

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra výkonové elektroniky a strojů

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Formula Student – regulace pohonu s PMSM motory

Autor práce: **Bc. Jiří Prágr**
Vedoucí práce: **doc. Ing. Jakub Talla, Ph.D.**

2022

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2021/2022

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Jiří PRÁGR**
Osobní číslo: **E20N0068P**
Studijní program: **N0714A060013 Elektronika a informační technologie**
Specializace: **Výkonová elektronika**
Téma práce: **Formula Student – regulace pohonu s PMSM motory**
Zadávající katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

Cílem práce je návrh řízení pohonu synchronního motoru s permanentními magnety elektrické formule.

- 1) Popište a vyberte regulační strukturu pohonu s PMSM motory.
- 2) Navrhněte regulátory pro zadané parametry pohonu.
- 3) Proveďte implementaci řízení do zadaného mikrokontroléru.



Rozsah diplomové práce: **40 – 60**
Rozsah grafických prací: **dle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **elektronická**

Seznam doporučené literatury:

J. Javůrek, Regulace moderních elektrických pohonů.
F. Vondrášek, Výkonová elektronika. Svazek 3.
K. Zeman, Z. Peroutka, M. Janda, Automatická regulace pohonů s asynchronními motory.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jakub Talla, Ph.D.**
Research and Innovation Centre for Electrical
Engineering

Datum zadání diplomové práce: **8. října 2021**
Termín odevzdání diplomové práce: **26. května 2022**



L.S.

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

Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

Abstrakt

Tato diplomová práce řeší návrh vektorového řízení synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety IPMSM použitého v projektu Formula Student. Nejprve je zde uveden přehled synchronních motorů s následným matematickým popisem použitého synchronního motoru. V další části je uveden rozbor vektorového řízení s podrobným popisem jednotlivých částí včetně proudové regulační smyčky, transformací, vektorové modulace, odbuzování a metody MTPA. Řízení je nasimulováno v programu MATLAB Simulink, kde lze jednoduše nahradit nesymetrické rozložení indukčnosti a magnetického toku synchronního motoru Look-up tabulkami. Závěrem práce je generace kódu a jeho následné otestování metodou SIL pro implementaci do vybraného mikrokontroleru, konkrétně od Texas Instruments TMS320F28335.

Klíčová slova

IPMSM, Synchronní motor, Vektorové řízení, FOC, vektorová modulace, SVPWM, MTPA, odbuzování, Look-up tabulky, Clarkeová transformace, Parkovo transformace, Generace C kódu, SIL

Abstract

This thesis is focused on design of field-oriented control for interior permanent magnets synchronous motor that is used in university project Formula Student for electric formula. The first theoretical part is an overview of all synchronous motors which follow the mathematical detailed model of interior permanent magnet synchronous motor. Next part contains detailed description of individual parts that makes structure of field-oriented control including current control loop, Clarke, Park transformation, Space Vector PWM, field weakening and Maximum Torque per Amper method. The whole control structure is designed in simulation software MATLAB Simulink where is possible to easily to include asymmetric distribution of inductance and magnetic flux of IPMSM using Look-up tables. The last part is devoted to generating and testing C code it in SIL block for implementation into microcontroller TMS320F28335 from Texas Instruments.

Key Words

IPMSM, Synchronous motor, Field Oriented Control, FOC, Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM, Maximum Torque per Amper, MTPA, Field Weaking, Look-up tables, Clarke transformation, Park transformation, C code generation, SIL

Poděkování

Tímto bych rád vyjádřil své poděkování vedoucímu diplomové práce panu doc. Ing. Jakobovi Tallovi, Ph.D. za veškeré cenné rady, metodické vedení práce a čas strávený při konzultacích.

Obsah

Úvod.....	- 1 -
1 Formula Student	- 2 -
2 Synchronní motor	- 3 -
2.1 Princip synchronního stroje.....	- 3 -
2.2 Druhy synchronních strojů.....	- 4 -
2.2.1 Elektricky buzený synchronní motor	- 4 -
2.2.2 Reluktanční synchronní motor.....	- 5 -
2.2.3 Synchronní motor s permanentními magnety	- 6 -
2.2.4 SPMSM.....	- 8 -
2.2.5 VPMSM	- 8 -
2.2.6 IPMSM.....	- 9 -
2.3 Matematický model IPMSM.....	- 11 -
3 Vektorové řízení	- 14 -
3.1 Princip vektorového řízení	- 14 -
3.2 Transformace.....	- 15 -
3.2.1 Transformace Clarkeové.....	- 15 -
3.2.2 Transformace Parkova	- 17 -
3.3 Použitý IMPSM.....	- 19 -
3.4 Třífázový napěťový střídač	- 31 -
3.5 SVPWM	- 33 -
3.6 Regulace proudu.....	- 39 -
3.7 Feedforward Control	- 41 -
3.8 Metoda řízení MTPA	- 41 -
3.9 Měření pro Look-up Tables.....	- 44 -
4 Matematický model formule	- 47 -
4.1 Odpor valivý.....	- 47 -
4.2 Odpor vzdušný	- 47 -
4.3 Pohybová rovnice formule	- 48 -
5 Výsledky simulací	- 49 -
6 Implementace do mikrokontroleru	- 54 -

6.1	V-model.....	- 54 -
6.2	Generace kódu.....	- 55 -
6.3	SIL.....	- 59 -
7	Závěr.....	- 60 -
	Literatura.....	- 62 -

Seznam symbolů a zkratek

Značka	Popisek	Jednotka
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor	[-]
MTPA	Maximum Torque per Amper	[-]
FOC	Field Oriented Control	[-]
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation	[-]
$u_{a,b,c}$	Harmonické napětí fáze a, b, c	[V]
u_{DC}	Napětí stejnosměrného meziobvodu, DC link	[V]
N	Severní pól permanentního magnetu (North)	[-]
S	Jižní pól permanentního magnetu (South)	[-]
d	Podélná osa magnetického toku (Direct)	[-]
q	Příčná osa magnetického toku (Quadrature)	[-]
SPMSM	Surface Permanent Magnet Synchronous Motor	[-]
VPMSM	V-type Permanent Magnet Synchronous Motor	[-]
u_s	Statorové napětí	[V]
i_s	Proud statoru	[A]
R_s	Odpor statorového vinutí	[Ω]
L_s	Indukčnost statorového vinutí	[H]
u_{R_s}	Úbytek na odporu statorového vinutí	[V]
u_{L_s}	Úbytek daný změnou proudu na statorové indukčnosti	[V]
$\Psi_{s\sigma}$	Rozptylový tok statorové indukčnosti	[Wb]
Ψ_b	Budící tok (od permanentních magnetů)	[Wb]
Ψ_s	Celkový statorový tok	[Wb]
u_i	Indukované napětí od budícího toku	[V]
$u_{sa,b,c}$	Statorové napětí fáze a, b, c	[V]
$i_{sa,b,c}$	Proud statorem fází a, b, c	[A]
$\Psi_{a,b,c}$	Statorový magnetický tok fáze a, b, c	[Wb]
α	Osa nerotujícího ortogonálního souřadného systému	[-]
β	Osa nerotujícího ortogonálního souřadného systému	[-]
k	Transformační konstanta	[-]
I	Označení nerotujícího souřadného systému $\alpha\beta$	[-]
II	Označení rotujícího souřadného systému dq	[-]
Ψ_{PM}	Magnetický tok od permanentních magnetů	[Wb]
j	Komplexní operátor	[-]
p_p	Počet pólpárů motoru	[-]
ω_m	Mechanická úhlová rychlost	[rad·s ⁻¹]
e	Eulerovo číslo	[-]
v	Úhel natočení souřadného systému dq vůči systému $\alpha\beta$	[rad]
β_U	Zátěžný úhel mezi vektory napětí	[rad]
β_Ψ	Zátěžný úhel mezi vektory magnetických toků	[rad]
ω	Elektrická úhlová rychlost	[rad·s ⁻¹]
ε_u	Úhel vektoru napětí \bar{U}_s	[rad]
L_d	Indukčnost v podélné ose d	[H]
L_q	Indukčnost v příčné ose q	[H]
Ψ_d	Magnetický tok v podélné ose d	[Wb]
Ψ_q	Magnetický tok v příčné ose q	[Wb]
Re	Reálná část	[-]
Im	Imaginární část	[-]

φ	Úhel natočení vektoru proudu	[rad]
M	Celkový moment motoru	[Nm]
M_{Syn}	Synchronní (elektromagnetický) moment	[Nm]
M_{rel}	Reluktanční moment	[Nm]
M_z	Zátěžný moment	[Nm]
J	Moment setrvačnosti	[kg·m ²]
M_w	Požadovaný moment	[Nm]
U_{d0}	Před vypočítané napětí složky d	[V]
U_{q0}	Před vypočítané napětí složky q	[V]
i_{dw}	Požadovaný proud id	[A]
i_{qw}	Požadovaný proud iq	[A]
e_{id}	Odchylka proudu id	[A]
e_{iq}	Odchylka proudu iq	[A]
PI	Proporčně integrační regulátor	[-]
$V_1 \div V_6$	Spínací vektory napět'ového střídače	[V]
G_{14}	Signály na GATE v 1. půlmůstku s tranzistory T ₁ , T ₄	[V]
G_{36}	Signály na GATE v 1. půlmůstku s tranzistory T ₃ , T ₆	[V]
G_{52}	Signály na GATE v 1. půlmůstku s tranzistory T ₅ , T ₂	[V]
VSI	Napět'ový střídač (Voltage Source Inverter)	[-]
$e(k)$	Odchylka k. tého kroku	[-]
$S(k)$	Sumace k. tého kroku	[-]
k_p	Proporční konstanta	[-]
k_i	Integrační konstanta	[-]
u_{max}	Maximální hodnota omezovače akční veličiny	[-]
u_{min}	Minimální hodnota omezovače akční veličiny	[-]
dt	Krok simulace	[s]
$T_1 \div T_6$	Spínací prvky napět'ového střídače	[-]
$U_{A0,B0,C0}$	Fázová napětí střídače	[V]
$U_{ZA,ZB,ZC}$	Fázová napětí zátěže	[V]
$U_{AB,CA,BC}$	Sdružená napětí zátěže	[V]
Z	Impedance zátěže	[Ω]
a	Vektor pootočení	[-]
S	Sektor	[-]
$T_{1,2,0}$	Doby sepnutí tranzistoru	[s]
T_{PWM}	Perioda PWM signálu	[s]
$x_{\alpha,\beta}$	Složky α , β obecného vektoru \bar{x}	[-]
$x_{a,b,c}$	Složky a, b, c obecného vektoru \bar{x}	[-]
\bar{x}	Obecný vektor	[-]
x_0	Nulový netočivý vektor	[-]
k_0	Transformační konstanta	[-]
C_A	Matice transformace Clarke	[-]
k_p	Transformační konstanta	[-]
P_m	Výkon na hřídeli	[W]
ω_n	Nominální otáčky	[rad·s ⁻¹]
I_{smax}	Maximální proud statoru	[A]
O_f	Valivý odpor	[N]
f_f	Součinitel valivého odporu	[-]
m	Hmotnost	[kg]
g	Gravitační zrychlení	[m·s ⁻¹]
O_v	Vzdušný odpor	[N]

ρ	Hustota vzduchu	$[\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}]$
c_x	Součinitel odporu vzduchu	$[-]$
S_x	Čelní plocha formule	$[\text{m}^2]$
$v_{formule}$	Okamžitá přímočará rychlost formule	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-1}]$
O_z	Odpor celkového zrychlení	$[\text{N}]$
O_{zp}	Odpor posuvného zrychlení	$[\text{N}]$
O_{zr}	Odpor rotačního zrychlení	$[\text{N}]$
J_r	Moment setrvačnosti rotačních hmot	$[\text{kg}\cdot\text{m}^2]$
r_d	Dynamický poloměr	$[\text{m}]$
a	Přímočaré zrychlení	$[\text{m}\cdot\text{s}^{-2}]$
F_{akcel}	Akcelerační síla	$[\text{N}]$
$F_{formule}$	Síla formule	$[\text{N}]$
M_{motoru}	Moment motoru	$[\text{Nm}]$
ε_{motoru}	Úhlové zrychlení motoru	$[\text{rad}\cdot\text{s}^{-2}]$
M_{max}	Maximální točivý moment IPMSM	$[\text{Nm}]$
ω_{max}	Maximální úhlová rychlost IPMSM	$[\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}]$
$P_{j_při\ I_d=0}$	Joulové ztráty při metodě s $I_d=0$	$[\text{W}]$
P_{MTPA}	Joulové ztráty při metodě MTPA	$[\text{W}]$
SW	Software	$[-]$
SIL	Software in the loop	$[-]$
PIL	Program in the loop	$[-]$
HIL	Hardware in the loop	$[-]$
PC	Personal computer	$[-]$

Úvod

V dnešní době již jsou elektromotory nedílnou součástí automobilového průmyslu nejen jako alternátory pro výrobu elektrické energie, ale hlavně ve funkci hlavní či pomocné pohonné jednotky. V elektromobilech se můžeme setkat s různými kombinacemi rozložení elektromotorů, kde například asynchronní motor tvoří pohon přední nápravy a dodává výkon pro akceleraci a synchronní motor je uložen na zadní nápravě a používá se při jízdě stálou rychlostí právě pro jeho vysokou účinnost. V elektrických formulích je typičtějším rozložením pohonů umístění synchronních motorů na každém kole samostatně. Tato práce se zabývá návrhem řízení synchronního motoru použitého jako pohon pro elektrickou studentskou formuli reprezentující Západočeskou univerzitu v Plzni. Jedná se o projekt Formula Student, ve kterém soutěží univerzity z celého světa se svou formulí na elektrický nebo spalovací motor v řadě různých závodních disciplín. V kategorii e-formulích je velice důležité šetřit elektrickou energii bateriového úložiště například tím, že budeme provozovat synchronní motory metodami pro dosažení maximálního momentu s minimálními Joulovými ztrátami.

V první části kapitole je nastíněn úvod do univerzitního projektu Formula Student. V druhé kapitole se řeší druhy synchronních motorů s podrobnějším zaměřením na synchronní motory s permanentními magnety, které jsou použity ve většině pohonů pro elektromobilitu. Třetí kapitola tvoří hlavní část práce se zaměřením na vektorové řízení a podrobným popisem každé jeho jednotlivé části. Na začátku kapitoly je schéma s barevným vyznačením důležitých bloků, kterým je dále jednotlivě věnována každá samostatná podkapitola. Je zde podrobně matematicky popsán použitý synchronní motor, jehož matematický model je dále realizován v simulačním programu Matlab Simulink. Další důležitou částí této kapitoly je rozbor a aplikace vektorové modulace, jejíž začlenění do vektorového řízení přináší značnou výhodu oproti sinusové modulaci. Poslední dvě podkapitoly jsou věnovány nejprve analytickému řešení metody MTPA a následnému numerickému řešení, které je v tomto řízení použito v podobě Look-up tabulek. Čtvrtá kapitola je zaměřena na matematický model formule, který je do značné míry zjednodušen a slouží k přibližnému výpočtu zátěžného momentu použitého v simulacích. V páté kapitole jsou vyobrazeny dvě rychlostní charakteristiky se zaměřením na rozjezd nejprve s maximálním a poté se jmenovitým momentem. V šesté kapitole je popsána generace kódu do vybraného mikrokontroleru. Poslední kapitola shrnuje dosažené výsledky a navrhuje budoucí možnosti rozvoje práce.

1 Formula Student

Formula student je celosvětová studentská soutěž zahrnující jak konstrukci závodních monopostů, tak i samotný závod. Roku 1981 vznikla v USA myšlenka samotné soutěže univerzitních týmů, kde závodily formule se spalovacími motory. Až od roku 2010 se závodů účastní i týmy s formulemi s elektrickými pohony. Celkově se závodů účastní kolem 800 týmů z celého světa s místem konání nejen na americkém a evropském kontinentu, ale třeba v Brazílii, Japonsku, Indii či Austrálii.

Cílem každého týmu je navrhnout a zkonstruovat funkční, výkonnou, spolehlivou a dobře ovladatelnou bezpečnou formuli, která obstojí v celé řadě náročných zkoušek. Zároveň si musí každý tým sám za sebe sehnat veškeré prostředky na zhotovení celého závodního monopostu, což není vůbec jednoduchý úkol.

Vědecké a inženýrské studium má připravit studenty na řešení komplexních technických problémů v praktickém pracovním životě. Pro studenty může být obtížné propojit univerzitní teorii se znalostmi, které by následně mohli využít při výzvách reálného světa. Studenti mohou být povzbuzeni a motivováni vizí přispět budoucí společnosti klíčovým a smysluplným způsobem. Je důležité, že vyučující vědeckých a inženýrských studií představují ve svých hodinách projekty a aktivity z reálné praxe, kterými mohou zaujmout studenty a přimět je k vyššímu vzdělání. Na projektu Formula Student si studenti mohou vyzkoušet a zdokonalit teoretické znalosti získané v technických předmětech a přeměnit je v praktickou reálnou věc, formuli, která bude představovat motivaci pro další studenty a zároveň reprezentovat angažovanou univerzitu. Důležitou roli hrají i sledující z výkonného motorsportu, speciálně Formule 1, kteří sledují závodníky a jejich mechaniky během závodu. Při vynikajících výsledcích a řádné dávkou štěstí může dojít k navázání spolupráce s týmy na nejvyšší světové úrovni, což je dostatečná motivace studentů k práci na projektu. Na druhou stranu, mnoho studentů technických fakult je velkými fanoušky motor sportu, a proto jsou dostatečně motivováni pro získání znalostí týkajících se aspektů soutěže.

2 Synchronní motor

V druhé polovině 20. století byly v průmyslu a trakční technice nejrozšířenější asynchronní motory spolu se stejnosměrnými. Synchronní motory se používaly převážně jen jako generátory ať už ve spojení s parní turbínou či diesellovými motory nebo samostatně poháněné vodní turbínou či větrnou vrtulí. Zlom přišel koncem 20. století s vývojem permanentních magnetů ze vzácných zemin, které dodaly synchronním motorům potřebný měrný výkon a posunuly je zcela odlišným směrem využitelnosti. Dnes se synchronní motory s permanentními magnety používají v lokomotivách, tramvajích, trolejbusích, automobilovém průmyslu nebo v průmyslových podnicích jako pohony robotických linek. Asynchronní a stejnosměrné motory jsou ve velké míře dnes nahrazeny právě synchronními s permanentními magnety z následujících důvodů:

- menší objem, hmotnost a moment setrvačnosti
- velká momentová přetížitelnost
- možnost provozovat nad jmenovitými otáčkami, ovšem se sníženým momentem
- netřeba matematického modelu k řízení otáček, čidlo na hřídeli rotoru je dostatečné
- vysoká účinnost, vysoký měrný výkon (kW/kg)
- možnost provozovat s účinníkem blízkým 1.

Některé nevýhody synchronních strojů s permanentními magnety:

- složitý návrh, technologie
- pro rozjezd potřeba frekvenční měnič
- méně robustní
- vyšší pořizovací náklady.

Avšak výhody značně převyšují jejich nevýhody, proto je jejich využitelnost v dnešním i budoucím průmyslovém a technickém světě nepochybně jistá [1].

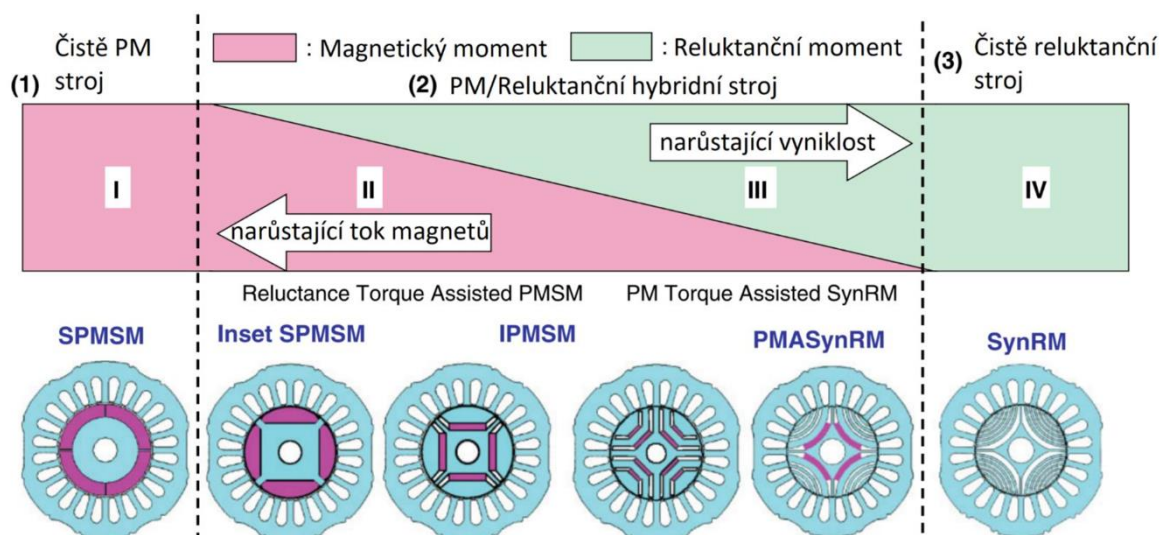
2.1 Princip synchronního stroje

Synchronní motor je točivý elektrický stroj, jehož mechanické otáčky na rotorové hřídeli jsou rovny otáčkám elektromagnetického pole statorového vinutí. Přesněji řečeno, rotorové otáčky jsou počet pólů párů krát menší, než je točivé magnetické pole statorového vinutí. Na rotoru je třeba vytvořit statické magnetické pole pomocí elektrického buzení nebo permanentních magnetů. Speciálním typem synchronních motorů jsou reluktanční

synchronní motory, které nepotřebují zdroj magnetického toku v rotoru, ale jejich moment je dán pouze reluktanční složkou odpovídající speciálnímu provedení rotoru.

2.2 Druhy synchronních strojů

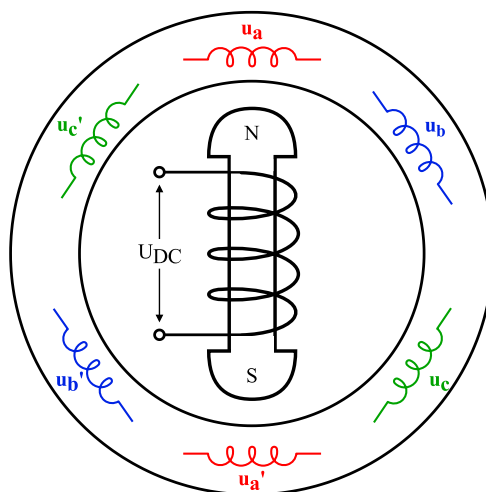
Synchronní motory rozlišujeme hlavně z hlediska typu rotoru, který může být elektricky buzený, buzený od permanentních magnetů, čistě reluktanční či reluktanční s asistovanými permanentními magnety.



Obr. 1 Druhy synchronních strojů s permanentními magnety seřazeny vzestupně zleva dle jejich vyniklosti (Saliency Ratio: L_{sd} / L_{sq}), převzato z: [2].φ

2.2.1 Elektricky buzený synchronní motor

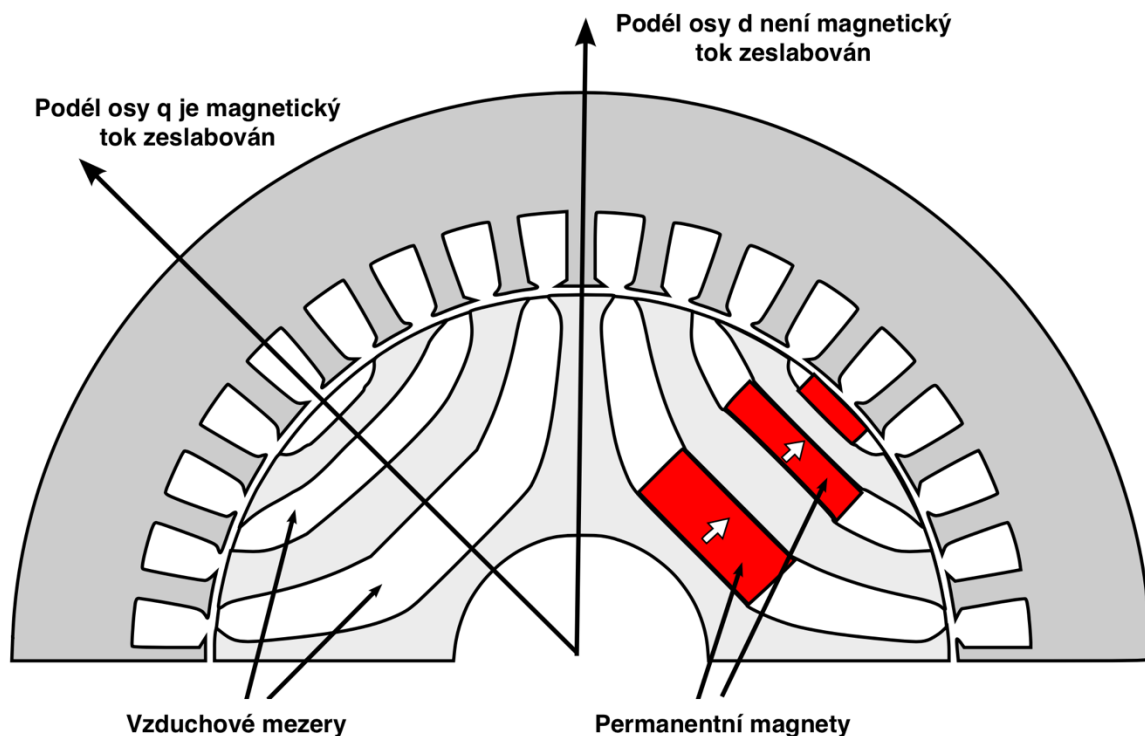
Elektricky buzené synchronní stroje pracují dnes v největší míře jako třífázové synchronní generátory v elektrárnách. Princip statorového vinutí je u všech typů synchronních strojů stejný, liší se jen počtem pólů. Na rotoru se vytvoří stejnosměrné magnetické pole pomocí budícího vinutí procházejícím stejnosměrným proudem. Konstrukci rotoru můžeme rozdělit na typ s vyniklými póly viz Obr. 2, který se používá spíše u pomaloběžných strojů, například hydroalternátory, a na typ s hladkým rotorem, který se naopak používá u turboalternátorů s vysokými otáčkami [3].



Obr. 2 Synchronní motor s vyniklým dvoupólovým buzeným rotorem.

2.2.2 Reluktanční synchronní motor

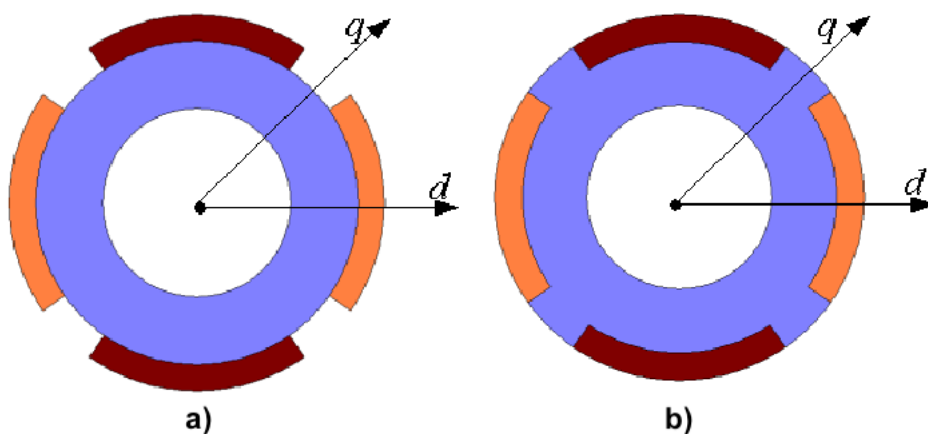
Jak již bylo řečeno, reluktanční motory jsou speciálním typem synchronních strojů, jejichž rotor je bez jakéhokoliv typu buzení. Hlavním principem je vytvořit takovou konstrukci rotoru, která bude mít rozdílnou reluktanci (magnetický odpor) ve dvou na sebe kolmých osách. Osa s nejmenší reluktancí se nazývá osa d (direct), naopak osa s největší reluktancí, obvykle ve směru s největším počtem vzduchových mezer, se nazývá osa q (quadrature). Na statoru se tedy pomocí střídavého proudu vytvoří točivé magnetické pole procházející zároveň i rotorem, který se dle směru toku tohoto pole přetočí, aby mu kladl co nejmenší magnetický odpor, to znamená ve směru osy d [4].



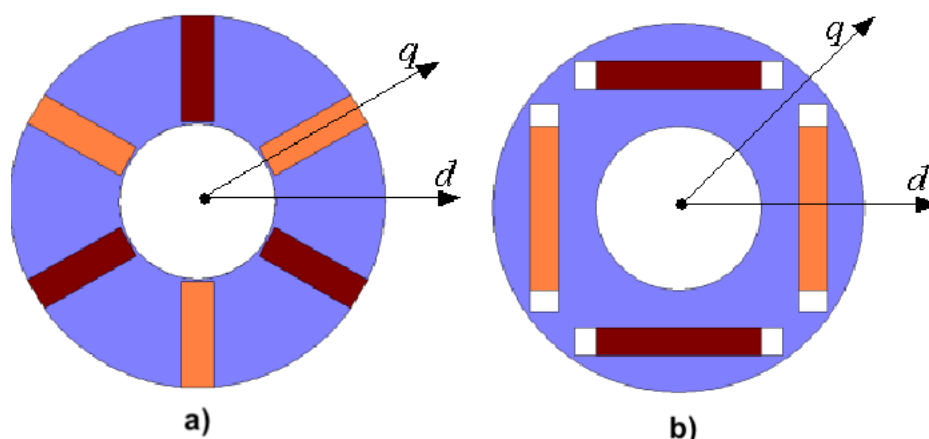
Obr. 3 Synchronní reluktanční motor s (vpravo) i bez (vlevo) asistovaných permanentních magnetů, převzato z [5] a upraveno.

2.2.3 Synchronní motor s permanentními magnety

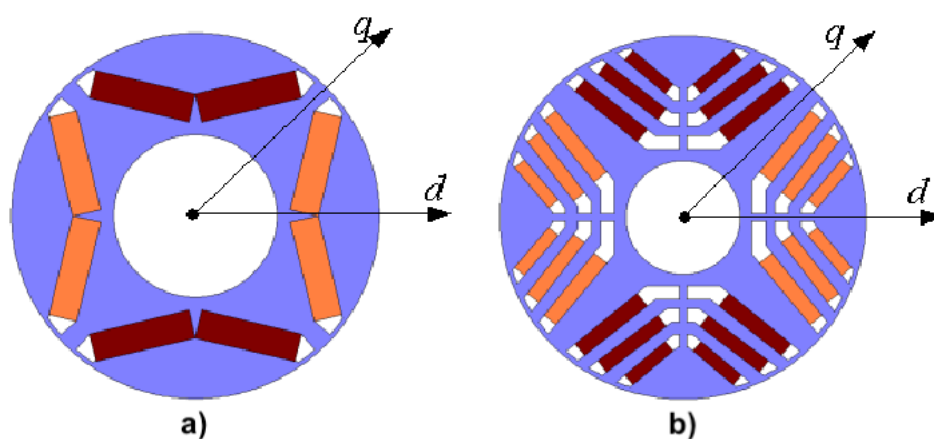
Permanentní magnety jsou uloženy na rotoru a zastupují zdroj magnetického toku (buzení). Tento typ synchronního stroje můžeme dále ještě rozdělit podle způsobu uložení permanentních magnetů v rotoru. Povrchové (surface) Obr. 4 a), zapuštěné (inset) Obr. 4 b), vnitřní (interior) Obr. 5 a vnitřní do tvaru písmene "V" Obr. 6.



Obr. 4 Rotor synchronního motoru s a) povrchovými a b) zapuštěnými permanentními magnety, převzato z [6] a upraveno.



Obr. 5 Rotor synchronního motoru s vnitřními a) radiálně b) tangenciálně orientovanými permanentními magnety, převzato z [6] a upraveno.



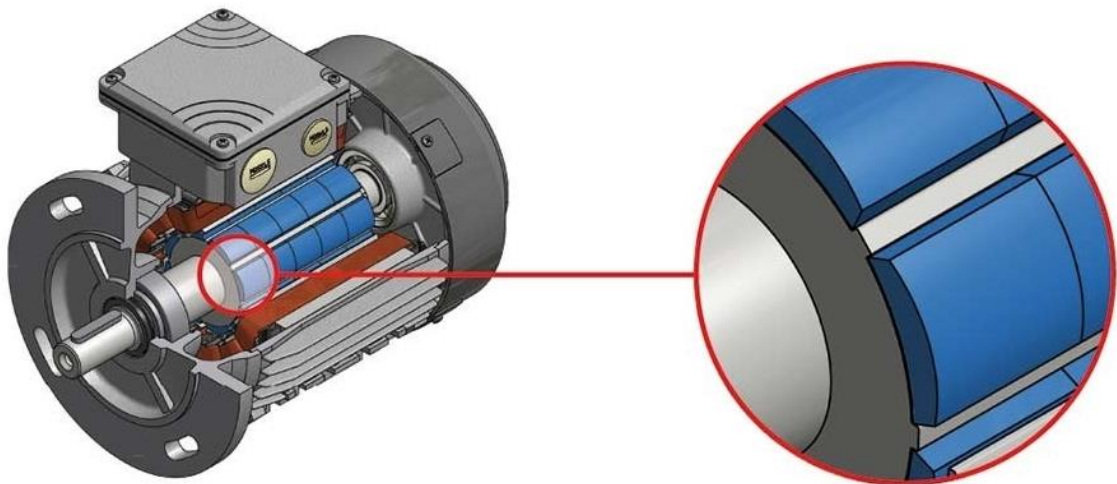
Obr. 6 Rotor synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety a) ve tvaru písmene V, b) více vrstvě ve tvaru písmene V, převzato z [6] a upraveno.

Nejčastějším typem používaných magnetů jsou permanentní magnety vyrobeny ze vzácných zemin. Právě tento komponent dělá ze synchronních motorů s permanentními magnety motory s největší hustotou výkonu. Používají se neodymové, samariové a feritové magnety v závislosti na ceně a aplikaci. Magnety na bázi neodymu mají největší magnetický tok a největší energetický součin, který určuje výkon motoru. Jediné omezení plyne z teplotního limitu, který je u těchto typů magnetů stanoven na 230 °C. Samariové magnety mají teplotní limit navýšen až do teploty 350 °C a navíc jsou oproti neodymovým odolné proti korozi. Se zvýšením teploty magnetu dochází k dočasné ztrátě magnetické síly, která se po zchlazení opět vrátí na původní hodnotu. Při překročení maximální provozní teploty

dojde k trvalé ztrátě části magnetické síly a při překročení tzv. Curieho teploty dojde k úplné trvalé ztrátě magnetických vlastností, které se po zchlazení již neobnoví.

2.2.4 SPMSM

Surface Permanent Magnet Synchronous Motor je anglický název pro synchronní motor s povrchovými permanentními magnety. Permanentní magnety jsou nalepeny přímo na povrchu válcového rotorového jádra nebo jsou zapuštěny v drážkách. Nevýhodou tohoto typu uložení permanentních magnetů je, že při vysokých úhlových rychlostech může vlivem odstředivé síly dojít k odlepení magnetů a následnému poškození. Proto se obvykle jako doplňující mechanická ochrana přidává ocelová tenká páska, kterou jsou magnety následně oblepeny. Jelikož je konstrukce rotoru tohoto typu motoru navržena tak, že je v obou osách (d-q) indukčnost stejná, tzn. žádná vyniklost, je moment dán pouze elektromagnetickou složkou závislou na velikosti toku permanentních magnetů. [7].

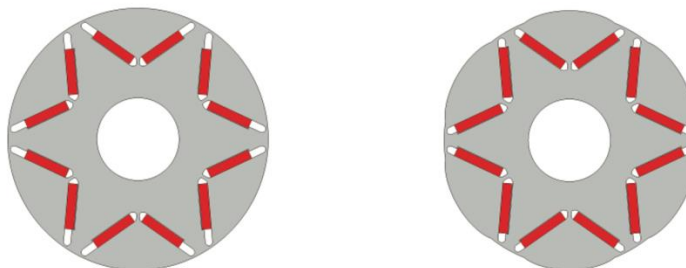


Obr. 7 Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor, převzato z: [8].

2.2.5 VPMSM

U těchto synchronních motorů je rotor složen z permanentních magnetů uložených uvnitř železného jádra a uspořádaných ve specifickém tvaru písmene V, Obr. 8. Díky tomuto uspořádání bude motor disponovat větším reluktančním momentem v porovnání s klasickým synchronním motorem s vnitřními magnety (IMPSM). Na druhou stranu, velikost momentu je vykoupena větším zvlněním momentu a tzv. momentovým coggingem (torque cogging), což je typ momentových maxim, které se projevují při zarovnání rotorových a statorových „zubů“ při otáčení rotoru. Při tomto zarovnání dojde k minimálnímu magnetickému odporu,

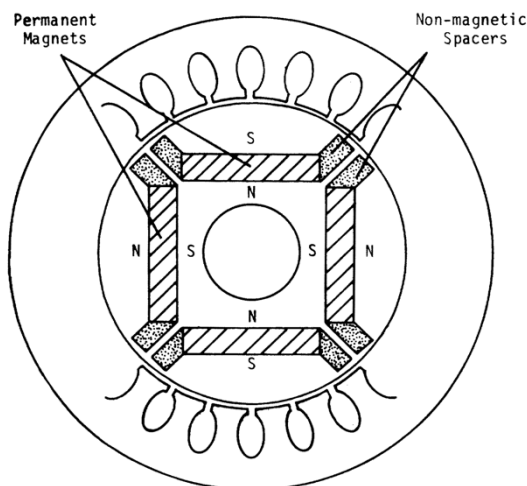
který je kladen magnetickému toku od permanentních magnetů v rotoru. Tento jev lze částečně eliminovat speciální konstrukcí železného rotorového jádra, která je vidět na Obr. 8 (vpravo).



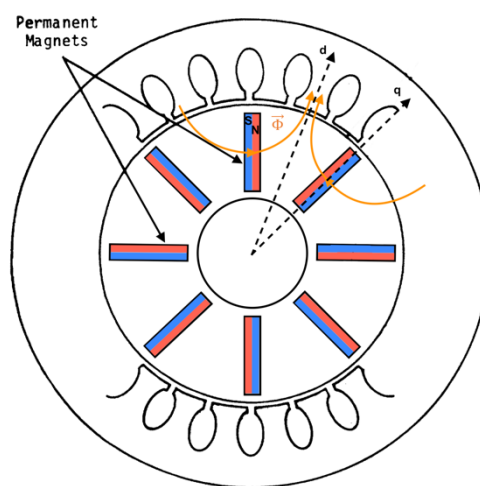
Obr. 8 VPMSM (vlevo), VPMSM s redukcí momentového zvlnění (vpravo), převzato z [9].

2.2.6 IPMSM

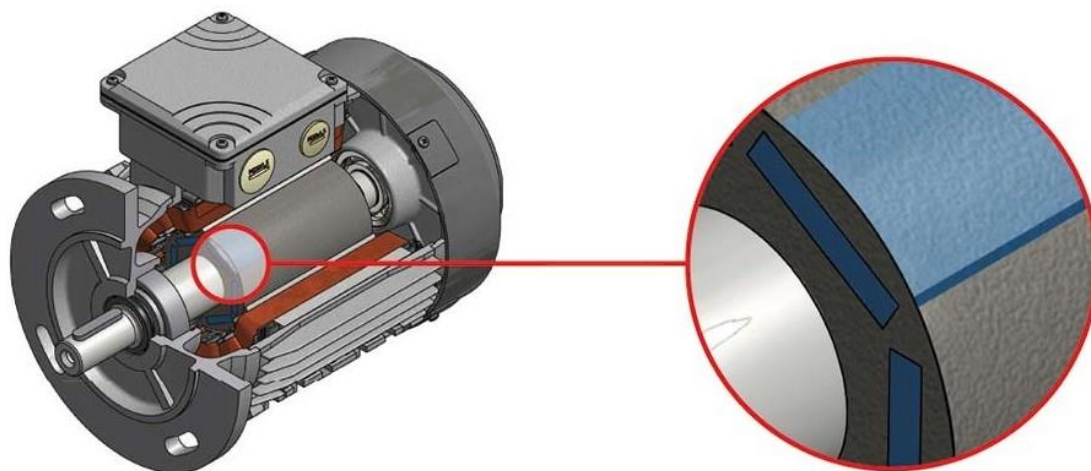
Synchronní motory s vnitřním uložením permanentních magnetů jsou charakteristické svojí nesymetrií rotorového obvodu, přesněji řečeno nesymetrickým rozložením indukčností v přímé a kolmé ose (d , q) rotorového systému. Uložení permanentních magnetů uvnitř rotoru můžeme dále rozdělit na dva způsoby, a to na radiálně orientované uložení magnetů, které lze vidět na Obr. 9 a orientaci ve směru osy hřídele, tudíž axiálně zobrazenou na Obr. 10 [10].



Obr. 9 Synchronní motor s vnitřním radiálním uložením permanentních magnetů, převzato z [10].

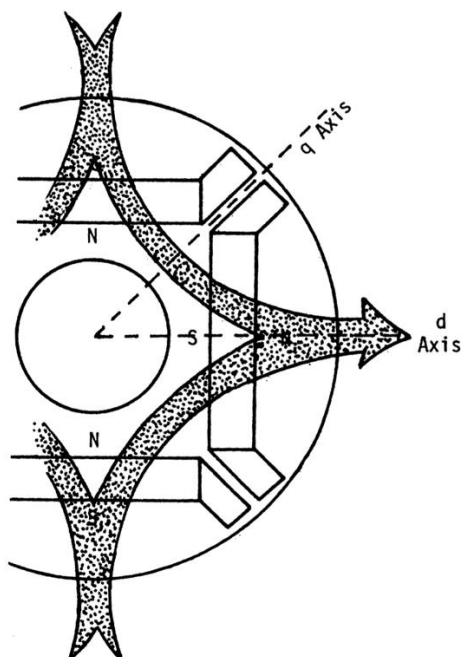


Obr. 10 Synchronní motor s vnitřním axiálním uložením permanentních magnetů, převzato z [10] a upraveno.



Obr. 11 Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

Magnetický tok radiálně uložených magnetů se uzavírá přes sousední magnety. Ve směru největšího magnetického toku je zvolena přímá osa d , naopak ve směru kolmém na magnetický tok je zvolena osa q , jak lze vidět na Obr. 12.

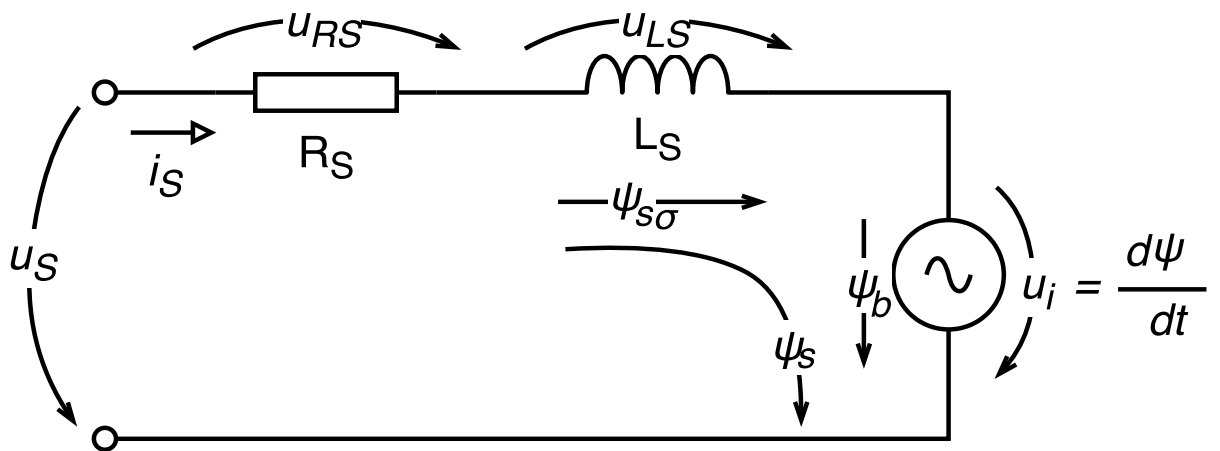


Obr. 12 Zobrazení magnetického toku v IPMSM s radiálně uloženými magnety, převzato z [10].

Typ rotoru s axiálně uloženými magnety má magnetický tok směřující ke statorovému vinutí, aby bylo jejich vzájemné působení maximální. Vnitřní umístění magnetů zajišťuje motoru dosáhnout vyšších úhlových rychlostí, než je tomu u synchronních motoru

s povrchovým uložením. Z důvodu požadavku na dosažení vysokých otáček je nutno rotor s vloženými magnety navíc ještě obohatit speciální bandáží, která splňuje jak mechanické, tak tepelné a další vlastnosti. Bandáže jsou z nemagnetických slitinových ocelí jako například Inconel, což je austenitická ocelová slitina na bázi niklu a chromu s charakteristikou zachování pevnosti v širokém teplotním rozsahu. Nesymetrické nemusí být jen rozložení indukčnosti v rotoru, nýbrž se můžeme setkat i s nesymetrickým magnetickým tokem, jehož velikost je závislá na vektoru statorového proudu.

2.3 Matematický model IPMSM



Obr. 13 Náhradní schéma synchronního stroje ve statorovém souřadném systému

Náhradní schéma synchronního motoru se skládá ze sériového spojení odporu R_S a indukčnosti L_S statorového vinutí včetně zdroje indukovaného napětí u_i , které vzniká při pohybu rotoru z magnetického toku od permanentních magnetů. Pro obecný synchronní stroj s permanentními magnety v souřadném systému statoru lze psát napěťové rovnice, ve kterých pro zjednodušení nerespektujeme rozdílnou indukčnost v podélné a příčné ose motoru:

$$u_{sa} = R_S \cdot i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt}, \quad (2.1)$$

$$u_{sb} = R_S \cdot i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt}, \quad (2.2)$$

$$u_{sc} = R_S \cdot i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt} \quad (2.3)$$

Indexy abc značí hodnoty v jednotlivých fázích třífázového systému. Dále budeme používat symbol I , který označuje nerotující souřadný systém statoru $\alpha\beta$.

$$\bar{u}_{SI} = k(u_{Sa} + \bar{a} u_{Sb} + \bar{a}^2 u_{Sc}) = R_S \cdot \bar{i}_{SI} + \frac{d\bar{\psi}_{SI}}{dt}, \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_{SI} &= \bar{\psi}_{PMI} + L_S \cdot \bar{i}_{SI}, & \bar{\psi}_{PMI} &= \bar{\psi}_{PMII} \cdot e^{j\nu}, \\ \bar{\psi}_{PMII} &= \psi_{PM} = konst. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Celkový statorový magnetický tok je dán součtem toku od permanentních magnetů $\bar{\psi}_{PMI}$ a rozptylovým tokem od statorové indukčnosti $\bar{\psi}_{S\sigma} = L_S \cdot \bar{i}_{SI}$. Po aplikaci vzorce pro derivaci součtu pro statorový magnetický tok $\bar{\psi}_{SI}$. V rovnici (2.7) jsme následně dosadili za magnetický tok od permanentních magnetů z rovnice (2.5).

$$\bar{u}_{SI} = R_S \cdot \bar{i}_{SI} + L_S \frac{d\bar{i}_{SI}}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_{PMI}}{dt}, \quad (2.6)$$

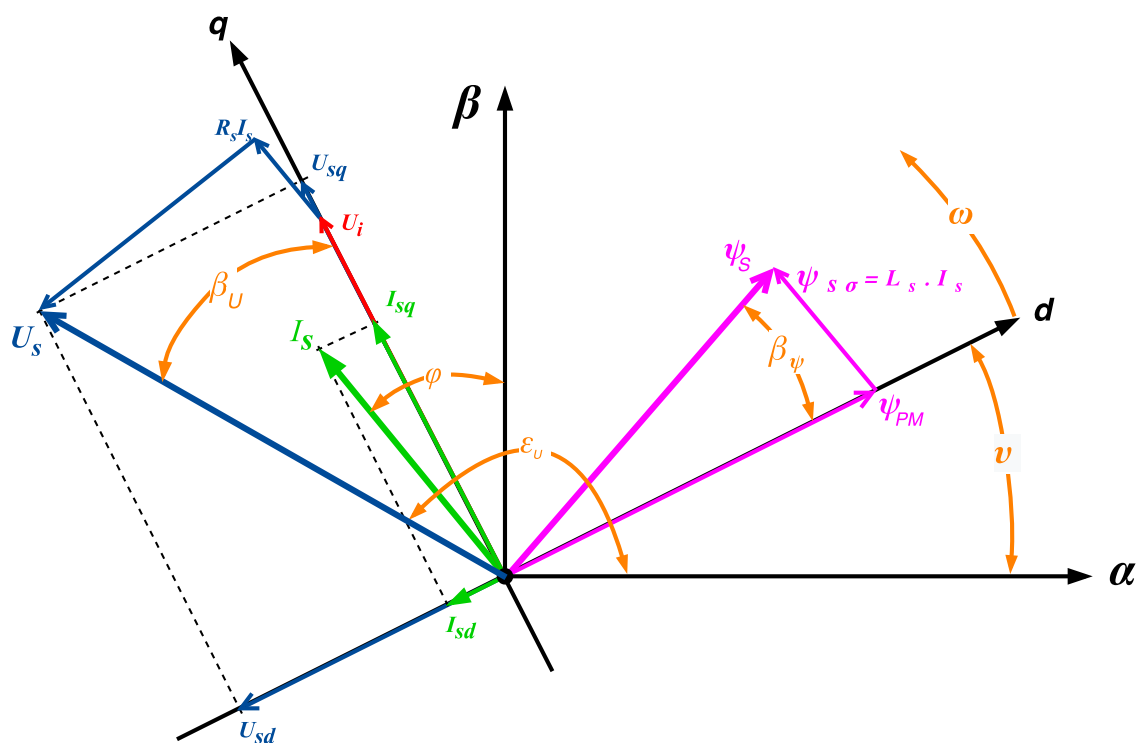
$$\bar{u}_{SI} = R_S \cdot \bar{i}_{SI} + L_S \frac{d\bar{i}_{SI}}{dt} + j p_p \cdot \omega_m \cdot e^{j\nu} \cdot \psi_{PM} \quad (2.7)$$

První člen v napěťové rovnici značí úbytek na statorovém odporu, druhý je úbytek na statorové indukčnosti vlivem změny proudu a třetí člen je indukované napětí od toku permanentních magnetů. Nakonec jen rozepíšeme napěťovou rovnici do složek $\alpha\beta$ a ve členu indukovaného napětí využijeme znalosti Eulerova vzorce:

$$\begin{aligned} j p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{PM} \cdot e^{j\nu} &= j p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{PM} (\cos \nu + j \cdot \sin \nu) = \\ &= j p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{PM} \cdot \cos \nu - p_p \cdot \omega_m \cdot \psi_{PM} \cdot \sin \nu, \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\bar{u}_{S\alpha} = R_S \cdot \bar{i}_{S\alpha} + L_S \frac{d\bar{i}_{S\alpha}}{dt} - p_p \cdot \omega_m e^{j\nu} \cdot \sin \nu, \quad (2.9)$$

$$\bar{u}_{S\beta} = R_S \cdot \bar{i}_{S\beta} + L_S \frac{d\bar{i}_{S\beta}}{dt} + p_p \cdot \omega_m e^{j\nu} \cdot \cos \nu \quad (2.10)$$



Obr. 14 Fázorový diagram synchronního stroje s permanentními magnety

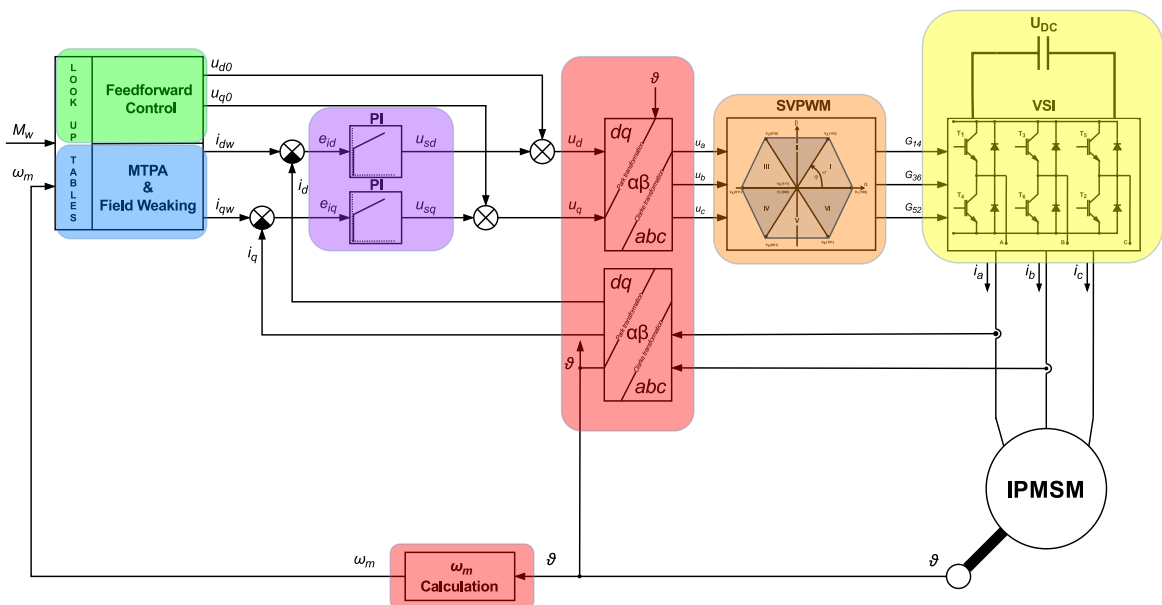
Ve fázorovém diagramu na Obr. 14 je znázornění vektorů napětí, proudů a magnetických toků v pracovní oblasti PMSM. Je uvažováno symetrické rozložení indukčnosti $L_S = L_d = L_q$ a zároveň tok od permanentních magnetů je v ose d , [11].

3 Vektorové řízení

3.1 Princip vektorového řízení

Vektorové řízení je obecně založeno na principu samostatného řízení vektorů momentotvorné a tokotvorné složky statorových proudů. Moment a jeho odpovídající složka proudu představuje proud I_q , tok a jemu odpovídající složka je proud I_d . Jelikož dokážeme řídit tyto dvě složky odděleně, můžeme po motoru chtít například zvyšující otáčky tím, že zvedneme jeho moment právě momentotvornou složkou I_q . Tento princip řízení nám dává možnost provozovat synchronní motor ideálními metodami v různých provozních režimech.

Jak již bylo řečeno výše, synchronní stroj je charakteristický shodnou rychlostí elektrického pole statoru a počet pólů párů krát menší mechanickou rychlostí rotoru. Pro správné řízení je nutné mít přesnou informaci o poloze magnetického pole statoru, kterou zjišťujeme pomocí snímače polohy mechanického natočení rotorové hřídele. S informací o poloze magnetického pole můžeme provést transformace (červené označení na Obr. 15) do rotujícího systému dq pomocí transformací Clarke a Park, jejichž princip je odvozen a vysvětlen v následující kapitole 3.2. Na Obr. 15 je blokové schéma navrženého a použitého vektorového řízení s barevným označením rozdělení na jednotlivé sekce, které jsou v následujících kapitolách podrobněji popsány.



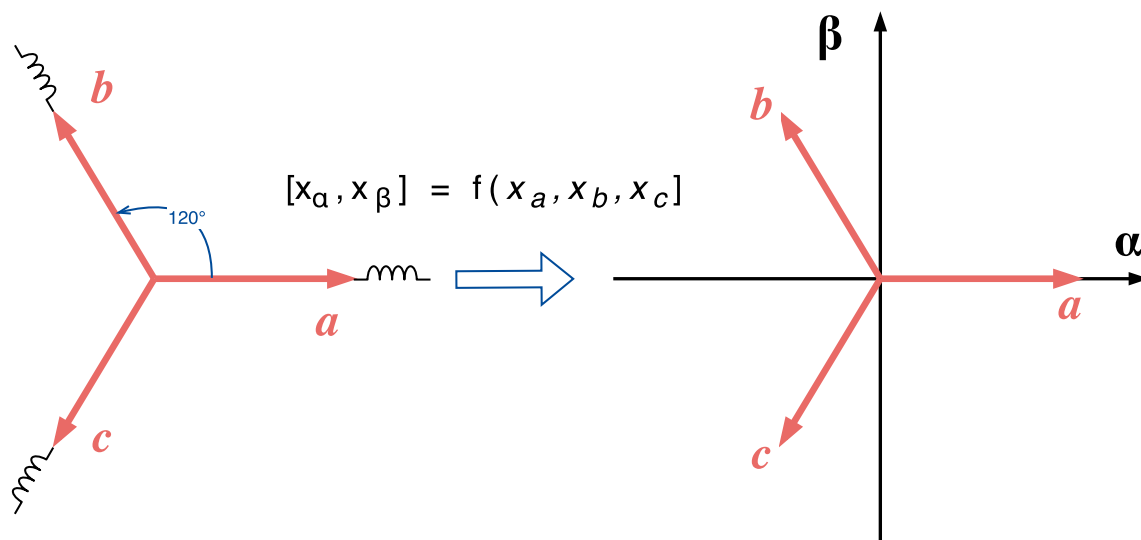
Obr. 15 Blokové schéma FOC s barevným vyznačením jednotlivých částí

3.2 Transformace

Transformace z časově proměnného systému o střídavých veličinách do stejnosměrného časově neproměnného systému používáme například v regulační technice, kde potřebujeme jako vstup do PID regulátorů právě tyto stejnosměrné hodnoty. Základními transformacemi jsou Clarkeové, v anglickém jazyce se s touto transformací můžeme setkat pod názvem „Alpha Beta Transformation“, a Parkova transformace, se kterou se lze setkat pod názvem „Direct Quadrature Zero Transformation“. Abychom mohli přejít z třífázového střídavého systému do stejnosměrného, použijeme transformace v pořadí Clarke, Park. V opačném pořadí se transformace také používají pro přechod ze stejnosměrného signálu, který jde z regulátorů, do střídavého tří fázového signálu určeného například pro statorové vinutí motoru.

3.2.1 Transformace Clarkeové

Třífázové hodnoty a , b , c jsou transformovány z třífázového referenčního systému do dvouosého ortogonálního systému α , β použitím Clarkeové transformace. Grafické znázornění Clarkeové transformace lze vidět na Obr. 16, která je v české literatuře také známá jako transformace na prostorový vektor.



Obr. 16 Přejít z třífázového systému abc do dvouosého $\alpha\beta$ systému

Rotující vektor \bar{x} v systému α , β lze zapsat následujícím způsobem:

$$\bar{x} = [x_\alpha, x_\beta] = x_\alpha + jx_\beta = f(x_a, x_b, x_c), \quad (3.1)$$

$$\bar{x} = k(x_a + \bar{a}x_b + \bar{a}^2x_c), \quad (3.2)$$

$$x_0 = k_0(x_a + x_b + x_c), \quad (3.3)$$

kde x_0 značí nulovou netočivou složku.

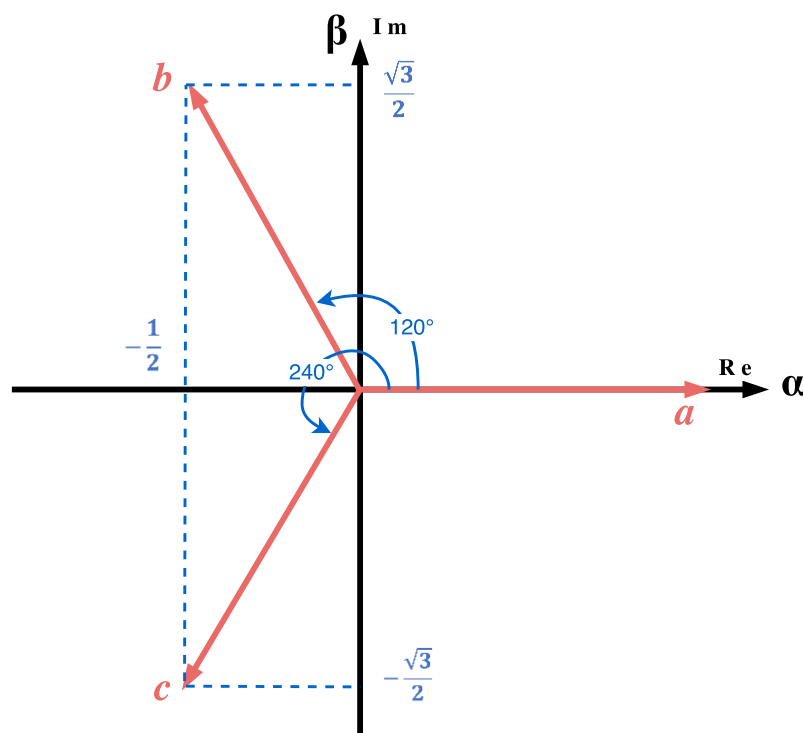
Vektory \bar{a}, \bar{a}^2 můžeme rozepsat jako komplexní číslo:

$$\bar{a} = e^{j120^\circ} = \cos(120^\circ) + j\sin(120^\circ) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (3.4)$$

$$\bar{a}^2 = e^{j240^\circ} = \cos(240^\circ) + j\sin(240^\circ) = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (3.5)$$

$$x_\alpha = k \left(x_a - \frac{1}{2}x_b - \frac{1}{2}x_c \right), \quad (3.6)$$

$$x_\beta = k \left(0 + \frac{\sqrt{3}}{2}x_b - \frac{\sqrt{3}}{2}x_c \right) \quad (3.7)$$



Obr. 17 Transformace Clarkeové

Dále koeficient k charakterizuje transformaci na amplitudově nebo výkonově invariantní. Jestliže je transformace amplitudově invariantní, tak splňuje podmínku:

$$x_a = \text{Re}\{\bar{x}\} = x_\alpha + x_0. \quad (3.8)$$

Za předpokladu symetrické soustavy $x_a + x_b + x_c = 0 \rightarrow x_b + x_c = -x_a$ lze dosadit do rovnice (3.9) za $x_\alpha = x_a$:

$$\begin{aligned} x_a &= k \left(x_a - \frac{1}{2}x_b - \frac{1}{2}x_c \right) = k \left(x_a - \frac{1}{2}(x_b + x_c) \right) = \\ &= k \left(x_a + \frac{1}{2}x_a \right) = k \frac{3}{2}x_a, \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$x_a = k \frac{3}{2}x_a \rightarrow k = \frac{2}{3} \quad (3.10)$$

Matici \mathbf{C}_A pro amplitudově invariantní Clarkeovu transformaci $a, b, c \rightarrow \alpha, \beta$:

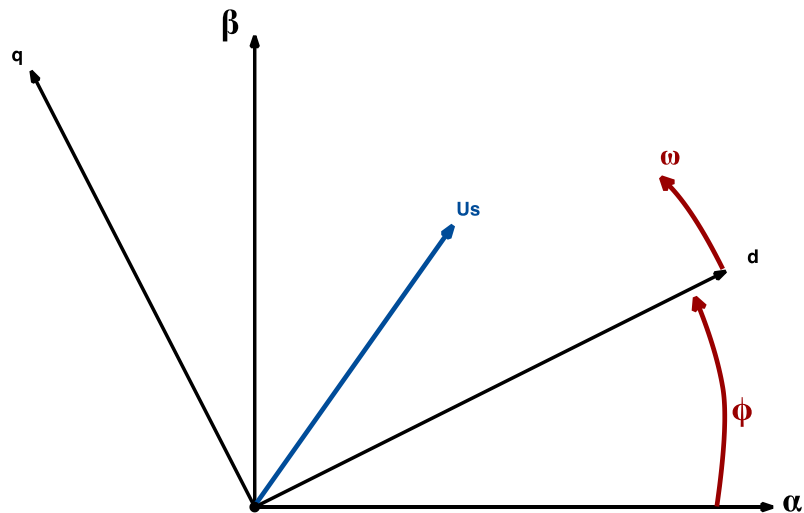
$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_A \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Inverzní matice \mathbf{C}_A^{-1} pro amplitudově invariantní inverzní Clarkeovu transformaci $\alpha, \beta \rightarrow a, b, c$:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \mathbf{C}_A^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

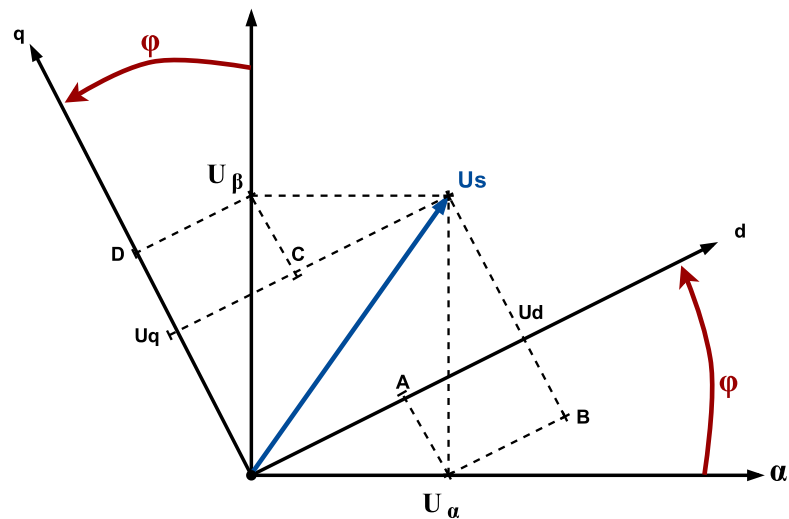
3.2.2 Transformace Parkova

Použitím Parkové transformace transformujeme prostorový vektor ze stacionárního α, β systému do rotujícího systému d (Direct), q (Quadrature), který je spřažený s rotorem stroje. Pro tuto transformaci je nutné znát aktuální polohu magnetického pole, se kterou tento systém spřáhneme. Jelikož rotující systém dq rotuje stejnou rychlostí jako je mechanická rychlost motoru, dojde k zastavení komplexoru a s jeho složky lze pracovat jako se stejnosměrnými hodnotami.



Obr. 18 Transformace Parkova

3.2.2.1 Odvození rotační matice



Obr. 19 Odvození rotační matice pro transformaci Parkovu

$$|OA| = U_{\alpha} \cdot \cos(\varphi), \quad (3.13)$$

$$|U_{\alpha}B| = |AU_d| = U_s \cdot \sin(\varphi) = U_{\beta} \cdot \sin(\varphi), \quad (3.14)$$

$$U_d = |OA| + |AU_d| = U_{\alpha} \cdot \cos(\varphi) + U_{\beta} \cdot \sin(\varphi), \quad (3.15)$$

$$|OD| = U_{\beta} \cdot \cos(\varphi), \quad (3.16)$$

$$|CU_{\beta}| = |U_qD| = U_{\alpha} \cdot \sin(\varphi), \quad (3.17)$$

$$U_q = |0D| - |U_q D| = U_\beta \cdot \cos(\varphi) - U_\alpha \cdot \sin(\varphi) \quad (3.18)$$

Přepsáním rovnic (3.15), (3.18) do maticového zápisu dostaneme rotační matici \mathbb{T} :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \mathbb{T} \cdot \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Transformační rotační matice je unitární a ortonormální a její inverze je její transpozice, proto lze zpětnou Parkovu transformaci psát pomocí zpětné rotační matice:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \mathbb{T}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

3.3 Použitý IMPSM

Pro použitý synchronní motor využijeme souřadný systém rotoru vycházejícího ze stejného náhradního schématu jako pro statorový systém Obr. 13, jen s rozdílem respektování rozdílnosti indukčností a magnetických toků v podélné a příčné ose rotoru, které budeme značit indexy dq . Rotující souřadný systém budeme značit indexem II. Vyjdeme z napěťové rovnice pro statorový souřadný systém (2.4), kterou necháme rotovat pomocí rotujícího vektoru $e^{j\nu}$.

$$R_S \cdot \bar{i}_{SI} + \frac{d\bar{\psi}_{SI}}{dt}, \quad (3.21)$$

$$\bar{u}_{SII} \cdot e^{j\nu} = R_S \cdot \bar{i}_{SII} \cdot e^{j\nu} + \frac{d\bar{\psi}_{SII}}{dt} \cdot e^{j\nu}, \quad (3.22)$$

$$\frac{d(\bar{\psi}_{SII} \cdot e^{j\nu})}{dt} = \frac{d\bar{\psi}_{SII}}{dt} \cdot e^{j\nu} + j \cdot e^{j\nu} \frac{d\nu}{dt} \cdot \bar{\psi}_{SII}, \quad (3.23)$$

$$\bar{u}_{SII} \cdot e^{j\nu} = R_S \cdot \bar{i}_{SII} \cdot e^{j\nu} + \frac{d\bar{\psi}_{SII}}{dt} \cdot e^{j\nu} + j \cdot e^{j\nu} \frac{d\nu}{dt} \cdot \bar{\psi}_{SII} \quad /: e^{j\nu} \quad (3.24)$$

$$\frac{d\nu}{dt} = \omega_e = p_p \cdot \omega_m, \quad (3.25)$$

$$\bar{u}_{SII} = R_S \cdot \bar{i}_{SII} + \frac{d\bar{\psi}_{SII}}{dt} + j p_p \cdot \omega_m \cdot \bar{\psi}_{SII}, \quad (3.26)$$

$$\bar{\psi}_{SII} = L_S \bar{i}_{SII} + \psi_{PM}, \quad (3.27)$$

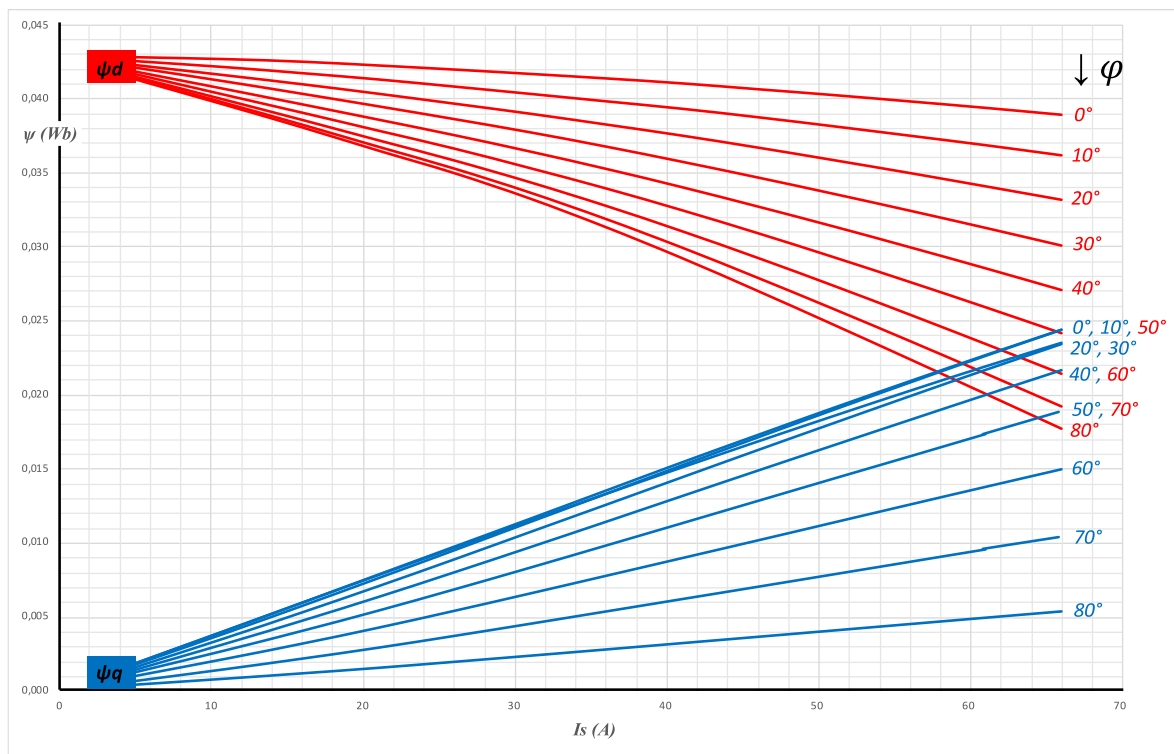
$$\bar{u}_{SII} = R_S \cdot \bar{i}_{SII} + L_S \frac{d\bar{i}_{SII}}{dt} + j p_p \cdot \omega_m (L_S \cdot \bar{i}_{SII} + \psi_{PM}) \quad (3.28)$$

Pro synchronní motor s vnitřními permanentními magnety IPMSM budeme uvažovat nesymetrický magnetický obvod, u kterého dosadíme za indukčnost L_S a magnetický tok ψ_{PM} :

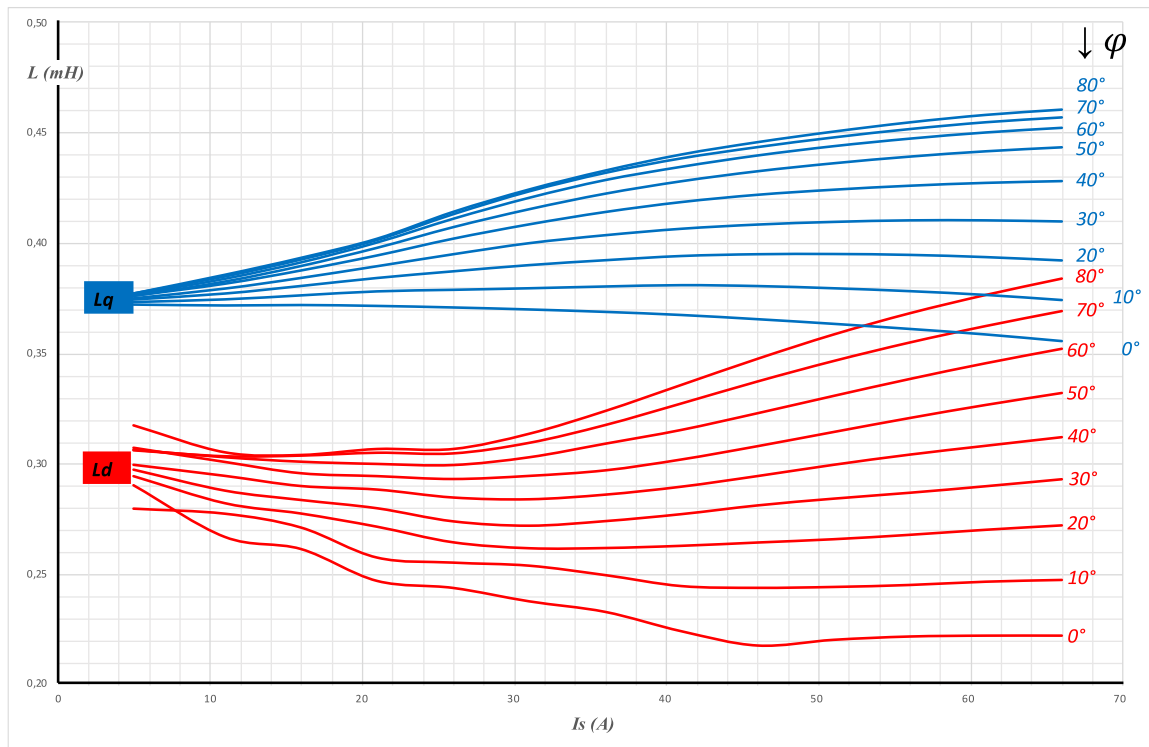
$$L_S = L_d + jL_q, \quad (3.29)$$

$$\psi_{PM} = \psi_d + j\psi_q \quad (3.30)$$

Tyto nesymetrické parametry vycházejí z reálného IPMSM, pro který se vektorové řízení navrhuje a jehož indukčnost a tok jsou zobrazeny na následujících grafech Obr. 20, Obr. 21. Jedná se o porovnání hodnot magnetického toku a indukčnosti v podélné a příčné ose dq v závislosti na velikosti satorového proudu \bar{I}_S a jeho úhlu natočení φ .



Obr. 20 Závislost magnetického toku IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2 na velikosti a úhlu natočení satorového proudu



Obr. 21 Závislost indukčnosti IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2 na velikosti a úhlu natočení statorového proudu

Po dosazení do napěťové rovnice:

$$u_{dq} = R_S \cdot i_{dq} + L_{dq} \frac{di_{dq}}{dt} + jp_p \cdot \omega_m (L_d i_d + jL_q i_q + \psi_d + j\psi_q) \quad (3.31)$$

Člen indukovaného napětí si roznásobíme a upravíme:

$$\begin{aligned} jp_p \cdot \omega_m (L_d i_d + jL_q i_q + \psi_d + j\psi_q) &= \\ = jp_p \cdot \omega_m L_d i_d - p_p \cdot \omega_m L_q i_q + jp_p \cdot \omega_m \psi_d - p_p \cdot \omega_m \psi_q \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$Re: -p_p \cdot \omega_m (L_q i_q + \psi_q), \quad (3.33)$$

$$Im: p_p \cdot \omega_m (L_d i_d + \psi_d) \quad (3.34)$$

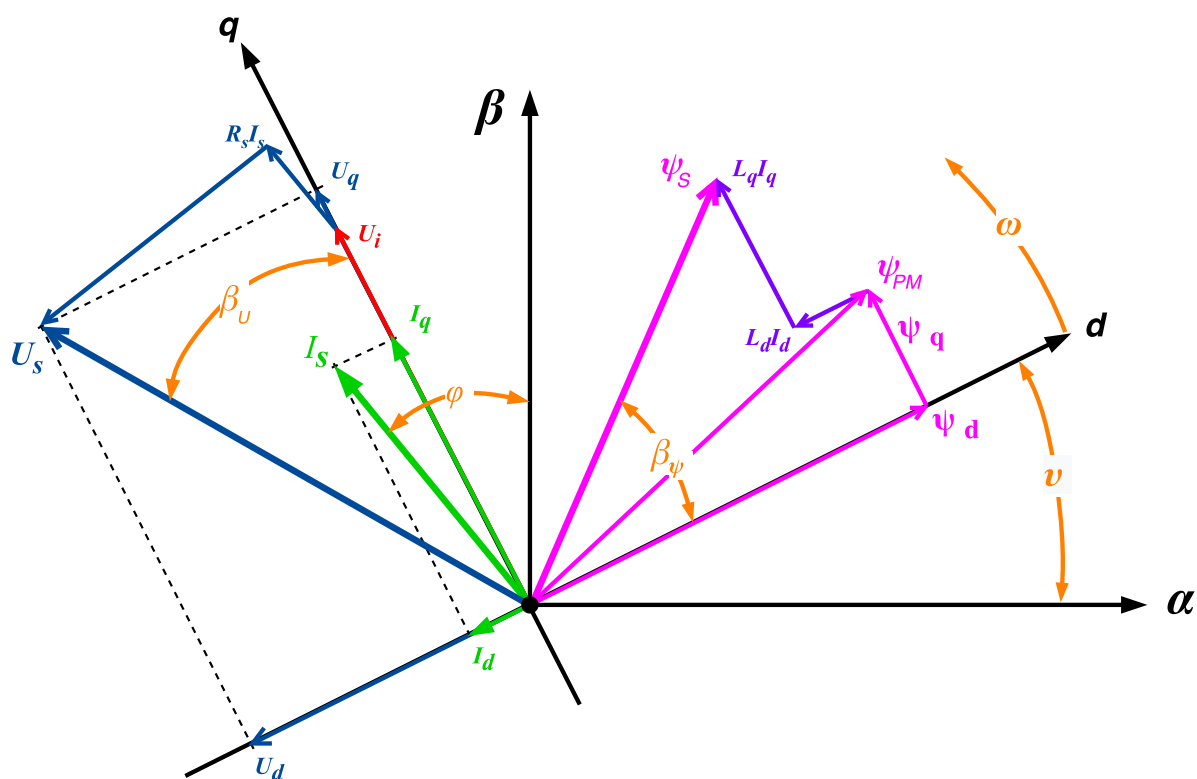
Nakonec rozepíšeme napěťovou rovnici do složek dq [11]:

$$u_d = R_S \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p_p \cdot \omega_m (L_q i_q + \psi_q), \quad (3.35)$$

$$u_q = R_S \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p_p \cdot \omega_m (L_d i_d + \psi_d), \quad (3.36)$$

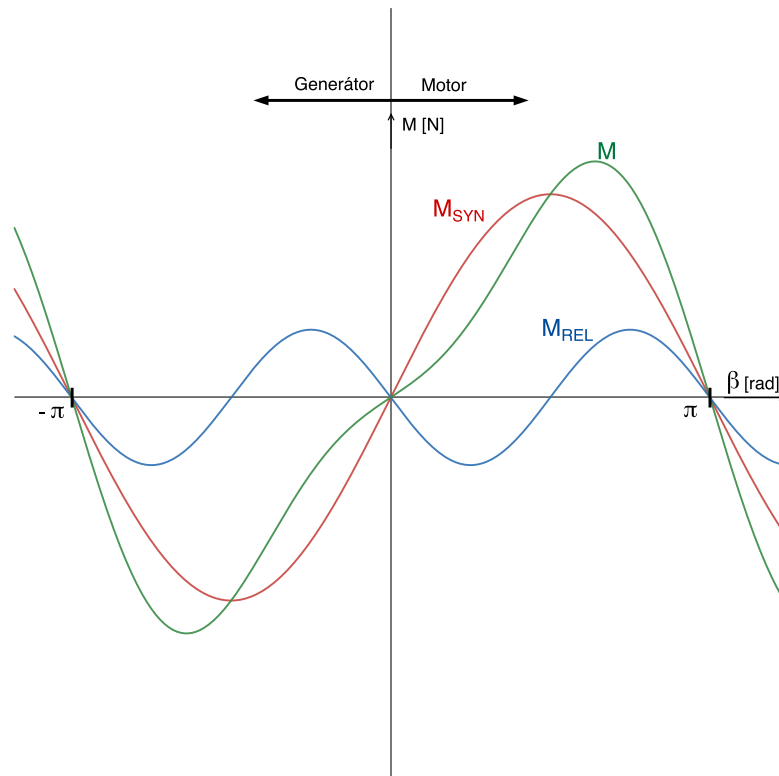
Ve fázorovém diagramu na Obr. 22 respektujeme nesymetrické rozložení indukčnosti a magnetického toku, ze kterých se vektorově skládá celkový statorový magnetický tok

(růžově vyznačen). V diagramu si lze všimnout vyšší hodnoty složky d magnetického toku a vyšší hodnoty složky q indukčnosti, které odpovídají skutečným hodnotám synchronního stroje použitého ve studentské formuli (Obr. 20, Obr. 21).



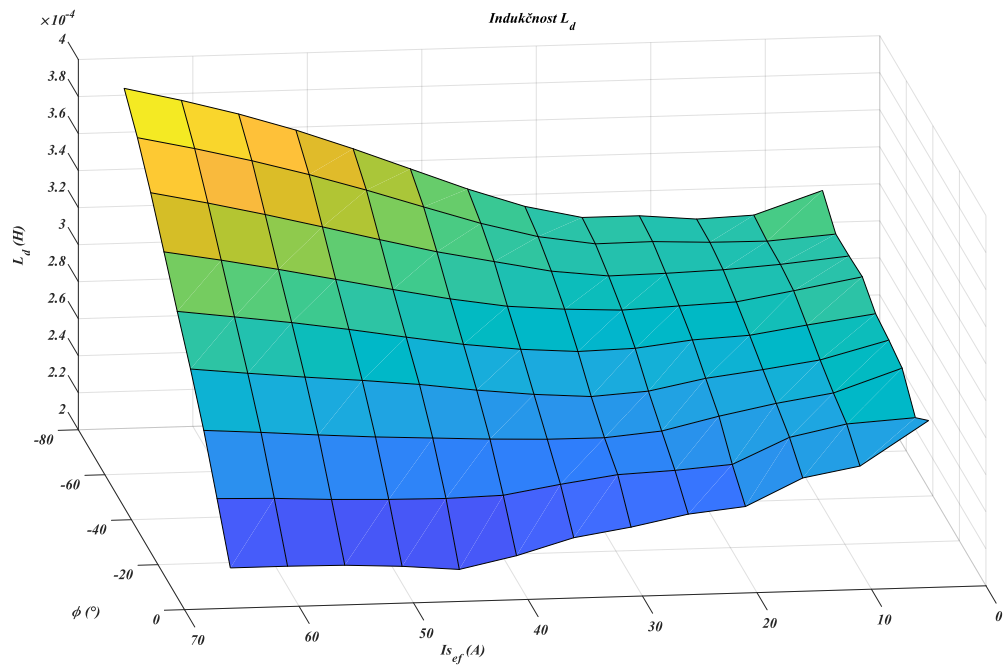
Obr. 22 Fázorový diagram synchronního stroje s vnitřními permanentními magnety s nesymetrickým rozložením indukčnosti a magnetického toku

Jak již bylo zmíněno, použitý synchronní stroj má vlastnosti nesymetrického rozložení indukčnosti a magnetického toku v závislosti na velikosti a úhlu natočení vektoru statorového proudu. Tato vyniklost dodává motoru k synchronnímu momentu navíc ještě moment reluktanční, který přispívá svojí hodnotou k celkovému momentu stroje. Následující obrázek zobrazuje závislost synchronního, reluktančního a výsledného momentu stroje, který je dán jejich součtem na zátěžném úhlu β . Všimněme si, že majoritní podíl na celkovém momentu tvoří synchronní nebo také elektromagnetický moment, který je dán velikostí magnetického toku permanentních magnetů. Zbylá část celkového momentu stroje je dána momentem reluktančním, který je přímo úměrný rozdílu indukčností v podélné a příčné větvi L_d, L_q .

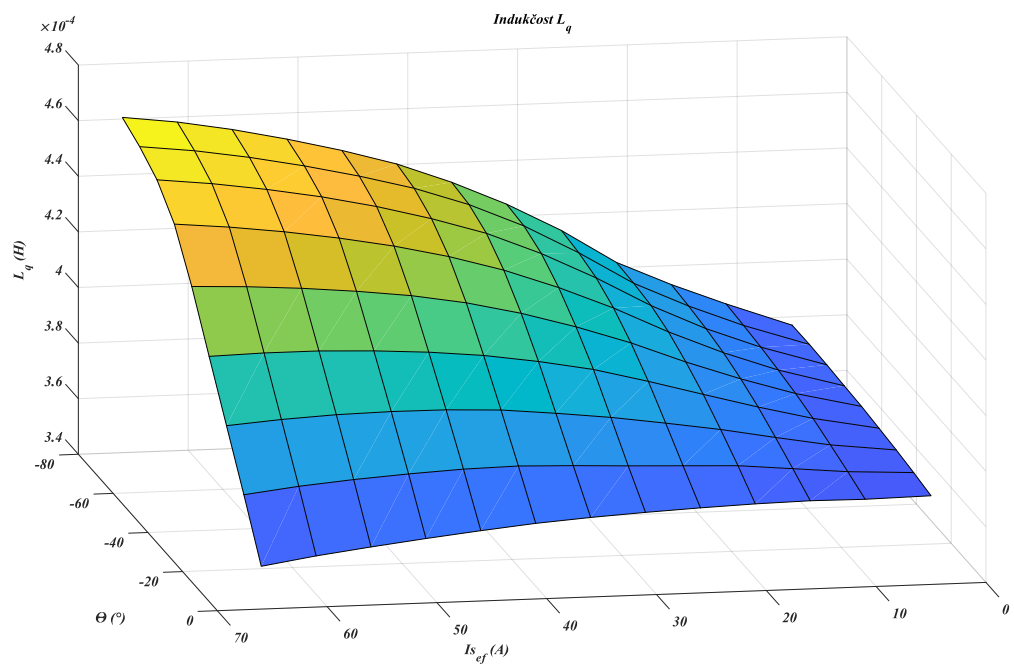


Obr. 23 Závislost momentu obecného synchronního stroje na zátěžném úhlu

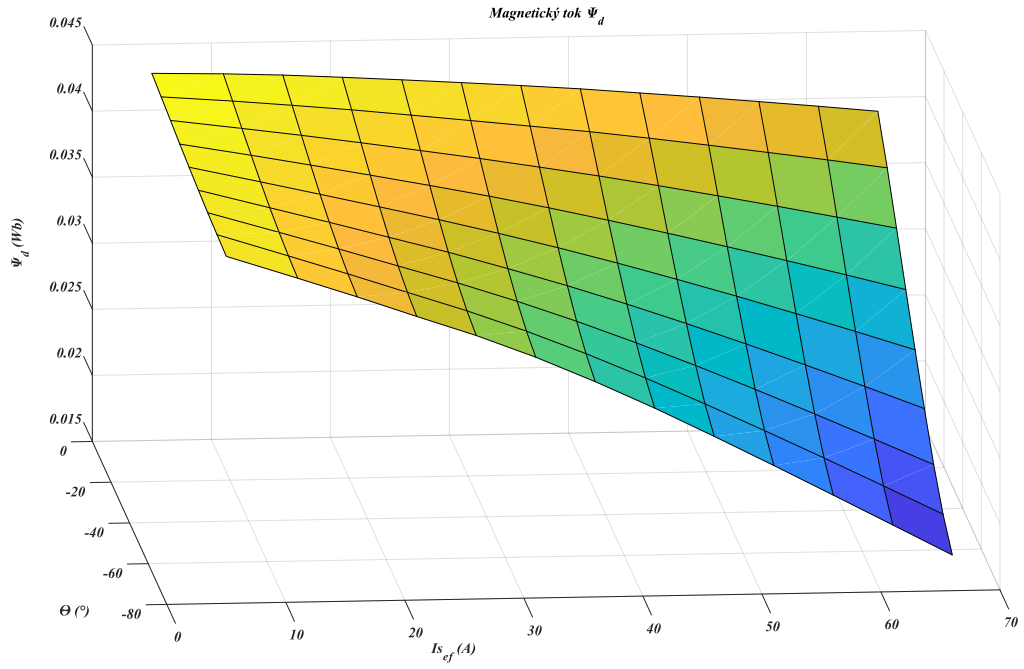
Následující tokové a indukčnostní mapy jsou implementovány do Look-up tabulek a použity v náhradním matematickém modelu IPMSM vytvořeného v programu Simulink. Data z těchto map poskytl na vyžádání německý výrobce elektro motorů Fischer Elektromotoren, který tento IPMSM vyrábí.



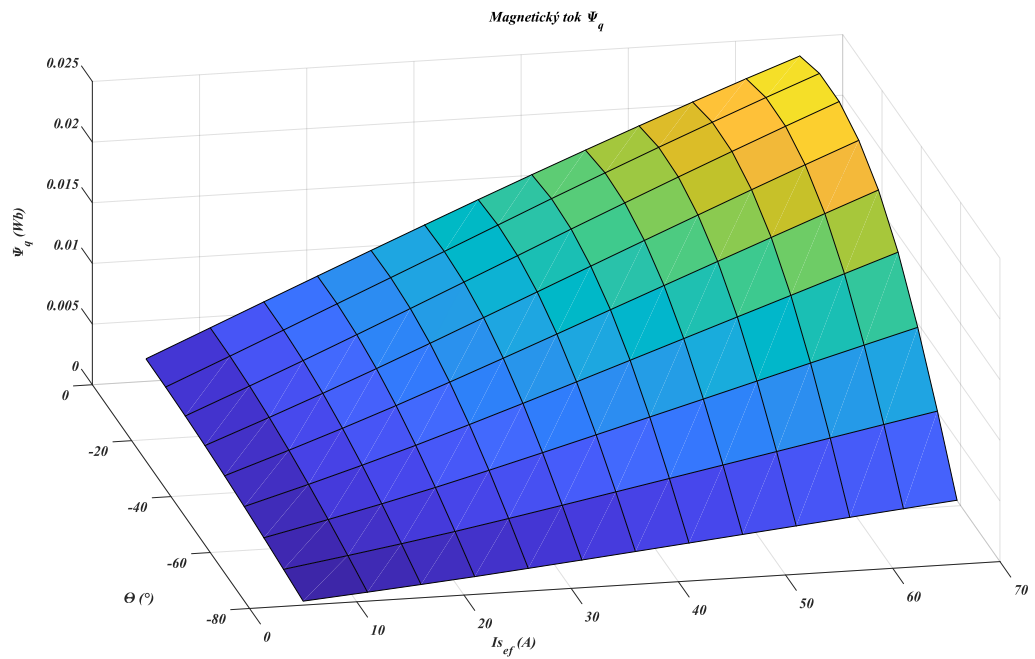
Obr. 24 Mapa indukčnosti L_d v závislosti na vektoru statorového proudu I_s pro motor IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2



Obr. 25 Mapa indukčnosti L_q v závislosti na vektoru statorového proudu I_s pro motor IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2

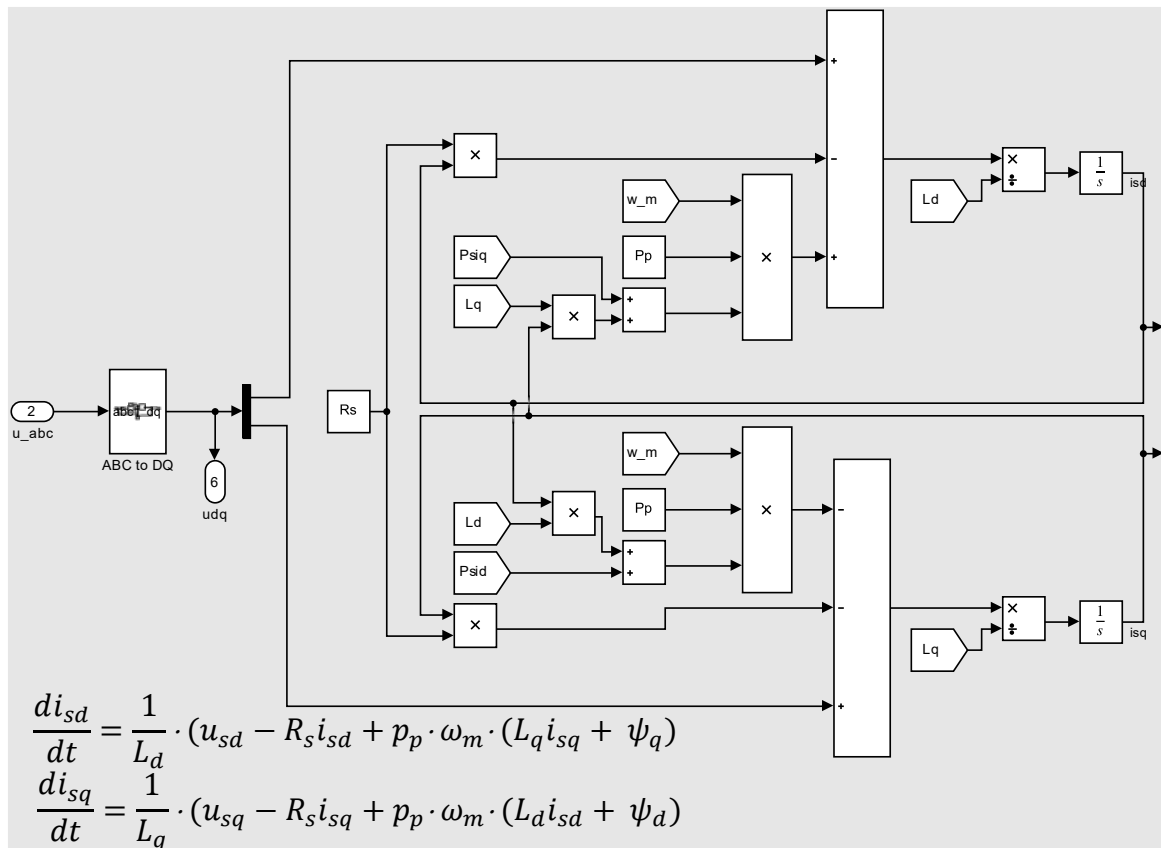


Obr. 26 Toková mapa ψ_d v závislosti na vektoru statorového proudu I_s pro motor IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2



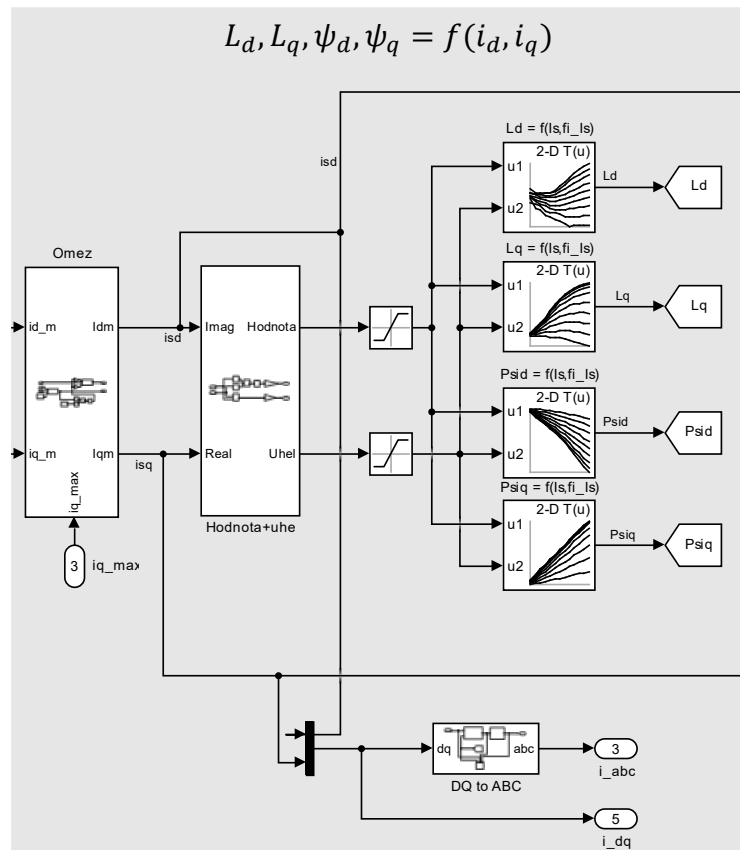
Obr. 27 Toková mapa ψ_q v závislosti na vektoru statorového proudu I_s pro motor IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2

Rovnice, ze kterých vychází matematický model na Obr. 28 realizovaný v programu Simulink, jsou odvozeny z náhradního schématu pro synchronní stroj v kapitole 2.3, rovnice (3.35), (3.36).



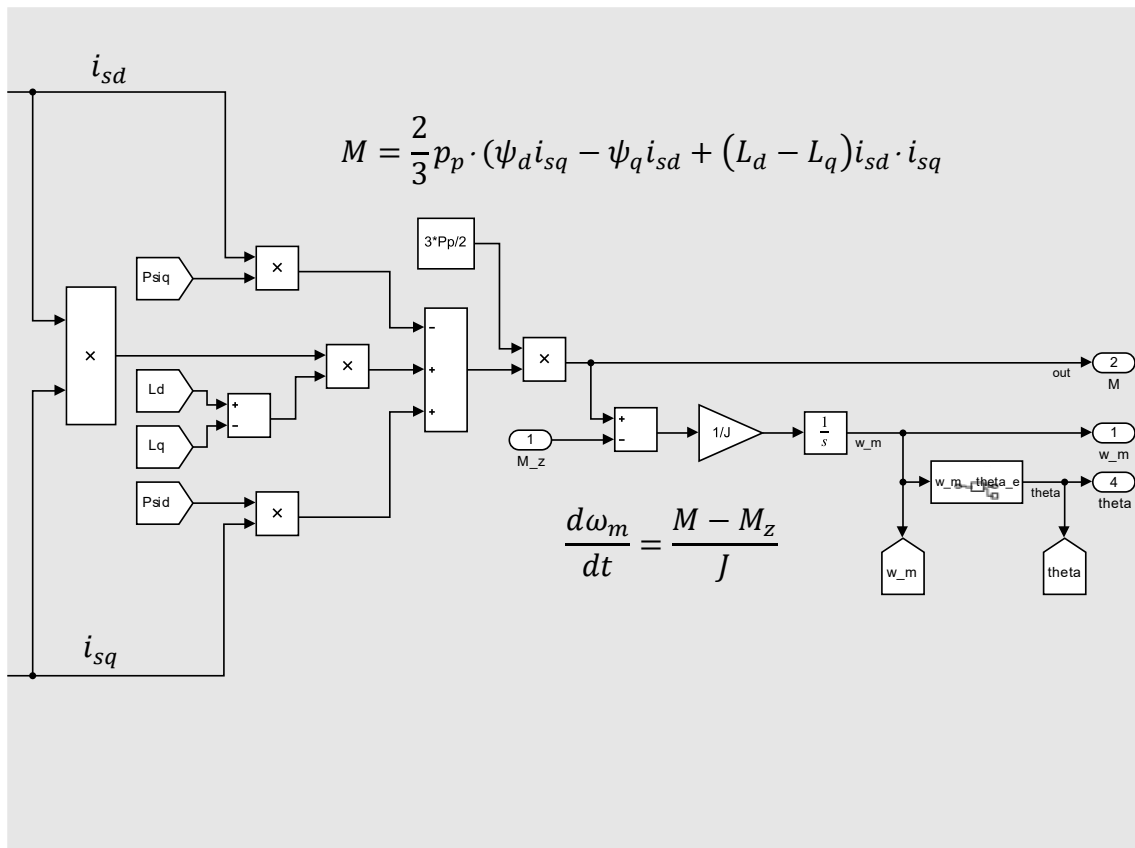
Obr. 28 Schéma matematického modelu IPMSM realizovaného v programu Simulink

Na Obr. 29 je zobrazena část matematického modelu synchronního stroje, ve které se z vypočítaných statorových proudů v podélné a příčné větvi i_d, i_q spočítá hodnota a úhel vektoru \bar{I}_s dle Pythagorovy věty (blok „Hodnota+uhel“). Dále jsou použity „2D Look-up tables“ s nahranými daty z tokových a indukčních map, ze kterých se tyto hodnoty vybírají jakožto funkce hodnoty a úhlu vektoru proudu statoru.



Obr. 29 Další část matematického modelu IPMSM realizovaného v programu Simulink

V poslední řadě je model doplněn o část s výpočtem aktuálního momentu na základě vypočítaných proudů i_d, i_q v první části. Rovnice pro moment je odvozena v kapitole 3.8. Přírůstek mechanických otáček $\frac{d\omega_m}{dt}$ motoru vychází z aktuálního momentu stroje, od kterého je odečten moment zátěže a tento rozdíl je podělen momentem setrvačnosti, Obr. 30.



Obr. 30 Část matematického modelu pro výpočet momentu a otáček

Synchronní motor dodávaný výrobcem Fischer Elektromotoren s označením TI085-052-070-04B7S-07S04BE2 má následující udávané parametry:

Tab. 1 Data jmenovitých hodnot motoru IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2

<i>Parametr</i>	<i>Jednotka</i>	<i>Min.</i>	<i>Typ.</i>	<i>Max.</i>
<i>Jmenovitý moment</i>	N·m		11,1	
<i>Jmenovitý proud (RMS)</i>	A		22,6	
<i>Jmenovitá rychlost mechanická</i>	rad/s		1388	
<i>Jmenovitý výkon</i>	W		15404	
<i>Ztráty ve vinutí</i>	W	254		617
<i>Moment na prázdno</i>	W		7,9	
<i>Proud na prázdno (RMS)</i>	A		16	

Tab. 2 Data režimu S6 motoru IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2

<i>Parametr</i>	<i>Jednotka</i>	<i>Min.</i>	<i>Typ.</i>	<i>Max.</i>
<i>Moment</i>	N·m		24,6	
<i>Proud (RMS)</i>	A		51	
<i>Jmenovitá rychlost mechanická</i>	rad/s		1266	
<i>Výkon</i>	W		31199	
<i>Ztráty ve vinutí</i>	W	1282		1619
<i>Moment na prázdkno</i>	W		17,4	
<i>Proud na prázdkno (RMS)</i>	A		35,9	

Tab. 3 Špičková data motoru IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2

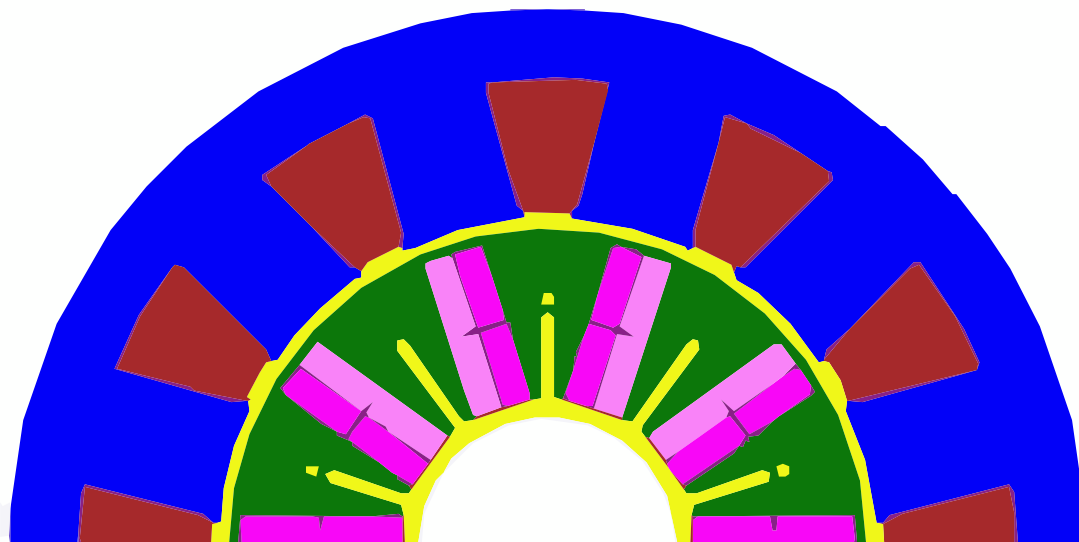
<i>Parametr</i>	<i>Jednotka</i>	<i>Min.</i>	<i>Typ.</i>	<i>Max.</i>
<i>Moment</i>	N·m		29,1	
<i>Proud (RMS)</i>	A		61	
<i>Jmenovitá rychlost mechanická</i>	rad/s		1214	
<i>Výkon</i>	W		35366	
<i>Ztráty ve vinutí</i>	W	1843		2167

Tab. 4 Další parametry motoru IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2

<i>Parametr</i>	<i>Jednotka</i>	<i>Min.</i>	<i>Typ.</i>	<i>Max.</i>
<i>Momentová konstanta</i>	N·m/A _{RMS}		0,492	
<i>Konstanta indukovaného napětí (sdruženého)</i>	V _{RMS} / (rad/s)		0,296	
<i>Rychlost na prázdkno</i>	rad/s		1429	
<i>Maximální rychlost (odbuzováním)</i>	rad/s		2094	
<i>DC link</i>	V		600	
<i>Počet pólpárů</i>	-		4	
<i>Spojení vinutí statoru</i>	-		Y	

Řez rotoru vybraného synchronního stroje vyobrazuje Obr. 31. Rotor je tvořen titanovou nemagnetickou hřídelí s paprsky pro uchycení permanentních magnetů (žlutá barva). Permanentní magnety jsou vyznačeny růžovou barvou s odlišením severu a jihu dle

tmavšího a světlejšího odstínu. Zelenou barvou je vyznačena rotorová ocel, modrou barvou statorová ocel a tmavě červenou barvu má statorové vinutí.



Obr. 31 Řez vybraného synchronního stroje IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2, zdroj: Running Snail.

Na Obr. 32 vlevo je vidět rotor s titanovou hřídelí, ve kterém jsou již upevněny permanentní magnety spolu s ocelovými klínky. Na témže obrázku vpravo se nachází vnější kastle statoru, ve kterém je umístěné třífázové vinutí v rozložení čtyři pólpáry. Na druhé fotografii Obr. 33 je také zobrazený rotor, ale již s bandáží kolem permanentních magnetů z důvodu mechanické odolnosti při vysokých otáčkách.



Obr. 32 Rotor a stator IPMSM pro Formula Student, zdroj: Running Snail



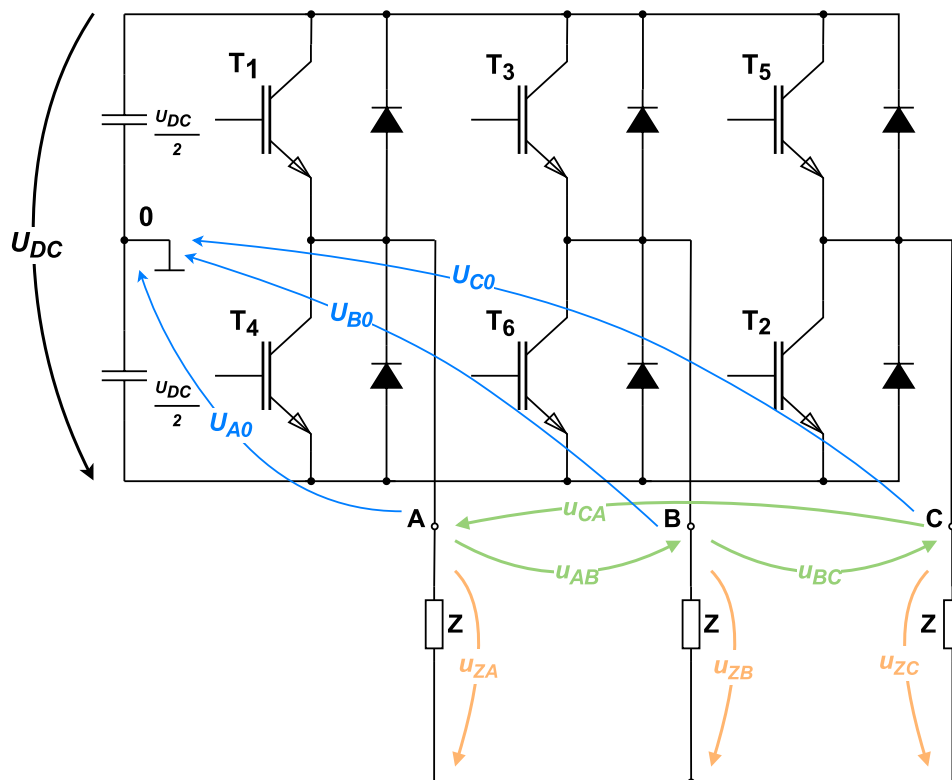
Obr. 33 Rotor IPMSM pro Formula Student, zdroj: Running Snail

Abychom mohli regulovat momentotvornou a tokotvornou složku statorového proudu každou zvlášť, je třeba měřit alespoň dva fázové proudy statoru, které se pomocí Clarkeové

transformace přepočítají do systému $\alpha\beta$ a transformací Parkovo se přepočítají do rotujícího souřadného systému dq . K Parkovo transformaci je třeba znát přesnou polohu statorového pole, která je u synchronních strojů shodná s polohou rotorového pole. Polohu rotorového pole neboli mechanickou polohu natočení rotoru lze snímat například inkrementální čidlem polohy IRC, absolutním čidlem polohy ARC nebo resolverem. Mechanickou rychlost potřebnou pro výpočet optimálního řízení stroje dostaneme derivací mechanické polohy rotoru, kterou lze přepočítat přes počet pólů motoru.

3.4 Třífázový napěťový střídač

Třífázový napěťový střídač je v blokovém schématu Obr. 15 spolu se stejnosměrným meziobvodem vyznačen žlutě a skládá se z šesti aktivních prvků, které tvoří tranzistory IGBT s paralelními zpětnými diodami. Diody zastupují ochrannou funkci tranzistorů jako cesty pro vedení proudu při jejich vypnutí.



Obr. 34 Schéma zapojení třífázového napěťového střídače se zátěží do hvězdy a označením důležitých napětí

Fázové napětí zátěže $u_{ZA,ZB,ZC}$, fázové napětí střídače $u_{A0,B0,C0}$ a sdružené $u_{AB,AC,BC}$ tvoří tři druhy napětí, kterými funkci střídače dále popisujeme. Fázové napětí střídače vždy nabývá poloviny napětí v DC linku, tedy $u_{A0,B0,C0} = \frac{1}{2}U_{DC}$ (Třífázový napěťový střídač

s meziobvodem je na Obr. 15 vyznačen žlutou barvou). Fázové a sdružené napětí zátěže je dle druhého Kirchhoffova zákona vyjádřeno:

$$u_{ZA} = \frac{2}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{C0}, \quad (3.37)$$

$$u_{ZB} = \frac{2}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{A0} - \frac{1}{3}u_{C0}, \quad (3.38)$$

$$u_{ZC} = \frac{2}{3}u_{C0} - \frac{1}{3}u_{B0} - \frac{1}{3}u_{A0}, \quad (3.39)$$

$$u_{AB} = u_{A0} - u_{B0} \quad (3.40)$$

$$u_{BC} = u_{B0} - u_{C0}, \quad (3.41)$$

$$u_{CA} = u_{C0} - u_{A0} \quad (3.42)$$

Pomocí transformačního vztahu pro prostorový vektor napětí,

$$u = \frac{2}{3}(u_{ZA} + a \cdot u_{ZB} + a^2 \cdot u_{ZC}), \quad (3.43)$$

kde a, a^2 jsou vektory představující pootočení o konkrétní úhel dle rovnice (3.4), (3.5), lze určit aktivní a nulové vektory napěťového střídače. Kdybychom například sepnuli tranzistory T₁, T₆, T₅, dostali bychom po dosazení hodnot fázového napětí střídače do rovnic (3.37), (3.38), (3.39) hodnoty fázových napětí zátěže:

$$u_{ZA} = \frac{1}{3}U_{DC}, \quad u_{ZB} = -\frac{2}{3}U_{DC}, \quad u_{ZC} = \frac{1}{3}U_{DC}, \quad (3.44)$$

kteřé odpovídají dle vztahu (3.43) pro transformační vektor následujícímu vektoru:

$$\begin{aligned} u &= \frac{2}{3}(u_{ZA} + a \cdot u_{ZB} + a^2 \cdot u_{ZC}) = \\ &= \frac{2}{3}U_{DC} \left[\frac{1}{3} + \left(-\frac{1}{2} + \frac{j\sqrt{3}}{2} \right) \left(-\frac{2}{3} \right) + \left(-\frac{1}{2} - \frac{j\sqrt{3}}{2} \right) \cdot \frac{1}{3} \right] = \\ &= \left(\frac{1}{3} - \frac{j\sqrt{3}}{3} \right) U_{DC} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Po aplikaci Pythagorovy věty vychází velikost a úhel vektoru:

$$|u| = \frac{2}{3}U_{DC}, \quad (3.46)$$

$$\varphi = -60^\circ \quad (3.47)$$

Třífázovým napěťovým střídačem jsme schopni vytvořit 2^3 možných kombinací, proto i prostorový vektor může nabývat tomuto počtu odpovídajících různých poloh.

3.5 SVPWM

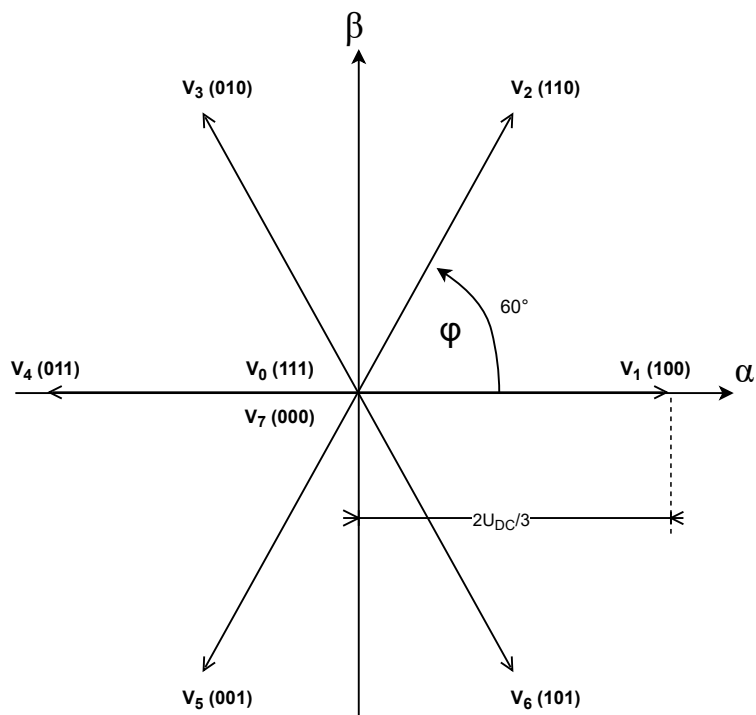
Vektorová pulzně šířková modulace SVPWM pracuje s polohou prostorového vektoru ve dvouosém ortogonálním systému. Odtud také název Space Vector Pulse Width Modulation (na Obr. 15 je blok modulace vyznačen oranžovou barvou). Třífázový systém je transformován do souřadného systému $\alpha\beta$, ve kterém rotuje prostorový vektor představující napětí a fázi \bar{u}_s . Tento vektor je dán rovnicí (3.48), která představuje Clarkeovu transformaci a je odvozena v kapitole 3.2.1.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Dále se ze složek u_α a u_β určí velikost a úhel dle Pythagorovy věty:

$$\bar{u}_s = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}, \quad (3.49)$$

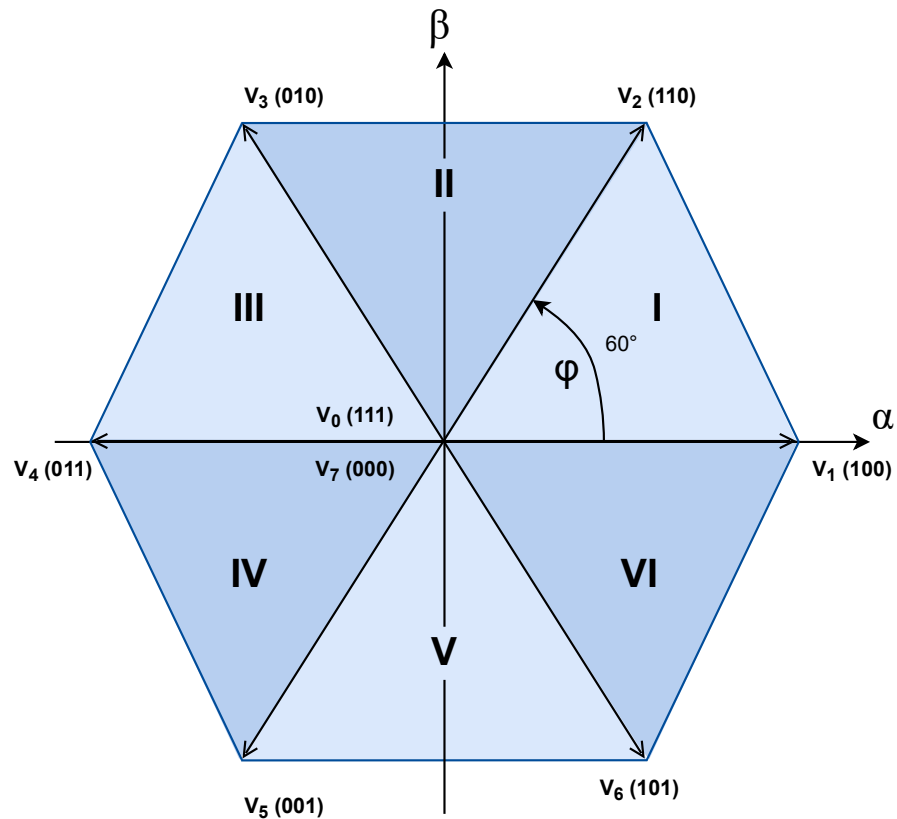
$$\varphi = \tan^{-1} \frac{u_\beta}{u_\alpha} \quad (3.50)$$



Obr. 35 Diagram napětových vektorů pro všechny možné spínací kombinace třífázového střídače

Na digramu lze vidět, že spínacími kombinacemi napětového střídače dosáhneme šesti aktivních vektorů (V_1 až V_6) s velikostí $\frac{2}{3}U_{DC}$ po úhlu natočení $\varphi = 60^\circ$ a dvou nulových vektorů (V_0 a V_7). V topologii napětového střídače odpovídá sepnutí horních prvků (T_1 , T_3 , T_5) logické 1 a sepnutí spodních prvků (T_2 , T_4 , T_6) logické 0 ve vektorovém diagramu. Kombinace sepnutí tranzistorů T_1 , T_6 , T_5 , která je popsána výše odpovídá prostorovému vektoru V_6 s logickou kombinací (101) potočeného o $\varphi = -60^\circ$.

Dalším krokem vektorové modulace je rozdělení roviny $\alpha\beta$ do šesti sektorů podle výše uvedených napětových vektorů, abychom mohli pro každý okamžik určit v jakém sektoru se vektor napětí nachází.

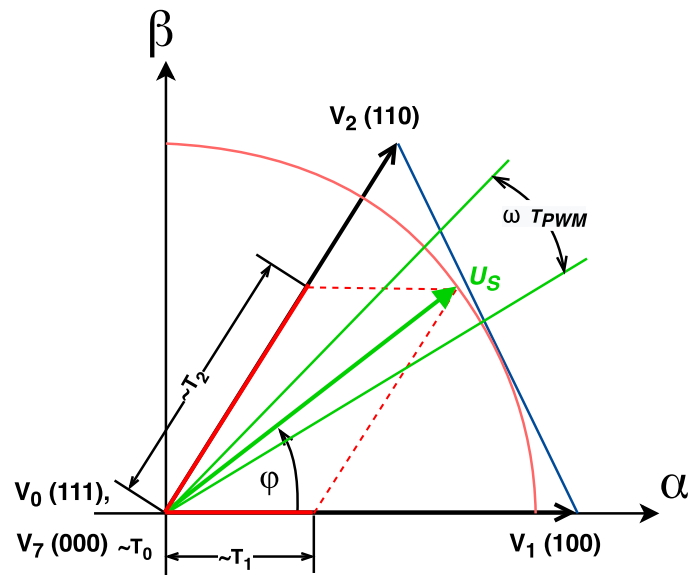


Obr. 36 Rozdělení sektorů ve vektorovém diagramu

Sektory jsou rozděleny tak, aby bylo jednoduché nalézt sektor pouhým vydělením úhlu napěťového vektoru celkovým počtem sektorů:

$$S = \frac{\varphi}{60} \quad (3.51)$$

V ideálním případě bychom se s napěťovým vektorem pohybovali po kružnici a tvořili tak výstupní sinusové napětí. V realitě se vektor pohybuje po předem definovaných bodech po dobu, která odpovídá periodě PWM signálu. Abychom dosáhli toho, že vektor bude moci nabývat libovolné velikosti a úhlu, zavedeme proměnné doby sepnutí jednotlivých spínacích vektorů, které budou podílem periody PWM. [12]



Obr. 37 Výpočet dob sepnutí jednotlivých vektorů

Tyto doby jsou na Obr. 37 vyznačeny jako T_0 , T_1 , T_2 . Můžeme tedy psát, že součet těchto dob je celková perioda PWM signálu:

$$T_0 + T_1 + T_2 = T_{PWM} \quad (3.52)$$

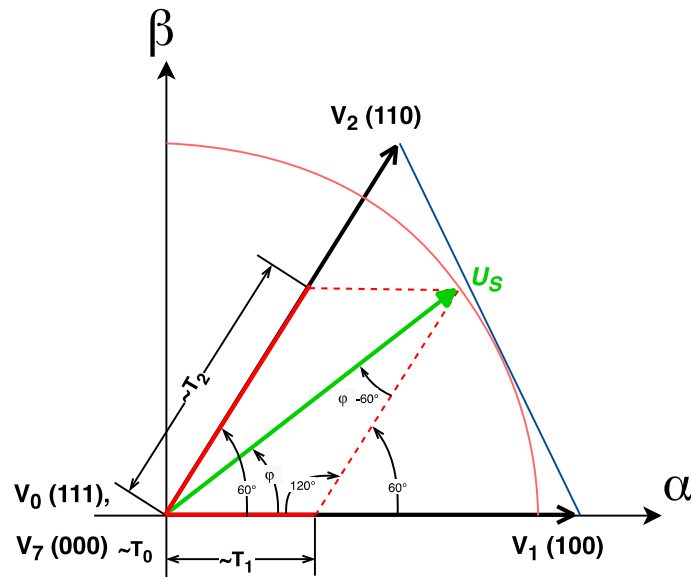
Dále požadovaný vektor bude mít velikost:

$$U_S = \frac{V_0 \cdot T_0 + V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2}{T_{PWM}} \quad (3.53)$$

Pro určení požadovaných časů sepnutí napěťových vektorů použijeme Sinovu větu:

$$\frac{a}{\sin \alpha} = \frac{b}{\sin \beta} = \frac{c}{\sin \gamma} \quad (3.54)$$

kde a , b , c jsou velikosti stran trojúhelníku a α , β , γ jsou jejich protilehlé velikosti úhlu. V diagramu na Obr. 38 si vyznačíme potřebné úhly pro aplikaci Sinovy věty při znalosti úhlu natočení základních spínacích vektorů, který činí $\varphi = 60^\circ$.



Obr. 38 Vyznačení důležitých úhlů k výpočtu dob sepnutí ve vektorovém diagramu

Po aplikaci Sinovy věty na dostaneme:

$$\frac{U_S \cdot T_{PWM}}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_1 \cdot T_1}{\sin(\varphi - 60^\circ)} = \frac{V_2 \cdot T_2}{\sin(\varphi)}, \quad (3.55)$$

Kde U_S a φ jsou požadované hodnoty, V_1 a V_2 jsou napěťové vektory o velikosti $\frac{2}{3}U_{DC}$ a T_1, T_2 jsou hledané doby sepnutí, $\sin(120^\circ) = \frac{\sqrt{3}}{2}$

Pro T_1 platí:

$$\frac{U_S \cdot T_{PWM}}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_1 \cdot T_1}{\sin(\varphi - 60^\circ)}, \quad (3.56)$$

$$T_1 = \sqrt{3} \frac{U_S}{U_{DC}} \cdot T_{PWM} \cdot \sin(\varphi - 60^\circ), \quad (3.57)$$

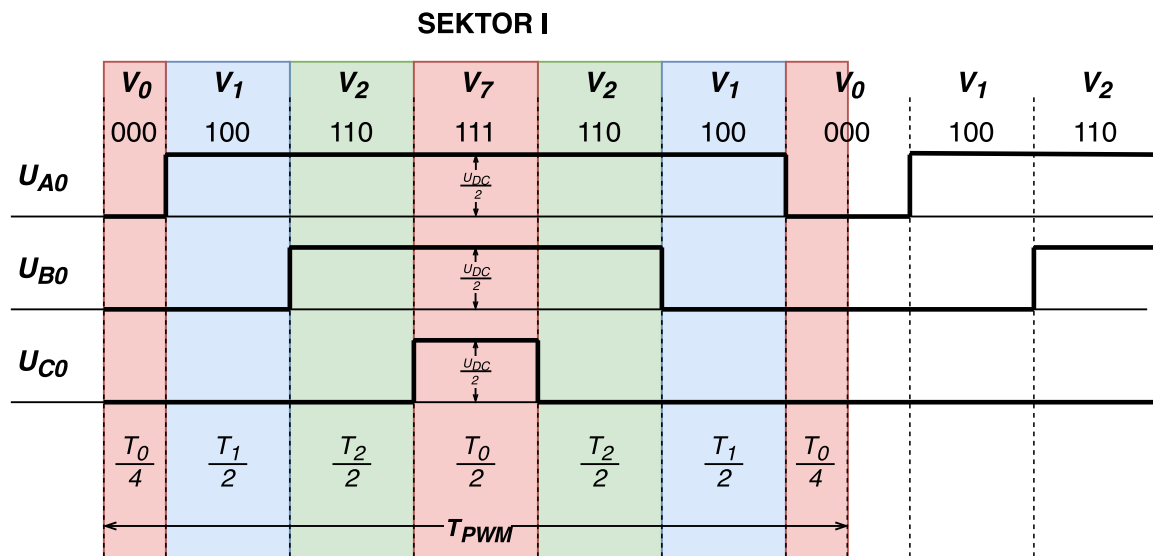
Pro T_2 platí:

$$\frac{U_S \cdot T_{PWM}}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_2 \cdot T_2}{\sin \varphi}, \quad (3.58)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{U_S}{U_{DC}} \cdot T_{PWM} \cdot \sin \varphi \quad (3.59)$$

Po dosazení T_1 a T_2 z rovnic (3.20), (3.72) do rovnice (3.52) a jejich úprav, dostáváme výraz pro dobu sepnutí nulového vektoru:

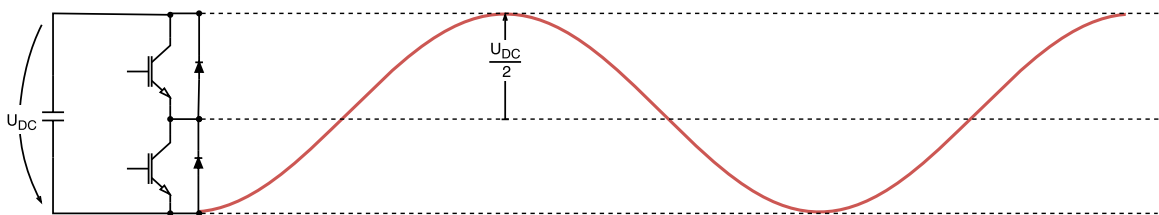
$$T_0 = T_{PWM} - T_1 - T_2 = T_{PWM} \left(1 - \sqrt{3} \cdot \frac{U_S}{U_{DC}} (\sin \varphi + \sin(\varphi - 60^\circ)) \right) \quad (3.60)$$



Obr. 39 Spínací diagram pro sektor I, SVPWM

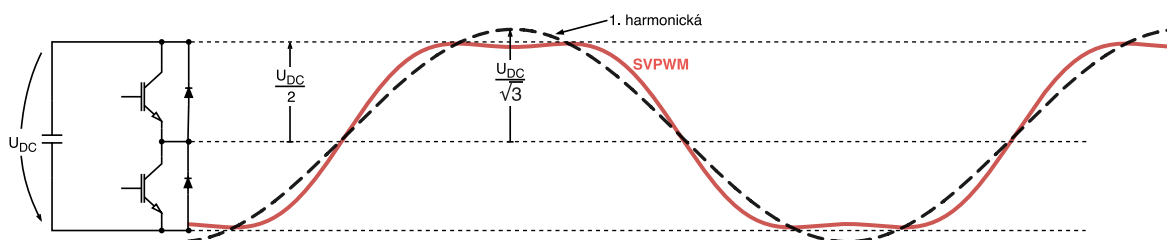
Abychom snížili a rozložili spínací ztráty na tranzistorech, střídáme spínání napěťových vektorů tak, že se vždy mění (spíná) jen jeden prvek a zároveň rovnoměrně střídáme spínání nulových vektorů dle diagramu na Obr. 39, na kterém je zobrazeno spínání libovolného požadovaného vektoru v sektoru I. [12]

Důvodem použití právě vektorové sinusové modulace je skutečnost, že s její aplikací dosahuje amplituda první harmonické fázového napětí na motoru o 15,4 % větší hodnoty než s použitím modulace čistě sinusové. Obr. 40 zobrazuje maximální hodnotu fázového napětí dosažitelnou pomocí sinusové modulace jejíž hodnota činí $\frac{U_{DC}}{2}$.



Obr. 40 Sinusová PWM

S použitím vektorové modulace dosahujeme s amplitudou fázového napětí na hodnotu $\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} = 0,577 \cdot U_{DC}$, která je zobrazena na Obr. 41. [13]

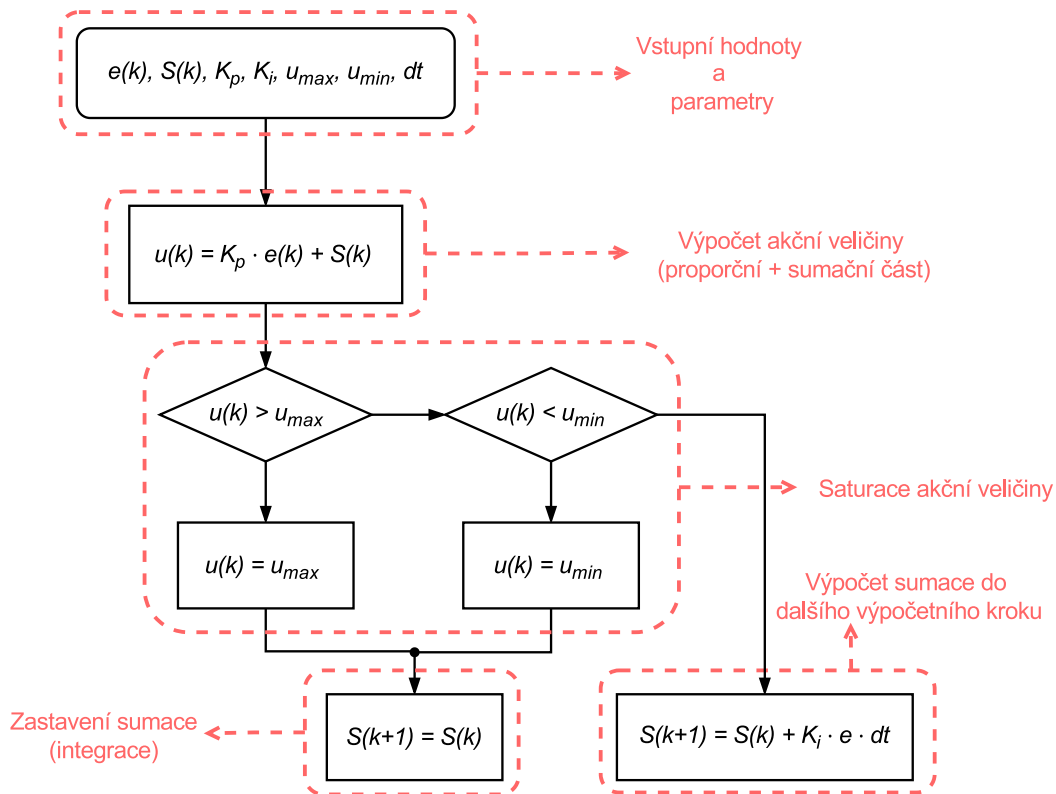


Obr. 41 Amplituda 1. harmonické při použití vektorové modulace SVPWM

Posledním stavem vektorové modulace je možnost řízení v oblasti přemodulování. V této oblasti se chceme pohybovat kvůli schopnosti dodat na výstup ještě větší napětí a s tím související výkon, než je v normální oblasti modulace. Na druhou stranu to vede na větší zvlnění výstupního proudu, a tedy i zvlnění momentu motoru. Existují různé techniky a metody, jak se do oblasti přemodulování dostat a pohybovat se tam. Více je uvedeno: [14].

3.6 Regulace proudu

Fialovou barvou na Obr. 15 jsou vyznačeny regulátory proudu, které jsou odděleny zvlášť pro každou složku I_s . Jedná se o proporčně integrační neboli spíše v diskrétním světě proporčně sumační regulátory, jejichž vstupní odchylku $e(k)$ tvoří rozdíl požadovaného a měřeného proudu motoru a akční veličinu $u(k)$ představuje hodnota statorového napětí, jak je naznačeno na Obr. 42.



Obr. 42 Principiální schéma proporcčně sumačního regulátoru

Dalšími vstupy do regulátoru jsou proporční K_p a integrační K_i konstanty, které se získávají všemi nejrůznějšími metodami. K použití daných výpočetních metod je nutné znát parametry regulované soustavy, abychom určili zpoždění jednotlivých systémů nacházejících se v regulační smyčce. Těmito parametry jsou u motorů odpor a indukčnost statorového vinutí určující časovou konstantu motoru. Jelikož synchronní motor s vnitřními permanentními magnety má nesymetrické rozložení indukčnosti v podélné a příčné ose, je určení časové konstanty značně složitější, a proto se přešlo k určení konstant regulátorů metodou experimentální. Nejprve se jeden regulátor vynuluje nastavením požadavku na nulu a ladí se konstanty druhého regulátoru. Začíná se při nulové integraci nastavením proporční části, která nesmí být příliš velká z důvodu překmitu požadované hodnoty. Jakmile vyladíme proporční konstantu, dostáváme se k integrační konstantě, kterou zvyšujeme, dokud není odchylka od požadované hodnoty na minimum.

V prvním výpočetním bloku regulátoru se spočítá akční veličina ze součtu součinu odchylky regulované veličiny s proporční konstantou a sumační (integrační) části z minulého kroku regulace. V další části se akční veličina omezí v hysterezním pásmu, které představuje v absolutní hodnotě maximální velikost napětí střídače dána $\frac{U_{DC}}{2}$ pro sinusovou modulaci a $\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$ pro vektorovou modulaci. Když se akční veličina pohybuje mezi hranicemi

saturace, tak se přejde k výpočtu sumační části pro další krok simulace. Druhý případ je saturace akční veličiny na hranicích pásma u_{max} a u_{min} , potom se výpočet sumace zastaví a dál se nic nepřičítá.

Konstanty regulátorů navrhovaného vektorového řízení pro synchronní motor IPMSM TI085-052-070-04B7S-07S04BE2 jsou uvedeny v následující tabulce:

Tab. 5 Konstanty regulátorů proudu

PI regulátor proudu I_d		PI regulátor proudu I_q	
<i>Proporční konstanta</i>	<i>Integrační konstanta</i>	<i>Proporční konstanta</i>	<i>Integrační konstanta</i>
25	10^5	3	$2 \cdot 10^5$

3.7 Feedforward Control

Za regulátory proudu se k akčním hodnotám přičítají předem vypočítané velikosti napětí vycházející z bloku dopředného modelu pod anglickým názvem Feedforward Control, který je na Obr. 15 vyznačen zelenou barvou. Tyto hodnoty napětí se počítají pomocí napěťových rovnic pro rotorový souřadný systém (3.35), (3.36). Rovnice se upraví pro ustálený stav a proudy vycházejí z požadovaných hodnot:

$$u_d = R_S \cdot i_{dw} - p_p \cdot \omega_m (L_q i_{qw} + \psi_q), \quad (3.61)$$

$$u_q = R_S \cdot i_{qw} + p_p \cdot \omega_m (L_d i_{dw} + \psi_d), \quad (3.62)$$

Velikosti indukčností a magnetických toků se vybírají z Look-up tabulek, které jsou také závislé na požadovaném proudu.

3.8 Metoda řízení MTPA

Dalším krokem v pořadí vektorového řízení je blok pro výpočet či výběr ideálního (minimálního) potřebného proudu k dosažení maximálního požadovaného momentu. Tento blok se nazývá anglickou zkratkou MTPA, v překladu Maximum Torque Per Amper, někdy také MTPC, Maximum Torque Per Current a je na Obr. 15 vyznačen modře. Metoda dosažení největšího momentu při nejmenších Joulových ztrátách vychází z rovnice pro moment, kterou lze odvodit z výkonu na hřídeli motoru o určitých otáčkách. Výkony stroje máme: [11]

- Přivedený výkon:

$$k_p \cdot \operatorname{Re}\{\bar{u}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^*\} = \quad (3.63)$$

- Joulovy ztráty

$$= k_p \cdot \operatorname{Re}\{R_s \cdot \bar{i}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^*\} + \quad (3.64)$$

- Výkon spotřebovaný na změnu magnetického toku

$$+ k_p \cdot \operatorname{Re}\left\{\frac{d\bar{\psi}_{sII}}{dt} \cdot \bar{i}_{sII}^*\right\} + \quad (3.65)$$

- Výkon na hřídeli P_m

$$+ k_p \cdot \operatorname{Re}\{j p_p \cdot \omega_m \cdot \bar{\psi}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^*\}, \quad (3.66)$$

Výkon na hřídeli motoru je dán vztahem:

$$P_m = M \cdot \omega_m, \quad (3.67)$$

Následně dostáváme vztah pro moment:

$$M = k_p \cdot p_p \cdot \operatorname{Re}\{j \cdot \bar{\psi}_{sII} \cdot \bar{i}_{sII}^*\}, \quad (3.68)$$

kde magnetický tok statoru je pro nesymetrické rozložení indukčnosti a toku dán dle (3.27):

$$\bar{\psi}_{sII} = L_s \cdot i_{sd} + \psi_{PM} = i_{sd} \cdot L_d + j i_{sq} \cdot L_q + \psi_d + j \psi_q, \quad (3.69)$$

Dosadíme do (3.68):

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} p_p \cdot \operatorname{Re}\{j(L_d + jL_q + \psi_d + j\psi_q) \cdot (i_{sd} - j i_{sq})\} = \\ &= \frac{3}{2} p_p \cdot \operatorname{Re}\{(j i_{sd} \cdot L_d - i_{sq} \cdot L_q + j\psi_d - j\psi_q) \cdot (i_{sd} - j i_{sq})\} = \\ &= \frac{3}{2} p_p \cdot \operatorname{Re}\{j\psi_d i_{sd} + \psi_d i_{sq} - \psi_q i_{sd} + j\psi_q i_{sq} + jL_{sd} i_{sd}^2 + L_{sd} i_{sd} i_{sq} \\ &\quad - L_{sq} i_{sq} i_{sd} - jL_{sq} i_{sq}^2\} \end{aligned} \quad (3.70)$$

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\psi_d \cdot i_{sq} - \psi_q \cdot i_{sd} + (L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd} \cdot i_{sq}) \quad (3.71)$$

Moment stroje je dán elektromagnetickou složkou závislou na magnetickém toku permanentních magnetů a reluktanční složkou závislou na rozdílu indukčností v podélné a

příčné ose motoru. Za proudy i_{sd} , i_{sq} si následně dosadíme do rovnice (3.71) jejich celkovou velikost a úhel z rovnic (3.72), (3.73): [15]

$$i_d = I_s \cdot \sin(\varphi), \quad (3.72)$$

$$i_q = I_s \cdot \cos(\varphi), \quad (3.73)$$

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\psi_d \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) - \psi_q \cdot I_s \cdot \sin(\varphi) + (L_d - L_q) \cdot I_s \cdot \sin(\varphi) \cdot I_s \cdot \cos(\varphi)) \quad (3.74)$$

Hledáme maximum parciální derivace momentu podle polohy proudu:

$$\frac{\partial M}{\partial \varphi} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (-\psi_d \cdot I_s \cdot \sin(\varphi) - \psi_q \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) + (L_d - L_q) \cdot I_s^2 \cdot \sin^2(\varphi) - I_s^2 \cdot \cos^2(\varphi)) \quad (3.75)$$

Využijeme pravidla pro goniometrické funkce (3.76):

$$\cos(2\varphi) = \cos^2(\varphi) - \sin^2(\varphi) \quad (3.76)$$

Maximum je při parciální derivaci rovný nule.

$$-\psi_d \cdot I_s \cdot \sin(\varphi) - \psi_q \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) + (L_d - L_q) \cdot I_s^2 \cdot \cos(2\varphi) = 0, \quad (3.77)$$

$$(L_d - L_q) \cdot I_s^2 \cdot \cos(2\varphi) = \psi_d \cdot I_s \cdot \sin(\varphi) + \psi_q \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) \quad (3.78)$$

Opět využití pravidel goniometrických funkcí (3.79), (3.80):

$$\sin^2(\varphi) + \cos^2(\varphi) = 1 \rightarrow \cos^2(\varphi) = 1 - \sin^2(\varphi), \quad (3.79)$$

$$\cos(2\varphi) = \cos^2(\varphi) - \sin^2(\varphi) = 1 - 2\sin^2(\varphi), \quad (3.80)$$

$$(L_d - L_q) \cdot I_s^2 \cdot (1 - 2\sin^2(\varphi)) = \psi_d \cdot I_s \cdot \sin(\varphi) + \psi_q \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) \quad (3.81)$$

Uplatníme vzorec pro kvadratickou rovnici s argumentem $\sin^2(\varphi)$:

$$-2(L_d - L_q) \cdot I_s \cdot \sin^2(\varphi) - \psi_d \cdot \sin(\varphi) + (L_d - L_q) \cdot I_s - \psi_q \cdot \cos(\varphi) = 0, \quad (3.82)$$

$$\sin(\varphi) = \quad (3.83)$$

$$= \frac{\psi_d \pm \sqrt{\psi_d^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_s^2 - 8 \cdot (L_d - L_q) \cdot \psi_q \cdot I_s \cdot \cos(\varphi)}}{-4 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_s}$$

Dle rovnice (3.72) je pro metodu MTPA i_d rovno (3.84), (3.85):

$$I_s \cdot \sin(\varphi) = \frac{\psi_d \pm \sqrt{\psi_d^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_s^2 - 8 \cdot (L_d - L_q) \cdot \psi_q \cdot I_s \cdot \cos(\varphi)}}{-4 \cdot (L_d - L_q)} \quad (3.84)$$

$$= i_{d_{MTPA}}$$

$$i_{d_{MTPA}} = -\frac{\psi_d}{4 \cdot (L_d - L_q)} + \frac{\sqrt{\psi_d^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_s^2 - 8 \cdot (L_d - L_q) \cdot \psi_q \cdot I_s \cdot \cos(\varphi)}}{4 \cdot (L_d - L_q)} \quad (3.85)$$

Z Pythagorovy věty vychází vztah pro i_q :

$$i_{q_{MTPA}} = \sqrt{I_{smax}^2 - i_{d_{MTPA}}^2} \quad (3.86)$$

3.9 Měření pro Look-up Tables

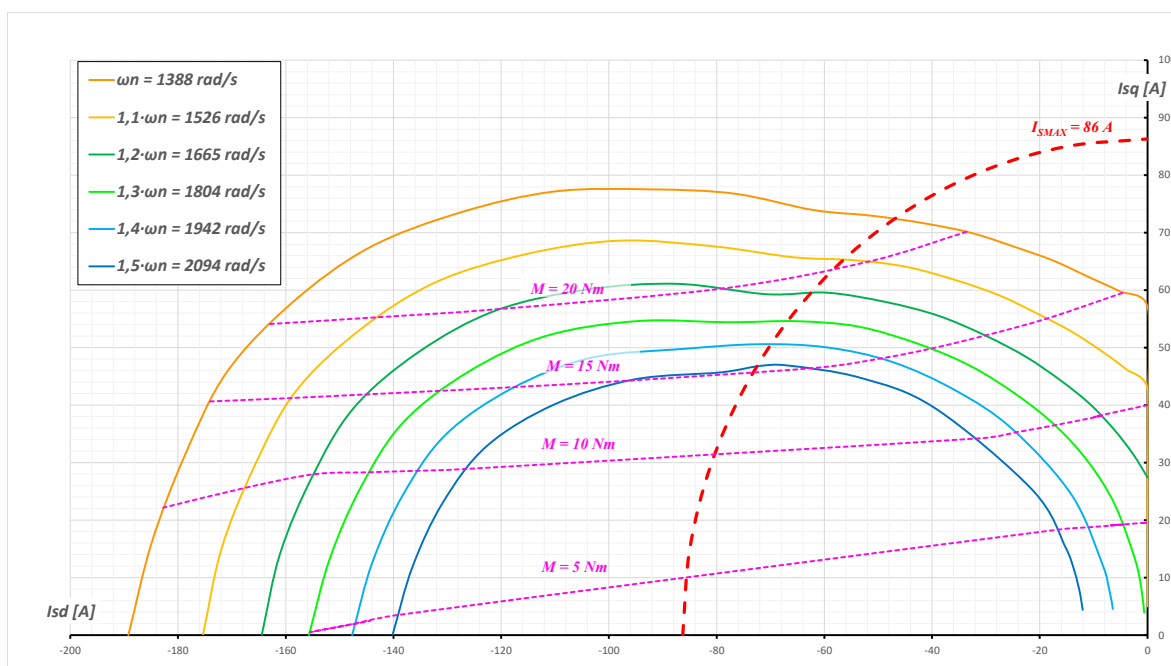
V tomto konkrétním případě jsou parametry motoru specifikovány pomocí tabulek indukčností a magnetických toků v osách dq , které jsou závislé na velikosti a úhlu statorového proudu. Z tohoto důvodu se nemusí pro jednotlivé momenty použít analytická metoda MTPA (3.8) a proud dopočítávat, nýbrž je nutné každý jednotlivý moment dopředu nasimulovat a naměřit jemu odpovídající velikost a úhel proudu. To obnáší množství dat uložených v tabulkách, ze kterých se pro jednotlivé aktuální úhlové rychlosti a požadovaný moment vybírá ideální proud.

Měření hodnot pro Look-up tabulky probíhalo v simulačním programu MATLAB Simulink, kde se využilo náhradního modelu IPMSM odvozeného v kapitole 3.3. Měření probíhalo následujícím postupem:

- Vybrat oblast úhlové rychlosti ω_m , pro kterou chceme najít MTPA. Oblasti do jmenovitých rychlostí, ale i nad jmenovité rychlosti, kde se přechází do většího odbuzování, větší záporná složka proudu I_d .

- Zafixovat úhlové rychlosti na konstantní hodnotu.
- Pro vektor statorového napětí \bar{U}_s nastavit konstantní amplitudu s proměnným úhlem natočení. Maximální velikost DC linku je stanovena na 533 V.
- Odečítat velikosti momentu a vektoru proudu \bar{I}_s pro úhly natočení 0° až 90° ve třetím kvadrantu, to je pro zápornou složku I_d a kladnou složku I_q .
- Pro jeden daný moment vybrat proud s nejmenší amplitudou a tomu odpovídající vektor \bar{U}_s .
- Hodnoty vektorů \bar{U}_s použít pro dopředný model a vektory proudu \bar{I}_s pro MTPA.

Naměřené hodnoty proudů pro jmenovité i nad jmenovité rychlosti, které jsou použity v Look-up tabulkách, jsou zobrazeny na Obr. 43. Červenou čárkovanou čarou je vymezena hranice maximálního přípustného proudu motoru. Růžově jsou vyznačeny některé možné požadované momenty, po kterých se můžeme pohybovat napříč celým rychlostním spektrem. Lze si všimnout, že například pro moment $M = 10 \text{ Nm}$ nemusíme odbuzovat ani pro rychlost nad jmenovitou, to je $1,1 \cdot \omega_m = 1526 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, ale pro vyšší rychlosti již je třeba záporného proudu I_d .

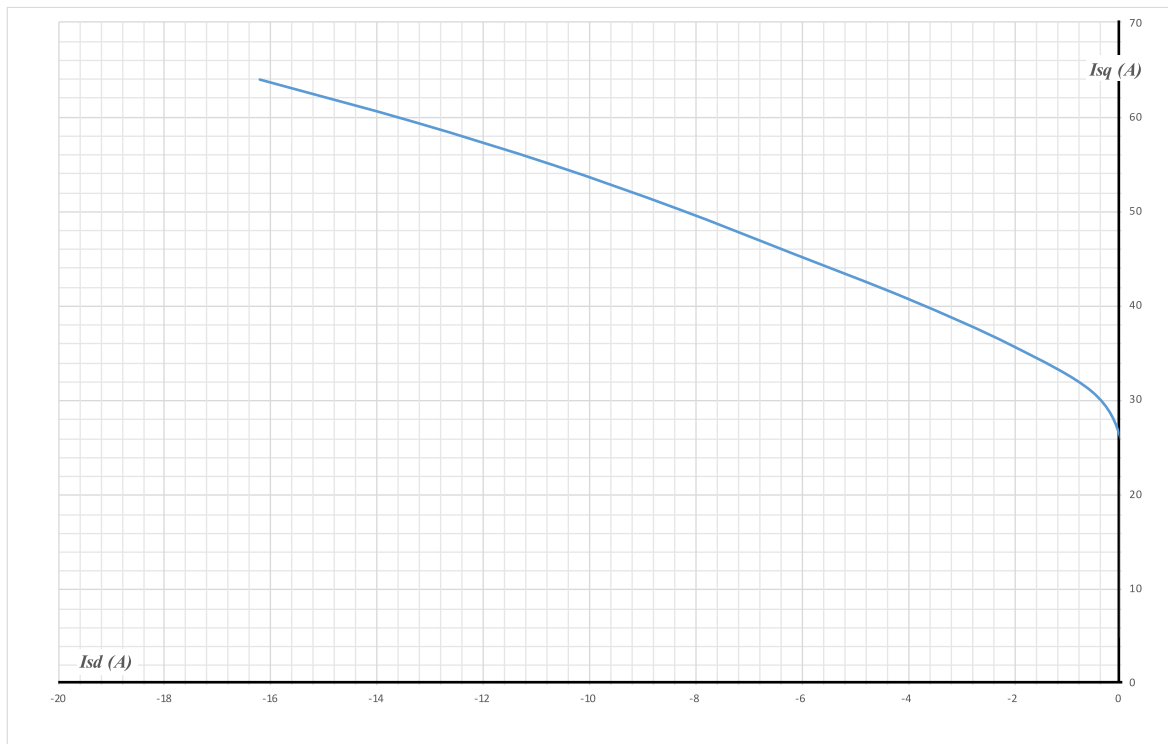


Obr. 43 Graf MTPA pro otáčky jmenovité i nad jmenovité IPMSM motoru TI085-052-070-04B7S-07S04BE2 s DC linkem 533 V

Odbuzování aplikujeme z důvodu, že se při vysokých otáčkách indukuje od permanentních magnetů velké napětí, které snižuje moment, proto se musí stroj odbudit. Toho dosáhneme zvýšením záporné hodnoty tokotvorného proudu I_d , abychom dosáhli

vyšších otáček za cenu nižšího momentu. Jedná se o moment, ve kterém narazíme na hranici maximálního možného napětí, které nám je stejnosměrný meziobvod schopen poskytnout, a proto musíme začít zvyšovat proud I_d směrem do záporných hodnot. V poslední řadě jsme omezeni maximální hodnotou proudu ve statorovém obvodu, jehož mez také nesmíme překročit.

Na Obr. 44 je vyobrazena metoda maximální momentu při minimálních ztrátách. Jak lze vidět nejideálnější hodnoty proudu jsou s nulovým i_d až do 26 A proudu i_q , pro větší hodnoty musíme přidat i záporný proud i_d , abychom dosáhli metody MTPA. Tyto hodnoty byly vypočítány výrobcem motoru IPMSM pro napětí v DC linku 600 V.



Obr. 44 Graf ideálního provozování IPMSM v režimu MTPA pro oblast do jmenovitých otáček, hodnoty dodané výrobcem IPMSM

4 Matematický model formule

Abychom mohli simulovat rozjezd formule na jmenovité, maximální či jakékoliv jiné rychlosti, musíme vytvořit její matematický popis se všemi možnými jízdními odpory. Pro zjednodušení nebudeme uvažovat žádný elektronický či mechanický diferenciál, rychlost formule bude odpovídat přepočtené úhlové rychlosti na kole, tedy žádný prokluz pneumatik s vozovkou. Co naopak uvažovat budeme, je jízda čistě po rovině, to znamená žádný odpor nakloněné roviny. Výsledný zátěžný moment je jen přibližný a skládá se ze součtu odporu valivého, odporu zrychlení a odporu vzdušného. Jak již bylo řečeno, matematický model je pouze zjednodušený, a proto zde budou při výpočtu použity konstanty a součinitele ze studentské motokáry, která je formuli velice podobná.

Nejprve si při znalosti převodového poměru přepočteme úhlovou rychlost hřídele motoru na rychlosti hřídele kola a následně vynásobením poloměrem kola dostaneme příčnou rychlost formule. Po derivaci rychlosti dostáváme zrychlení formule, kterou použijeme při výpočtu odporu zrychlení. Převodovka na hřídeli mezi motorem a kolem je jednostupňová s převodem 14 do pomala. Sníží se tedy otáčky, ale zvýší se točivý moment kola.

4.1 Odpor valivý

Valivý odpor je dán deformací pneumatiky, která při zatížení ztrácí kruhový tvar. Její odpor je dán součinem valivého součinitele s hmotností a gravitačním zrychlením dle:

$$O_f = f_f \cdot m \cdot g, \quad (4.1)$$

kde součinitel valivého odporu $f_f = 0.015$, hmotnost formule včetně řidiče je přibližně $m = 300 \text{ kg}$ a gravitační zrychlení $g = 9.81 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$.

4.2 Odpor vzdušný

Ten je úměrný čelní ploše vozidla, která klade odpor vzduchu obtékajícího celou karoserii formule. Dále se odpor zvětšuje s druhou mocninou rychlosti formule, je tedy dán vztahem:

$$O_v = \frac{1}{2} \rho \cdot c_x \cdot S_x \cdot v_{formule}^2, \quad (4.2)$$

kde $\rho = 1.25 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$ je hustota vzduchu, součinitel odporu vzduchu $c_x = 0.58$, čelní plocha formule $S_x = 0.628 \text{ m}^2$ a $v_{formule} \left(\frac{\text{m}}{\text{s}} \right)$ je okamžitá rychlost formule.

4.3 Pohybová rovnice formule

Pohybová rovnice pro výpočet mechanické úhlové rychlosti motoru:

$$M - M_z = J \cdot \varepsilon, \quad (4.3)$$

kde, M (Nm) je vyprodukovaný moment jednoho synchronního motoru, M_z (Nm) je zátěžný moment vycházející ze součtu odporů formule přepočtený na jeden motor, J (kg/m²) je moment setrvačnosti motoru, ε (rad · s⁻²) je úhlové zrychlení kol formule.

Celkový zátěžný moment působící na hřídel jednoho motoru dostaneme sečtením čtvrtiny jízdnicích odporů, které vynásobíme poloměrem kola a podělíme převodovým poměrem.

$$M_z = \frac{O_f + O_v}{4} \cdot r_{kola} \cdot \frac{1}{p}, \quad (4.4)$$

kde, $\frac{1}{4}$ představuje rovnoměrné rozložení zatížení přes všechny čtyři motory, $r_{kola} = 0,222$ m je poloměr kola formule, $p = 14$ je převodový poměr planetové převodovky.

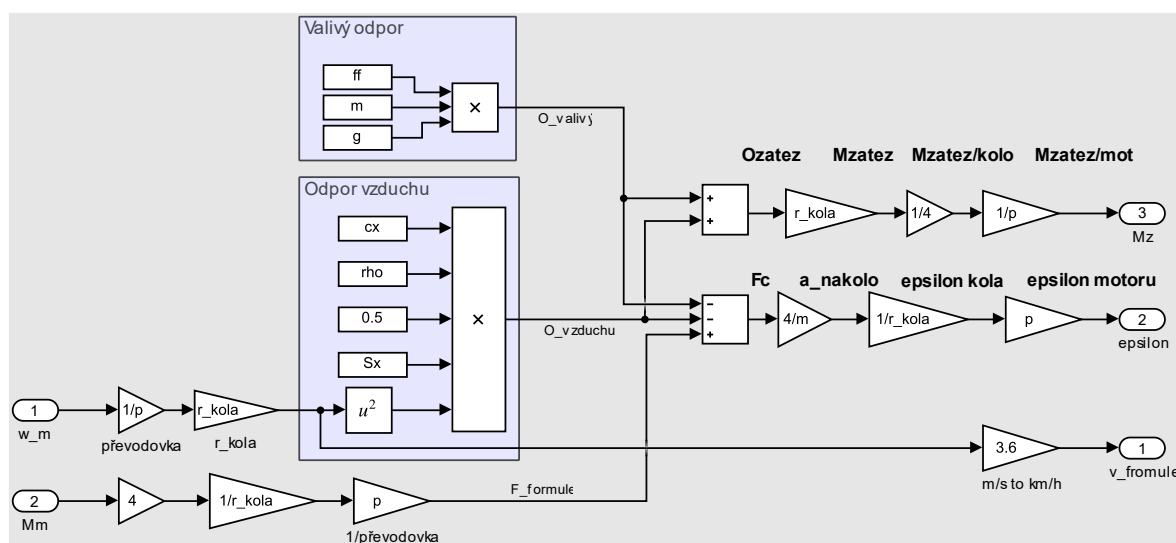
Abychom mohli pomocí integrace úhlového zrychlení spočítat úhlovou rychlost motoru, musíme ji nejprve odvodit z akcelerační síly formule:

$$F_{akcel} = F_{formule} - O_v - O_f, \quad (4.5)$$

$$F_{formule} = 4 \cdot M_{motoru} \cdot p \cdot \frac{1}{r}, \quad (4.6)$$

$$\varepsilon_{motoru} = \frac{F_{akcel}}{\frac{m}{4}} \cdot \frac{1}{r} \cdot p, \quad (4.7)$$

Na obrázku Obr. 45 je znázorněna realizace výše zmíněné pohybové rovnice s výpočtem aktuální rychlosti celé formule při idealizovaných podmínkách, jejíž časový průběh je na Obr. 52.

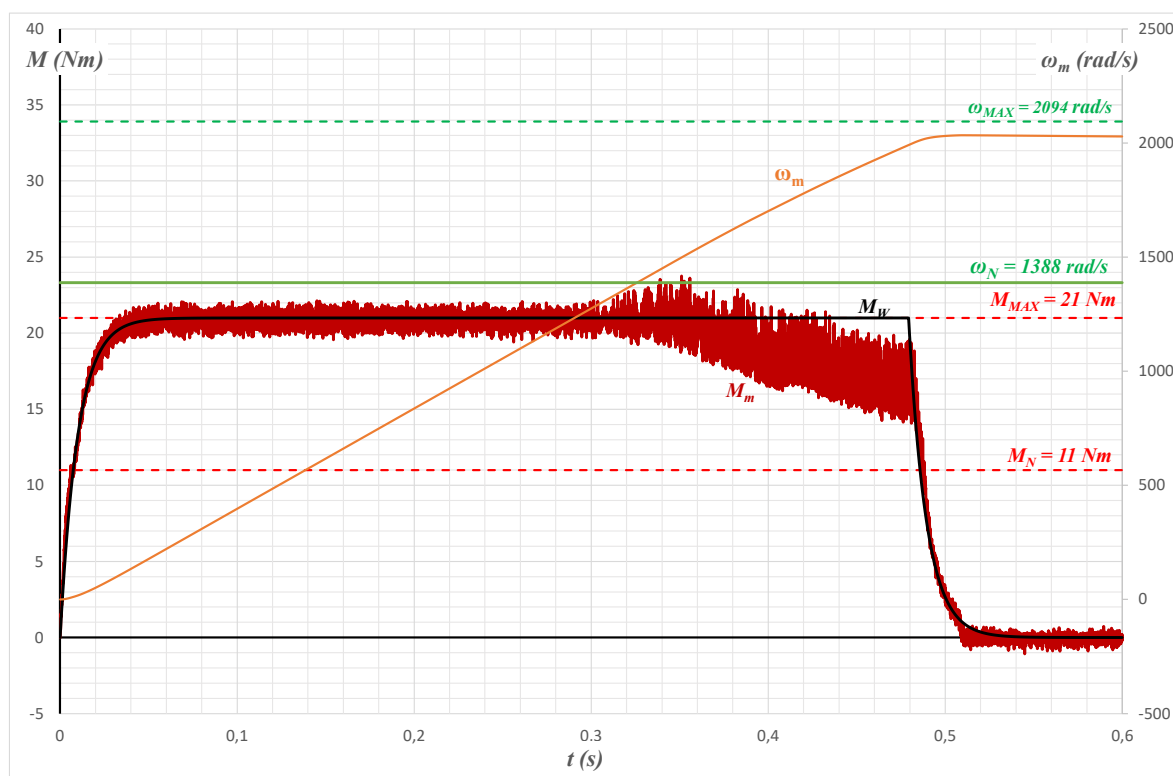


Obr. 45 Realizace pohybové rovnice v pro výpočet úhlového zrychlení motoru v programu Matlab Simulík

5 Výsledky simulací

Při simulacích vektorového řízení je požadována rychlá reakce na zadaný vstupní moment, který je požadavkem od pedálu řidiče. Místo před požadovaným momentem (pedálem formule) patří regulátoru otáček, jehož funkci zastupuje řidič formule. Dále mezi pedálem a vektorovým řízením bude ve formuli doplněn elektronický diferenciál, jehož návrh a provedení není obsahem této práce.

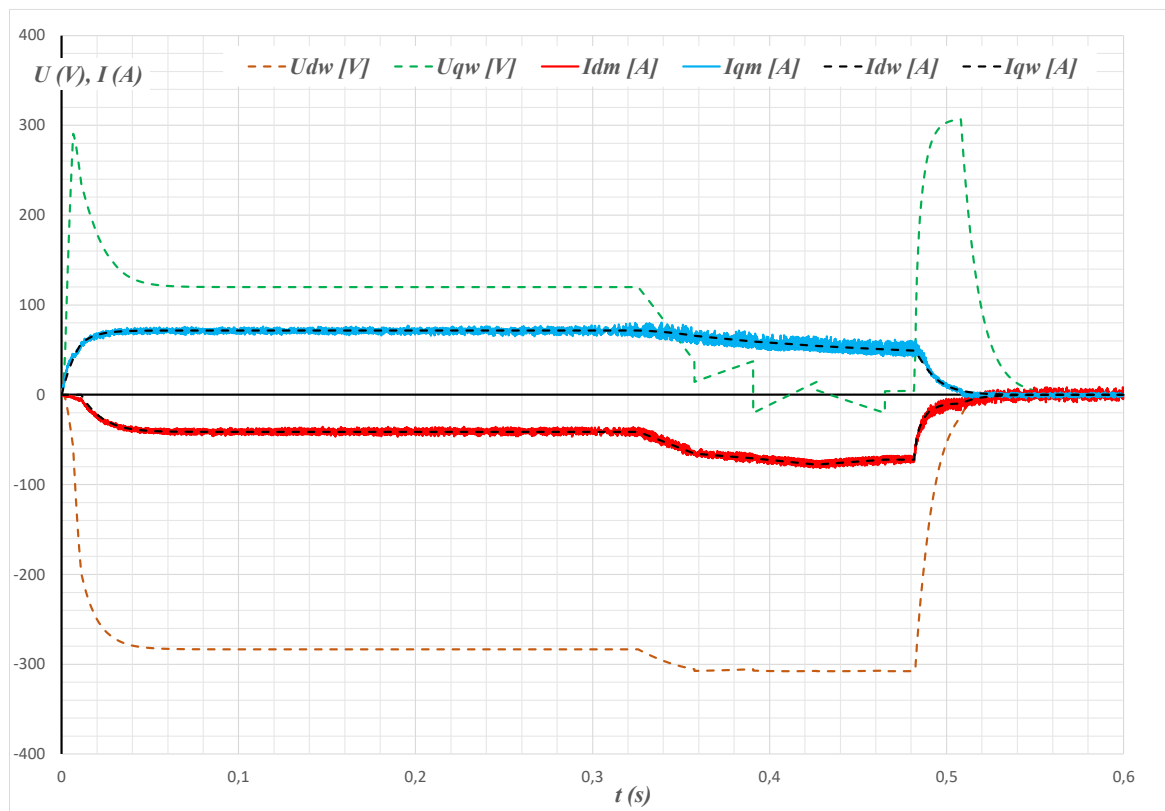
Při největší akceleraci na grafu Obr. 46 je požadavek na maximální moment (černá barva), kterého se regulovaný měřený moment (červená barva) drží až do hodnoty jmenovitých otáček ($\omega_m = 1388 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, v čase $t = 0,33 \text{ s}$). Od této hodnoty přechází řízení do oblasti odbuzování a točivý moment stroje začíná klesat až na nejvyšší možnou hodnotu momentu ($M = 15 \text{ Nm}$) při úhlové rychlosti ($\omega_m = 2030 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, v čase $t = 0,48 \text{ s}$). Zvlnění momentu je způsobeno zvlněním proudu pocházejícího z frekvence spínání od PWM modulace.



Obr. 46 Rozjezd IPMSM k maximální úhlové rychlosti s požadavkem na maximální točivý moment

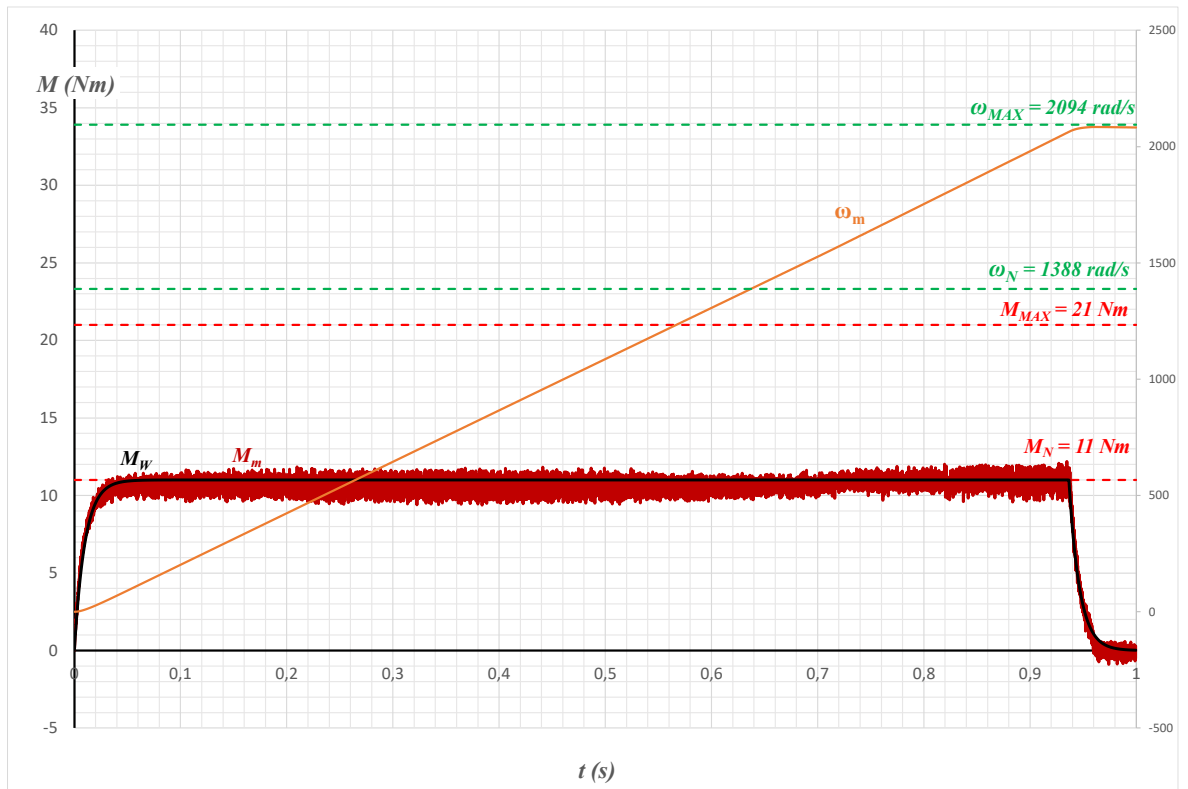
S grafem na Obr. 46 souvisí i následující Obr. 47, ve kterém je zobrazen časový průběh požadovaných a měřených proudů I_d, I_q . Všimněme si, že při požadavku maximálního momentu (21 Nm) je potřeba značná velikost záporného proudu I_d , což souvisí

s charakteristikami na Obr. 43. V grafu jsou zobrazeny požadované hodnoty napětí, které vycházejí z dopředného modelu a přičítají se k výstupům z regulátorů proudu.

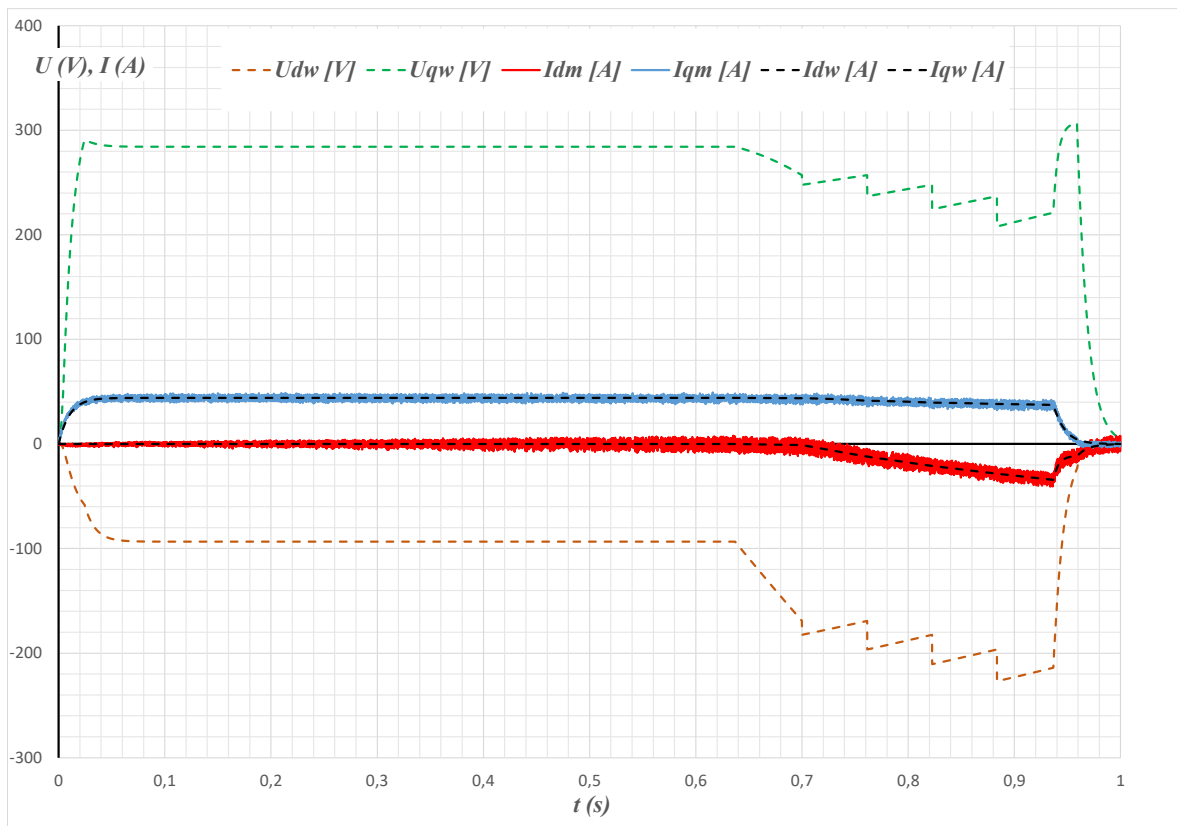


Obr. 47 Rozjezd IPMSM na maximální rychlost s požadavkem maximálního momentu, napětí a proud v závislosti na čase $u_d, u_q, i_d, i_q = f(t)$

Následující průběh na Obr. 48 zobrazuje rozjezd na maximální rychlost s požadavkem jmenovitého momentu ($M_N = 11 Nm$), kterého bude například potřeba při rozjezdu se sníženým výkonem v situaci přehřátí motoru nebo při sníženém napětí DC linku. Jak lze v grafu vidět, jmenovitý moment motor dodává i při rychlostech vyšších, než je nominální. Maximální rychlosti dosáhneme v čase $t = 0,94 s$. Na Obr. 49 je opět časový průběh požadovaného a měřeného proudu při rozběhu s jmenovitým momentem. Do času $t = 0.64 s$ řídíme motor s požadavkem na nulový proud I_d , což vychází i z grafu na Obr. 43, jakmile dosáhneme nominálních otáček, začneme motor odbuzovat zápornými hodnotami proudu I_d .

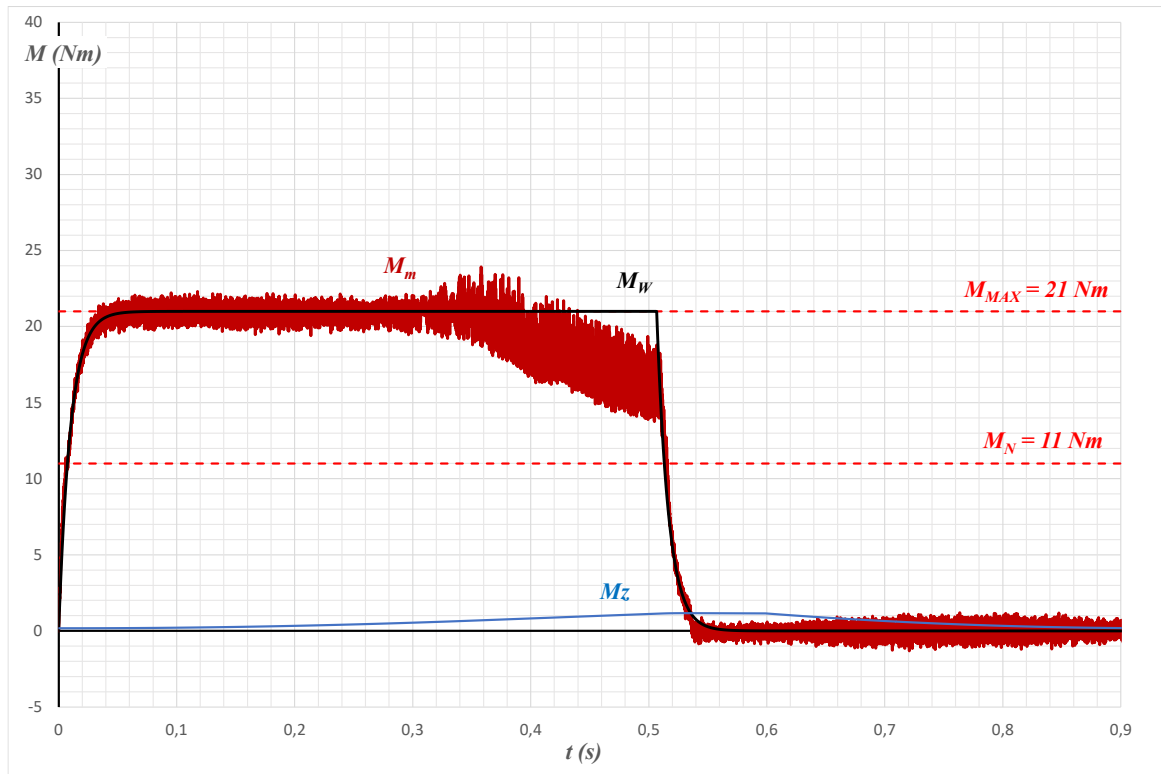


Obr. 48 Rozběh motoru na maximální rychlost při jmenovitém momentu

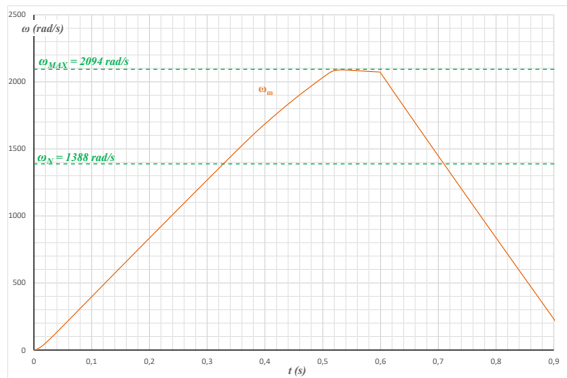


Obr. 49 Rozběh motoru na maximální rychlost při jmenovitém momentu, zobrazení proudů na napětí

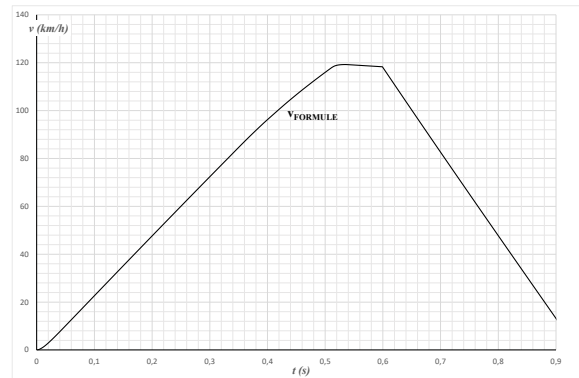
Na průbězích níže (Obr. 50, Obr. 51, Obr. 52) je rozjezd na maximální rychlost se zobrazením přímočaré rychlosti formule, která je vypočtená z úhlové rychlosti na kole při idealizovaných podmínkách.



Obr. 50 Momentový průběh – rozjezd na maximální rychlost a brzda



Obr. 51 Úhlová rychlost – rozjezd na maximální rychlost a brzda

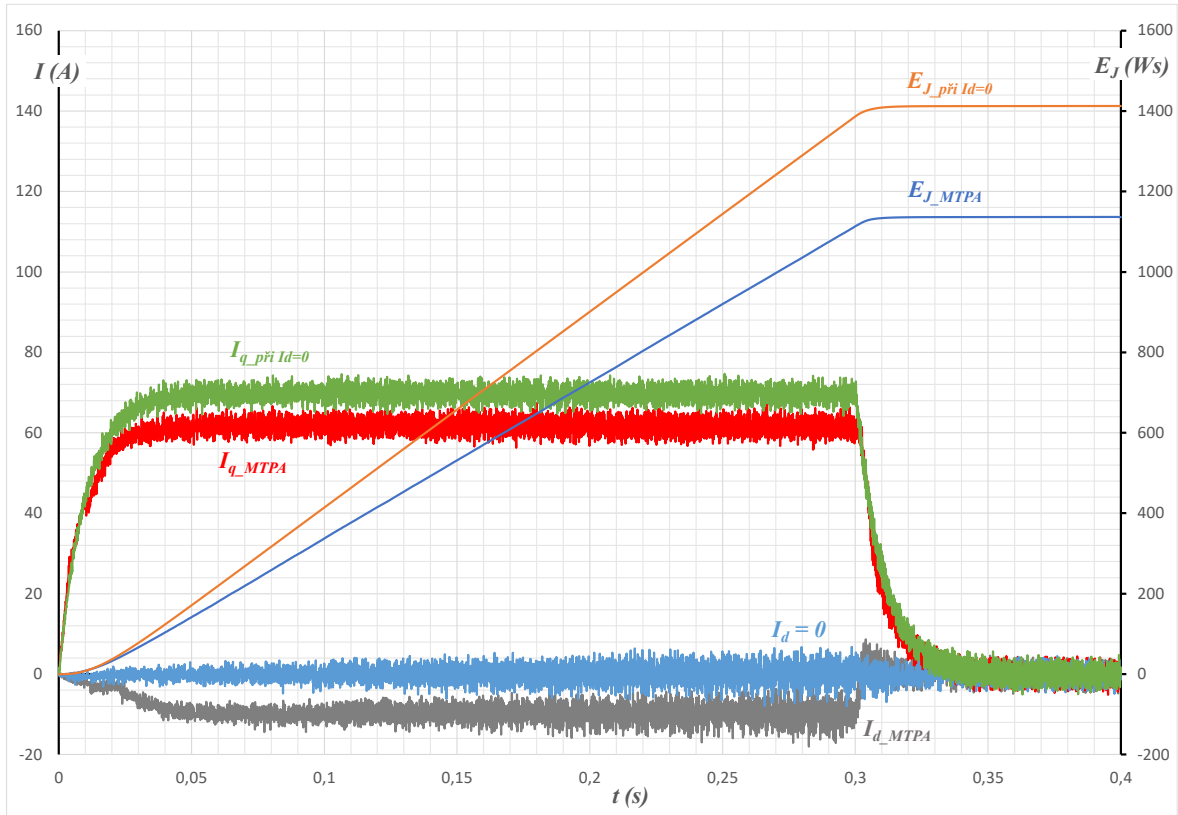


Obr. 52 Rychlost formule – rozjezd na maximální rychlost a brzda

Pro ověření navrženého řízení s minimálními ztrátami bylo odsimulováno porovnání řízení metodou MTPA a metodou s nulovým tokotvorným proudem. Požadavkem pro obě metody byl točivý moment $M_w = 17 \text{ Nm}$ po dobu, kdy motor dosáhne úhlové rychlosti $\omega_m = 1000 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Energie zmařena na Joulovy ztráty vychází z následující rovnice:

$$E_J = \int P_J \cdot dt \int R_s \cdot (I_d^2 + I_q^2) \cdot dt, \quad (5.1)$$

Při metodě MTPA se pro výše zmíněné požadavky nastavilo $I_d = -10 \text{ A}$ a $I_q = 60 \text{ A}$, při kterých dosahují Joulové ztráty znatelně menších hodnot, než pro metodu s $I_d = 0$, kde je $I_q = 70 \text{ A}$.



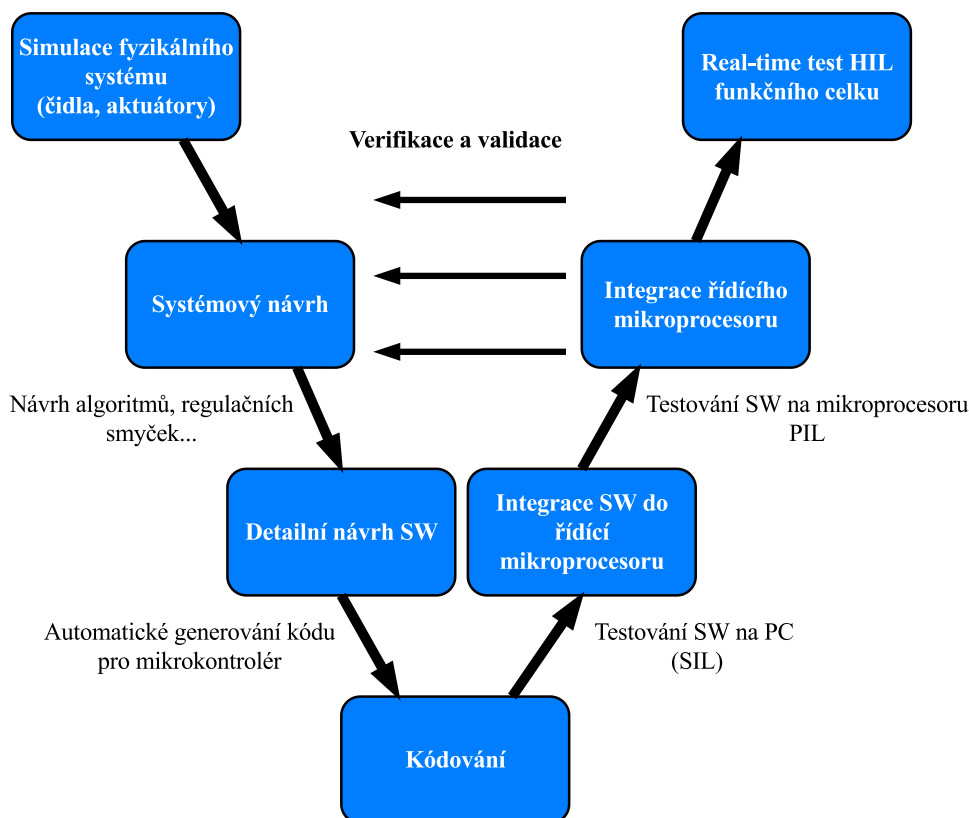
Obr. 53 Zobrazení energie zmařené Joulovými ztrátami při použití MTPA řízení oproti řízení s $I_d = 0$

6 Implementace do mikrokontroleru

Po navrženém, odladěném a odsimulovaném vektorovém řízení v blokové podobě je řada na popis tohoto řízení jazykem C, kterým se programuje vybraný mikroprocesor.

6.1 V-model

Bloková podoba je vhodná pro přehledné, jednoznačné navržení a odladění jednotlivých částí celkového řízení, ale pro následné reálné použití je nutné vygenerovat kód v použitelném mikroprocesorovém jazyce. Tato metodika postupu návrhu se nazývá modelově orientovaný návrh řídicích embedded systému, ke kterým se využívá takzvaný V-model. Tento model představuje modifikaci vodopádového modelu s ohnutím testovací části do tvaru písmene V. V první části modelu se věnujeme návrhu řízení včetně následného generování kódu pro daný mikrokontroler. Druhá část je samotné testování nejprve softwaru v simulačním programu (SIL), dále testování po implementaci do vybraného mikroprocesoru (PIL) a nakonec testování celkového zařízení (HIL). Po každém testování probíhá verifikace a validace výsledků s možným vrácením se do odpovídající části návrhu.

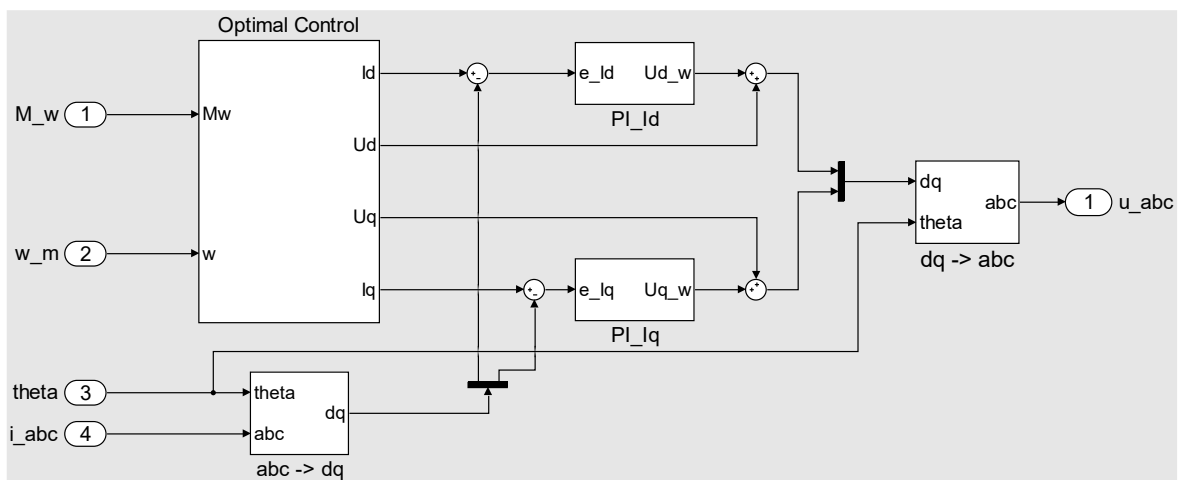


Obr. 54 V-model modelově orientovaného návrhu řídicích embedded systémů

V této práci se věnujeme jen první části V-modelu s testováním typu SIL.

6.2 Generace kódu

Generace kódu pro mikrokontroler TMS320F28335 je zaměřena jen na blok řízení, který je pojmenován „Control“. Tento „subsystém“ je triggerován s periodou $25 \mu\text{s}$, která simuluje interupt mikrokontroleru. Vstupními proměnnými do bloku jsou požadovaný moment M_w , který by vstupoval z A/D převodníku, aktuální úhlová pozice motoru ϑ z absolutního rotačního enkodéru ARC a fázové proudy $i_{a,b,c}$ popřípadě většinou jen $i_{a,b}$ z proudových čidel. Výstupními hodnotami jsou fázové napětí $u_{a,b,c}$, které dále pokračují do modulátoru. Na Obr. 55 je Control blok, který zleva obsahuje vstupní hodnoty směřující do bloku Optimal Control, dále do regulátorů proudů a transformací.



Obr. 55 Control blok pro generaci kódu

Vygenerovaný kód začíná definováním vstupních a výstupních proměnných v hlavičkovém souboru.

```

52  /* External inputs (root inport signals with default storage) */
53  typedef struct {
54      real_T w_m;                               /* '<Root>/w_m' */
55      real_T i_abc[3];                          /* '<Root>/i_abc' */
56      real_T theta;                             /* '<Root>/theta' */
57      real_T M_w;                               /* '<Root>/M_w' */
58  } ExtU_Control_T;
59
60  /* External outputs (root outports fed by signals with default storage) */
61  typedef struct {
62      real_T u_abc[3];                          /* '<Root>/u_abc' */
63  } ExtY_Control_T;

```

Obr. 56 Struktury vstupních a výstupních proměnných

Dalším kódem jsou transformace Clarke a Park, pro které se nejprve nadefinují statické konstanty. V kódu je na řádky 164, 165 Parkova transformace a dále na řádcích 170–172 je transformace Clarke.

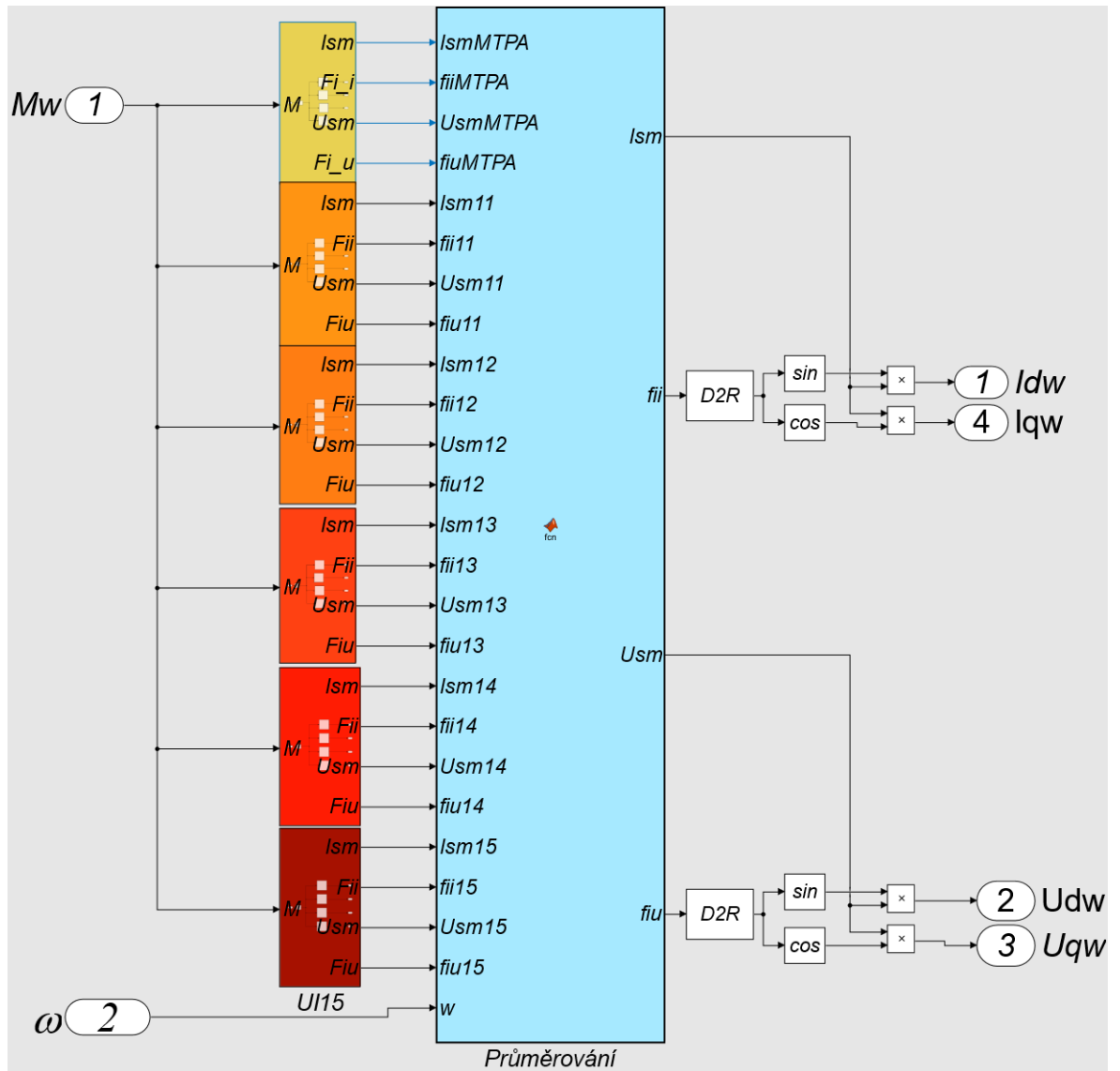
```

151 static const real_T a_0[6] = { 0.666666666666666663, 0.0, -0.33333333333333315,
152     0.57735026918962573, -0.33333333333333359, -0.57735026918962562 };
153
154 static const real_T a_1[6] = { 1.0, -0.49999999999999978, -0.50000000000000044,
155     0.0, 0.86602540378443871, -0.86602540378443849 };
156
157 /* RootInportFunctionCallGenerator generated from: '<Root>/Regulator' incorporates:
158  * SubSystem: '<Root>/Control'
159  */
160 /* MATLAB Function: '<S1>/MATLAB Function1' incorporates:
161  * Inport: '<Root>/theta'
162  * MATLAB Function: '<S1>/MATLAB Function5'
163  */
164 rtb_DQ_tmp_tmp = sin(Control_U.theta);
165 rtb_DQ_tmp = cos(Control_U.theta);
166
167 /* MATLAB Function: '<S1>/MATLAB Function2' incorporates:
168  * Inport: '<Root>/i_abc'
169  */
170 for (i = 0; i < 2; i++) {
171     a[i] = a_0[i + 4] * Control_U.i_abc[2] + (a_0[i + 2] * Control_U.i_abc[1] +
172         a_0[i] * Control_U.i_abc[0]);
173 }
174
175 /* End of MATLAB Function: '<S1>/MATLAB Function2' */

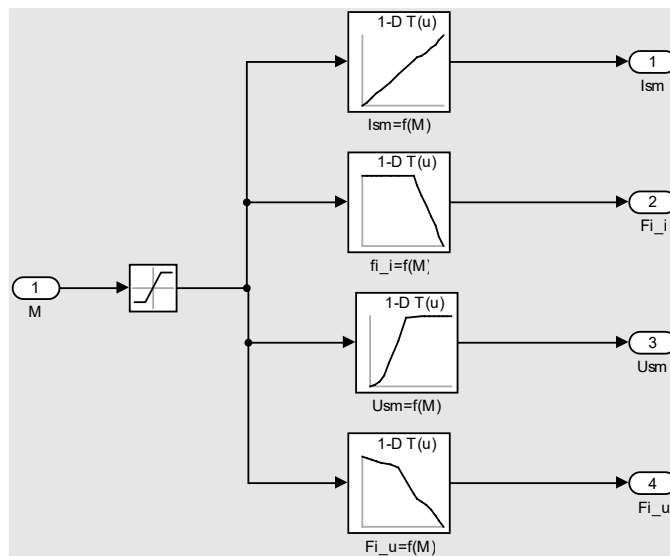
```

Obr. 57 Vygenerovaný kód pro transformace Clarke a Park

Blok Optimal Control obsahuje Look-up tabulky pro MTPA řízení ve jmenovité oblasti rychlosti a řízení pro oblast odbuzování nad jmenovitou rychlostí. Vstupními hodnotami jsou měřená mechanická úhlová rychlost motoru a požadovaný točivý moment. Momentem se vybírají ideální hodnoty proudů a napětí ve všech tabulkách a podle rychlosti se pak v Matlab Function Průměrování vybírají ty hodnoty, které jsou vhodné pro aktuální rychlost. Na Obr. 58 je tento blok zobrazen i s detailem na vnitřní uspořádání s Look-up tabulkami na Obr. 59.



Obr. 58 Blok Optimal Control v Matlab Simulink



Obr. 59 Look-up tabulky pro výběr ideálního proudu a napětí při požadovaném momentu

Vygenerovaný kód pro blok s Look-up tabulkami z Obr. 59 je na Obr. 60 níže.

```

175  /* Saturate: '<S15>/Saturation' incorporates:
176  | * Inport: '<Root>/M_w'
177  */
178  if (Control_U.M_w > Control_P.Mmax_nom) {
179  |   rtb_Gain1_b = Control_P.Mmax_nom;
180  } else if (Control_U.M_w < Control_P.Saturation_LowerSat) {
181  |   rtb_Gain1_b = Control_P.Saturation_LowerSat;
182  } else {
183  |   rtb_Gain1_b = Control_U.M_w;
184  }
185
186  /* End of Saturate: '<S15>/Saturation' */
187
188  /* Lookup_n-D: '<S15>/Ism=f(M)' */
189  rtb_IsmfM = look1_binlpxw(rtb_Gain1_b, Control_P.M_nom, Control_P.Ism_nom,
190  |   14UL);
191
192  /* Lookup_n-D: '<S15>/fi_i=f(M)' */
193  rtb_fi_ifM = look1_binlpxw(rtb_Gain1_b, Control_P.M_nom, Control_P.Fii_nom,
194  |   14UL);
195
196  /* Lookup_n-D: '<S15>/Usm=f(M)' */
197  rtb_UsmfM = look1_binlpxw(rtb_Gain1_b, Control_P.M_nom, Control_P.Usm_nom,
198  |   14UL);
199
200  /* Lookup_n-D: '<S15>/Fi_u=f(M)' */
201  rtb_Fi_ufM = look1_binlpxw(rtb_Gain1_b, Control_P.M_nom, Control_P.Fiu_nom,
202  |   14UL);

```

Obr. 60 Look-up tabulky ve vygenerovaném kódu

Proudové regulátory mají následující vygenerovaný kód, Obr. 61.

```

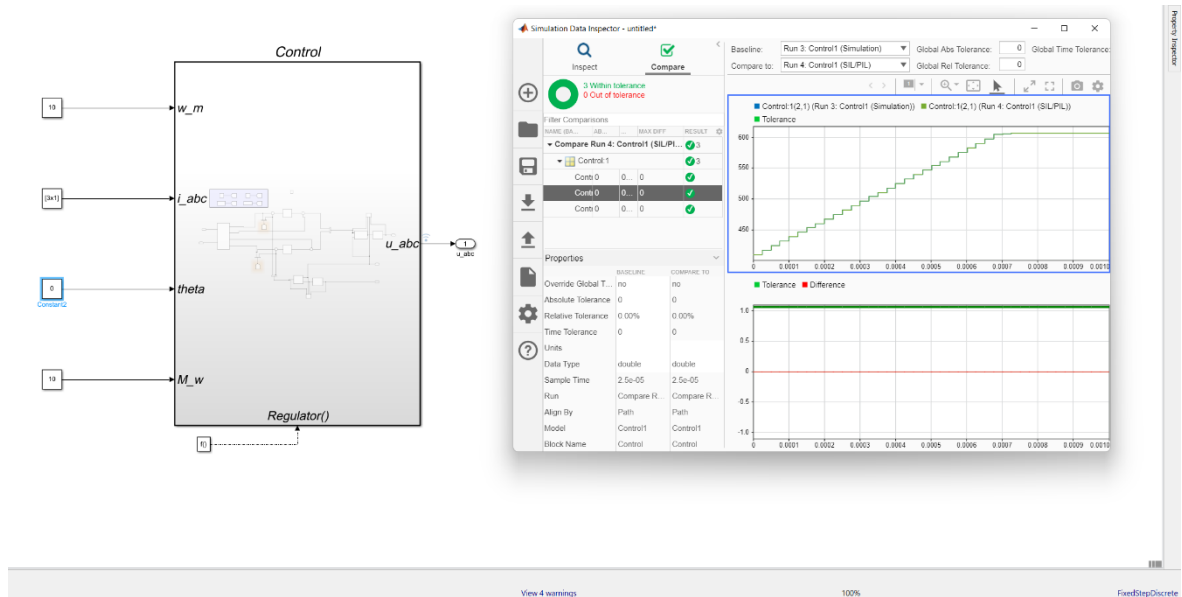
94  void Control_Regulator_id_Init(DW_Regulator_id_Control_T *localDW)
95  {
96  |   localDW->int_o = 0.0;
97  }
98
99  /*
100  | * Output and update for atomic system:
101  | *   '<S7>/Regulator_id'
102  | *   '<S8>/Regulator_iq'
103  | */
104  void Control_Regulator_id(real_T rtu_e, real_T rtu_Kp, real_T rtu_Ki, real_T
105  |   rtu_Max, real_T rtu_Min, real_T rtu_dt, real_T *rty_u,
106  |   DW_Regulator_id_Control_T *localDW)
107  {
108  |   *rty_u = rtu_Kp * rtu_e + rtu_Ki * localDW->int_o;
109  |   if (*rty_u > rtu_Max) {
110  |   |   *rty_u = rtu_Max;
111  |   } else if (*rty_u < rtu_Min) {
112  |   |   *rty_u = rtu_Min;
113  |   } else {
114  |   |   localDW->int_o += rtu_e * rtu_dt;
115  |   }
116  }

```

Obr. 61 Kód pro PI regulátory proudů

6.3 SIL

Abychom si mohli ověřit, zdali je vygenerovaný kód správně a jeho výsledky při řízení odpovídají simulovaným výsledkům, použijeme právě blok s názvem SIL (Software-in-the-loop). Do bloku Control zavedeme vstupní konstanty, které se následně simulují. Výsledky simulace se následně porovnávají se simulací se stejnými vstupními daty, ale tentokrát pro řízení obsluhované vygenerovaným kódem. Výsledky testů lze vidět na Obr. 62, kde si všimněme výsledné difference výsledků, která je nulová. Kód tedy pro tyto vstupní hodnoty prošel verifikací a je validní.



Obr. 62 Verifikace a validace pomocí bloku SIL

Závěr

Práce se zaměřovala na návrh a simulace vhodného vektorového řízení synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety, který bude použit jako hnací motor každého kola studentské formule v projektu Formula Student. Jelikož se jedná o motor s nesymetrickým rozložením indukčností a magnetických toků, bylo vyžádáno, aby výrobce tyto parametry poskytl ve formě tabulek závislých na velikosti a poloze pracovního proudu. Indukčností a tokové mapy, které vycházejí z dat poskytnutých výrobcem jsou uvedeny v podkapitole 3.3. Dále bylo nezbytné odvodit matematický popis řízeného synchronního motoru, který je také uveden v podkapitole 3.3. Rovnice matematického modelu se následně realizovaly v programu Matlab Simulink, kde bylo zapotřebí simulovat motor ve všech možných pracovních bodech závislých na požadovaném točivém momentu a oblastech úhlových rychlostí. Výsledkem simulací byly vektory pracovních proudů pro metodu MTPA v oblasti jmenovitých úhlových rychlostí i v oblastech nad jmenovitými rychlostmi, kde je zapotřebí většího odbuzení motoru záporným tokotvorným proudem. Charakteristika naměřených dat je prezentována v podkapitole 3.9 na Obr. 43. Dalším důležitým bodem regulační struktury jsou samotné regulátory proudů, jejichž princip je rozebrán v podkapitole 3.6. Konstanty regulátorů byly laděny experimentální metodou a jsou uvedeny v Tab. 5. Posledním blokem regulace je vektorová modulace, pro kterou jsou v podkapitole 3.5 odvozeny kombinace výstupních vektorů spolu s výpočtem jednotlivých spínacích časů.

Pro potřebné simulační výsledky je v kapitole 4 zjednodušený výpočet jízdních odporů formule spolu s pohybovou rovnicí, která je implementována v simulačním prostředí.

V první simulaci v kapitole 5 byl požadavek na zjištění, za jaký čas se motor roztočí na maximální úhlovou rychlost s maximálním točivým momentem. Těhle hodnoty bylo dosaženo v čase $t = 0,48$ s při maximálním točivém momentu $M = 15$ Nm. Od jmenovité hodnoty úhlové rychlosti $\omega_N = 1388$ rad \cdot s⁻¹ klesá točivý moment z důvodu dosažení maximálního napětí poskytovaného stejnosměrným meziobvodem. Na grafu proudů je vidět, že pro dosažení maximálního momentu je nutné použít značného záporného proudu I_d , abychom se stále pohybovali v oblasti nejnižších Joulových ztrát. Ve druhé simulaci je rozjezd formule s jmenovitým momentem, u kterého se pohybujeme v oblasti s nulovým proudem I_d až do jmenovitých otáček. Na další simulaci je znázorněn rozjezd na maximální rychlost s následnou brzdou, kde je na Obr. 52 vidět maximální přímočará rychlost formule

dosahující hodnoty $v_{formule} = 120 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$. V poslední simulaci je zobrazen průběh s výpočtem Joulových ztrát porovnaných metodou MTPA a metodou s $I_d = 0 \text{ A}$. Na průběhu je vidět, že při použití této metody se ušetří značná část tak potřebné elektrické energie uložené v bateriích.

V poslední kapitole 6 byla provedena generace kódu určeného pro mikrokontroler pomocí simulačního prostředí Matlab Simulink. Dále se vygeneroval testovací blok SIL, ve kterém se vygenerovaný kód otestoval a porovnal se simulačními výsledky. Jelikož jsou výše uvedené synchronní motory pro formuli stále ve výrobě, práce skončila u softwarového testování.

Literatura

- [1] Doc. Ing. Jaroslav Novák Csc. and ČVUT v Praze Fakulta strojní ústav přístrojové a řídicí techniky, “Uplatnění synchronních strojů v dopravní technice,” *ELEKTRO časopis pro elektrotechniku*, Jun. 2006, Accessed: Apr. 02, 2022. [Online]. Available: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/uplatneni-synchronnich-stroju-v-dopravni-technice-1-cast--13092>
- [2] KEV/PVE2-Pohony a výkonová elektronika 2, “Pohon se synchronním motorem,” Plzeň.
- [3] Hooshyar H., Savaghebi M., and Vahedi A., “Synchronous generator past present and future”.
- [4] P. Matyska and ABB s.r.o., “XXXIII. konference o elektrických pohonech.”
- [5] N. Bianchi, S. Bolognani, E. Carraro, M. Castiello, and E. Fornasiero, “Electric Vehicle Traction Based on Synchronous Reluctance Motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4762–4769, Nov. 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2599850.
- [6] G. Dajaku and D. Gerling, “Design of Permanent Magnet Machines for Hybrid Vehicles,” Neubiberg, Germany, 2007.
- [7] H. Murakami, Y. Honda, H. Kiriya, S. Morimoto, and Y. Takeda, “Performance comparison of SPMSM, IPMSM and SynRM in use as air-conditioning compressor,” in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 1999, vol. 2, pp. 840–845. doi: 10.1109/ias.1999.801607.
- [8] TOMACO TRADE, “www.tomacotrade.com.”
- [9] A. K. Putri, M. Hombitzer, D. Franck, and K. Hameyer, “Cost-oriented design of high speed low power interior permanent magnet synchronous machines,” in *Proceedings - 2016 22nd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2016*, Nov. 2016, pp. 1446–1452. doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732714.
- [10] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, “Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp. 738–747, 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504786.
- [11] K. Zeman, “Automatická regulace pohonů, výtah z přednášek,” Plzeň, 2013.
- [12] N. Rezaei, C. Cossar, and K. Mehran, “Modelling and Analysis of Indirect Field-Oriented Control of SVPWM-Driven Induction Motor Drive Based on a Voltage

- Source Inverter,” in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Aug. 2018, vol. 2018-May. doi: 10.1109/CCECE.2018.8447675.
- [13] B. Li and C. Wang, “Comparative analysis on PMSM control system based on SPWM and SVPWM,” in *Proceedings of the 28th Chinese Control and Decision Conference, CCDC 2016*, Aug. 2016, pp. 5071–5075. doi: 10.1109/CCDC.2016.7531902.
- [14] Sang-Hoon Kim, *Electric Motor Control*. 2017.
- [15] KEV/PVE2-Pohony a výkonová elektronika 2, “Řízení pohonu se synchronním motorem,” Plzeň.