ale i pro programátora, který musí implementovat složitější algoritmy vycházející ze zjištěných parametrů motoru. Metoda FLC je efektivní metodou k dosažení přesné linearizace modelu motoru, kdy s vhodným odvazbením lze dosáhnout přesné a rychlé řídící metody [18]. PBC je metoda využívající analýzy ztracené a transformované energie systému, kdy pomocí vhodného modelu je vytvořena funkce pro ovládání energie vstupující na

základě zpětné vazby energie vystupující. VVC je optimalizační metoda firmy Danfoss představená v [13].

2.1 Skalární řízení – Konstantní U/f

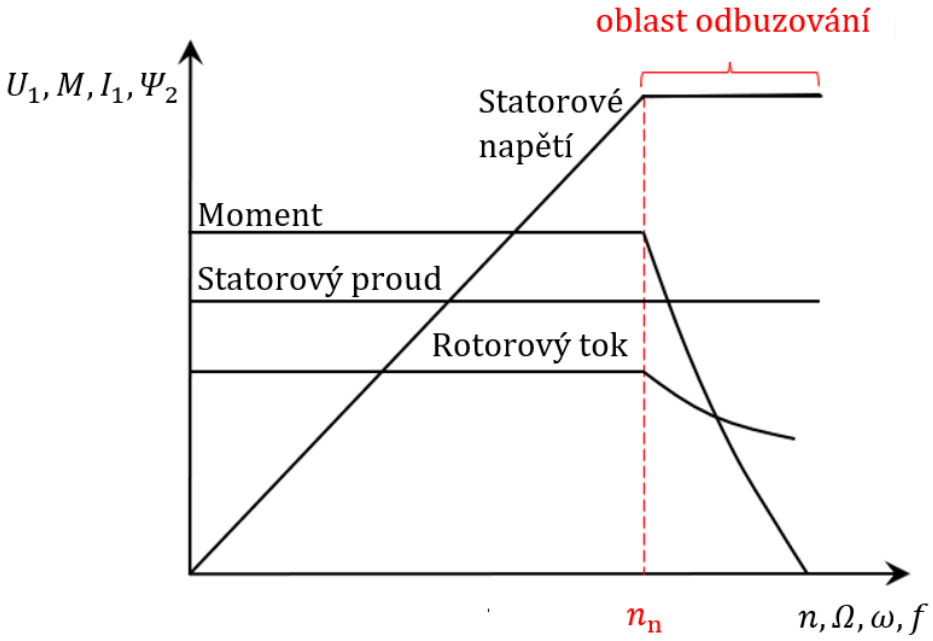
Jedná se o výhodnou bezsenzorovou metodu řízení, tedy nevyužívající čidla pro zjištění pozice a rychlosti pohybu rotoru. Skalární řízení je zejména používáno pro pohony s malou dynamikou jako jsou čerpadla nebo ventilátory [1]. Pro dosažení lepší stability lze využít zpětnovazební korekci rychlosti a amplitudy vektoru napětí na principu ovládání výkonu představeném v [20]. Pro základní pochopení této metody se však budeme věnovat způsobu představeném v [19]. Z názvu této metody již vyplývá, že cílem je udržení konstantního poměru napětí U vůči frekvenci f. Při udržení konstantního napětí U lze pro přebuzení snížit frekvenci f, naopak pro podbuzení lze frekvenci f zvýšit. Změna buzení (budícího proudu) však způsobuje nezanedbatelné hysterezní ztráty a ztráty vířivými proudy, tedy pro pohon s častými rozběhy a brzděním není tato metoda vhodná. V lineární oblasti závislosti napětí na frekvenci pro poměr $U/f = \text{konst.}$ platí, že statorový odpor R_1 je zanedbatelný vůči synchronní reaktanci X_d, tedy musí platit $R_1 \ll X_\mathrm{d}$. Protože platí úměrnost $X_\mathrm{d} \sim f$, je potřeba pro nízké frekvence (zpravidla do $f \sim 10$ Hz) držet U konstantní pro kompenzování zanedbaného R_1 (viz Poměr U/f v obr. 2-2). V této oblasti lineární růstu napětí je moment M a tok Ψ konstantní. Pro vyšší frekvence než jmenovité $f > f_\mathrm{n}$ přechází regulace do režimu odbuzování, kdy je napětí konstantní $U = \text{konst.}$ se zvyšující se frekvencí f, ale dochází k poklesu toku Ψ a momentu M (viz obr. 2-3). Při překročení maximální frekvence, respektive maximálních dovolených otáček, dochází k výpadku ze synchronismu a rotor nebude stíhat frekvenci statorového pole. Tento stav je nutné ošetřit omezením, kdy dojde k odpojení stroje od zdroje před překročením maximální frekvence, aby nedošlo k mechanickému poškození rotoru, případně havárii celého stroje [1].



Obr. 2-2 Skalární řízení motoru PMSM [19].

Skalární řízení je metoda využívaná zejména u asynchronních strojů. Často se v praxi využívá varianta s otevřenou řídící smyčkou (*open-loop control*), která nevyužívá senzorů, což značně snižuje náklady a hlavní cenovou položkou řízení se stává frekvenční měnič. Pro stabilnější regulaci lze využít alternativu s uzavřenou řídící smyčkou (*closed-loop control*), kdy lze

využít zpětné vazby otáček a přes PI regulátor řídit vstupní frekvenci f_s^*. Tento princip je blíže popsán pro asynchronní motor v [26], ale obdobně lze teorii aplikovat i pro PMSM.



Obr. 2-3 Veličiny PMSM (M, I_1, Ψ_2, U_1) v závislosti na mechanické rychlosti n s vyznačeným n_n. Analogicky platí stejný průběh pro rychlosti Ω, ω, frekvenci f na ose x [38].

2.2 Vektorově orientované řízení (FOC)

Jedná se o nejpoužívanější způsob řízení a literatura je o něm rozsáhlá. Princip funkce je měření a zpracování proudů motoru, kdy pro zredukování počtu proměnných v modelu motoru a tím potřebných regulátorů, je využito transformací (Clarkové transformace, Parkova transformace), které zajišťují převedení do soustavy rotující s rotorem. V principu lze vidět transformaci ze soustavy spjaté se statorem a, b, c do soustavy spjaté s rotorem d, q jako přechod z nutnosti řídit tři střídavé proudy do soustavy, kde stačí řídit dva stejnosměrné proudy neboli lze uvažovat, že se jedná o „*AC to DC transformation*“. Ke zpětnému přechodu se využívají tyto transformace jako inverzní. Při implementaci vektorové regulace lze použít ovládání pomocí čidla pozice rotoru, ale existují i bezsenzorové metody pozice rotoru, využívající modelu motoru s naměřenými hodnotami proudu a napětí [6], [8].

2.2.1 Clarkové a Parkova transformace

Ovládání motoru pomocí FOC je založené na principu změny momentotvorné složky I_q a tokotvorné složky I_d. Proudy jsou měřeny např. pomocí Hallových sond, kdy pro napájení zapojeného do hvězdy s nevyvedeným středem lze měřit jen dva statorové proudy i_a, i_b a třetí proud i_c dopočítat z rovnosti součtu statorových proudů nule jako [12]:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \rightarrow i_c = -i_a - i_b. \tag{2-1}$$

Důvodem je ušetření jedné sondy, a tak snížení nákladů na řízení. Tyto statorové proudy lze převést pomocí Clarkové transformace do soustavy αβ pomocí maticového násobení [8]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \tag{2-2}$$

kde transformační koeficient K není jednoznačně daný. Pokud je žádoucí kompenzace výkonové invariantnosti, je vhodné použít transformační koeficient $K = +\sqrt{2/3}$. Pro zajištění stejné velikosti osy a s osou α je potřeba zvolit $K = 2/3$, ale pro stejnou velikost prostorového vektoru proudu v obou soustavách je nutné zvolit $K = 1$. Inverzní Clarkové transformace může být odvozena z lineární algebry, kdy vynásobíme členy inverzní maticí zleva a následně obdržíme statorová napětí u_a, u_b, u_c vydělená libovolně zvoleným transformačním koeficientem K [8]:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}. \tag{2-3}$$

Výstupem Parkovy transformace pro proudy je soustava spjatá s rotorem dq, kdy po Clarkové transformaci dostaneme vztah využívající úhel natočení θ soustavy dq (rotoru), vůči stojící soustavě αβ (statoru). Princip transformace vychází opět z lineární algebry pro soustavu otočenou o úhel θ vůči soustavě bázové (referenční) [8]:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \tag{2-4}$$

Analogicky lze uvést inverzní Parkovu transformací napětí ze soustavy dq do soustavy αβ [8]:

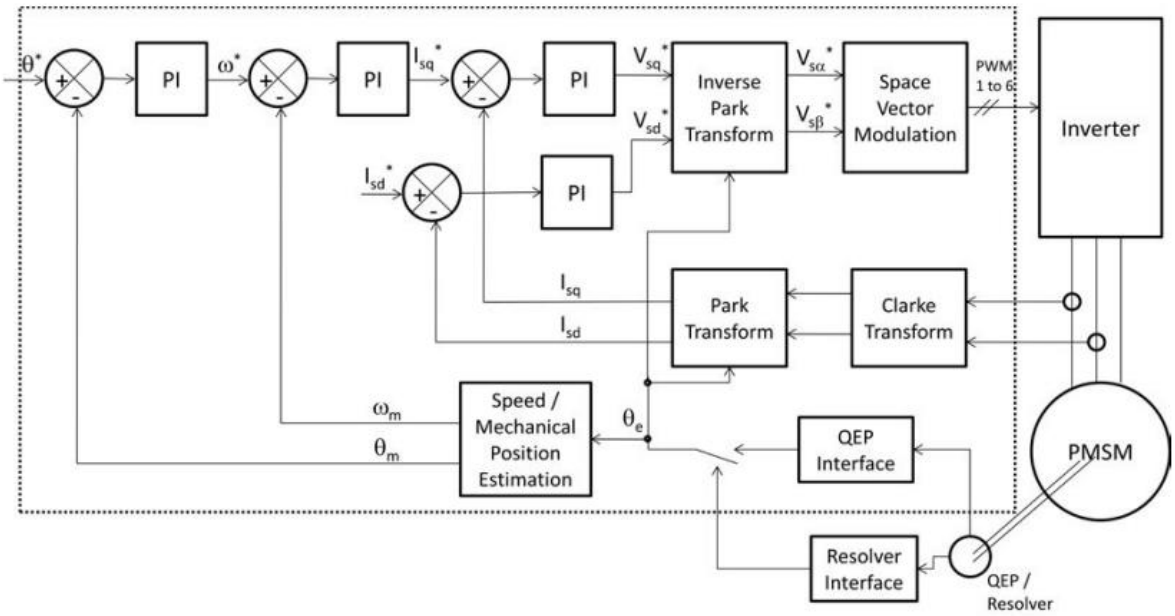
$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \tag{2-5}$$

2.2.2 Regulační schéma FOC

Po využití Clarkové transformace jsou proudy převedeny ze soustavy abc do soustavy αβ, a pomocí Parkovy transformace do soustavy dq. Po transformacích obdržíme proudy I_q a I_d, kdy je pro řízení bez odbuzování snahou maximalizace momentotvorné složky $I_q = I_{max}$ a naopak potlačení tokutvorné složky $I_d = 0$. V tomto případě pro maximální moment při K = 2/3 platí pro maximální moment SMPMSM [3]:

$$M_{max} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_{pm} \cdot I_{max}. \tag{2-6}$$

Pozici rotoru $\theta_{měř}$ lze určit senzorem polohy (kvadraturní enkodér, resolver), nebo lze použít metodu výpočtu polohy přes transformované napětí u_α, u_β a proudy i_α, i_β. Ze změřené polohy rotoru lze určit mechanickou rychlost $\Omega_{měř}$ vstupující do zpětné vazby vůči referenční rychlosti Ω_{ref}. Na základě rozdílu lze stanovit žádanou hodnotu rychlosti $\Omega^* = \Omega_{měř} - \Omega_{ref}$, vstupující do PI regulátoru rychlosti. Výstupem je referenční hodnota momentotvorného proudu I_{qref}. Žádost tokotvorné složky I_{dref} závisí na Ω_{ref}, kdy při překročení jmenovité rychlosti Ω_n je v oblasti odbuzování uplatněn záporný požadavek hodnoty I_{dref}. Od referenčních proudů jsou odečteny zpětnou vazbou změřené a transformované proudy $I_{q,měř}$, $I_{d,měř}$. Rozdílem vznikají referenční proudy I_q^* a I_d^* vstupující do proudových PI regulátorů. Výstupem z regulátorů jsou požadované hodnoty napětí U_q^*, U_d^*. Po transformaci do U_α^*, U_β^* a následně do U_a^*, U_b^*, U_c^* vznikají referenční napětí modulované zpravidla pomocí PWM. Signály vstupující do třífázového měniče tak určují výsledné vstupní napětí motoru [1], [8], [12].



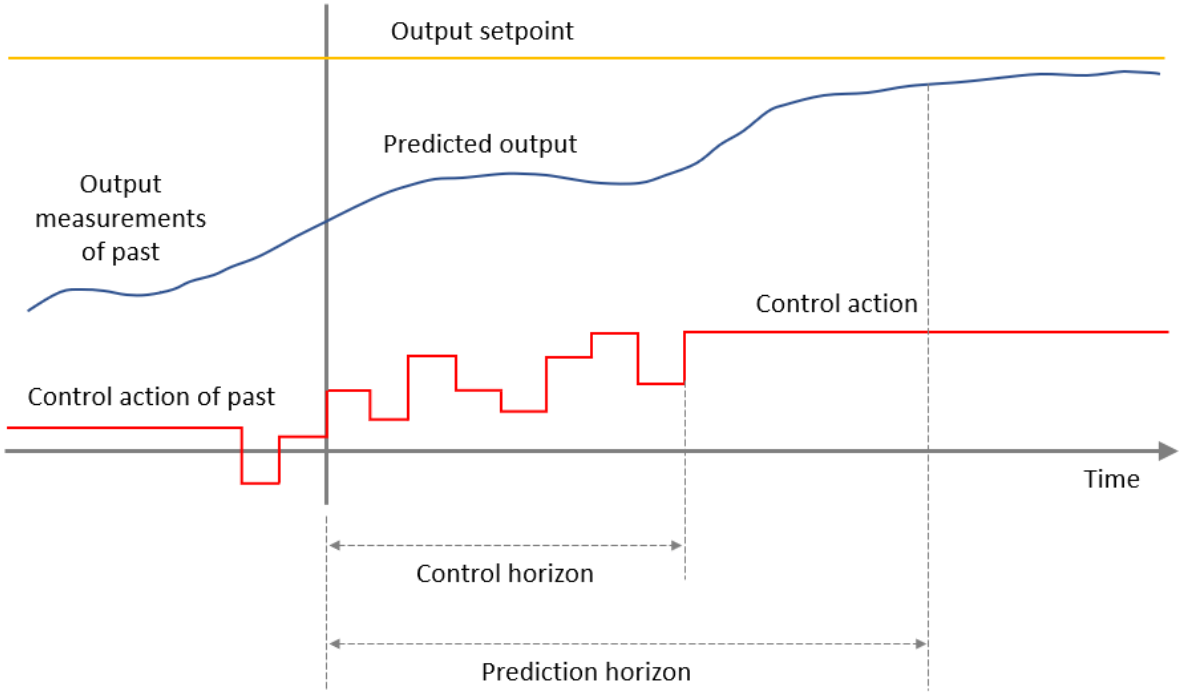
Obr. 2-4 Schéma vektorového řízení motoru pomocí transformací [12].

Princip jednotlivých variant FOC je stejný, kdy je cílem ovládat moment M přes momentotvornou složku proudu I_q a řízení toku Ψ přes tokutvornou složku I_d, ale implementace se mohou lišit podle následujících bodů:

- Implementace čidla otáček:
  - bez senzorová metoda – určuje úhel θ z modelových rovnic motoru,
  - kvadraturní čidlo – srovnává dva změřené signály fázově posunuté podle rychlosti,
  - resolver – rotační transformátor s posunutými cívkami o 90°.
- Řízení tokutvorné složky I_d:
  - požadavek na konstantní nulovou hodnotu $I_\mathrm{d}^* = 0$,
  - regulátor toku pro řízení v režimu odbuzování.
- Modulace pro vstup střídače:
  - PWM = SPWM – pulzně šířková modulace,
  - SVPWM – modulace prostorového vektoru,
- Blok odvazbení, omezení:
  - odvazbení komponent s členy obsahujících elektrickou rychlost ω,
  - omezení napětí $U_\mathrm{d}, U_\mathrm{q}$ pro omezení proudů $I_\mathrm{d}, I_\mathrm{q}$.

2.3 Modelově prediktivní řízení (MPC)

Jde o metodu navazující na FOC, kdy regulační schéma může být obdobné, ale dochází k nahrazení PI regulátorů pomocí MPC regulátoru. Podle implementace lze nahradit jen proudové regulátory, nebo jen rychlostní regulátor, nebo celý regulační blok [27]. MPC je procesorově náročná metoda využívající algoritmus pro optimalizaci měřených a vypočtených parametrů. Na základě vhodného vzorkování lze pomocí vytvořeného modelu využít odhad budoucího stavu pro prediktivní řízení motoru. Tato metoda přináší výhody v přesnosti a rychlosti regulace, jedná se tedy o vhodnou implementaci pro řízení servomotorů.



Obr. 2-5 Princip prediktivního řízení [28].

Podle základního modelu motoru se vytvoří optimální řešení v časově invariantním, lineárním, diskrétním systému. Pro základní ovládání je potřeba stanovit tři vektory, kde $\boldsymbol{x}$ je současný stav ovládaného systému, $\boldsymbol{u}$ je vstup do systému a $\boldsymbol{y}$ je výstupem ze systému. Tyto vektory podléhají hraničním podmínkám, omezující jejich velikost a tím vliv na chování systému. Pomocí vhodně sestavených složek těchto vektorů lze sestavit příslušné matice, které obsahují zpravidla základní motorové konstanty jako: $R, L, M, \Psi_{\mathrm{pm}}, p_{\mathrm{p}}$ a řídící periodu T_{s}. Maticovým násobením vektorů zleva lze stanovit modelové rovnice pro současný výstup [29], [30]:

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{C} \cdot \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{D} \cdot \boldsymbol{x}(k), \tag{2-7}$$

určující vstup v budoucím kroku:

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{B} \cdot \boldsymbol{u}(k). \tag{2-8}$$

K dosažení rychlé a přesné řídící reakce, je potřeba sestavit tzv. cost funkci, která penalizuje řídící systém za odchylky od požadavků, nebo odměňuje systém za splnění požadavků. Roli zde hraje prediktivní horizont (prediction horizon), který určuje počet prediktivních kroků i. Příkladem může být následující cost funkce, penalizující odchylky napěťové, či proudové z [31]:

$$J = |\boldsymbol{u}_{\mathrm{ref}} - \boldsymbol{u}_1|^2 = \mathrm{k} \cdot |\boldsymbol{i}_{\mathrm{ref}} - \boldsymbol{i}_1|^2, \tag{2-9}$$

kdy konstantu k lze určit ze vztahu:

$$k = \left(\frac{R_1}{2} + \frac{L_1}{T_{\mathrm{s}}}\right)^2. \tag{2-10}$$

Při ponoření se do MPC, lze vidět výpočetní náročnost, kdy ve středu řízení je velký systém s mnoha neznámými. Řešení tohoto problému je představeno v [32], kde optimalizace je provedena přes Hildrethovu kvadratickou proceduru. Jedná se o algoritmus pro efektivní maticové a vektorové násobení za účelem snížení potřebného výpočetního času modelu.

Ve srovnání s FOC v [33] dosahuje MPC větší dynamiky a rychlejšího ustálení při požadavku na jednotkový skok. Zároveň při náhlém zatížení dojde až k trojnásobně menší odchylce od referenčních otáček. Hlavní nevýhodou MPC však zůstává výpočetní náročnost, která

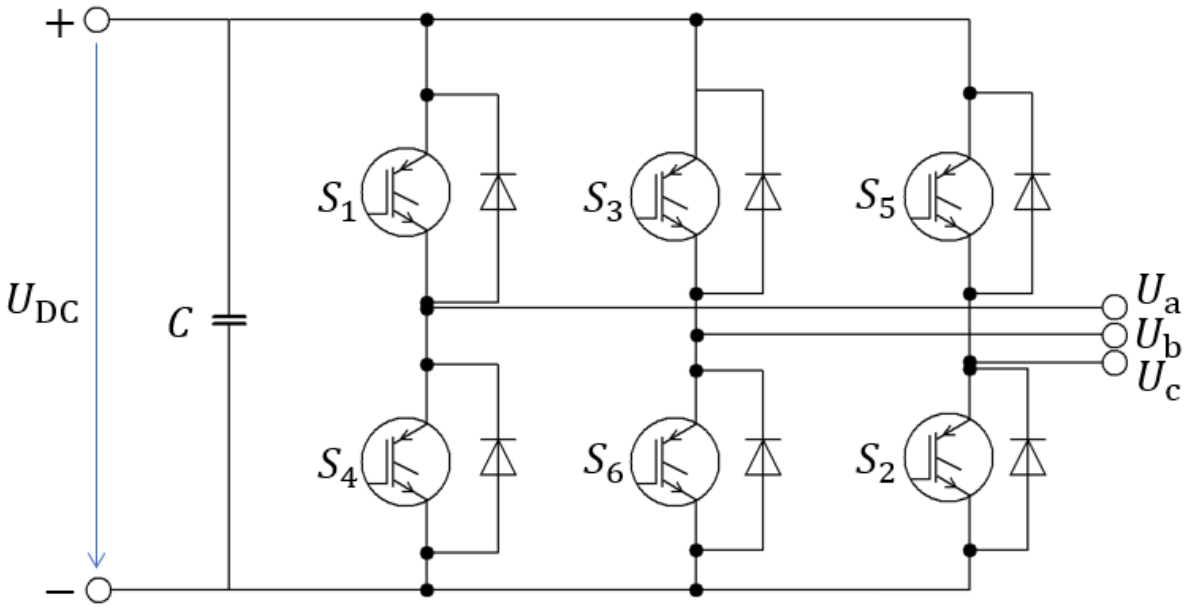
přes optimalizace stále vyžaduje dostatečně rychlý mikroprocesor (s dostatečnou kapacitou paměti), schopný zpracovávat velké množství vzorků a výpočtů. Výpočetně náročné metody jsou součástí mnoha publikací v posledních letech, kdy urychlování procesorů vede k otevírání nových možností regulace jako jsou MPC, PBC, FLC a jiné.

2.4 Přímá regulace momentu (DTC)

Druhou používanou metodou je DTC, vykazující jednodušší strukturu než obvod s FOC. Princip metody spočívá v přímé regulaci momentu M a toku Ψ pomocí volby různých kombinací napěťových prostorových vektorů. K ovládání amplitudy pomyslného tokového vektoru $\boldsymbol{\Psi}$, lze využít variantu řízení po kruhu (DTC & CFT), které se říká Takahashiho metoda a řízení po šestiúhelníku (DTC & HFT), které se říká metoda Deppenbrockova [1], [6], [13].

2.4.1 Princip řízení DTC

Pro řízení různých spínacích kombinací je využit střídač (viz obr. 2-6), kdy volbou různých stavů řídících tranzistorů (viz obr. 2-7) jsou generovány napěťové vektory. Pro spínací kombinace střídače je nutné podotknout, že tranzistory pod sebou nemohou být nikdy sepnuty současně, protože by došlo ke zkratování zdroje (kondenzátoru) a případnému zničení střídače zkratovým proudem. Mezi spínacími kombinacemi jsou dvě nulové (pasivní) kombinace, sestávající ze sepnutí všech tranzistorů ve společné řadě. První nulová kombinace V_0 nastává, pokud jsou současně sepnuty tranzistory z horní řady S_1, S_3, S_5 a druhá nulová kombinace V_7 vzniká při současném sepnutí tranzistorů z dolní řady S_4, S_6, S_2. Dalších 6 možných kombinací jsou tzv. aktivní kombinace V_n pro $n = (1,2,3,4,5$ a $6)$ využívajících nenulových kombinací např. současné zapnutí S_1, S_3, S_2 při vypnutých S_4, S_6, S_5. Střídáním pasivních a aktivních kombinací lze zajistit pohyb tokového vektoru $\boldsymbol{\Psi}$.



Obr. 2-6 Ukázka střídače s IGBT tranzistory jako spínače S a napěťovým stejnosměrným meziobvodem.

Pro různé sektory je vhodné používat různé nulové vektory, kdy je snahou přepínat co nejméně tranzistorů pro snížení spínacích ztrát. Spínací algoritmus je navržen pomocí Takahashi - Noguchiho metody (viz tab. 2-1) tak, aby došlo k přepínání jen jednoho tranzistoru při skoku z aktivní kombinace do kombinace nulové. Napěťová rovina je rozdělena do šesti sektorů, podle šesti aktivních kombinací napěťových vektorů, kdy nulové kombinace lze uvažovat v počátku (ve středu roviny) [1],[14].

Pro statorový prostorový vektor magnetického toku $\boldsymbol{\Psi}$ lze odvodit z prostorového vektoru napětí $\boldsymbol{U}$ a prostorového vektoru proudu $\boldsymbol{I}$ vztah, využívající odpor statorového vinutí R_1. Pro časovou derivaci toku lze psát [1], [35]:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\Psi}}{\mathrm{d}t} = (\boldsymbol{U} - R_1 \cdot \boldsymbol{I}). \tag{2-11}$$

V soustavě α, β svázané se statorem lze integrovat a dostaneme dvě rovnice pro toky [36]:

$$\Psi_\alpha(t) = \int_{t_0}^{t} (u_\alpha - R_1 \cdot i_\alpha)\mathrm{d}t + \Psi_\beta(t_0), \tag{2-12}$$

$$\Psi_\beta(t) = \int_{t_0}^{t} \left(u_\beta - R_1 \cdot i_\beta\right)\mathrm{d}t + \Psi_\alpha(t_0). \tag{2-13}$$

Pro získání amplitudy prostorového magnetického toku $\boldsymbol{\Psi}$, lze použít součet čtverců pod odmocninou jako [36]:

$$|\boldsymbol{\Psi}| = \Psi = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2}. \tag{2-14}$$

Fázový úhel statorového toku $\boldsymbol{\Psi}$ označíme θ, protože odpovídá při stabilních podmínkách úhlu natočení rotoru, tedy platí rovnost:

$$\theta = \arctan\left(\frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha}\right). \tag{2-15}$$

Pro moment lze psát vztah využívající zátěžného úhlu δ [3]:

$$M \sim |\boldsymbol{\Psi}| \cdot |\boldsymbol{\Psi_2}| \cdot \sin\delta, \tag{2-16}$$

kde zátěžný úhel delta δ je mezi prostorovými vektory $\boldsymbol{\Psi_2}$ a $\boldsymbol{\Psi}$. Tok rotoru lze pro SPMSM určit jako $\boldsymbol{\Psi_2} \sim \Psi_{\mathrm{pm}}$. Po transformaci do soustavy α, β lze psát pro moment s konstantou $\mathrm{K} = 2/3$:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_\mathrm{p}(\Psi_\alpha \cdot i_\beta - \Psi_\beta \cdot i_\alpha). \tag{2-17}$$

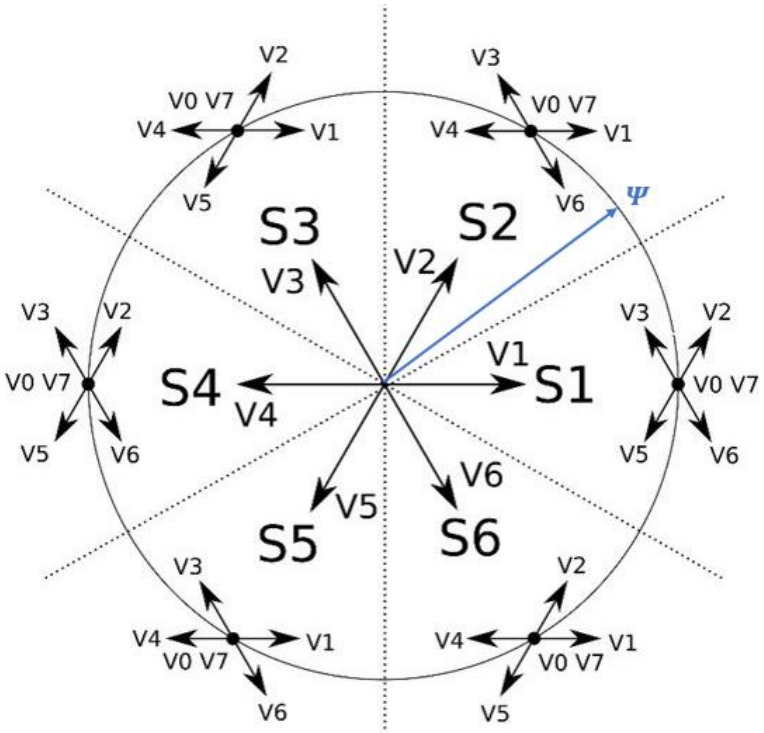
Pro kombinace veličin Ψ a M lze vytvořit spínací kombinace tranzistorů pro jednotlivé sektory i, které jsou určeny podle stavů regulátorů toku Ψ a momentu M. Při reálném zapojení je využit momentový hysterezní komparátor a hysterezní komparátor toku fungující na principu regulátoru Bang-Bang. Pro moment využíváme třístavový komparátor, kdy máme zadanou referenční hodnotu, od které uvažujeme nulovou diferenci, tedy pokyn regulátoru je ve stavu $M = 0$. Pokud je hodnota momentu nad stanovenou mezí odchylky $+\Delta M$ od referenční hodnoty, regulátor stanoví pokyn k jeho snížení odpovídající $M = -1$. Pro moment pod mezí odchylky $-\Delta M$ od reference, nastane opačně požadavek zvýšení momentu $M = 1$. Oproti tomu regulace toku Ψ využívá pouze dvoustavového komparátoru, kdy $\Psi = 0$ je výstup pro hodnotu toku větší než zvolená odchylka $+\Delta\Psi$ od referenční hodnoty a naopak $\Psi = 1$ značí hodnotu toku menší než odchylka $-\Delta\Psi$ od referenční hodnoty [1], [36].

Hysterezní hranice omezuje odchylku od referenční hodnoty. Odchylka nesmí být příliš malá kvůli omezení spínací frekvencí tranzistorů, zároveň je požadován plynulý moment a tok, proto je optimální velikost hranice co nejbližší k omezení danému parametry použitých spínačů. Kombinací spínacích požadavků z regulátoru se správným určením sektoru lze generovat signály pro tranzistory ve střídači.

Tab. 2-1 Spínací tabulka napěťových vektorů pro řízení po kruhu [14].

i, Ψ, M		$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$	$i = 5$	$i = 6$
$\Psi = 1$	M = 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	M = 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	M = -1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\Psi = 0$	M = 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	M = 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	M = -1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Koncový bod vektoru toku $\boldsymbol{\Psi}$ lze regulovat pro pohyb po šestiúhelníku, ale zde je uveden druhý možný způsob s pohybem po kruhu. Využito je spínaní napěťových vektorů podle tabulky 2-1 s respektováním sektoru, ve kterém se vektor toku nachází.

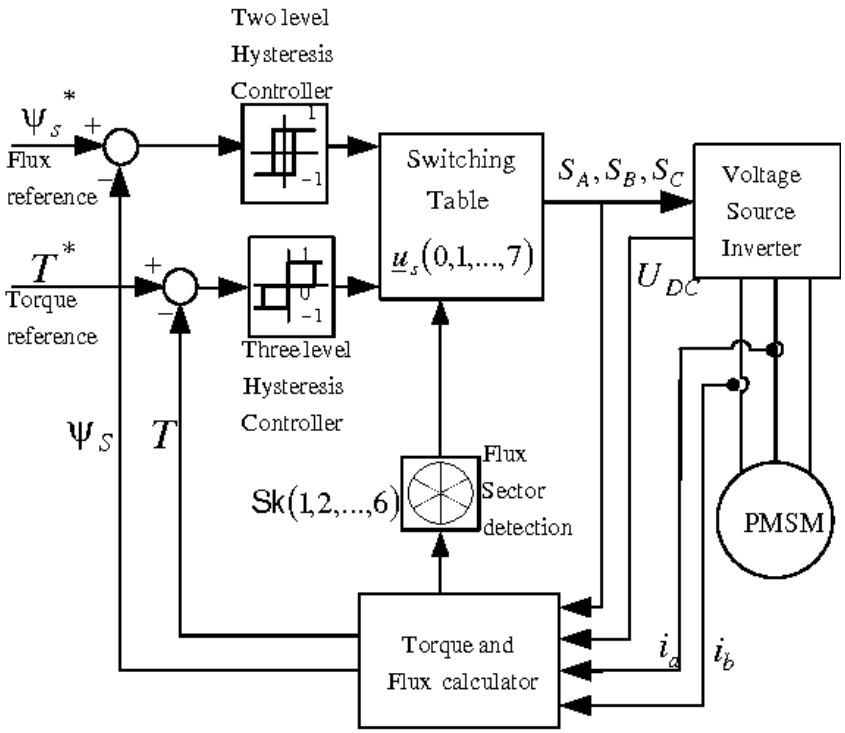


Obr. 2-7 Šest aktivních vektorů napětí Vn, kde $n = (1,2,3,4,5\ a\ 6)$ a dva nulové $V0, V7$ pro modulaci pohybu $\boldsymbol{\Psi}$ po kruhu podle sektoru Sm, kde $m = (1,2,3,4,5\ a\ 6)$ *(upraveno) [34].*

Přesnější DTC řízení lze podle [15], kde je představená možnost kompenzovat chybné údaje momentu M a magnetického toku Ψ a tím snížit zvlnění momentu a toku. Využitou strategií je zde CVM (*composite vector modulation*). Pro jiný přístup zmenšení zvlnění momentu a toku lze využít třístupňový napěťový střídač umožňující vytvoření více aktivních kombinací. S vyšší cenovkou se nabízí také možnost maticového měniče umožňující více napěťových stavů.

Alternativou je využití SVM-DTC pro přesnější řízení. Místo jednoho zvoleného napěťového vektoru konstantně drženého po celou periodu lze alternativně spočítat amplitudu a fázi nově navrženého prostorového vektoru napětí $\boldsymbol{U}_{\mathbf{ref}}$. Po normalizaci příslušného vektoru lze lineární závislostí odhadnout interval pro odchylku momentu $\pm\Delta M$ a toku $\pm\Delta\Psi$. Podle znaménka těchto odchylek je určen fázový rozdíl $\Delta\theta$, který je přičten k fázovému úhlu θ původně zvoleného napěťového vektoru. Nový referenční vektor napětí je dále pomocí techniky SVM modulován, kdy podle sektoru i, kde se $\boldsymbol{U}_{\mathbf{ref}}$ nachází, je pro modulaci využito spínání hraničních

vektorů U_x, U_y tohoto sektoru po doby t_x, t_y v kombinaci s nulovými kombinacemi pro dosažení žádané amplitudy a fáze [16].



Obr. 2-8 Schéma řízení DTC pomocí Takahashiho metody [16].

Nedostatkem DTC je nutnost využití integrátoru pro získání referenčních toků Ψ_α, Ψ_β z naměřených napětí u_α, u_β, proudů i_α, i_β a statorového odporu R_1 z rovnic (2-12), (2-13). Odhad toků je kritický pro správnou funkci řídící metody. Problém vzniká diskretizací času, kdy na velkém rozsahu rychlostí vzniká tzv integrální drift, tedy s rozdílnou operační frekvencí se mění výstupní hodnota při nezměněném stavu vstupu. Náhradou je dolní propustí (LPF). Mezní frekvence propusti ω_{mez} je dána elektrickou rychlostí rotoru jako:

$$\omega_{\text{mez}} = \omega \cdot \text{k}, \tag{2-18}$$

kde k je konstanta daná podle požadavku propustné frekvence (standartně lze použít $1/\sqrt{2}$). Integrátor je následně nahrazen propustí prvního řádu v komplexním tvaru [39]:

$$\frac{\Psi_{\alpha\beta}}{u_{\alpha\beta}} = \frac{1}{\text{j} \cdot \omega + \omega_{\text{mez}}} \tag{2-19}$$

Ke kompenzaci náhrady integrátoru, lze určit kompenzační zesilující složku $g_{\text{komp.}}$ a fázový úhel $\theta_{\text{komp.}}$ pro upravení výstupu z LPF:

$$g_{\text{komp.}} = \sqrt{1 + k^2} \tag{2-20}$$

$$\theta_{\text{komp.}} = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{1}{k}\right) \tag{2-21}$$

Výstupní odhad vektoru toku v komplexním tvaru je následně kompenzován jako:

$$\Psi_{\alpha\beta,\text{komp.}} = \Psi_{\alpha\beta,\text{LPF}} \cdot g_{\text{komp.}} \cdot e^{\text{j}\cdot\theta_{\text{komp.}}} \tag{2-22}$$

KAPITOLA 3: SVPWM

Modulace prostorového vektoru nahrazuje konvenčně známé PWM. Výstupem jsou spínací pulzy pro tranzistory napěťového střídače (viz obr. 2-6). Kombinací spínacích stavů lze napsat rovnice pro fázová napětí (vůči nevyvedenému středu modelu motoru N) pomocí napětí ze stejnosměrného meziobvodu měniče U_{DC} a hodnoty signálu (0 nebo 1) dané fáze a, b, c.

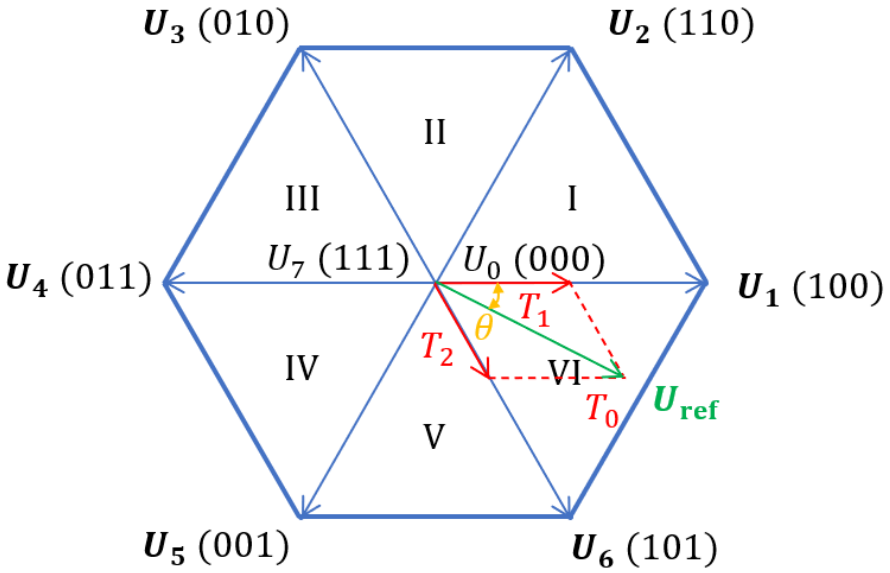
$$U_{\mathrm{an}} = \frac{2 \cdot a - b - c}{3} \cdot U_{\mathrm{DC}}, \tag{3-1}$$

$$U_{\mathrm{bn}} = \frac{2 \cdot b - a - c}{3} \cdot U_{DC}, \tag{3-2}$$

$$U_{cn} = \frac{2 \cdot c - b - a}{3} \cdot U_{DC}. \tag{3-3}$$

3.1 Princip SVPWM

K dispozici je šest aktivních kombinací $U_n (n = 1, 2, 3, 4, 5, 6)$ a dvě nulové (U_0, U_7).



Obr. 3-1 Princip SVPWM.

Těchto šest aktivních napěťových vektorů ohraničuje sektory i ($i = \mathrm{I}, \mathrm{II}, \mathrm{III}, \mathrm{IV}, \mathrm{V}, \mathrm{VI}$). K modulaci žádaného výsledného vektoru napětí $\boldsymbol{U_{\mathrm{ref}}}$, je potřeba znát polohu neboli sektor, kde se vektor nachází. K určení sektoru lze použít čidlo otáček, ale vhodnější způsob je výpočet obdobný uvedenému v rovnici (2-15) s rozdílem využití převrácených proudů místo toků:

$$\theta = \arctan\left(\frac{i_\alpha}{i_\beta}\right). \tag{3-4}$$

Pro vypočtený úhel natočení napěťového vektoru (daný polohou rotoru) lze určit sektor snadno. Výpočtem v radiánech stačí rozdělit kruh 2π na šest dílů, tedy po změně θ po $\pi/3$ dochází k přechodu do nového sektoru.

Po klasifikaci sektoru lze modulovat výsledný vektor pomocí dvou aktivních kombinací ohraničujících daný sektor. V obrázku 3-1 je příkladně zvolen napěťový vektor v sektoru VI. Sousední aktivní kombinace jsou $\boldsymbol{U_6}$ a $\boldsymbol{U_1}$. Pro získání žádaného vektoru $\boldsymbol{U_{\mathrm{ref}}}$ je potřeba mít určenou modulační periodu T_{PWM}, která je rozdělena na tři části. První je sepnut napěťový vektor $\boldsymbol{U_6}$ po dobu T_2, následně díky vektorovému sčítání lze vidět potřebu sepnout $\boldsymbol{U_1}$ po dobu T_1 a zbytek modulační periody je doplněn vhodnou nulovou kombinací $\boldsymbol{U_0}$, nebo $\boldsymbol{U_7}$ po dobu T_0:

$$T_{\mathrm{PWM}} \cdot \boldsymbol{U_{ref}} = \boldsymbol{U_6} \cdot T_2 + \boldsymbol{U_1} \cdot T_1 + \boldsymbol{U_0} \cdot T_0. \tag{3-5}$$

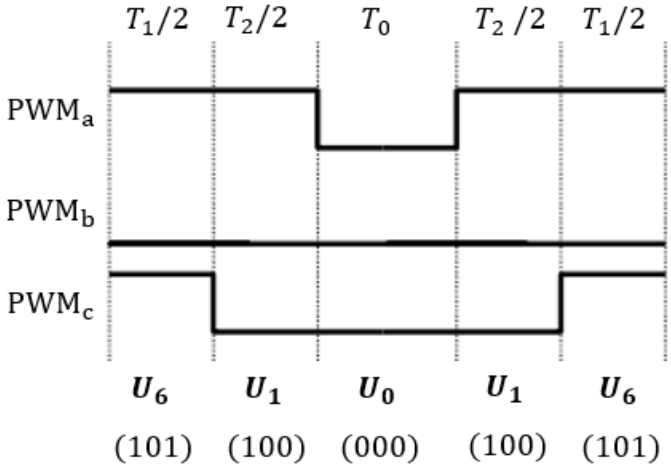
K obecnému výpočtu označme úhel α mezi žádaným vektorem $\boldsymbol{U_{ref}}$ a sousedním vektorem (přímým pohledem na sektor je volen napěťový vektor vlevo), tedy např. úhel orientovaný od $\boldsymbol{U_6}$ k $\boldsymbol{U_{ref}}$. Pro spínací doby platí výpočet ze znormovaného vektoru napětí $||\boldsymbol{U_{ref}}||$ jako:

$$T_1 = \sqrt{2} \cdot T_{\mathrm{PWM}} \cdot \left|\left|\boldsymbol{U_{ref}}\right|\right| \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right), \tag{3-6}$$

$$T_2 = \sqrt{2} \cdot T_{PWM} \cdot \left|\left|\boldsymbol{U_{ref}}\right|\right| \cdot \sin\alpha\,. \tag{3-7}$$

$$T_0 = T_{\mathrm{PWM}} - T_1 - T_2 \tag{3-8}$$

Nulový napěťový vektor je volen tak, aby došlo ke změně jen jednoho stavu. Standartní modulace SVPWM využívá vždy polovinu své přiřazené periody před přepnutím, což lze ostatně ukázat na příkladu modulovaného vektoru $\boldsymbol{U_{ref}}$ kdy v počátků je stav $\boldsymbol{U_6}$ (101) po dobu $T_1/2$, dále je přechod do stavu $\boldsymbol{U_1}$ (100) po $T_2/2$ a nulový vektor je volen $\boldsymbol{U_0}$ (000) po dobu T_0 k omezení spínacích ztrát. Dále dochází k návratu do stavu $\boldsymbol{U_1}$ (100) po dobu $T_2/2$ a zakončení je v počátečním vektoru $\boldsymbol{U_6}$ (101) po dobu $T_1/2$. Takto je využita modulační perioda T_{PWM} kdy proměnné jsou nejdříve doby T_1, T_2, T_0 kalkulované po každé periodě T_{PWM} a při změně sektoru se změní napěťově vektory $\boldsymbol{U_x}$. Při každé nové periodě T_{PWM} se mění střída D pulzů jednotlivých fází *a,b,c*.



Obr. 3-2 Modulace příkladného vektoru napětí $\boldsymbol{U_{ref}}$ (upraveno) [37].

Alternativně lze prohození, kdy pro modulaci je nejdříve volen vektor $\boldsymbol{U_1}$ (100) po dobu $T_2/2$ a následně $\boldsymbol{U_6}$ (101) po dobu $T_1/2$. Zde by následoval nulový vektor $\boldsymbol{U_7}$ (111) k přepnutí jen jednoho spínače.

SVPWM je výpočetně náročná metoda modulace, ale s rozvojem mikroprocesorové techniky se dostala do popředí v literatuře i v průmyslu. Podle spínacích kombinací jsou pomocí PWM poslány signály pro sepnutí tranzistorů. Výstup z třífázového střídače je určen podle spínací tabulky (tab. 3-1) vycházejících z rovnic (3-1), (3-2), (3-3), kdy sdružená napětí jsou určena jako rozdíl fázových napětí a platí následující rovnosti:

$$U_{\mathrm{ab}} = (U_{\mathrm{an}} - U_{\mathrm{bn}}) \cdot U_{\mathrm{DC}}, \tag{3-9}$$

$$U_{\mathrm{bc}} = (U_{\mathrm{bn}} - U_{\mathrm{cn}}) \cdot U_{\mathrm{DC}}, \tag{3-10}$$

$$U_{\mathrm{ca}} = (U_{\mathrm{cn}} - U_{\mathrm{an}}) \cdot U_{\mathrm{DC}}. \tag{3-11}$$

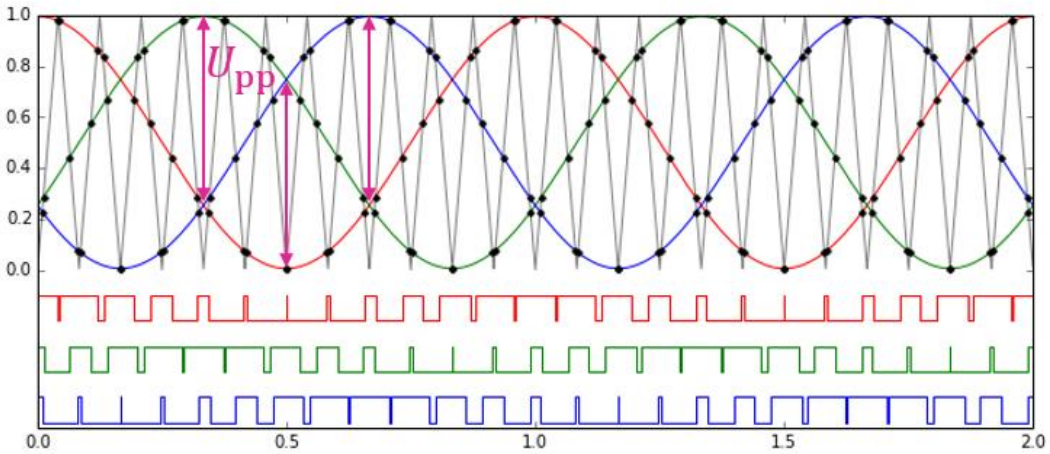
Analogicky lze vypočítat opačně orientovaná sdružená napětí U_{ba}, U_{ac}, U_{ca}.

Tab. 3-1 Spínací kombinace základních vektorů napětí a koeficienty pro výpočet fázového a sdruženého napětí jako násobek U_{DC}

Napěťový vektor	Spínací kombinace			Fázová napětí			Sdružená napětí		
	a	b	c	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
$\boldsymbol{U_0}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\boldsymbol{U_1}$	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
$\boldsymbol{U_2}$	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
$\boldsymbol{U_3}$	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
$\boldsymbol{U_4}$	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
$\boldsymbol{U_5}$	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
$\boldsymbol{U_6}$	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
$\boldsymbol{U_7}$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

3.2 Srovnání SVPWM, SPWM

PWM je standartně využívaná metoda modulace s výstupem pro signály tranzistorům třífázového střídače, který zajišťuje plné vstupní napětí motoru. SPWM (*Sinusoidal* PWM) je jen v literatuře používaný název pro standartní PWM.



Obr. 3-3 PWM modulace pro třífázový střídač (upraveno) [40].

Napětí je fyzikálně definované vždy mezi dvěma body. Z obrázku 3-2 lze stanovit, že maximální mezifázové napětí U_{pp} (*peak to peak*) využívá jen 86,6% hodnotou vstupního napětí střídače U_{DC}.

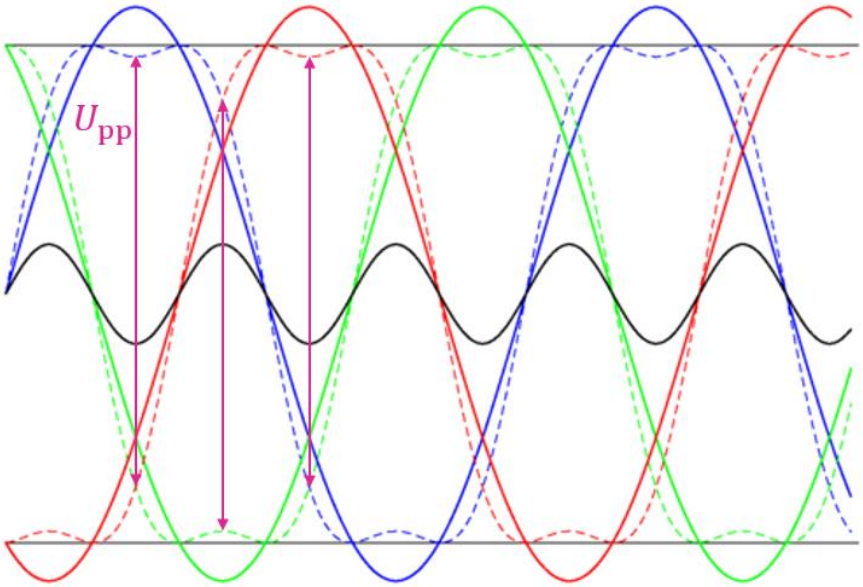
$$U_{pp,PWM} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC}. \tag{3-12}$$

Ztrátu napětí (rozdílu *peak to peak*) lze kompenzovat injekcí (přičtením) násobků třetí harmonické (3., 6., 9. …). Po přičtení 3. harmonické o amplitudě 1/6 vstupního napětí je stále využíváno z amplitudy vstupního napětí jen 86,6% hodnota U_{in}. V principu je zapotřebí snížené vstupní napětí překompenzovat zvýšením amplitudy sinusového signálu. Za tímto účelem lze využít konstantu odpovídající převrácené hodnotě zmenšené amplitudy neboli $K = \pm 1/0{,}866 = \pm 1{,}155$. Vstupní napětí po kompenzaci dosahuje amplitudy $K \cdot U_{in}$, kdy po injekci třetí harmonické je při porovnání výstupního napětí klasického PWM dosažená amplituda U_{pp} o 15,5 % větší a dosahuje se až plného využití napětí ze stejnosměrného meziobvodu U_{DC}. Při injekci třetí harmonické nedochází k promítnutí zvlnění na výstup,

protože nevzniká rozdíl ve velikosti napětí U_{pp} a složky třetí harmonické se vzájemně za jednu periodu odečtou [42]. Pro výstupní napětí po injekci 3. harmonické lze psát:

$$U_{\mathrm{pp,3.harm}} = 1{,}155 \cdot U_{\mathrm{pp,PWM}} = U_{\mathrm{DC}}. \tag{3-13}$$

Typický průběh po injekci třetí harmonické s amplitudou $1/6$ je vidět na obrázku 3-4.



Obr. 3-4 PWM modulace po injekci 3. harmonické (upraveno) [41].

Výstupem sinusové modulace (PWM = SPWM) jsou řídící signály pro spínače střídače. Amplitudová limitace vstupního napětí je dána napěťovým stejnosměrným meziobvodem střídače $U_{\mathrm{DC}}/2$. Maximální amplituda odpovídá modulačnímu indexu $m = 1$. Napětí jedné fáze v čase pak odpovídá obecně:

$$u(t) = m \cdot \frac{U_{\mathrm{DC}}}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi). \tag{3-14}$$

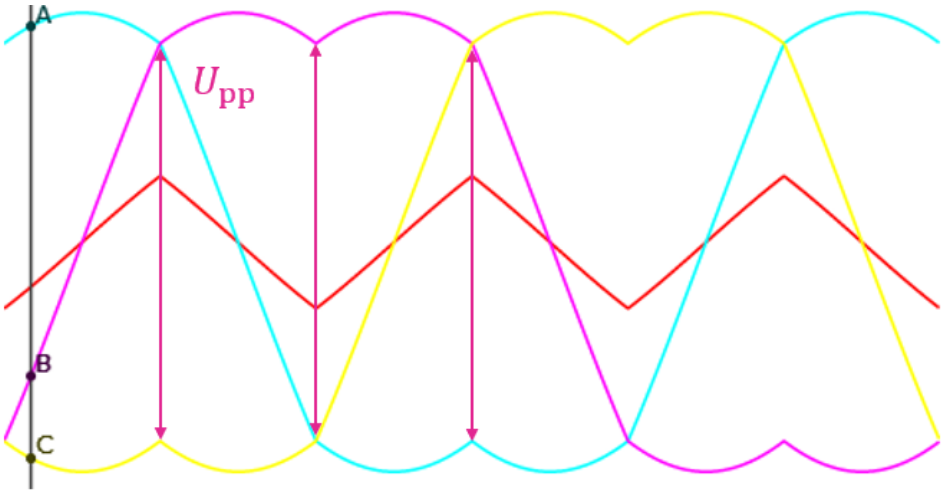
Pro SPWM tedy platí:

$$u_{\mathrm{SPWM}}(t) = 1 \cdot \frac{U_{\mathrm{DC}}}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi). \tag{3-15}$$

Při zvětšování amplitudy napětí dochází k překonávání napětí umožněného stejnosměrným meziobvodem. SVPWM je metoda založena na podobném principu jako injektování třetí harmonické, je však využito periodické trojúhelníkové vlny, která změní vzhled výstupního napětí (viz obr. 3-5). Opět během jedné periody dochází k vzájemnému odečtení injektované složky, a proto nedochází k promítnutí na vstupní napětí pro motor, protože výstupní napětí střídače závisí na rozdílu napětí U_{pp} [43]. V principu SVPWM využívá zvětšeného modulačního indexu na $m = 2/\sqrt{3} \doteq 1{,}155$.

$$u_{\mathrm{SVPWM}}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_{\mathrm{DC}}}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) = \frac{U_{\mathrm{DC}}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \tag{3-16}$$

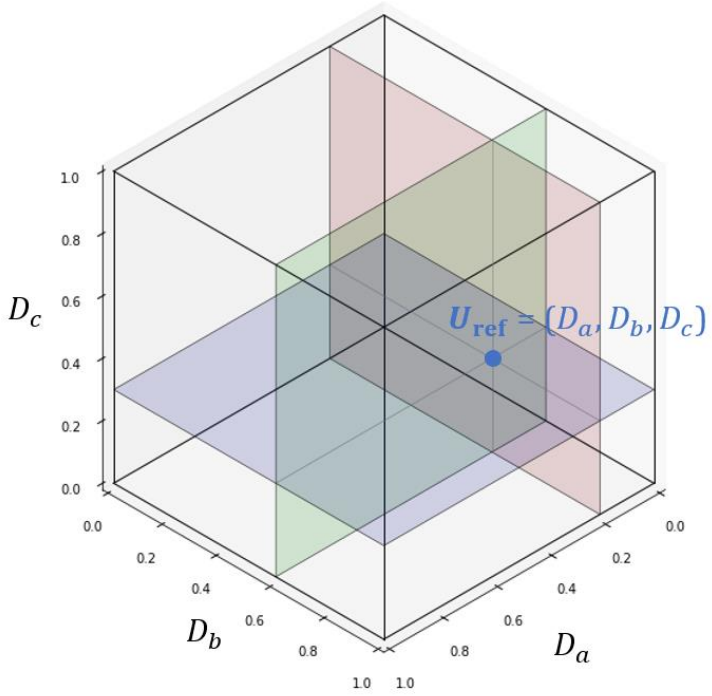
Při srovnání SPWM a SVPWM lze vidět rozdíl ve využití vstupního napětí střídače, kdy pro např. napětí stejnosměrného obvodu $U_{\mathrm{DC}} = 540$ V je dosaženo pro SPWM amplitudy napětí $U_{\mathrm{m,SPWM}} = 270$ V, zatímco u SVPWM je dosaženo amplitudy až $U_{\mathrm{m,SPWM}} \doteq 312$ V. Implementace SVPWM je složitější, ale lze dosáhnout stejných výsledků jako SPWM za využití výkonově menšího střídače, což vyústí v menší cenové náklady.



Obr. 3-5 SVPWM modulace (upraveno) [40].

3.1 Upřesnění prostorového vektoru U_{ref}

Pomyslný šestiúhelník uvedený v obr. 3-1 reprezentuje jen dvoudimenzionální projekci krychle. Při normalizaci výstupního napěťového prostorového vektoru $||\boldsymbol{U}_{\mathbf{ref}}||$, je zapotřebí uvažovat jeho komponenty jako třísložkový vektor složen z odpovídající střídy jednotlivých fází *a, b, c*. Pro příkladný normalizovaný referenční napěťový vektor $\left|\left|\boldsymbol{U}_{\mathbf{ref}}\right|\right| = (0{,}2; 0{,}6; 0{,}3)$ lze pozorovat polohu v pomyslné krychli, která je omezena střídou jednotlivých fází od 0 do 1 [40].



Obr. 3-6 SVPWM modulace (upraveno) [40].

KAPITOLA 4: SIMULACE ŘÍZENÍ SMPMSM

Pro simulaci reálného servomotoru je využit program *MATLAB & Simulink*. Jedná se o program umožňující vytvoření vhodného modelu nejen samotného motoru, ale zároveň jeho řízení. Pro vytvoření matematického modelu je potřeba stanovit dané parametry motoru a následně s vhodně zvolenou simulační periodou tento model převést do diskrétních rovnic.

4.1 Parametry modelovaného servomotoru

Po dekódování významu štítku příručky str. 5. [17] lze stanovit modelovaný servomotor jako typ *Surface Mounted* PMSM s integrovaným resolverem. Permanentní magnety rotoru jsou pro tento typ motoru uloženy na povrchu, kdy platí v systému os dq stejná hodnota indukčnosti v podélné ose L_d jako v příčné ose L_q. Změřená hodnota z katalogu [17] je mezifázová indukčnost statoru $L_{1\mathrm{x}}$, kterou je třeba vydělit dvěma pro získání výsledné statorové jednofázové indukčnosti:

$$L_\mathrm{d} = L_\mathrm{q} = L_1 = \frac{L_{1\mathrm{x}}}{2} = \frac{6{,}1 \cdot 10^{-3}}{2} \doteq 3{,}1 \cdot 10^{-3} = 3{,}1\ \mathrm{mH}. \tag{4-1}$$

Analogicky pro jednofázový odpor statoru platí také poloviční hodnota ze změřeného mezifázového statorového odporu $R_{1\mathrm{x}}$:

$$R_1 = \frac{R_{1\mathrm{x}}}{2} = \frac{0{,}61}{2} \doteq 0{,}31\ \Omega. \tag{4-2}$$

Pro výpočet spřaženého magnetického toku permanentních magnetů je využit vzorec:

$$\Psi_\mathrm{pm} \approx \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot K_\mathrm{e}}{1000 \cdot p_\mathrm{p}} \cdot \frac{60}{2\pi} \doteq 0{,}255\ \mathrm{Wb}. \tag{4-3}$$

Z datasheetu [17] byly pak stanoveny následující parametry (viz tab. 4-1).

Tab. 4-1 Základní parametry modelovaného Surface Mounted PMSM [3], [17].

Pojmenování značení	Obecné značení	Hodnota	Zdroj
Typ motoru		142UMD300CAAAA	Štítek
Zpětná vazba		resolver	Štítek
Jmenovitý výkon	P_n	5,78 kW	Příručka str. 21
Jmenovitý proud	I_n	11,5 A	Příručka str. 21
Jmenovité napětí	U_n	400 V	Příručka str. 21
Jmenovité otáčky	n_n	$3000\ \mathrm{ot \cdot min^{-1}}$	Štítek motoru
Jmenovitý moment	M_n	$18{,}4\ \mathrm{N \cdot m}$	Příručka str. 21
Maximální moment	M_max	$59{,}4\ \mathrm{N \cdot m}$	Příručka str. 21
Počet pólpárů	p_p	3	Štítek motoru
Moment setrvačnosti	J	$0{,}00268\ \mathrm{kg \cdot m^2}$	Příručka str. 21
Odpor statorového vinutí	$R_{1\mathrm{x}}$	0,61 Ω	Příručka str. 21
Indukčnost statorového vinutí	$L_{1\mathrm{x}}$	6,1 mH	Příručka str. 21
Momentová konstanta	K_t	$1{,}6\ \mathrm{N \cdot m \cdot A^{-1}}$	Příručka str. 21
Napěťová konstanta	K_e	$98\ \mathrm{V \cdot kot^{-1} \cdot min}$	Příručka str. 21
Magnetický tok od magnetů	Ψ_pm	0,255 Wb	vypočteno
Odpor statorového vinutí	R_1	0,31 Ω	vypočteno
Indukčnost statorového vinutí	L_1	3,1 mH	vypočteno

4.2 Modelování Surface Mounted PMSM

Motor s permanentními magnety na povrchu rotoru je třífázově napájen, kdy současnou změnou amplitudy a frekvence dochází k řízení PMSM. Stator obsahuje tří vinutí (pro tři fáze) vkládaného pro sinusově rozložené indukované napětí U_i s fázovým posunem fází o $2\pi/3$. Modelové rovnice lze sestavit podle [44], kdy je cílem ovládat základní parametry: rychlost motoru n, pozici rotoru θ a proudy i s momentem M.

4.2.1 Modelové rovnice Surface Mounted PMSM

Obecně pro motor s nevyvedeným středem musí platit pro statorové proudy a napětí rovnice:

$$i_{1\mathrm{a}} + i_{1\mathrm{b}} + i_{1\mathrm{c}} = 0, \tag{4-4}$$

$$u_{1a} + u_{1b} + u_{1c} = 0. \tag{4-5}$$

Po ustálení motoru na synchronních otáčkách odpovídá rotorový magnetický tok, toku permanentních magnetů na jeho povrchu, proto je uvažována následující rovnost:

$$\Psi_2 = \Psi_\mathrm{pm}. \tag{4-6}$$

Modelové rovnice SMPMSM v statorových napětích $u_{\mathrm{a,b,c}}$ jsou:

$$u_{1\mathrm{a}} = R_1 \cdot i_{1\mathrm{a}} + L_1 \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{1\mathrm{a}}) - \omega_2 \cdot \Psi_\mathrm{pm} \cdot \sin(\theta_2), \tag{4-7}$$

$$u_{1\mathrm{b}} = R_1 \cdot i_{1\mathrm{b}} + L_1 \cdot \frac{d}{dt}(i_{1\mathrm{b}}) - \omega_2 \cdot \Psi_\mathrm{pm} \cdot sin\left(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}\right), \tag{4-8}$$

$$u_{1\mathrm{c}} = R_1 \cdot i_{1\mathrm{c}} + L_1 \cdot \frac{d}{dt}(i_{1\mathrm{c}}) - \omega_2 \cdot \Psi_\mathrm{pm} \cdot sin\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right), \tag{4-9}$$

kde θ_2 reprezentuje elektrický úhel natočení rotoru. Protože se jedná o motor synchronní, je rychlost statorového pole rovna elektrické rychlosti rotoru. Lze tedy transformovat do soustavy svázané s rotorem dq pomocí Clarkové a Parkovy transformace pro získání základních modelových rovnic napětí v dq:

$$u_{1\mathrm{d}} = R_1 \cdot i_{1\mathrm{d}} + L_1 \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{1\mathrm{d}}) - \omega_2 \cdot L_1 \cdot i_{1\mathrm{q}}. \tag{4-10}$$

$$u_{1\mathrm{q}} = R_1 \cdot i_{1\mathrm{q}} + L_1 \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(i_{1\mathrm{q}}\right) + \omega_2 \cdot L_1 \cdot i_{1\mathrm{d}} + \omega_2 \cdot \Psi_\mathrm{pm}. \tag{4-11}$$

Obecně platí pro elektrickou úhlovou rychlost přepočet z mechanické rychlosti pomocí vztahu:

$$\omega_\mathrm{e} = p_\mathrm{p} \cdot \Omega_\mathrm{m}, \tag{4-12}$$

kdy využitím derivace podle času lze napsat vztah využívající zátěžného moment M_z, koeficientu tlumení B a momentu setrvačnosti J:

$$\frac{\mathrm{d}\omega_\mathrm{e}}{\mathrm{d}t} = \frac{p_\mathrm{p}}{J} \cdot \left(M_\mathrm{h} - \frac{B}{p_\mathrm{p}} \cdot \omega_\mathrm{e} - M_\mathrm{z}\right). \tag{4-13}$$

Obecně pro okamžitý elektromagnetický moment M_h u PMSM lze uplatnit vztah:

$$M_\mathrm{h} = \frac{3}{2} \cdot p_\mathrm{p} \cdot \left[\Psi_\mathrm{pm} \cdot i_\mathrm{q} + \left(L_\mathrm{d} - L_\mathrm{q}\right) \cdot i_\mathrm{d} \cdot i_\mathrm{q}\right], \tag{4-14}$$

kdy pro SMPMSM $L_\mathrm{d} = L_\mathrm{q}$ platí rovnost:

$$M_\mathrm{h} = \frac{3}{2} \cdot p_\mathrm{p} \cdot \Psi_\mathrm{pm} \cdot i_\mathrm{q}. \tag{4-15}$$

Pro přepočet mechanické rychlosti z ot · min^{-1} na rad · s^{-1} a zpět využíváme:

$$\Omega_\mathrm{m} = \frac{\pi \cdot n_\mathrm{m}}{30} \rightarrow n_\mathrm{m} = \frac{60 \cdot \Omega_\mathrm{m}}{2 \cdot \pi}. \tag{4-16}$$

4.2.1 Simulace SMPMSM v *MATLAB & Simulink*

Motor byl podle rovnic uvedených v podkapitole 4.2.1 modelován. Motorové konstanty jsou čerpány z přílohy B, kde byl jako zdroj využit datasheet [17]. Samotný model motor je složen ze dvou hlavních částí. Vnější část (viz obr. C-1) zajišťuje přechod ze soustav abc do soustavy dq pomocí Parkovy a Clarkové transformace z rovnic (2-2), (2-4), jen s dosazením napětí, místo proudů. Zpětnou transformaci ze soustavy dq do abc lze provést dosazením do inverzní Parkovy a Clarkové transformace z (2-3), (2-5), kde je potřeba ve vztazích provést náhradu proudů za napětí. Vnitřní část modelu (viz obr. C-2) implementuje modelové rovnice z 4.2.1.

Pro diskretizace motoru byla zvolena možnost „*Treat as atomic unit*“, která zajistí časování podle zvolené konstantní periody T_motor (viz přílohu B). Pro určení derivovaných veličin je využit diskrétní integrátor, který pro výpočet vyžívá dopřednou Eulerovou metodu.

Pro obě simulace byl využit *solver FixedStepDiscrete* s periodou $T_\mathrm{simulace} = 1$ µs.

4.2.2 Resolver

V datasheetu [17] (str. 6.) je uvedeno, že motor 142UMD300CAAAA je vybaven absolutním čidlem polohy typu Resolver 55RSS 116. Na str. 48 [17] je uvedeno, že pozice rotoru je měřena s přesností 1,3 *arc minutes* (úhlových minut), neboli při poziční přesnosti 16384/otáčku, se lze dopočítat na rezoluci (přesnost) podle vztahu:

$$\mathrm{rezoluce} = \frac{360}{16384} = 0{,}022\,^\circ = 1\,'19\,'' = 1{,}32\,' \tag{4-17}$$

Resolver je pasivní prvek měřící úhlovou pozici rotoru θ_2. Ve statoru jsou uloženy dvě cívky, které jsou mechanicky posunuty o 90 °. V rotoru jsou uloženy cívky mechanicky posunuté o 180 °. Pomocí excitačního signálu vyslaného do rotoru s operační frekvencí resolveru f_resolver a napětím u_resolver lze měřit na statorových cívkách indukované napětí. Napětí indukované na statorových čidlech závisí na aktuální pozici rotoru vůči statoru, kdy amplituda nám dává informaci o $\sin\theta$ a $\cos\theta$. Na str. 58 [17] lze vyčíst parametry budícího signálu $f_\mathrm{resolver} = 7{,}5$ kHz, $u_\mathrm{resolver} = 6$ V s transformačním poměrem $t_\mathrm{p} = 0{,}3 \pm 0{,}03$ pro modely motorů po roce 2003. Pro výpočet výstupního napětí resolveru v závislosti na úhlu natočení píšeme [5]:

$$U_\mathrm{sin} = t_\mathrm{p} \cdot U_\mathrm{resolver} \cdot \sin(2\pi \cdot f_\mathrm{resolver} \cdot t) \cdot \sin\theta\,, \tag{4-18}$$

$$U_\mathrm{sin} = 0{,}3 \cdot 6 \cdot \sin(2\pi \cdot 7500 \cdot t) \cdot \sin\theta = 1{,}8 \cdot \sin(15000\pi \cdot t) \cdot \sin\theta\,, \tag{4-19}$$

$$U_\mathrm{cos} = t_\mathrm{p} \cdot U_\mathrm{resolver} \cdot \sin(2\pi \cdot f_\mathrm{resolver} \cdot t) \cdot \cos\theta\,, \tag{4-20}$$

$$U_\mathrm{cos} = 0{,}3 \cdot 6 \cdot \sin(2\pi \cdot 7500 \cdot t) \cdot \cos\theta = 1{,}8 \cdot \sin(15000\pi \cdot t) \cdot \cos\theta\,. \tag{4-21}$$

K zpracování výpočtu úhlu resolveru, je potřeba využít analogově digitálního převodníku (ADC), kdy lze využít vztahu [5]:

$$\theta = \arctan\left(\frac{\sin\theta}{\cos\theta}\right) = \arctan\left(\frac{U_\mathrm{sin}}{U_\mathrm{cos}}\right), \tag{4-22}$$

kde θ není definována díky funkci $\cos\theta$ ve jmenovateli na intervalu $\frac{\pi}{2} + z \cdot \pi$.
Model resolveru je převzat od [3] s úpravou sčítání polohy rotoru od $-\pi, +\pi$.

4.3 Modely dvou řídících metod

V simulačním prostředí *MATLAB & Simulink* byly sestaveny dva modely řídících metod: FOC a DTC. Jedná se o široce citované metody pro řízení PMSM. Představitelem FOC je F. Blaschke [45], který v 70. letech 20. stol. navázal na práci K. Hasse [46]. V literatuře jsou u objevu DTC v 80. letech 20. stol. citování M. Deppenbrock [47] a I. Takahashi & T. Noguchi [14].

Pro srovnatelné modelování obou metod byly využity konstanty obdobné pro obě simulační metody. Motor je napájen z třífázového střídače, který obsahuje 6 IGBT tranzistorů. Spínací frekvenci uvažujeme $f_{\mathrm{PWM}} = 20$ kHz. Jedná se o níže zvolenou frekvenci, protože výrobci běžně nabízejí výkonové spínače se spínací frekvencí 20 až 50 kHz. Napětí stejnosměrného meziobvodu měniče uvažujeme $U_{\mathrm{DC}} = 540$ V, vypočítané ze vstupního sdruženého napětí vztahem:

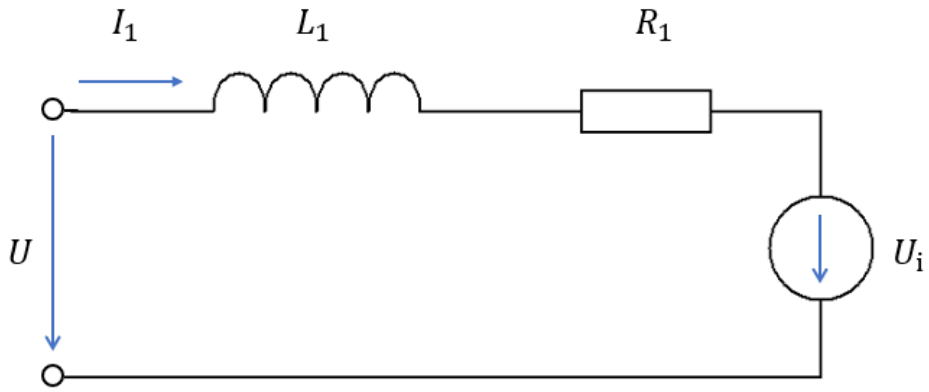
$$U_{\mathrm{DC}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{\mathrm{s,rms}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot 400 \doteq 540 \text{ V}. \tag{4-23}$$

4.3.1 Model FOC

Pro řízení vytvořeného modelu motoru (viz obr. C-1, obr. C-2), je využito vektorového řízení s měřením proudů a s požadavkem na napětí (obr. C-3). Čidlem otáček motoru je resolver, který ve srovnání s inkrementálním enkodérem je méně přesný, za to však umožnuje větší tepelné přetížení až na 165 °C (str. 57 z [17]) místo 120 °C u inkrementálního čidla (str. 50 z [17]). Střídač je implementován jako ideální jen pro získání fázových napětí z rovnic (3-1), (3-2), (3-3), kdy jsou zanedbané spínací ztráty IGBT tranzistorů. Zvolenou modulační technikou je SVPWM popsána blíže v kapitole 3. FOC je metoda sestávající ze dvou smyček, vnitřní pro regulaci proudů I_{d}, I_{q} a vnější smyčky pro regulaci rychlosti Ω, popřípadě snižování tokotvorné složky proudu I_{d} pro případ odbuzování [49]. Pro transformaci změřených proudů z os abc do dq je využito Clarkové a Parkovy transformace z rovnic (2-2), (2-4). Pro převedení napětí z dq do abc bylo využito inverzní Clarkové a Parkovy transformace ze vztahů (2-3), (2-5).

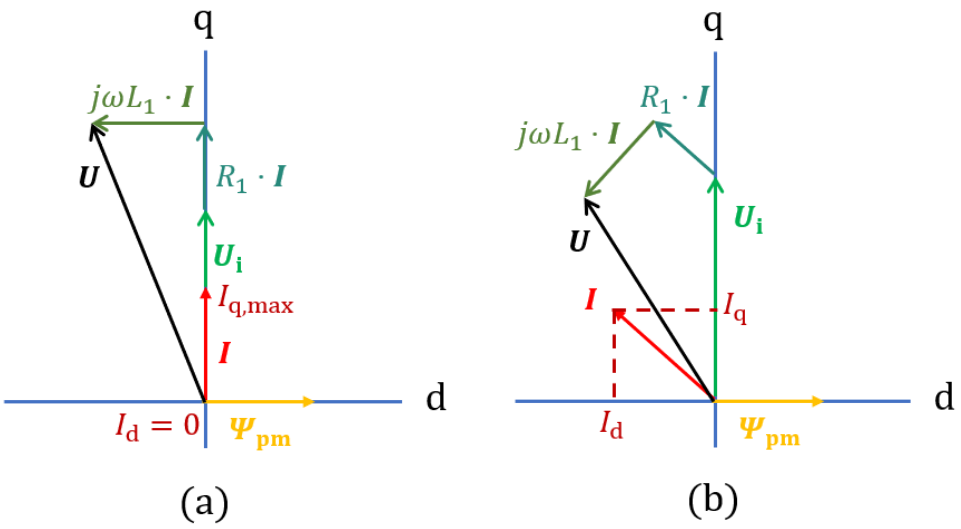
4.3.1.1 Odbuzování FOC

Pro SMPMSM lze uvažovat zjednodušené náhradní schéma jedné fáze sestavené z odporu R_1, indukčnosti L_1 a indukované napětí U_{i} z toku permanentních magnetů Ψ_{pm} [49], [1].



Obr. 4-1 Náhradní schéma SMPMSM (upraveno) [49].

Z náhradního schématu lze určit fázorové diagramy, které se liší pro režim bez odbuzování a pro režim s odbuzováním. Pro režim bez odbuzování určuje referenční soustava dq svázaná s rotorem směr fázoru proudu $\boldsymbol{I}$. Ve snaze maximalizace momentotvorné složky je fázor volen v příčné ose q. Pro režim bez odbuzování lze tedy držet tokutvornou složku $I_{\mathrm{d}} = 0$ při maximální momentotvorné složce $I_{\mathrm{q}} = I_{\mathrm{q,max}}$.



Obr. 4-2 Fázorové diagramy: ad (a) bez odbuzování, ad (b) s odbuzováním (upraveno) [49].

Platnost řízení bez odbuzování je za podmínky, že indukované napětí je menší než fázové napájecí napětí $U_i < U$. Napětí indukované permanentními magnety je úměrné elektrické úhlové rychlosti ω. Pro vyšší rychlosti než jmenovité $\omega > \omega_n$, je napětí $U_i > U$ a pomalu dochází k poklesu momentu M. Pro další urychlování je potřeba zařadit režim odbuzování, který nemůže zajistit změnu toku permanentních magnetů Ψ_{pm}, protože je konstantní. Lze však zmenšit budící tok ve vzduchové mezeře přidáním záporného tokotvorného proudu $I_d < 0$ viz obr. 4-2 ad (b). Pro regulaci bloku odbuzování je často využívaná zpětná vazba výstupního napětí z proudových regulátorů $\sqrt{U_d^2 + U_q^2}$ a odečtena od referenční maximální hodnoty napětí U_{max}. Pokud je rozdíl záporný, aplikuje se režim odbuzování. V simulaci je však využit netradiční způsob odbuzování představený v [50], kdy žádaný proud $I_{d,ref}$ je výstupem PI regulátoru, jehož vstupem je rozdíl referenční a změřené rychlosti $\Delta\Omega = \Omega_{ref} - \Omega_{měř}$. Regulátor je aktivován po dosažení hodnoty $\Omega_{měř} = 330$ rad/s, což je hodnota mírně větší než jmenovitá rychlost $\Omega_n = 314$ rad/s. Důvodem je překmit rychlosti, který je parazitní, ale pro ustálení regulace není vyžadováno odbuzování.

4.3.1.2 Omezení a odvazbení

Blok omezení (viz obr. C-3) sestává z omezení amplitudy maximálního možného žádaného napětí. Motor je jmenovitě napájen sdruženým napětím $U_{s,rms} = 400$ V. Amplituda sdruženého napětí je $U_{s,m} = \sqrt{2} \cdot U_{s,rms}$. Z omezení SVPWM uvedeném v rovnici (3-16) vyplívá:

$$U_{max} = \frac{U_{s,m}}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \doteq 327 \text{ V}. \tag{4-24}$$

Jedná se o omezující napětí vstupu do modulace SVPWM, a proto výstup bloku omezení zajišťuje požadavek na napětí U_d a U_q:

$$\sqrt{U_d^2 + U_q^2} \leq U_{max}. \tag{4-25}$$

Pokud nastane stav $\sqrt{U_d^2 + U_q^2} > U_{max}$, je pro výstupní omezené napětí bloku vždy zajištěn stejný poměr vstupů z následujících vztahů:

$$U_{d,omez} = \frac{U_d}{\sqrt{U_d^2 + U_q^2}} \cdot U_{max}. \tag{4-26}$$

$$U_{q,omez} = \frac{U_\mathrm{q}}{\sqrt{U_\mathrm{d}^2 + U_\mathrm{q}^2}} \cdot U_{max}. \tag{4-27}$$

Blok odvazbení spočívá v kompenzování vzájemných vazeb z rovnic (4-10), (4-11). Výstupní napětí regulátoru obsahuje jen složky z příslušných proudů stejné osy d, q. Pro odvazbení je tedy využito rovnic kompenzujících členy s elektrickou rychlostí ω [53]:

$$U_\mathrm{d} = U_\mathrm{d,in} - \omega \cdot L_1 \cdot I_\mathrm{q,měř}, \tag{4-28}$$

$$U_\mathrm{q} = U_{\mathrm{q},in} + \omega \cdot L_1 \cdot I_{\mathrm{d},měř} + \omega \cdot \Psi_\mathrm{pm}, \tag{4-29}$$

4.3.1.3 Časování diskrétního modelu FOC

Simulační čas byl zvolen padesátinásobně menší než perioda PWM pulzů. Pro $T_\mathrm{PWM} = 50$ µs to znamená $T_\mathrm{simulace} = 1$ µs. Jedná se o pevnou periodu vzorkování, při které je simulován motor a střídač. Pro regulační smyčku proudu byl zvolen vzorkovací čas $T_\mathrm{regulator_proudu} = 5$ µs, protože pro běžně dostupné Hallovy sondy se uvádí operační frekvence až $f_\mathrm{Hall_sensor} = 400$ kHz [51], tedy byla využita poloviční frekvence $f_\mathrm{regulator_proudu} = 200$ kHz. Pro regulační smyčku rychlosti se zpravidla bere desetinásobná perioda, ale z důvodu zpracování resolveru je zvolena větší perioda $T_\mathrm{regulator_rychlosti} = 250$ µs.

4.3.2 Model DTC

Druhou simulovanou metodou je přímé řízení momentu. Ze čtyř PI regulátorů oproti FOC zůstává jen jeden se vstupem požadavku rychlosti a výstupem žádaného momentu M_ref. Motor, střídač a resolver jsou zachovány ze simulace FOC, změna však přichází ve zpracování naměřených proudů, kdy je provedena jen transformace do soustavy αβ místo dq u FOC. Nově je také měřeno vstupní napětí motoru, také převedené do soustavy αβ pomocí Clarkové transformace.

4.3.2.1 Odhad toku Ψ a momentu M

Z rovnic (2-12) a (2-13) je získán odhad toku v souřadnicích αβ z naměřených proudů a napětí. Pomocí vztahu (2-15) je určen fázový úhel statorového toku θ, který určuje sektor, kde se nachází vektor toku $\boldsymbol{\Psi}$. Informace o sektoru slouží k modulování vhodných napěťových vektorů podle žádaného směru otáčení, což poukazuje obrázek 2-7. Pro zjištění amplitudy odhadovaného toku, je dosazeno do vztahu (2-14). Pro odhad momentu je dosazeno do vztahu (2-17).

4.3.2.2 MTPA a odbuzování

K maximalizaci momentu na ampér (MTPA) je potřeba ovládat referenční tok [52]. K výpočtu lze využít referenční moment a pro konstantu $K = 2/3$ je určeno:

$$\Psi_\mathrm{ref} = \sqrt{L_1^2 \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{M_\mathrm{ref}}{\Psi_\mathrm{pm} \cdot p_\mathrm{p}}\right)^2 + \Psi_\mathrm{pm}^2}. \tag{4-30}$$

Odbuzování se opět uplatňuje pro otáčky vyšší než jmenovité $\Omega > 314$ rad/s. Rozdíl oproti odbuzování v FOC z kapitoly 4.3.1.1 je, že tok Ψ_ref má stále kladný požadavek, který se po MTPA mění, ale je okolo $\Psi_\mathrm{ref} \sim \Psi_\mathrm{pm} = 0{,}255$. Požadavek na tokotvorný proud je $I_\mathrm{d,ref} = 0$ a při odbuzování se stává záporným $I_\mathrm{d,ref} < 0$, zatímco při odbuzování u DTC je referenční tok stále kladný až do dosažení maximálních dovolených otáček motoru $\Psi_\mathrm{ref} \geq 0$.

4.3.2.3 Regulátory Bang-Bang

Pro ovládání momentu M lze využit třístavový regulátor s možnými stavy -1, 0 ,1 a pro ovládání toku Ψ lze využít dvoustavový regulátor s možnými stavy 1, 0 pro řízení po kruhu. K regulaci je zapotřebí stanovit dovolenou odchylku, která je dostatečně velká, aby nedocházelo k překonání spínací frekvence [1]. Pro zvolené řízení po šestiúhelníku je potřeba zajištění vhodné odchylky, se sledováním nepřekročení maximální spínací frekvence. Využito je jmenovitých hodnot jako

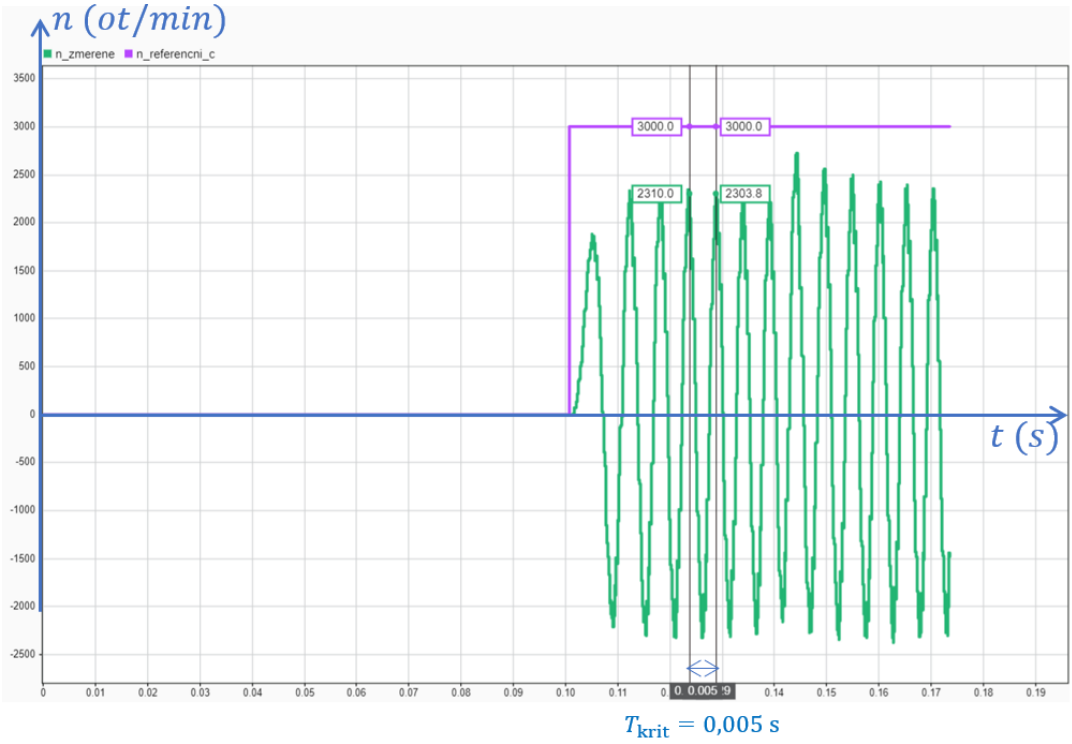
násobků, tedy pro dvoustavovou odchylku momentu byla zvolena 10% odchylka $\Delta M = 0{,}1 \cdot M_\mathrm{n}$ a odchylka toku $\Delta\Psi$ se uplatňuje jen při řízení po kruhu. Společně s informací o sektoru je výstup z bang-bang regulátoru vstupem pro spínací tabulku, kdy je zajištěno modulování pomocí vhodné kombinace napěťových vektorů podle tabulky 2-1.

4.3.3 Ladění PI regulátorů

MATLAB & Simulink je nástroj umožňující mnoho metod ladění PI regulátorů, od algoritmického přístupu bloku „*FOC Autotuner*“, po aplikaci „*PID Tuner App*“. Podmínkou vhodného použití je však využití lineární regulační soustavy. Alternativou je ruční ladění přes heuristické metody, které spočívá ve vyzkoušení různých kombinací parametrů proporcionálního zesílení K_P se zesílením integrační složky K_I a sledování reakce systému. Jedná se o zdlouhavý a kostrbatý proces, často provázen divergencí úspěchu. Ke zvýšení šance na konvergenci k vhodnému řešení, je využívána Ziegler-Nicholsova metoda, umožňující více strukturovaný přístup k ladění PI regulátorů. V krocích je potřeba udělat následující [1]:

1. Vyřazení integrační složky $K_\mathrm{I} = 0$, uplatňuje se jen proporcionální složka.
2. Stanovení znaménka proporcionálního zesílení vyzkoušením $K_\mathrm{P} = 1$ a $K_\mathrm{P} = -1$. Tento jev poukazuje na sled fází připojených k motoru, který určuje směr otáčení motoru.
3. Zvětšování proporcionální zesílení dvojnásobně, od původně vyzkoušené hodnoty, dokud nedojde k periodickému kmitání. Postupně dále zmenšování zesílení K_P až do zániku periodického kmitání. Lze pak stanovit kritické zesílení na mezi periodického kmitání $K_\mathrm{P,krit}$ při kterém lze stanovit periodu vlastních kmitů T_krit.
4. Naladěné proporcionálního zesílení lze pak určit z $K_\mathrm{P} = 0{,}45 \cdot K_\mathrm{P,krit}$ a integrální zesílení lze určit jako $K_\mathrm{I} = 0{,}85 \cdot T_\mathrm{krit}$.

Příkladem je laděný regulátoru rychlosti v simulaci metody DTC. Při postupném zvyšování proporcionální složky bylo stanoveno kritické zesílení $K_\mathrm{P,krit} = 0{,}45$ při periodě vlastních kmitů změřeném pomocí rozdílu kurzorů jako $T_\mathrm{krit} = 0{,}005$ s (viz Obr. 4-3).



Obr. 4-3 Průběh změřené rychlosti n pro DTC s požadavkem 3000 ot/min.

Výpočtem bylo určeno $K_\mathrm{P} = 0{,}45 \cdot 5 = 2{,}25$ a $K_\mathrm{I} = 0{,}85 \cdot 0{,}005 \doteq 0{,}004$. Po úpravách ručním laděním byla provedena optimalizace, pro rozběh se zátěží $M_\mathrm{z} = 10$ Nm. Regulační konstanty byly

ručně doladěny na $K_\mathrm{P} = 0{,}1$ a $K_\mathrm{I} = 1$ kdy pro skok z 0 ot/min na 3000 ot/min byl změřen překmit $h_\mathrm{max} = 3150$ ot/min.
Pro přeregulaci lze stanovit hodnotu:

$$\sigma_{\%} = \frac{h_\mathrm{max} - h_\infty}{h_\infty} \cdot 100 = \frac{3130 - 3000}{3000} \cdot 100 \doteq 4{,}3\ \%. \tag{4-31}$$

V simulaci FOC bylo potřeba současně naladit čtyři PI regulátory. Zde se nabízí už jen algoritmická řešení, představená např. v [48]. Vliv kaskádové zapojení regulátorů přináší do systému nelinearity a nestability způsobené vlivem výstupu vnějšího regulátoru na vstup vnitřního regulátoru. Toto eliminuje použití metod jako např. Ziegler-Nicholsova, která neumí s proměnnou stabilitou vstupu pracovat. Pro ladění FOC regulátorů v simulaci byly nejdříve vyřazeny vnější regulátory pro současné naladění vnitřních regulátorů proudů. Referencí byl dán konstantní požadavkem na $I_\mathrm{d,ref} = 0$ A a $I_\mathrm{q,ref} = 10$ A, kdy je sledována reakce systému na změny nejdříve proporcionální složky, a pak na zařazení složky integrační. Po naladění vnitřních regulátorů je zařazen regulátor otáček a pro konstantní požadavek jmenovité rychlosti $n_\mathrm{n} = 3000$ ot/min lze pozorovat reakci systému. Po eliminaci nestability pro proporcionální složku otáček lze zařadit integrační složku a po několika iteracích lze dosáhnout stabilního řízení s minimálním překmitem a s vhodnou dynamikou. Požadavek na otáčky je následně zvětšen na maximální rychlost umožněnou parametry motoru $n_\mathrm{max} = 4900$ ot/min, kdy lze doladit regulátor toku Ψ, který pro režim odbuzování dává požadavek na zápornou tokutvornou složku proudu I_d.

Pro srovnatelné výsledky obou metod, byly v FOC regulátory naladěny k dosažení stejné přeregulace $\sigma_{\%} = 4{,}3\ \%$ pro skok z 0 ot/min na 3000 ot/min pří aktivním zátěžném momentu $M_\mathrm{z} = 10$ Nm. Výsledkem jsou pro regulátor proudu i_q hodnoty $K_\mathrm{P,q} = 100$, $K_\mathrm{I,q} = 100$, pro regulátor proudu i_d $K_\mathrm{P,d} = 100$, $K_\mathrm{I,d} = 80$, pro regulátor rychlosti byly stanoveny parametry $K_\mathrm{P,\Omega} = 0{,}1$ a $K_\mathrm{I,\Omega} = 1$ a pro režim odbuzení parametry regulátoru toku pro požadavek na záporný proud i_d s $K_\mathrm{P,\Psi} = -0{,}1$ a $K_\mathrm{I,\Psi} = -0{,}2$.

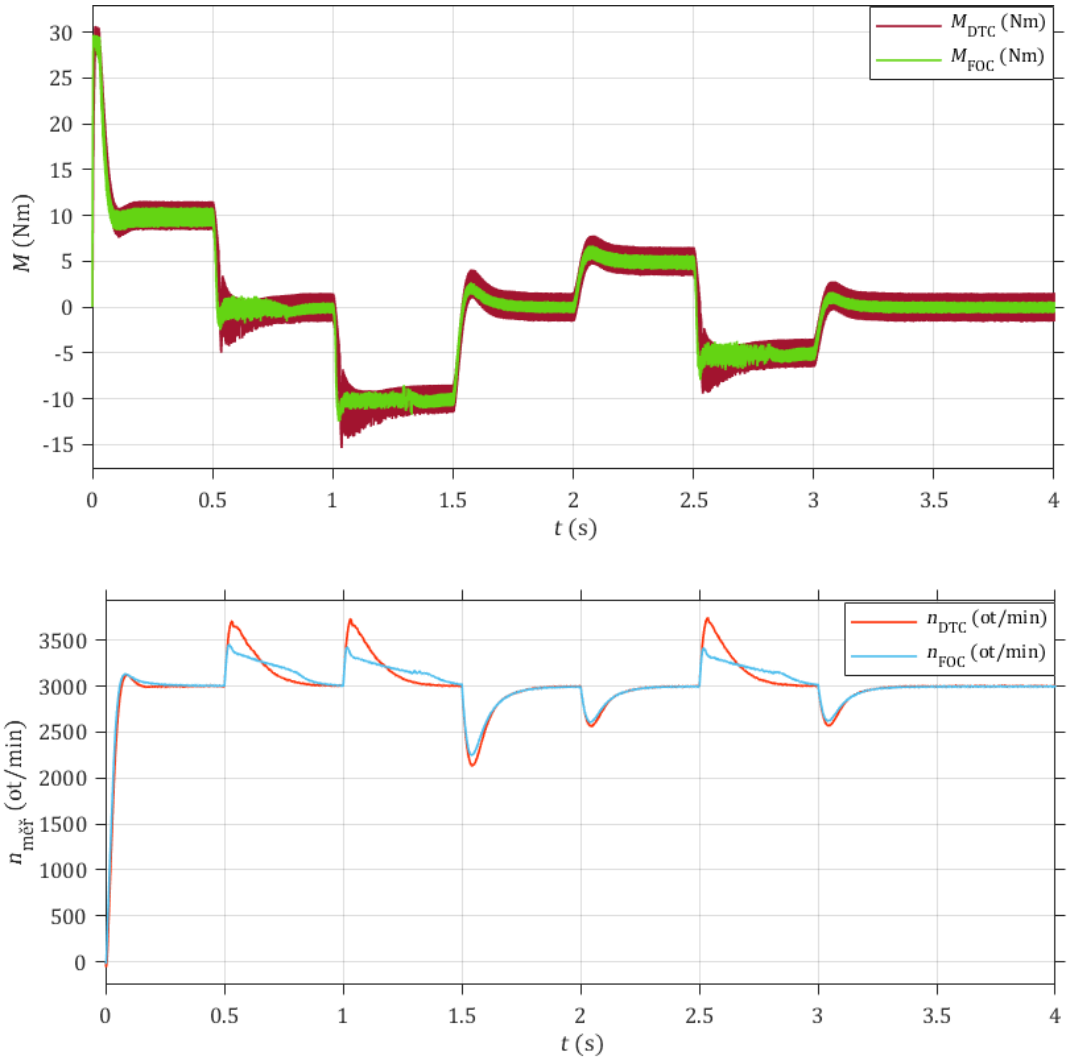
4.4 Simulační výsledky

Pro srovnání metod DTC a FOC byla provedena v simulaci sada měření. U DTC je jen jeden PI regulátor, který byl naladěn pro jednotkový skok z 0 ot/min na jmenovitých 3000 ot/min. Analogicky čtyři PI regulátory v FOC musely být naladěny pro dosažení obdobného průběhu změřených otáček. Snahou bylo ověření výsledků představených v [54].

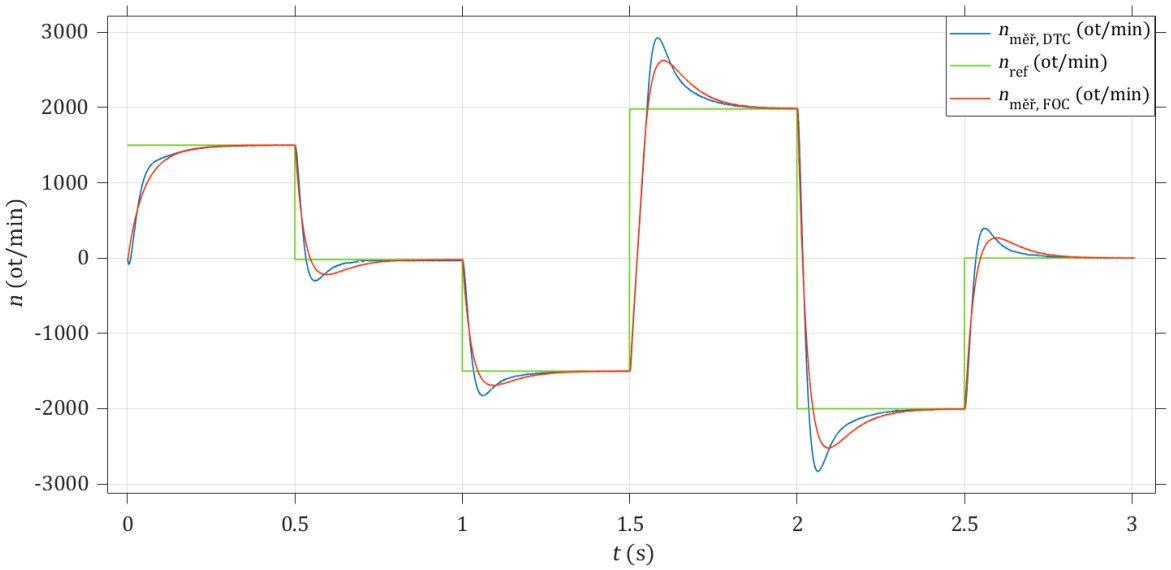
Prvním testem modelu FOC a DTC z obr. 4-4 bylo sledování jmenovité rychlosti motoru při proměnném zátěžném momentu M_z. Motor byl rozběhnut na $n_\mathrm{n} = 3000$ ot/min se zátěžným momentem $M_\mathrm{z0} = 10$ Nm. V čase $t = 0{,}5$ s byla zátěž odpojena $M_\mathrm{z0,5} = 0$ Nm a v čase $t = 1$ s byla připojena „zátěž“ opačná $M_\mathrm{z1} = -10$ Nm. V čase 1,5 s byla odpojena $M_\mathrm{z1,5} = 0$ Nm a v $t = 2$ s je $M_\mathrm{z2} = 5$ Nm. V čase $t = 2{,}5$ s je $M_\mathrm{z2,5} = -5$ Nm. V $t = 3$ s je posledním požadavkem odpojení zátěže $M_\mathrm{z3} = 0$ Nm.

Druhým testem modelu FOC a DTC z obr. 4-5 bylo sledování požadovaných otáček při konstantním zátěžném momentu $M_\mathrm{z0} = 10$ Nm. V čase $t = 0$ s byl požadavek na otáčky $n_\mathrm{ref0} = 1500$ ot/min. V čase $t = 0{,}5$ s bylo žádáno $n_\mathrm{ref0,5} = 0$ ot/min. V $t = 1$ s bylo $n_\mathrm{ref1} = -1500$ ot/min, po uplynutí $t = 1{,}5$ s bylo žádáno $n_\mathrm{ref0,5} = 2000$ ot/min, v čase $t = 2$ s bylo $n_\mathrm{ref2} = -2000$ ot/min a konečný požadavek byl v čase $t = 2{,}5$ s při $n_\mathrm{ref2,5} = 0$ ot/min.

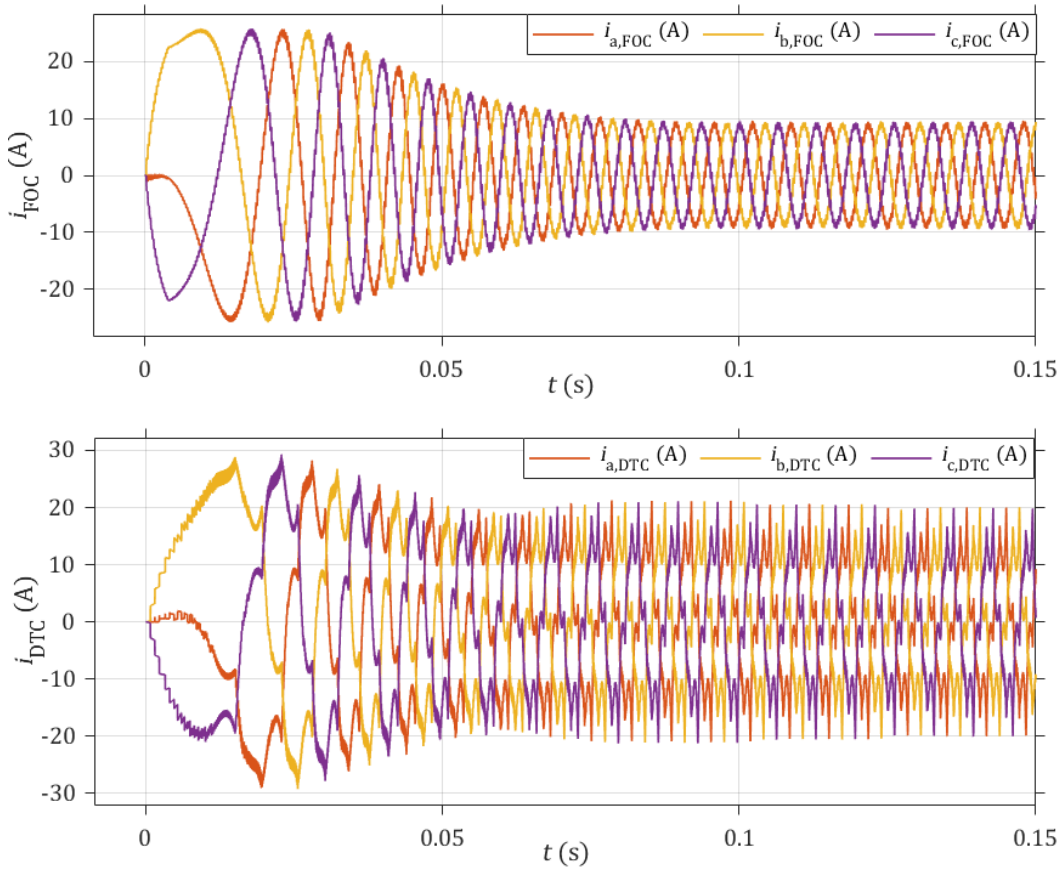
Třetí požadavek je pro rozběh na jmenovité otáčky $n_\mathrm{n} = 3000$ ot/min se zátěžným momentem $M_\mathrm{z} = 10$ Nm. Pro obě simulace FOC a DTC jsou následně vyobrazeny odebírané fázové proudy (viz obr. 4-6) a pro DTC je vyobrazen průběh vektoru statorového toku Ψ při řízení po šestiúhelníku (viz obr. 4-7) a snížením odchylek společně se zařazením dvoustavového regulátoru toku Ψ a třístavového regulátor momentu M lze dosáhnout řízení po kruhu (viz obr. 4-8).



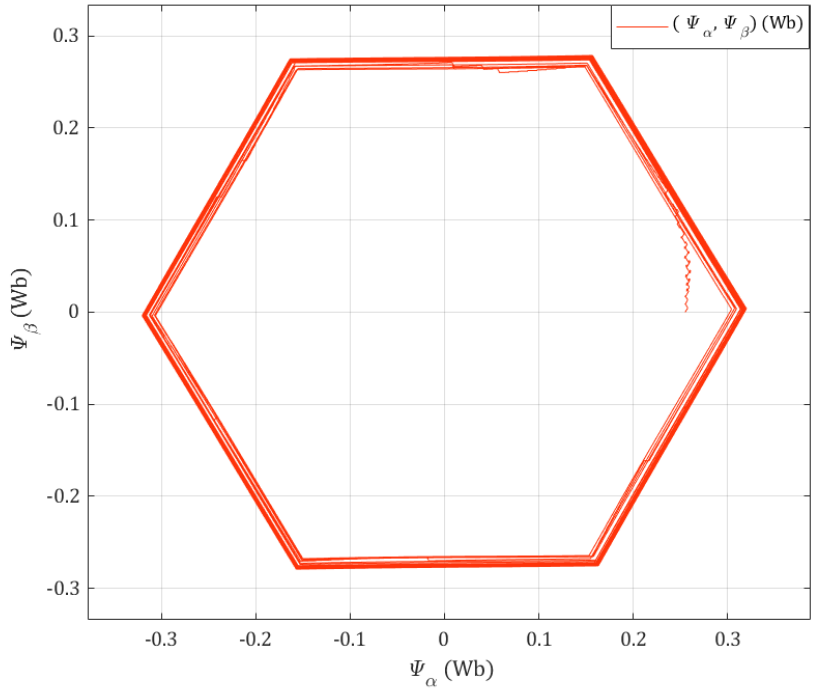
Obr. 4-4 Reakce na změnu M_z při $n_n = 3000\ ot/min$ pro FOC a DTC.



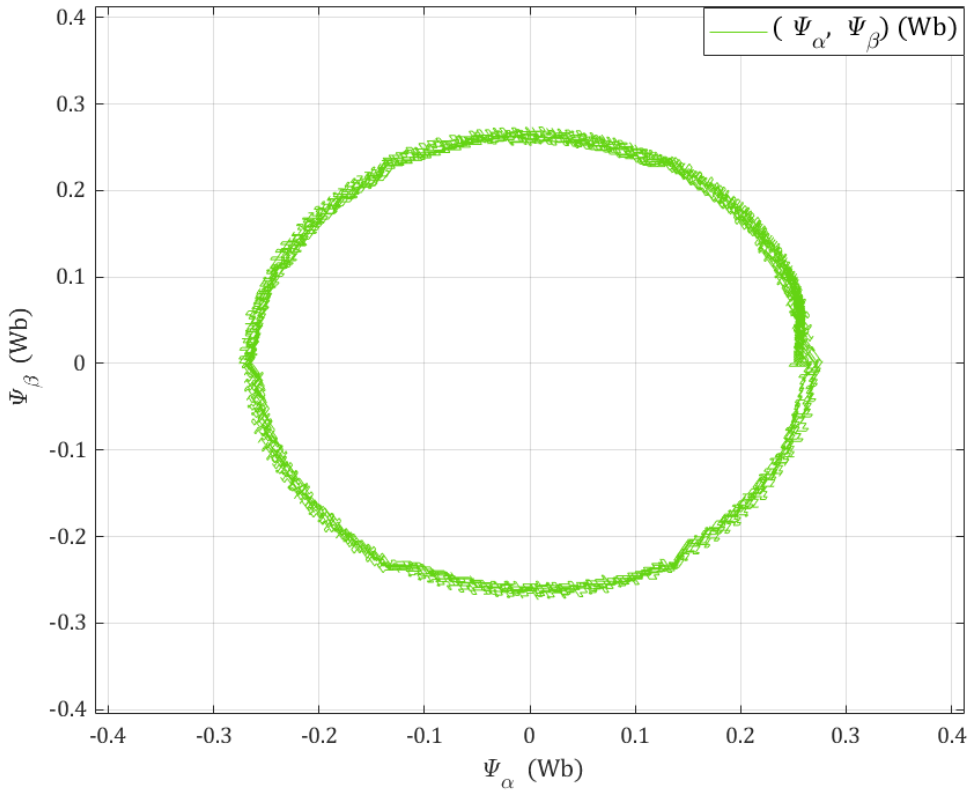
Obr. 4-5 Reakce na změny $n_{měř}$ při $M_z = 10\ Nm$ pro FOC a DTC.



Obr. 4-6 Průběh odebíraných fázových proudů při rozběhu z 0 ot/min na jmenovitých 3000 ot/min se zátěžným momentem $M_z = 10\ Nm$.



Obr. 4-7 Pohyb vektoru statorového toku $\boldsymbol{\Psi}$ po šestiúhelníku při rozběhu z 0 ot/min na jmenovitých 3000 ot/min se zátěžným momentem $M_z = 10\ Nm$ v modelu DTC.



Obr. 4-8 Pohyb vektoru statorového toku $\boldsymbol{\Psi}$ *po kruhu při rozběhu z 0 ot/min na jmenovitých 3000 ot/min se zátěžným momentem* $M_z = 10\ Nm$ *v modelu DTC při* $\pm\Delta M = 0{,}02 \cdot M_n$ *a toku* $\pm\Delta\Psi = 0{,}005 \cdot \Psi_{pm}$.

4.4.1 Zhodnocení výsledků

Při srovnání průběhů z obrázku 4-4 při různých zátěžných momentech M_z lze při reakci na zátěž u DTC pozorovat větší dynamiku, kdy dochází k rychlejšímu ustálení na žádané otáčky, ovšem za cenu většího přeregulování v čase $t = 0{,}5$ s $\sigma_{\%,\mathrm{DTC}} = 20$ %. U FOC ve stejném čase je přeregulování $\sigma_{\%,\mathrm{DTC}} = 15$ %, kdy lze pozorovat menší dynamiku neboli rychlost ustálení na žádané otáčky je menší. Při požadavcích na změnu otáček (viz obr. 4-6) lze pozorovat obdobné výsledky, kdy otáčky $n_{\mathrm{měř,DTC}}$ s větším překmitem se ustálí rychleji než otáčky $n_{\mathrm{měř,FOC}}$. Statická přesnost po odeznění přechodného děje je u obou metod srovnatelná, kdy lze odchylky od reference téměř zanedbat.

Pro odběr proudů v obr. 4-6 lze stanovit hlavní rozdíl obou metod. U DTC je odběr proudů značně nesinusový (viz obr. 4-7) a může být způsoben nižší spínací frekvencí a pohybem vektoru statorového toku po šestiúhelníku místo po kruhu. Odběr proudů lze upravit např. využitím upravené metody DTC-SVM, která zajišťuje menší zvlnění proudů a momentu.

V obrázku 4-4 lze pozorovat u DTC větší zvlnění momentu než při FOC způsobené využitím jen dvoustavového hysterezního regulátoru momentu pro řízení DTC po šestiúhelníku.

V [55] je představený alternativní způsob zhodnocení metody DTC oproti FOC. Podstatné pro srovnání obou metod je zajištění srovnatelné průměrné spínací frekvence. U metody FOC je spínací frekvence daná PWM modulátorem a je konstantní. Spínací frekvence u DTC je v čase proměnná díky hysterezním regulátorům a mění se s v závislosti na rychlosti n a zátěžném momentu M_z. Největší spínací frekvence je zpravidla měřena při rozbíhaném motoru naprázdno [55].

Obě metody lze zároveň hodnotit z hlediska složitosti implementace. FOC je výpočetně náročnější metoda kvůli transformacím proudů a modulaci, kde je nutná přesná znalost pozice rotoru. DTC nevyžaduje proudové regulátory, umožňující snadnější ladění jen regulátoru rychlosti. Využití hysterezních regulátorů však omezuje přesnost regulace v ustáleném stavu po

odeznění přechodného děje. Při implementaci DTC je odhad toku a momentu z matematického modelu kritický, kdy u proměnného statorového odporu R_1 s teplotou může dojít až ke vzniku nestabilního řízení.

4.4.2 Souhrn srovnávacích kritérií DTC a FOC

Z výsledků simulace lze provést obdobné shrnutí metod představené v [55].

Tab. 4-2 Srovnání modelovaných metod FOC a DTC (upraveno) [55].

Srovnávací kritérium	DTC	FOC
Dynamická reakce	Rychlejší	Pomalejší
Moment	Větší zvlnění momentu	Menší zvlnění momentu
Fázové proudy	Nesinusový odběr proudů s větším zvlněním (vyšší THD)	Sinusový odběr proudů s menším zvlněním
Pozice rotoru	Potřeba jen pro rychlost, transformace mezi abc a αβ	Potřeba pro transformaci proudů mezi αβ a dq
Modulace	Spínací tabulka	SVPWM
Spínací frekvence	Proměnná	Konstantní
Regulátory	PI regulátor rychlosti Ω, jinak jen hysterezní regulace M a Ψ	4x PI regulátor pro veličiny Ω, I_d, I_q a Ψ
Výpočetní náročnost	Menší	Větší
Problémy implementace	Stanovení odchylky ΔM, $\Delta\Psi$	Ladění PI regulátorů
Hlavní výhody	Jednodušší implementace	Menší zvlnění

ZÁVĚR

Tato práce nabízí představení různých typů elektrických motorů (viz 1. kapitolu) se zaměřením na představení motoru typu SMPMSM. Po zvolení vhodného motoru pro pohon je potřeba stanovit řídící metodu. Inovace v různých implementacích řízení jsou často důsledkem rozvoje mikroprocesorové techniky, ale velkou roli hrají i odborníci v praxi, přinášející nové poznatky pro vývoj nových způsobů uchopení teorie řízení motorů. Současné metody řízení jsou uvedeny v kapitole 2, kde je zvláště soustředěna pozornost na představení modelovaných metod DTC a FOC. Pro realizaci FOC byla zvolena modulace typu SVPWM (viz 3. kapitolu).

Hlavní částí práce je simulace zvolených metod řízení, které je věnovaná pozornost v poslední kapitole 4. Jako simulační program byl zvolen *MATLAB & Simulink* umožňující vytvoření modelu samotného motoru SMPMSM se zvolenými řídícími metodami FOC a DTC.

Výsledky ze simulace poukazují na větší dynamiku u DTC a na menší zvlnění momentu a fázových proudů u FOC. Z hlediska náročnosti implementace je u FOC komplikované naladit PI regulátory, zatímco u DTC je kritické stanovení správné odchylky hysterezních regulátorů. Srovnání obou metod simulací však dalo najevo, že jsou téměř záměnné, a proto jsou obě metody stále v praxi využívány a existuje mnoho variant jejich implementace.

Pro další práci lze doladit simulaci pro přístupný hardware a provést měření obou metod na reálném servomotoru 142UMD300CAAAA. Při hardwarové implementaci se vždy projeví realita, kterou simulace může jen nastínit. Obě simulované metody by mohly být dále optimalizovány, kdy klíčové se ukázalo časování modelu, které musí být přizpůsobeno podle dostupných měřících přístrojů a dalších prvků pohonu.

LITERATURA

[1] P. Kobrle, J. Pavelka. *Elektrické pohony a jejich řízení*, *3. přepracované vydání*, ČVUT, Praha, 2016.

[2] D. Levkin, Electric motor — en.engineering-solutions.ru. *Educational project dedicated to applied technical knowledge, Engineering Solutions - en.engineering-solutions.ru* [online]. ©2012 – 2021. [cit. 1. ledna 2022]. Dostupné z: https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/motor/#classification.

[3] M. Janouch, "Řízení synchronního motoru s permanentními magnety," *diplomová práce*, ČVUT, Fakulta elektrotechnická, Praha, 2021.

[4] J. Kopecký, "Návrh synchronního spoke motoru," *bakalářská práce*, VUT, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Brno, 2018.

[5] M. Skořepa, "Interface resolveru pro platformu STM32F3," *diplomová práce*, ČVUT, Fakulta elektrotechnická, Praha, 2019.

[6] V. M. Bida, D. V. Samokhvalov and F. S. Al-Mahturi, "PMSM vector control techniques — A survey," in *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering* (*EIConRus*), 2018, pp. 577-581.

[7] D.Levkin. Permanent magnet synchronous motor — en.engineering-solutions.ru. *Educational project dedicated to applied technical knowledge, Engineering Solutions - en.engineering-solutions.ru* [online]. ©2012 - 2021 Engineering Solutions Dostupné z: https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm.

[8] P. Kobrle. *Matematický model AM a transformace souřadnic*. Peking, srpen 2019 (poslední úprava Praha, listopad 2021). Materiál k předmětu Elektrické pohony.

[9] S. Sakunthala, R. Kiranmayi and P. N. Mandadi, "A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives," in *International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing* (*ICECDS*), 2017.

[10] S. Derammelaere, M. Haemers, J. De Viaene, F. Verbelen and K. Stockman, "A quantitative comparison between BLDC, PMSM, brushed DC and stepping motor technologies," in *19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-5, 2016.

[11] X. Liu, Q. Lin & W. Fu. "Optimal Design of Permanent Magnet Arrangement in Synchronous Motors," in *Energies*, vol. 10, no. 11, 2017.

[12] J. Zambada & D. Debraj, *Sesorless Field Oriented Control of PMSM* — microchipdeveloper.com. *Microchip Technology, Inc. - microchip.com* [online]. ©2021. [cit. 3. ledna 2022]. Dostupné z:. https://www.eeweb.com/wp-content/uploads/articles-app-notes-files-sensorless-field-oriented-control-of-a-pmsm-1340055193.pdf.

[13] S. K. Dwivedi, M. Laursen and S. Hansen, "Voltage vector based control for PMSM in industry applications," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 3845-3850, 2010.

[14] I. Takahashi & T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820-827, Sept. 1986.

[15] D. Wang, T. Yuan, X. Wang, X. Wang & W. Li, "A Composite Vectors Modulation Strategy for PMSM DTC Systems,"in *Energies*, vol. 11, no. 10, 2018.

[16] S. V. Paturca, M. Covrig & L. M. Melcescu. "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) - an approach by using Space Vector Modulation (SVM)," 2006.

[17] Control Techniques Dynamics. *CTD Brushless Servo Motors*. 2003. [cit. 20. února 2022]. Dostupné z: https://www.control-techniques.com/doc/CTDinamics_catalogue.pdf.

[18] Z. Wu, Y. Shen, T. Pan & Z. Ji, "Feedback linearization control of PMSM based on differential geometry theory," in *5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 2047-2051, 2010.

[19] M. Štulrajter, V. Hrabovcova, & M. Franko, "Permanent magnets synchronous motor control theory." *Journal of electrical engineering* 58.2 (2007): 79-84.

[20] G. Andreescu, C. Coman, A. Moldovan and I. Boldea, "Stable V/f control system with unity power factor for PMSM drives," in *13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 432-438, 2012.

[21] H. I. Park, J. Y. Choi, K. H. Jeong & S. -K. Cho, "Comparative analysis of surface-mounted and interior permanent magnet synchronous motor for compressor of air-conditioning system in electric vehicles," in *9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, pp. 1700-1705, 2015.

[22] S.M. Tripathi, Ch. Dutta, "Enhanced efficiency in vector control of a Surface-mounted PMSM drive," in *Journal of the Franklin Institute*, vol. 355, no. 5, pp. 2392-2423, 2018.

[23] O. Bilgin and F. A. Kazan, "The effect of magnet temperature on speed, current and torque in PMSMs," in *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 2080-2085, 2016.

[24] F. JinXin, Z. ChengNing, W. ZhiFu & E. G. Strangas, "Thermal analysis of water cooled surface mount permanent magnet electric motor for electric vehicle," in *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1024-1028, 2010.

[25] S. Paitandi & M. Sengupta, "Design, fabrication and parameter evaluation of a surface mounted permanent magnet synchronous motor," in *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-6, 2014.

[26] M. a. Martinez-Hernandez, J. m. Gutierrez-Villalobos, S. m. Malagon-Soldara, F. Mendoza-Mondragon & J. Rodriguez-Resendiz, "A speed performance comparative of field oriented control and scalar control for induction motors," in *IEEE Conference on Mechatronics, Adaptive and Intelligent Systems (MAIS)*, pp. 1-7, 2016.

[27] S. Ozcira, N. Bekiroglu & E. Aycicek, "Speed control of permanent magnet synchronous motor based on direct torque control method," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 268-272, 2008.

[28] Run Field oriented Control of PMSM Using Model Predictive control – Mathworks.com. *Mathematical computing software Company*, *MathWorks – mathworks.com [online]*. ©1994-2022. [cit. 10. dubna 2022] Dostupné z: https://www.mathworks.com/help/mcb/gs/run-foc-pmsm-using-model-predictive-control.html.

[29] Z. Mynar, L. Vesely & P. Vaclavek, "PMSM Model Predictive Control With Field-Weakening Implementation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 5156-5166, 2016.

[30] X. Zhang, L. Zhang & Y. Zhang, "Model Predictive Current Control for PMSM Drives With Parameter Robustness Improvement," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1645-1657, 2019.

[31] Y. Zhang, D. Xu & L. Huang, "Generalized Multiple-Vector-Based Model Predictive Control for PMSM Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9356-9366, 2018.

[32] S. Chai, L. Wang & E. Rogers, "Model Predictive Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor," in *IECON - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1928-1933, 2011.

[33] Y. Li, P. Zhang, J. Hang, S. Ding, L. Liu & Q. Wang, "Comparison of dynamic characteristics of field oriented control and model predictive control for permanent magnet synchronous motor," in *13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 2431-2434, 2018.

[34] P. Karlovský & J. Lettl , "Induction Motor Drive Direct Torque Control and Predictive Torque Control Comparison Based on Switching Pattern Analysis," in *Energies*, vol. 11, no. 7, 2018.

[35] L. Zhuqiang, S Honggang, H. L. Hess & K. M. Buck, "The modeling and simulation of a permanent magnet synchronous motor with direct torque control based on Matlab/Simulink," in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 1150-1156, 2005.

[36] F. H. Ramírez-Leyva, F. Trujillo-Romero, S. O. Caballero-Morales and E. Peralta-Sánchez, "Direct Torque Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with Neural Networks," in *International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*, pp. 71-76, 2014.

[37] Y. Zhenyu. *Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns,* 1999 – ti.com. *Analog, Embedded Processing, Semiconductor Company, TexasInstruments - ti.com* [online]. ©1995-2022. [cit. 10. května 2022]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/an/spra524/spra524.pdf

[38] Field-Weakening Control (with MTPA) od PMSM– Mathworks.com. *Mathematical computing software Company*, *MathWorks – mathworks.com [online]*. ©1994-2022. [cit. 1. dubna 2022]. Dostupné z: https://www.mathworks.com/help/mcb/gs/run-foc-pmsm-using-model-predictive-control.html.

[39] Z. Zhang, Y. Zhao, W. Qiao & L. Qu, "A Discrete-Time Direct Torque Control for Direct-Drive PMSG-Based Wind Energy Conversion Systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3504-3514, 2015.

[40] J. Sachs, *Zero Sequence Modulation Tutorial* — microchipdeveloper.com. *Microchip Technology, Inc. - microchip.com* [online]. ©2021. [cit. 1. května 2022]. Dostupné z: https://microchipdeveloper.com/mct5001:start.

[41] Y. Solbakken, *Space Vector PWM Intro* — switchcraft.org [online]. [cit. 1. května 2022] Dostupné z: https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro .

[42] J. A. Houldsworth & D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1224-1228, 1984.

[43] S. Strobl, *SVPWM vs SPWM modulation techniques* — imperix.com. *Imperix Power Electronics – imperix..com* [online]. ©2022. [cit. 2. května 2022]. Dostupné z: https://imperix.com/doc/implementation/svpwm-vs-spwm-modulation-techniques#:~:text=It%20can%20be%20demonstrated%20that,distorts%20the%20phase%20voltage%20references.

[44] K. Belda. "*Mathematical modelling and predictive control of permanent magnet synchronous motor drives*," in *Transactions on Electrical Engineering 2.4*, pp. 114-12, 2013.

[45] F. Blaschke, “A new method for the structural decouplig of AC.induction machine,” in *IFAC Conference, Düsseldorf, Germany*, pp. 1-5, 1971.

[46] K. Hasse, "Zur dynamik drehzahlgeregelter antriebe mit stromrichtergespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-maschinen," disertační práce, Darmstadt, 1969.

[47] M. Deppenbrock, “Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine,” in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, pp. 420–429, 1988.

[48] Garrido, Juan, et al. "Iterative method for tuning multiloop PID controllers based on single loop robustness specifications in the frequency domain," in *Processes,* vol. 9, no. 1, 2021.

[49] J. Simanek, J. Novak, O. Cerny & R. Dolecek, "FOC and flux weakening for traction drive with permanent magnet synchronous motor," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 753-758, 2008.

[50] S. Chi, L. Xu & Z. Zhang, "Efficiency-Optimized Flux-Weakening Control of PMSM Incorporating Speed Regulation,"in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1627-1633, 2007.

[51] Allegro MicroSystems. *ACS37002LMC, 400 kHz, High Accuracy current Sensor* — allegromicro.com. *Allegro MicroSystems. - allegromicro.com* [online]. ©2019-2022. [cit. 15. dubna 2022]. Dostupné z: https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics/zero-to-fifty-amp-integrated-conductor-sensor-ics/acs37002#demo.

[52] Y. Inoue, S. Morimoto & M. Sanada, "Wide-speed-range operation of PMSM drive system based on direct torque control in M-T frame synchronized with stator flux-linkage vector," in *IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, pp. 35-40, 2017.

[53] M. Zhao, H. Zhao & H. Chen, "A dynamic-decoupling controller of current for permanent magnet synchronous motor," in *29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, pp. 3939-3944, 2017.

[54] Merzoug, M. S., & F. Naceri. "Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor (PMSM)." In *World Academy of Science, Engineering and Technology 45*, pp. 299-304, 2008.

[55] Garcia, Xavier del Toro, et al. "Comparison between FOC and DTC strategies for permanent magnet synchronous motors," in *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 76-81, 2011.

PŘÍLOHA A: SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

A.1 Seznam symbolů

X, x	**označení matice, vektoru *Bold* (tučně)**
| x |	velikost vektoru
|| x ||	norma, vztažení vektoru k základu
$\text{index}_{\text{n,N}}$	označení jmenovité hodnoty (*normal*)
$\text{index}_{\text{a,b,c,1}}$	označení veličin statoru
$\text{index}_{\text{A,B,C,2}}$	označení veličin rotoru
index_{s}	označení synchronní
index_{a}	označení 1. fáze (fáze a)
index_{b}	označení 2. fáze (fáze b)
index_{c}	označení 3. fáze (fáze c)
index_{α}	označení 1. složky Clarkové transformace ze symetrické třífázové soustavy
index_{β}	označení 2. složky Clarkové transformace ze symetrické třífázové soustavy
index_{d}	označení 1. složky rotujícího dvouosého systému z Parkovy transformace
index_{q}	označení 2. složky rotujícího dvouosého systému z Parkovy transformace
$\text{index}_{\text{ref.}}$	označení referenční hodnoty
index^{*}	žádaná hodnota v regulačním schématu
$\text{index}_{\text{rms}}$	efektivní hodnota
index_{m}	amplituda
$\text{index}_{\text{měř}}$	změřená hodnota
$\text{index}_{\text{omez}}$	omezená veličina
I (A)	stejnosměrný proud obecně (DC *current*)
i (A)	střídavý proud obecně (AC *current*)
U (V)	stejnosměrné napětí obecně (DC *voltage*)
u (V)	střídavé napětí obecně (AC *current*)
P (W)	výkon obecně (*power*)
U_{i} (V)	indukované napětí vzniklé změnou magnetického indukčního toku
$U_{\text{a}}, u_{\text{a}}$ (V)	napětí 1. fáze statoru
$I_{\text{a}}, i_{\text{a}}$ (A)	proud 1. fází statoru
$U_{\text{b}}, u_{\text{b}}$ (V)	napětí 2. fáze statoru
$I_{\text{b}}, i_{\text{b}}$ (A)	proud 2. fází statoru
$U_{\text{c}}, u_{\text{c}}$ (V)	napětí 3. fáze statoru
$I_{\text{c}}, i_{\text{c}}$ (A)	proud 3. fází statoru
I_{α}, i_{α} (A)	1. proud statoru po Clarkové transformaci
I_{β}, i_{β} (A)	2. proud statoru po Clarkové transformaci
$I_{\text{d}}, i_{\text{d}}$ (A)	1. proud statoru po Parkově transformaci
$I_{\text{q}}, i_{\text{q}}$ (A)	2. proud statoru po Parkově transformaci
U_{α}, u_{α} (V)	1. napětí statoru po Clarkové transformaci
U_{β}, u_{β} (V)	2. napětí statoru po Clarkové transformaci
U_{n} (V)	jmenovitá hodnota napětí
U_{in} (V)	vstupní napětí (*input*)
U_{out} (V)	výstupní napětí (*output*)
$U_{\text{pp,3.harm}}$ (V)	napětí po injekci 3. harmonické
U_{s} (V)	sdružené napětí (fáze vůči fázi)
f_{n} (Hz)	jmenovitá hodnota frekvence
U_1 (V)	statorová hodnota napětí
f_1 (Hz)	statorová hodnota frekvence

U_{ss} (V)	stejnosměrné napájecí napětí střídače
n (ot · min^{-1})	otáčky motoru
Ω, Ω_m (ot · min^{-1})	mechanická úhlová rychlost
ω, ω_e (rad · s^{-1})	elektrická úhlová rychlost
B (kg · m^2 · s^{-1})	koeficient tlumení (*viscous coefficient*)
ΔX $(-)$	rozdíl (odečtení dvou hodnot, např. $\Delta X = X_2 - X_1$)
f (Hz)	napájecí frekvence
f_s (Hz)	synchronní frekvence
ω_s (rad · s^{-1})	synchronní elektrická úhlová rychlost
p_p $(-)$	počet pólpárů (počet pólových dvojic statoru)
M, M_h (N · m)	elektromagnetický moment motoru (hnací)
M_z (N · m)	zátěžný moment motoru
M_i (N · m)	vnitřní moment motoru
R_1 (Ω)	odpor statorového obvodu
L_1 (H)	indukčnost statorového obvodu
R_2 (Ω)	odpor rotoru
L_2 (H)	indukčnost rotoru
L_d (H)	indukčnost v podélné ose d
L_q (H)	indukčnost v příčné ose q
Ψ, ψ (Wb)	spřažený magnetický tok
Ψ_{pm}, ψ_{pm} (Wb)	spřažený magnetický tok permanentních magnetů
$\boldsymbol{\Psi}_1, \boldsymbol{\Psi}$ (Wb)	prostorový vektor statorového magnetického toku
θ (rad, , °)	okamžitý úhel mezi vinutím statoru a rotoru
η $(-\ ;\ \%)$	účinnost
K_e ($V_{(RMS)}$/ krpm)	napěťová konstanta generována bez zátěže při 1000 ot · min^{-1}
K_T ($Nm/A_{(RMS)}$)	momentová konstanta
D $(-)$	duty cycle, střída ($0 \leq D \leq 1$)
T_s (s)	řídící perioda
T_{PWM} (s)	modulační perioda
$T_{simulace}$ (s)	simulační perioda
$f_{resolver}$ (Hz)	budící frekvence resolveru
$u_{resolver}$ (V)	budící napětí resolveru
t_p $(-)$	transformační poměr resolveru
t (s)	čas
t_0 (s)	čas počátku (čas v bodě nula)
τ_ϑ (s)	tepelná časová konstanta
$\Delta\vartheta_{max}$ (K, °C)	dovolené oteplení statorového vinutí
δ (rad, °)	zátěžný úhel
ω_{mez} (rad)	mezní frekvence filtru
m $(-)$	modulační index
α (°, rad)	úhel obecně
φ (°, rad)	fáze (fázový posun) obecně
z $(-)$	obecně celé číslo (… -2, -1, 0, 1, 2 …)
K_P $(-)$	zesílení proporciální složky regulátoru (P)
K_I $(-)$	zesílení integrální složky regulátoru (I)
T_{krit} (s)	perioda vlastních kmitů regulátoru
$K_{P,krit}$ $(-)$	kritické zesílení proporcionální složky (P)
h_∞ (ot/min, A …)	ustálená regulační hodnota
h_{max} (ot/min, A …)	regulační překmit

$\sigma_{\%}$ (%)	přeregulace
$g_{\text{komp.}}$ (−)	kompenzační zesilující činitel LPF
$\theta_{\text{komp.}}$ (−)	kompenzační fázový úhel LPF
Ψ_{LPF} (Wb)	výstupní tok z LPF
$\Psi_{\text{komp.}}$ (Wb)	kompenzovaný vektor toku
a, b, c	fáze
abc	třífázová soustava spjatá se statorem
αβ	dvouosá soustava svázaná se statorem
dq	dvouosá soustava svázaná s rotorem

A.1.1 Seznam zkratek

english words	cizojazyčná slova
RMS	*root mean square* (efektivní hodnota)
PM	*permanent magnets* (permanentní magnety)
PMSM	*permanent magnet synchronous motor* (synchronní motor s permanentními magnety)
SMPMSM (SPMSM)	*Surface mounted* PMSM = permanentní magnety na povrchu rotoru
IPMSM	*Inset type* PMSM = permanentní magnety vložené do rotoru
BLDC	*brushless* DC *motor* = synchronous DC motor = ECM - *electronically commutated motor* (bezkartáčový stejnosměrný motor)
FOC	*field oriented control* (vektorové řízení)
DTC	*direct torque control* (přímé řízení momentem)
MPC	*model predictive control* (prediktivní řízení modelem)
VVC	*voltage vector control* (vektorové řízení napětí algoritmem od Danfoss)
NTC	*nonlinear tourque control* (řízení nelineárním momentem)
PBC	*passivity based control* (pasivní řízení)
FLC	*feedback linearization control* (řízení linearizací zpětné vazby)
& HFT	DTC *with hexagonal flux trajectory* (s šestiúhelníkovou trajektorií toku)
& CFT	DTC *with circular flux trajectory* (s kruhovou trajektorií toku)
& SVM	DTC *with space vector modulation* (s modulací prostorového vektoru)
PI	*proportional integration regulator* (regulátor s proporciální a integrační složkou)
RFOC	*rotor flux oriented control* (řízení zaměřené na tok rotorem)
SFOC	*stator flux oriented control* (řízení zaměřené na tok statorem)
EMF	indukované napětí (*electromotive force* = elektromotorická síla)
PWM = SPWM	*pulse width modulation* = pulzně šířková modulace = *sinusoidal* PWM = sinusová PWM
SVPWM = SVM	*space vector* PWM = *space vector modulation* = modulace prostorového vektoru
LPF	*low pass filter* = dolní propust
ADC	*analog to digital converter* (analogově - digitální převodník)
IGBT	*insulated gate bipolar transistor* (bipolární tranzistor s izolovaným hradlem)
PTC	*positive temperature coefficient* (materiál s rostoucím odporem)
FEA	*finite element analysis* (metoda konečených prvků)
MTPA	*maximum torque per ampere* (maximální moment na ampér)
THD	*total harmonic distortion* (celkové harmonické zkreslení)
AC	*alternating current* (střídavý proud/napětí)
DC	*direct current* (stejnosměrný proud/napětí)
EC	*electronically commutated* (elektronicky komutovaný)

PŘÍLOHA B: KITTRELL_KONSTANTY

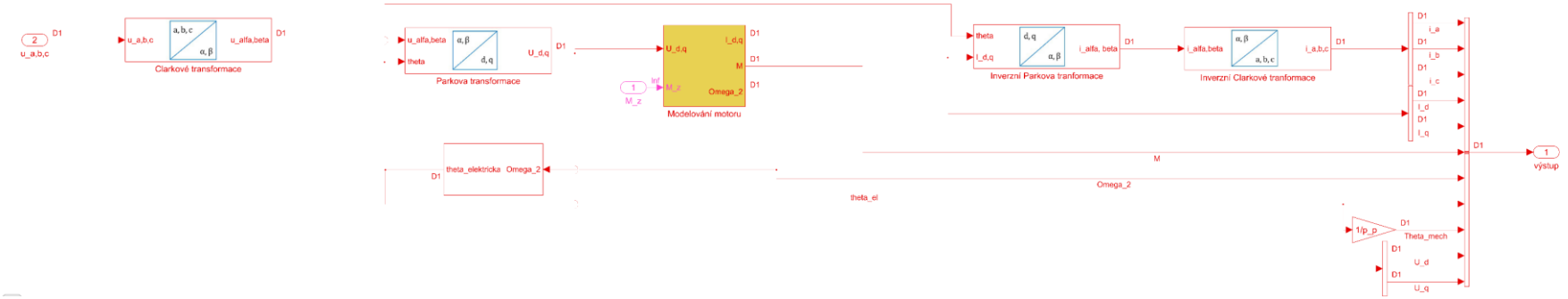
Soubor nutný ke spuštění před simulací, který nahraje všechny použité veličiny v pohonu.

```
%% Úvodní nastavení
clear global;
clc;
%link na datasheet: https://www.control-
techniques.com/doc/CTDinamics_catalogue.pdf
%% Model servomotoru 142UMD300CAAAA od firmy Control Technique Dynamics
(datasheet str. 13.)
K = 2/3;                                % přepočetní konstanta pro transformace
(-
)
p_p = 3;                                % počet pólpárů (-)
L_1 = 3.1e-3;                           % statorová indukčnost (H)
R_1 = 3.05e-1;                          % statorový odpor (Ohm)
K_e = 98;                               % napěťová konstanta (V/(kot.min-1))
K_t = 1.6;                              % momentová konstanta (Nm/A)
I_n = 11.5;                             % jmenovitý proud (A)
M_n = 18.4;                             % jmenovitý moment (Nm)
M_max = 59.4;                           % maximální moment (Nm)
n_n = 3000;                             % jmenovité otáčky (ot.min-1)
n_max = 4900;                           % maximální otáčky při nulové zátěži
(ot.min-1)
J = 26.8e-4;                            % moment setrvačnosti (kg.m-2)
Psi_pm = 0.255;                         % magnetický tok od permanentních
magnetů (Wb)
U_n = 400;                              % jmenovité napětí motoru (V)
U_max = sqrt(2/3)*U_n;                  % maximální napětí omezovače (V)
I_qmax = M_max/(1.5*p_p*Psi_pm);        % maximální, krátkodobě dosažitelný
momentutvorný proud (A)
f_n = 50;                               % jmenovitá frekvence (Hz)
%% Model frekvenčního měniče ovládaného PWM
f_PWM = 20e3;                           % frekvence PWM modulátoru (Hz)
T_PWM = 1 / f_PWM;                      % perioda PWM modulátoru (s)
U_DC = (3*sqrt(2)/pi)*400;              % napětí stejnosměrného meziobvodu (V)
U_SVPWM = (1/sqrt(3))*U_DC;             % amplituda napětí pro SVPWM (V)
%% Diskrétní časování modelu
f_simulace = 50*f_PWM;                  % frekvence simulace modelu (Hz)
T_simulace = 1/f_simulace;              % časová náročnost simulace (s)
T_motor = T_simulace;                   % perioda motoru (s)
T_stridac = T_simulace;                 % perioda střídače (s)
%% Resolver (datasheet str. 58.)
U_resolver = 6;                         % napětí resolveru (V)
f_resolver = 7.5e3;                     % frekvence resolveru (Hz)
T_resolver = 1/f_resolver;              % perioda resolveru (s)
transformacni_pomer = 0.3;              % transformační poměr resolveru (-)
%% Regulační smyčka
T_regulator_proudu =20*T_simulace;      % perioda proudového regulátoru (s)
T_regulator_rychlosti = 200*T_simulace; % perioda rychlostního regulátoru (s)
%% Konstanty pro DTC regulaci
T_regulace_vnitrni = T_PWM/10;           % perioda vnitřní smyčky
T_regulace_vnejsi =5*T_PWM;             % perioda vnější smyčky
Odchylka_momentu = 0.1*M_n;             % dovolená odchylka momentu (Nm)
Odchylka_toku = 0.001*Psi_pm;           % dovolená odchylka toku (Wb)
```

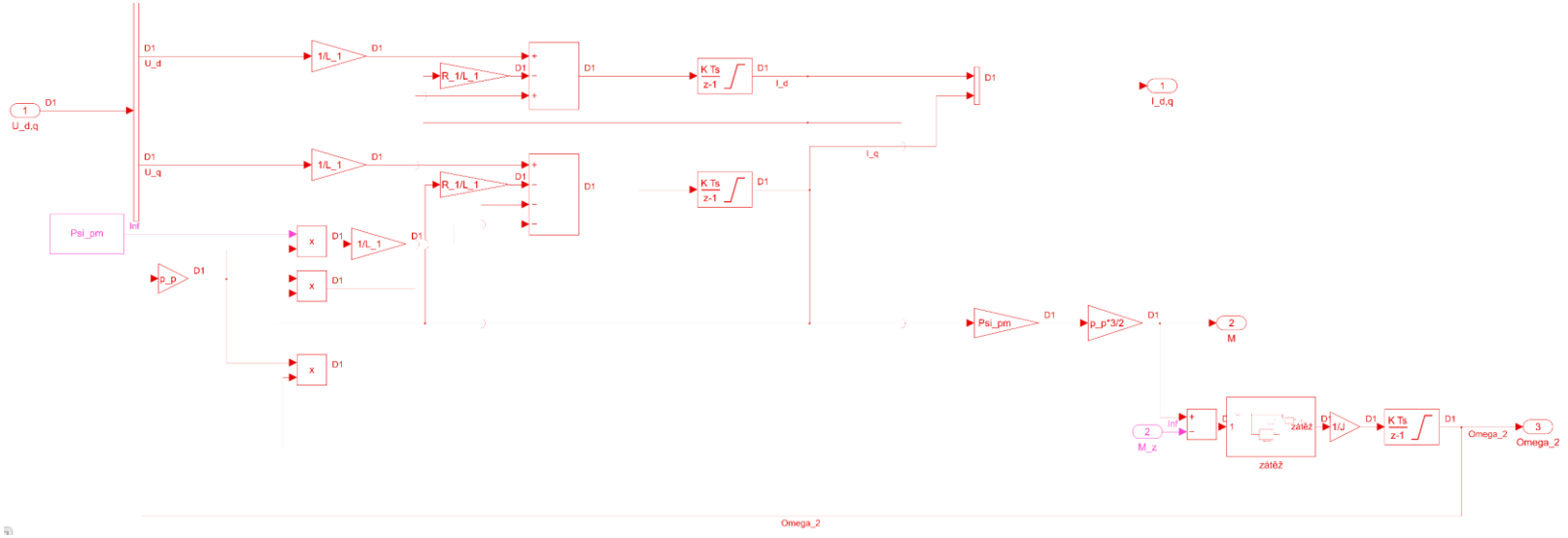
PŘÍLOHA C: MODEL POHONU

Modelovány jsou metody FOC (vektorová regulace) a DTC (přímé řízení momentu) v programu *MATLAB & Simulink*.

C.1 Model motoru

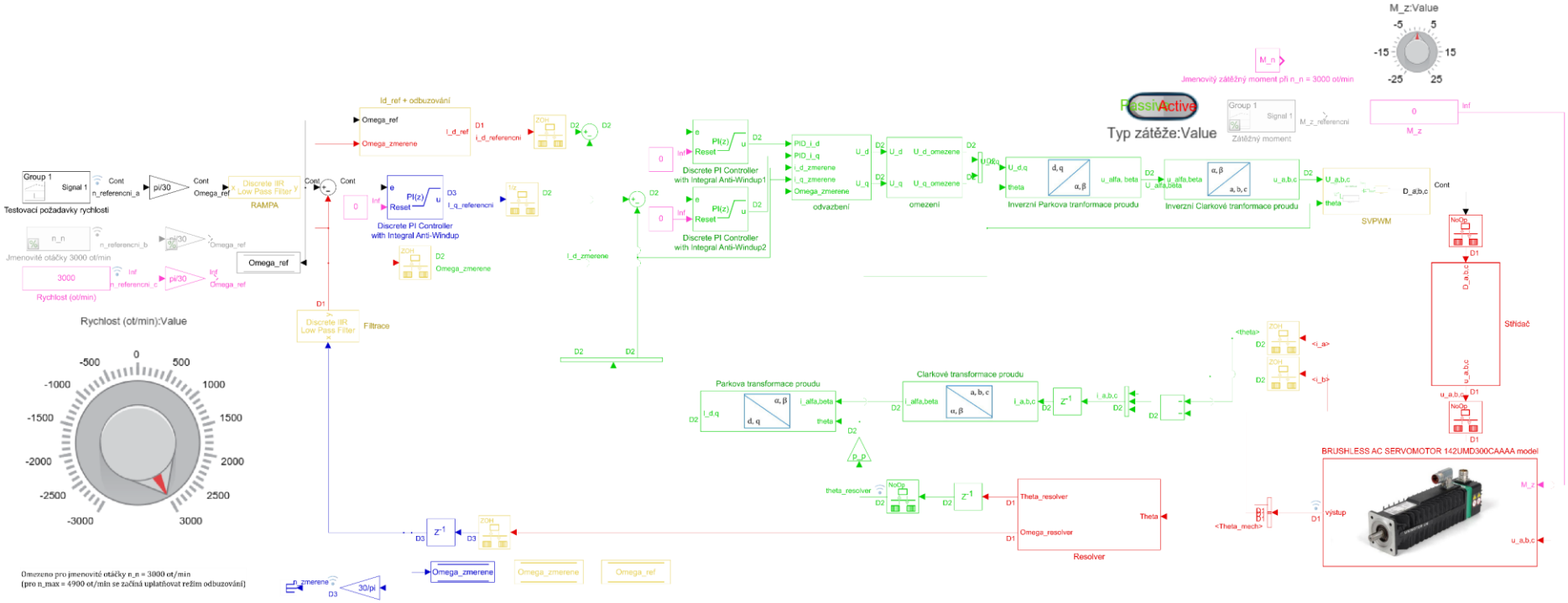


Obr. C-1 Vnější model motoru



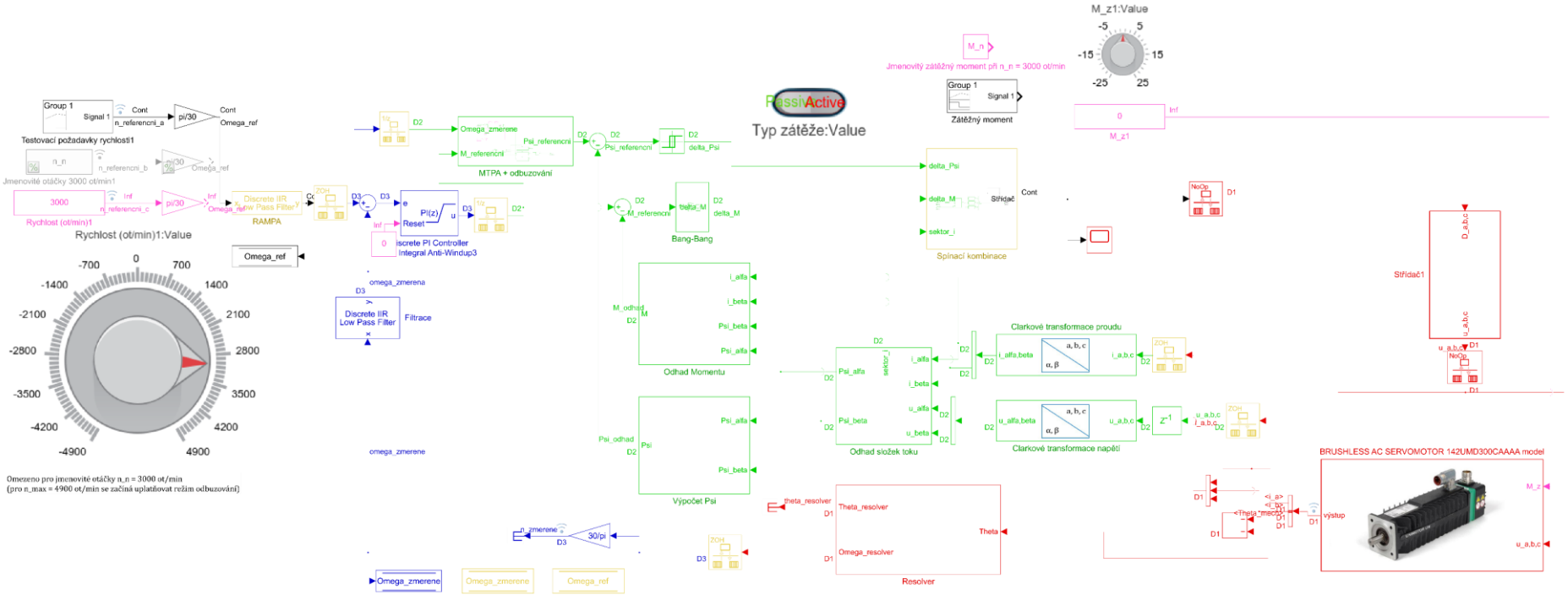
Obr. C-2 Vnitřní model motoru

C.2 KITTRELL_FOC



Obr. C-3 Model FOC

C.3 KITTRELL_DTC



Obr. C-4 Model DTC